



**HAL**  
open science

# Contribution à la modélisation CEM d'une chaîne d'actionnement pour une application automobile

Mohamed Touré

► **To cite this version:**

Mohamed Touré. Contribution à la modélisation CEM d'une chaîne d'actionnement pour une application automobile. Electromagnétisme. Université Clermont Auvergne [2017-2020], 2019. Français. NNT : 2019CLFAC016 . tel-02304828

**HAL Id: tel-02304828**

**<https://theses.hal.science/tel-02304828>**

Submitted on 3 Oct 2019

**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.



École doctorale n° 70 : Sciences pour l'Ingénieur

**THÈSE DE DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ CLERMONT  
AUVERGNE,**  
préparée à l'Institut Pascal

pour obtenir le grade de docteur délivré par

**l'Université Clermont Auvergne**

**Spécialité : Électromagnétisme**

*présentée et soutenue publiquement par*

**Mohamed TOURÉ**

le 19 mars 2019

**Contribution à la modélisation CEM d'une chaîne d'actionnement  
pour une application automobile**

**Directrice de thèse** : Françoise PALADIAN  
**Co-directeur de thèse** : Mohamed BENSETTI  
**Co-encadrant de thèse** : Florent ROBERT  
**Co-encadrant de thèse** : Laurent DUFOUR

**Jury**

**M. Nadir IDIR,**  
**Mme Édith CLAVEL,**  
**M. Bertrand REVOL,**  
**M. Flavio CANAVERO,**  
**M. Pierre-Étienne LÉVY,**

Professeur des universités, Université de Lille 1  
Maître de conférences, Université Grenoble Alpes  
Maître de conférences, Safran Tech  
Professeur des universités, Politecnico di Torino  
Ingénieur de recherche, Safran Tech

Président du jury  
Rapporteur  
Rapporteur  
Examineur  
Invité

**Institut Pascal**  
**Axe Photon - Équipe CEM**  
UMR CNRS 6602, F-63178 Aubière, France



*À ma* **FAMILLE,**

*À mes* **PROCHES**



# Remerciements

Ces lignes qui marquent la fin du travail de thèse sont pour autant les premières qui seront soumises à l'appréciation du lecteur. Elles auront été pour moi une façon de rendre hommage à toutes les personnes qui de près ou de loin m'ont porté de l'aide, de l'attention ou de la compagnie. Que toutes ces personnes reçoivent ici l'expression de ma très respectueuse considération.

Par ailleurs, un travail de thèse n'est pas un long fleuve tranquille mais s'apparente à une route sinueuse parfois semée d'embûches d'origine diverses ... Toutefois, j'ai eu la chance de pouvoir compter sur de bonnes personnes qui se reconnaîtront.

Je remercie l'ensemble des membres du jury. Notamment Mme Édith CLAVEL et Mr Bertrand REVOL pour le temps qu'ils ont accordé à ce manuscrit en leur qualité de rapporteur : l'intérêt porté au sujet ainsi que leurs interrogations et leurs conseils ont permis un débat riche et constructif que j'ai apprécié. Les questions suscitées par Mr Nadir IDIR et Mr Flavio CANAVERO ont permis d'avoir un échange intéressant ayant contribué à enrichir le sujet. J'ai également apprécié le séjour scientifique à Politecnico di Torino pour lequel je remercie Mr Flavio CANAVERO pour l'opportunité qu'il m'a offerte. Cher Pitou, je te remercie pour ta bonhomie et ton sens de l'humour.

Je souhaite remercier l'entreprise dont je suis salarié EFI AUTOMOTIVE, pour m'avoir suivi dans ce projet de reprise d'études, pour sa confiance, et aussi pour m'avoir autorisé à continuer d'apprendre et d'être curieux. Je remercie Mr Jacques THOLLIN d'avoir cru en ce projet.

Cette aventure n'aurait pas pu voir le jour sans l'abnégation, la rigueur, le sens de l'humain, la perspicacité, et l'audace de Mr Laurent DUFOUR. Je tiens à exprimer ici toute ma gratitude envers Laurent pour ses qualités, ses conseils, et sa vision du jeu ! En effet, Laurent est l'un de ces coachs pour lesquels on a envie de jouer et de se dépasser.

Le travail présenté ici n'aurait pas pu avoir son sens industriel sans la rigueur, le suivi régulier, le sens de l'humain et les compétences techniques de Mr Florent ROBERT. Je tiens ici à te dire Florent toute ma reconnaissance pour ces moments passés ensemble.

Par ailleurs, je remercie Mr Christophe GUTFRIND et Mr Vincent LIÉBART pour leur contribution respective. J'ai apprécié faire partie de l'équipe « actionneurs » à vos côtés.

D'un point de vue universitaire, je remercie Mme Françoise PALADIAN et Mr Mohamed BENSETTI pour avoir dirigé ce travail de thèse en y apportant un regard académique.

Que dire de Mlle Amélie RABBATTTT, partager le bureau avec toi a été une joie et un plaisir, merci pour tes suggestions, tes remarques et pour nos discussions hors science. C'est bien la science mais l'humain c'est mieux !!! Big up et bon courage pour la suite. Bon courage également à l'équipe de doctorants et post-doctorant.

Un grand merci à la big team des Men in Blanc « Sébastien<sup>2</sup> LALLECHÈRE et GIGI » pour votre aide, votre support, vos explications et votre bonne humeur.

Pour accomplir ce travail, j'ai pu bénéficier de l'aide et du soutien de nombreuses personnes que je souhaite remercier ici. Je pense notamment à Vanessa, Pascale, Christine, Françoise, Cyrille, Philippe, Fabrice, Joaquim, et Jacky. Merci pour votre aide et votre bonne humeur.

Pour leur disponibilité, je remercie Kamal KERROUM, Christophe PASQUIER, Khalil El KHAMLI et bien sûr tata Claire FAURE.

Pour leur support, leur aide, leur disponibilité, ainsi que les essais réalisés dans leur laboratoire, un grand merci à l'équipe CEM de l'UTAC.

Après ces premiers paragraphes, je souhaite dédier les suivants à ma famille et mes proches. Je

vous remercie tous pour votre contribution, votre support et votre écoute. J'ai vraiment apprécié votre confiance et vos encouragements durant toutes ces années.

Enfin, je ne saurai finir sans remercier ma supportrice n° 1 pour m'avoir accompagné, encouragé et soutenu dans la démarche depuis la VAE en passant par le CIF pour aboutir à ce travail de thèse, comme qui dirait « much appreciate » ! Surtout ne change rien !!!

PS : J'ai sûrement oublié des personnes, et je m'en excuse. Néanmoins, je fais confiance à celles-ci pour ne pas m'en tenir rigueur.



# Avant-propos

Les travaux présentés dans ce manuscrit ont été réalisés dans le cadre d'une collaboration tripartite entre l'Institut Pascal (Clermont-Ferrand), le laboratoire Génie Électrique et Électronique de Paris (Gif-sur-Yvette), et l'équipementier automobile EFi Automotive (Beynost). Cette thèse de doctorat a débuté le 11 janvier 2016.

Cette étude a bénéficié d'un soutien, notamment financier, du laboratoire d'excellence ImobS<sup>3</sup> (labex ImobS<sup>3</sup>) ayant pour ambition de développer des briques technologiques efficaces et respectueuses de l'environnement pour une mobilité innovante des personnes, des biens et des machines en s'appuyant sur le triptyque « recherche – formation – valorisation »<sup>1</sup>.

De plus, nous avons bénéficié d'un financement, dans le cadre du projet YITP associé à la conférence SPI2017, de l'ACRI représentant les caisses d'épargne et les fondations italiennes d'origine bancaire. Cet appui a permis une collaboration avec l'école Politecnico di Torino.

Dans le cadre de ces travaux de thèse, la validation des résultats de simulation donnera lieu à une confrontation avec des résultats expérimentaux, respectant les conditions normatives, considérées comme référence par EFi Automotive. De fait, les essais de validation ont été réalisés au laboratoire de compatibilité électromagnétique (CEM) de l'union technique de l'automobile du motocycle et du cycle (UTAC à Montlhéry).

Pour le présent manuscrit, au début de chaque chapitre, un sommaire détaillé est disponible. Celui-ci vient en complément de la table des matières générale.

À la fin de ce manuscrit, une liste des acronymes est présentée. De plus, lorsqu'une nouvelle expression apparaît, celle-ci est notée en **bleu** et est accompagnée d'une définition dans le glossaire. Par ailleurs, à la suite du glossaire, une liste des symboles est donnée.

La trame de base du présent manuscrit provient du blog de Dorian DEPRIESTER<sup>2</sup>.

---

1. [www.imobs3.uca.fr](http://www.imobs3.uca.fr)

2. <http://blog.dorian-depriester.fr>



# Table des matières

|   |             |
|---|-------------|
| <b>Table des matières</b>   | <b>xi</b>   |
| <b>Liste des figures</b>  | <b>xiii</b> |
| <b>Liste des tableaux</b>   | <b>xvii</b> |
| <b>Introduction générale</b>  | <b>2</b>    |
| <b>1 Contexte et problématiques</b>   | <b>5</b>    |
| 1.1 Contexte des travaux de thèse . . . . .   | 7           |
| 1.2 Les enjeux de la CEM dans le domaine automobile . . . . .   | 7           |
| 1.3 Cas d'étude d'une chaîne d'actionnement (CA) pour une application automobile . . . . .  | 10          |
| 1.4 Présentation des méthodes d'optimisation . . . . .  | 14          |
| 1.5 Problématique de la prédiction des PEM en émission conduite . . . . .   | 16          |
| 1.6 Méthodologie proposée . . . . .   | 19          |
| 1.7 Notions de CEM en électronique de puissance et approches pour la prédiction des PEM en émission conduite . . . . .                        | 20          |
| 1.8 Conclusion . . . . .  | 44          |
| 1.9 Références . . . . .  | 45          |
| <b>2 Étude de la modélisation de la CA étudiée pour la prédiction des PEM en émission conduite</b>  | <b>51</b>   |
| 2.1 Introduction . . . . .  | 53          |
| 2.2 Modélisation du convertisseur de puissance . . . . .  | 53          |
| 2.3 Modélisation de la chaîne de mesure en émission conduite pour la validation des modèles développés . . . . .                              | 61          |
| 2.4 Validation des modèles : confrontation des résultats de simulation aux résultats expérimentaux . . . . .                                  | 63          |
| 2.5 Amélioration du modèle du convertisseur de puissance par la détermination d'un macromodèle passif et linéaire . . . . .                   | 70          |
| 2.6 Modèle de la charge du convertisseur de puissance : machine à courant continu (MCC)   | 78          |
| 2.7 Conclusion . . . . .  | 86          |
| 2.8 Références . . . . .  | 87          |
| <b>3 Méthodologie pour le dimensionnement d'un filtre passif afin de réduire les PEM en mode différentiel</b>                                 | <b>91</b>   |
| 3.1 Introduction . . . . .  | 93          |
| 3.2 État de l'art sur les méthodes de réduction des perturbations en émission conduite . . . . .  | 93          |
| 3.3 Approche de dimensionnement d'un filtre de mode différentiel à partir d'un algorithme d'optimisation à évolution différentielle . . . . . | 103         |
| 3.4 Conclusion . . . . .  | 115         |
| 3.5 Références . . . . .  | 116         |
| <b>Conclusion générale et perspectives</b>  | <b>120</b>  |

---

|  |              |
|--|--------------|
| <b>A Annexes</b>   | <b>I</b>     |
| A.1 Annexe 1 : Résumé sur les lignes de transmission . . . . .                       | I            |
| A.2 Annexe 2 : Étude de la diaphonie sur un cas canonique . . . . .                  | IX           |
| A.3 Annexe 3 : Comparaison des paramètres S (CST Studio Suite® vs Macromodèle) . . . | XIII         |
| A.4 Annexe 4 : Extrait de la base de données de composants passifs . . . . .         | XV           |
| A.5 Références . . . . .   | XVI          |
| <b>B Liste des acronymes</b>   | <b>XIX</b>   |
| <b>C Glossaire</b>   | <b>XXI</b>   |
| <b>D Liste des symboles</b>  | <b>XXIII</b> |

# Liste des figures

|      |  |    |
|------|--|----|
| 1.1  | Principe d'un problème CEM [Mar13]. . . . .  | 7  |
| 1.2  | Illustration du cycle de développement en V [DLS12]. . . . .   | 8  |
| 1.3  | Illustration de l'approche ascendante ou <i>bottom-up</i> [DLS12]. . . . .                                     | 9  |
| 1.4  | Intérêt de la simulation pour la conception [Laf11]. . . . .   | 9  |
| 1.5  | Topologie générale d'une chaîne d'actionnement contrôlée par un calculateur. . . . .                           | 10 |
| 1.6  | Topologie d'une chaîne d'actionnement pour un actionneur évolué. . . . .                                       | 11 |
| 1.7  | Architecture intégrée de la chaîne d'actionnement pour la vanne EGR. . . . .                                   | 12 |
| 1.8  | Vue éclatée de l'actionneur compact. . . . .   | 13 |
| 1.9  | Points particuliers d'une fonction. . . . .  | 15 |
| 1.10 | Processus de conception d'un équipement sous contraintes [Lab10]. . . . .                                      | 17 |
| 1.11 | Vue détaillée de la chaîne d'actionnement étudiée. . . . .   | 18 |
| 1.12 | Répartition spectrale des perturbations électromagnétiques dans un convertisseur de puissance [Cos10]. . . . . | 20 |
| 1.13 | Illustration des modes commun et différentiel. . . . .   | 21 |
| 1.14 | Limites (par classe) imposées par la norme CISPR25. . . . .  | 22 |
| 1.15 | Chaîne de mesure en émission conduite [Int08]. . . . .   | 23 |
| 1.16 | Schéma de principe du RSIL [Int08]. . . . .  | 23 |
| 1.17 | Caractéristique d'impédance du RSIL [Int08]. . . . .   | 24 |
| 1.18 | Approche ascendante ou <i>bottom-up</i> . . . . .  | 25 |
| 1.19 | Modélisation d'une cellule de commutation - identification des sources de perturbations [Lab10]. . . . .       | 26 |
| 1.20 | Modèle CEM équivalent [FSFR16]. . . . .  | 27 |
| 1.21 | Modèle de type boîte noire à 5 paramètres [Foi12]. . . . .   | 27 |
| 1.22 | Modèle équivalent de Norton d'une cellule de commutation [LWB06]. . . . .                                      | 28 |
| 1.23 | Modèle MTB équivalent d'un hacheur série [LWB06]. . . . .  | 29 |
| 1.24 | Modèle de MOSFET comportant un commutateur parfait . . . . .   | 31 |
| 1.25 | Modèle de MOSFET comportant un commutateur parfait et ses éléments parasites [Rev03] . . . . .                 | 31 |
| 1.26 | Modèle de MOSFET de type SPICE 3 . . . . .   | 32 |
| 1.27 | Comparaison du modèle SPICE et du modèle simplifié d'un MOSFET IRFP450 [Rev03] . . . . .                       | 32 |
| 1.28 | Modèle de MOSFET basé sur la mesure [Tak17] . . . . .  | 33 |
| 1.29 | Modélisation d'une diode Schottky [Hri14]. . . . .   | 34 |
| 1.30 | MOSFET dans un boîtier TO220 [Inf10] . . . . .   | 34 |
| 1.31 | Synthèse de la démarche de caractérisation pour les composants passifs [Ben14]. . . . .                        | 35 |
| 1.32 | Modèle générique d'une résistance . . . . .  | 36 |
| 1.33 | Modèle générique d'une bobine . . . . .  | 36 |
| 1.34 | Modèle générique d'un condensateur . . . . .   | 36 |
| 1.35 | Modèle en $\pi$ d'un enroulement de la machine [BC99]. . . . .   | 37 |
| 1.36 | Modèle en $\pi$ généralisé d'un enroulement de la machine [Wee06a]. . . . .                                    | 38 |
| 1.37 | Illustration de la mesure avec la méthode des deux pinces [THSC10]. . . . .                                    | 38 |
| 1.38 | Caractérisation d'un composant passif avec la méthode des deux pinces. . . . .                                 | 39 |
| 1.39 | Comparaison entre la MDP et la mesure au VNA : cas d'une résistance de 15 $\Omega$ . . . . .                   | 39 |

|      |  |    |
|------|--|----|
| 1.40 | Comparaison entre la MDP et la mesure au VNA : cas d'un condensateur de 130pF .              | 40 |
| 1.41 | Synthèse des méthodes de modélisation de type circuit pour un PCB [Laf16].                   | 41 |
| 1.42 | Modèle d'une piste sur PCB : circuit à constantes localisées.                                | 42 |
| 1.43 | Modèle de câble.   | 42 |
| 1.44 | Modèle de $Z_{MC}$ .   | 43 |
| 1.45 | Origine de la capacité de mode commun [Laf11].   | 43 |
| 2.1  | Topologie du convertisseur <i>buck</i> .   | 53 |
| 2.2  | Convertisseur <i>buck</i> assemblé.  | 54 |
| 2.3  | Mesure et identification de la caractéristique statique de $D$ .                             | 55 |
| 2.4  | Modèle de MOSFET comportant un commutateur parfait.  | 55 |
| 2.5  | Modèle de MOSFET comportant un commutateur parfait et ses éléments parasites [Rev03].        | 56 |
| 2.6  | Modèle de $R$ .  | 56 |
| 2.7  | Modèle de $L_2$ .  | 56 |
| 2.8  | Modèle équivalent des condensateurs $C_1$ et $C_2$ .   | 57 |
| 2.9  | PCB étudié.  | 57 |
| 2.10 | Structure <i>microstrip</i> des pistes du PCB.   | 58 |
| 2.11 | Zone couplée au niveau du PCB (bleu).  | 59 |
| 2.12 | Modèle 3D du PCB.  | 59 |
| 2.13 | Armature du modèle 3D du PCB.  | 60 |
| 2.14 | Comparaison de $Z_{entrée}$ .  | 60 |
| 2.15 | Chaîne de mesure en émission conduite.   | 61 |
| 2.16 | Vue de la chaîne de mesure d'émission conduite en environnement normalisé.                   | 61 |
| 2.17 | Modèle du RSIL.  | 62 |
| 2.18 | Comparaison des modèles n° 1 et n° 2.  | 63 |
| 2.19 | Comparaison des modèles n° 2 et n° 3.  | 64 |
| 2.20 | Comparaison des modèles n° 3 et n° 4.  | 64 |
| 2.21 | Comparaison des modèles n° 5 et n° 6.  | 65 |
| 2.22 | Comparaison des modèles n° 6 et n° 7.  | 66 |
| 2.23 | Effet de la prise en compte du câble de 20cm.  | 67 |
| 2.24 | Effet de la prise en compte du câble de 20cm : écart entre les spectres simulés.             | 68 |
| 2.25 | Effet de la prise en compte du câble de 20cm par un CCL vs un CCR.                           | 68 |
| 2.26 | Modèle de $Z_{MC}$ .   | 69 |
| 2.27 | Influence de la prise en compte de $Z_{MC}$ .  | 69 |
| 2.28 | Influence de la prise en compte de $Z_{MC}$ : écart entre les spectres simulés.              | 69 |
| 2.29 | Prise en compte des ports dans le modèle 3D.   | 70 |
| 2.30 | Comparaison de $Z_{port1}$ , $Z_{port2}$ : SPICE vs CST Studio Suite®.                       | 71 |
| 2.31 | Comparaison de $Z_{port3}$ : SPICE vs CST Studio Suite®.                                     | 71 |
| 2.32 | Démarche d'intégration d'un macromodèle passif et linéaire.                                  | 72 |
| 2.33 | Fonctionnement de l'algorithme de macromodélisation passive basé sur la méthode VF [GTG16a]. | 73 |
| 2.34 | Comparaison de $S_{11}$ : module et phase.   | 75 |
| 2.35 | Comparaison de $Z_{port1}$ , $Z_{port2}$ : SPICE vs CST Studio Suite® vs Macromodèle.        | 75 |
| 2.36 | Comparaison de $Z_{port3}$ : SPICE vs CST Studio Suite® vs Macromodèle.                      | 76 |
| 2.37 | Utilisation du macromodèle.  | 76 |
| 2.38 | Comparaison du courant $I_{drain}$ : à l'ouverture et la fermeture du MOSFET.                | 77 |
| 2.39 | Comparaison du courant $I_{drain}$ .   | 77 |
| 2.40 | Contribution du macromodèle : prédiction des PEM conduites.                                  | 78 |
| 2.41 | Vue de la MCC.   | 79 |
| 2.42 | Mesure de l'impédance de la MCC en MD.   | 79 |
| 2.43 | Mesure de $Z_{MD_{MCC}}$ .   | 80 |
| 2.44 | Caractérisation de la MCC par la MDP.  | 81 |

|  |     |
|--|-----|
| 2.45 Comparaison de $Z_{MD_{MCC}}$ mesurée avec la MDP : en l'absence de tension vs sous tension. . . . .                  | 81  |
| 2.46 Mesure de $Z_{mes_1}$ . . . . .   | 82  |
| 2.47 Mesure de $Z_{MC_{MCC}}$ . . . . .  | 82  |
| 2.48 Modèle équivalent de $Z_{MD_{MCC}}$ . . . . .   | 83  |
| 2.49 Identification du modèle de $Z_{MD_{MCC}}$ . . . . .  | 83  |
| 2.50 Modèle équivalent de $Z_{MC_{MCC}}$ . . . . .   | 84  |
| 2.51 Identification du modèle de $Z_{MC_{MCC}}$ . . . . .  | 84  |
| 2.52 Identification du modèle de la bobine de filtrage. . . . .  | 84  |
| 2.53 Convertisseur <i>buck</i> chargé par la MCC (rotor bloqué). . . . .   | 85  |
| 2.54 Convertisseur <i>buck</i> chargé par la MCC (rotor bloqué) assemblé. . . . .  | 85  |
| 2.55 Contribution de la modélisation de la machine à courant continu. . . . .  | 86  |
| <br>   |     |
| 3.1 Techniques de réduction des PEM conduites [MO10]. . . . .  | 93  |
| 3.2 Topologie générique d'un filtre CEM [Tar12]. . . . .   | 94  |
| 3.3 Estimation de la perte d'insertion d'un filtre CEM [reproduite avec l'autorisation d'AEMC]. . . . .                    | 94  |
| 3.4 Configurations élémentaires de filtres en fonction des impédances amont/aval [Tar12].                                  | 95  |
| 3.5 Perte d'insertion d'un filtre : théorie vs mesure [Zho13]. . . . .   | 96  |
| 3.6 Configurations du filtre <i>LC</i> sans et avec la prise en compte du couplage inter-composants [Zho13]. . . . .       | 96  |
| 3.7 Apport du couplage inter-composants pour la réduction des perturbations conduites [Zho13]. . . . .                     | 97  |
| 3.8 Filtre de mode commun étudié dans [HBK17]. . . . .   | 97  |
| 3.9 Influence de la température sur le spectre des perturbations conduites [HBK17]. . .                                    | 97  |
| 3.10 Topologie des RSIL en mode différentiel. . . . .  | 98  |
| 3.11 Topologie des RSIL en mode commun. . . . .  | 99  |
| 3.12 Méthode de mesure des courants de MD et MC [KDI11]. . . . .   | 99  |
| 3.13 Identification graphique de la fréquence de coupure d'un filtre via l'atténuation selon la fréquence [Tou12]. . . . . | 100 |
| 3.14 Démarche classique de dimensionnement de filtre. . . . .  | 101 |
| 3.15 Exemple de couples ( $L$ , $C$ ). . . . .   | 102 |
| 3.16 Tension de perturbation de mode différentiel simulée : sans vs avec filtre. . . . .                                   | 102 |
| 3.17 Schéma du processus d'optimisation. . . . .   | 103 |
| 3.18 Illustration de la topologie du filtre au sein du système. . . . .  | 103 |
| 3.19 Topologie de filtre <i>LC</i> associée au condensateur <i>DC-link</i> . . . . .                                       | 105 |
| 3.20 Illustration du système étudié. . . . .   | 107 |
| 3.21 Illustration du volume du <i>DC-link</i> . . . . .  | 107 |
| 3.22 Organigramme de l'algorithme d'optimisation. . . . .  | 108 |
| 3.23 Courbe de convergence de la première optimisation. . . . .  | 109 |
| 3.24 Tension à l'entrée du convertisseur de puissance à la suite de la première optimisation.                              | 110 |
| 3.25 Illustration de la topologie du filtre au sein du système. . . . .  | 110 |
| 3.26 Filtre <i>LC</i> de mode différentiel réalisé. . . . .  | 111 |
| 3.27 Tension de perturbation de mode différentiel mesurée : avec vs sans filtre. . . . .                                   | 111 |
| 3.28 Courant de perturbation mesuré sans filtre : MC vs MD. . . . .  | 112 |
| 3.29 Courant de perturbation de mode commun mesuré : avec vs sans filtre. . . . .  | 112 |
| 3.30 Courbe de convergence de la deuxième optimisation. . . . .  | 113 |
| 3.31 Tension à l'entrée du convertisseur de puissance à la suite de la deuxième optimisation. . . . .                      | 114 |
| 3.32 Tension de perturbation de mode différentiel simulée. . . . .   | 114 |
| <br>   |     |
| A.1 Schéma équivalent d'un tronçon de ligne de transmission. . . . .   | I   |
| A.2 Illustration de l'effet de peau [Pau08]. . . . .   | II  |

|      |   |      |
|------|---|------|
| A.3  | Approximation graphique de la résistance en fonction de la fréquence. . . . .       | III  |
| A.4  | Approximation graphique de l'inductance interne en fonction de la fréquence. . . .  | IV   |
| A.5  | Homogénéisation d'un milieu [Pau08]. . . . .  | V    |
| A.6  | Impédance le long d'une ligne de transmission. . . . .                              | VII  |
| A.7  | Illustration de la diaphonie. . . . .   | IX   |
| A.8  | Prédominance du couplage inductif. . . . .  | X    |
| A.9  | Modélisation de la diaphonie en 3D via CST Studio Suite®. . . . .                   | X    |
| A.10 | Comparaison SPICE vs CST Studio Suite® pour les charges de valeurs faibles. . . . . | XI   |
| A.11 | Prédominance du couplage capacitif. . . . .   | XI   |
| A.12 | Comparaison SPICE vs CST Studio Suite® pour les charges de valeurs élevées. . . . . | XII  |
| A.13 | Comparaison de $S_{12}$ et $S_{13}$ . . . . .                                       | XIII |
| A.14 | Comparaison de $S_{21}$ et $S_{22}$ . . . . .                                       | XIII |
| A.15 | Comparaison de $S_{23}$ et $S_{31}$ . . . . .                                       | XIV  |
| A.16 | Comparaison de $S_{32}$ et $S_{33}$ . . . . .                                       | XIV  |
| A.17 | Extrait de la base de données pour les condensateurs <i>DC-link</i> . . . . .       | XV   |
| A.18 | Extrait de la base de données pour les condensateurs CMS. . . . .                   | XVI  |

# Liste des tableaux

|      |   |     |
|------|---|-----|
| 2.1  | Coefficients du modèle de la diode de roue libre. . . . .                                       | 54  |
| 2.2  | Valeurs des éléments du modèle de commutateur parfait. . . . .                                  | 55  |
| 2.3  | Valeurs des éléments parasites du modèle de commutateur amélioré. . . . .                       | 56  |
| 2.4  | Paramètres et dimensions de pistes. . . . .   | 58  |
| 2.5  | Paramètres linéiques. . . . .   | 58  |
| 2.6  | Modèles proposés pour la modélisation des pistes sur le PCB. . . . .                            | 63  |
| 2.7  | Temps de calcul pour les modèles proposés selon la considération des pistes sur le PCB. . . . . | 65  |
| 2.8  | Synthèse des modèles comportementaux de $M$ . . . . .   | 65  |
| 2.9  | Temps de calcul pour les modèles proposés selon la considération du MOSFET. . . . .             | 66  |
| 2.10 | Valeurs des paramètres de $Z_{MC}$ . . . . .  | 69  |
| 2.11 | Comparaison des temps de calcul : avec vs sans macromodèle. . . . .                             | 78  |
| 3.1  | Valeurs nominales d'un couple ( $L, C$ ) . . . . .  | 102 |
| 3.2  | Variables de l'optimisation . . . . .   | 105 |
| 3.3  | Référence des paramètres de l'individu initial . . . . .  | 106 |
| 3.4  | Volume du <i>DC-link</i> et ESR des composants de l'individu initial . . . . .                  | 106 |
| 3.5  | Résultats de la première optimisation . . . . .   | 109 |
| 3.6  | Volume du <i>DC-link</i> et ESR des composants de l'individu optimal . . . . .                  | 109 |
| 3.7  | Résultats de la deuxième optimisation . . . . .   | 113 |
| 3.8  | Volume du <i>DC-link</i> et ESR des composants de l'individu optimal . . . . .                  | 113 |
| 3.9  | Comparaison des solutions obtenues par optimisation . . . . .                                   | 115 |



# Introduction générale

*« I'm still learning. Hopefully I can  
keep getting better, and not stop  
where I am now. »*

---

Tim Duncan

AU fil des années, nous constatons que les véhicules automobiles deviennent de plus en plus complexes. En effet, les exigences des clients (confort, aide à la conduite, sécurité) et les impératifs sévères des normes anti-pollution amènent les constructeurs automobiles à concevoir des véhicules qui intègrent des fonctions plus nombreuses, pour un encombrement limité et une énergie disponible donnée.

La conception des équipements intégrés aux véhicules devient dès lors une tâche soumise à de nombreuses contraintes. Celles-ci peuvent être d'ordre fonctionnel (respect des performances effectives du produit), d'ordre environnemental (influence de la température, des vibrations, besoin d'étanchéité, respect de normes diverses) ou d'ordre économique. La multiplicité de ces contraintes rend difficile l'obtention d'une solution viable sur le plan industriel et le caractère concurrentiel du milieu automobile conduit à mettre en œuvre des solutions dites de *downsizing*. Il s'agit dès lors d'aboutir à un dimensionnement le plus judicieux possible, en limitant la matière et la ressource dédiées à l'équipement.

Ce contexte difficile motive l'intérêt des ingénieurs pour des méthodologies de conception qui font émerger des dimensionnements optimaux, au sens des contraintes évoquées précédemment. L'utilisation d'algorithmes d'optimisation se généralise : en s'appuyant sur des modèles physiques paramétrés, ceux-ci permettent d'aboutir à des jeux de paramètres qui permettent d'atteindre un ensemble de performances satisfaisantes vis-à-vis des spécifications. En permettant l'interaction entre différents domaines physiques, ces algorithmes offrent par ailleurs un cadre de co-dimensionnement favorable à des expertises multiples. Derrière cette méthodologie se cache un besoin accru de modèles efficaces dont les temps de simulation peuvent s'avérer rédhibitoires s'ils ne sont pas maîtrisés.

Parmi les différentes contraintes dont il faut tenir compte, la **compatibilité électromagnétique (CEM)** est d'autant plus importante qu'elle est considérée dans des véhicules impliquant de plus en plus d'électronique. Les forts gradients de courant/tension au sein des sous-systèmes associés aux divers couplages parasites engendrent un spectre étendu de **perturbations électromagnétiques (PEM)** pouvant altérer le bon fonctionnement des systèmes électriques. Si elle n'est pas prise en compte suffisamment tôt dans la démarche de dimensionnement, la **CEM** peut être un facteur d'échec industriel. En effet, les vérifications du respect des normes n'ayant lieu qu'en fin de projet, le risque d'une remise en cause totale d'un dimensionnement est bien réel. L'enjeu est alors d'intégrer la **CEM** dans le dimensionnement global du système.

Dans nos travaux, nous avons considéré le cas d'une **chaîne d'actionnement (CA)**. Ces dispositifs électromécaniques sont une chaîne de transformation et d'adaptation d'énergie dont l'objectif est de contrôler la position mécanique d'un élément mobile (une vanne par exemple). L'application d'une optimisation pour le dimensionnement complet d'un tel système présente un intérêt évident pour faciliter la conciliation des différentes contraintes à respecter. Cependant, cette démarche impose de construire des modèles efficaces dont le temps de calcul est maîtrisé.

Nos travaux visent à construire des modèles **CEM** qui respectent ces critères de manière à ce que les normes d'émissions conduites soient validées par l'optimisation. Pour cela, notre contribution s'appuie sur trois axes :

- le développement de modèles efficaces et prenant en compte les comportements électrique et électromagnétique du système étudié ; chaque composant du modèle présente un niveau de complexité cohérent avec les autres composants, de manière à obtenir un modèle dont le temps de calcul n'est pas excessif vis-à-vis de l'objectif visé ;
- l'intégration d'un modèle comportemental d'un sous-système linéaire du système étudié, à la fois efficace et précis, et conduisant à une diminution du temps de calcul ;
- une méthodologie de dimensionnement de filtre **CEM** par optimisation sous contraintes qui s'appuie notamment sur un outil de simulation parallélisable.

Ainsi, les modèles **CEM** obtenus doivent pouvoir être reliés à différents modèles représentant d'autres comportements physiques du système (électromécanique, thermique, vibratoire, ...), par des optimisations qui permettront d'identifier les paramètres globaux les plus pertinents. Une telle démarche pourrait même permettre d'atteindre des dimensionnements qui ne nécessitent aucune mesure de filtrage, si l'on intègre comme contrainte de respecter la norme en jouant sur d'autres paramètres (la fréquence de commutation des convertisseurs par exemple). Dans le cadre de nos travaux cependant, nous ne disposons pas d'un ensemble de modèles représentant tous les comportements physiques à faire interagir avec nos modèles **CEM**. Pour cette raison, nous validons la mise en œuvre de nos modèles **CEM** dans le cadre d'une optimisation sous contraintes concentrée sur le filtrage **CEM**.

L'application industrielle reste essentielle dans la mesure où elle permet de valider les différentes étapes de la méthodologie proposée. Plus encore, elle a conduit au développement d'une méthodologie originale. Il s'agit d'un investissement qui peut aboutir (humblement) à une capitalisation au niveau industriel, indépendamment de l'application cible, en ce qui concerne les méthodes et les modèles établis. À cet égard, les travaux de cette thèse sont organisés dans ce manuscrit en trois chapitres.

Dans le chapitre 1, nous précisons le contexte de nos travaux et nous détaillons le cas étudié, à savoir la **CA** comprenant notamment un filtre **CEM**. Tout d'abord nous présenterons les enjeux de la **CEM** dans le milieu automobile et nous détaillerons les caractéristiques d'une **CA**. Puis, ayant exposé les conciliations de contraintes parfois difficiles à mettre en œuvre sur ces systèmes, nous introduirons les méthodes d'optimisation et nous justifierons le choix d'un algorithme d'optimisation par évolution différentielle. Afin d'appliquer ce type d'algorithme à la problématique **CEM**, nous exposerons la démarche et la méthodologie qui ont été choisies, et nous proposerons un état de l'art sur les techniques de modélisation existantes.

Nous développerons dans le chapitre 2, l'ensemble de la méthodologie de modélisation **CEM** adoptée pour la **CA** étudiée dans le but de prédire les **PEM** en émission conduite. Cette méthodologie prend en compte l'ensemble de la configuration expérimentale, dans la gamme de fréquences [150kHz - 108MHz]. Celle-ci permet d'aboutir à un modèle cohérent avec les exigences de temps de calcul et de précision d'un processus d'optimisation sous contraintes de tout ou partie du système. Pour chaque composant de ce système, nous proposerons un ou plusieurs modèles pouvant donner lieu à un choix discuté en fonction de la précision recherchée et du temps de calcul.

Un premier modèle de la **CA** étudiée sera présenté à partir d'une approche *bottom-up*. Ce modèle ne prend pas en compte l'ensemble des couplages, ni l'effet de peau. De plus, le temps de calcul de ce modèle peut être amélioré. Ainsi, une amélioration de ce modèle est proposée par l'intégration d'un modèle comportemental, prenant en compte l'ensemble des couplages et l'effet de peau, d'un sous-système linéaire du système étudié amenant à un modèle efficace, précis et conduisant à une réduction du temps de calcul.

Dans le cadre d'une optimisation sous contraintes du filtre **CEM**, nous proposerons, dans le chapitre 3, une exploitation du modèle **CEM** de la **CA** préalablement établi. La **CA** étudiée est insérée dans un boîtier plastique ne favorisant pas l'écoulement des courants de **mode commun**. De plus, les conditions d'installation de ce système au sein du véhicule sont, pour l'instant, inconnues. Ainsi, dans le chapitre 3, il sera question de la réduction des **PEM** en émission conduite basée sur le filtrage en **mode différentiel**. Une revue non exhaustive de la littérature des travaux sur ce sujet est proposée. Nous proposons l'optimisation par évolution différentielle d'un filtre de type **LC** pour la réduction des **PEM**. Par ailleurs, la réduction de la valeur de **résistance équivalente série –ou Equivalent Series Resistor– (ESR)** des composants du filtre **LC** d'une part, et d'autre part, la diminution de l'**ESR** du condensateur réservoir d'énergie, amènent à une réduction de la chute de tension observée à l'entrée de ce système. Cela permet, notamment, de considérer et de limiter

(modestement) les sources d'échauffement.

Cette étude se terminera par une conclusion générale accompagnée des perspectives que nous pouvons associer à nos travaux.

# Chapitre 1

## Contexte et problématiques

*« Don't let winning make you soft.  
Don't let losing make you quit.  
Don't let your teammates down in  
any situation. »*

---

Larry Bird

*« It's not about talent, it's about  
heart. It's about who can go out  
there and play the hardest. They  
are not going to give us anything,  
so you've got to go out there and  
you've got to take it. »*

---

Don Haskins

### Sommaire

---

|   |           |
|---|-----------|
| <b>1.1 Contexte des travaux de thèse</b> . . . . .  | <b>7</b>  |
| <b>1.2 Les enjeux de la CEM dans le domaine automobile</b> . . . . .  | <b>7</b>  |
| <b>1.3 Cas d'étude d'une chaîne d'actionnement (CA) pour une application automobile</b> . . . . .                                 | <b>10</b> |
| 1.3.1 Généralités sur une chaîne d'actionnement . . . . .   | 10        |
| 1.3.2 Spécificités de la chaîne d'actionnement . . . . .  | 12        |
| 1.3.3 Cas de la chaîne d'actionnement pour la vanne EGR et hypothèses consi-<br>dérées . . . . .                                  | 13        |
| 1.3.3.1 Constitution de la chaîne d'actionnement . . . . .  | 13        |
| 1.3.3.2 Première hypothèse . . . . .  | 14        |
| 1.3.3.3 Deuxième hypothèse . . . . .  | 14        |
| 1.3.3.4 Troisième hypothèse . . . . .   | 14        |
| <b>1.4 Présentation des méthodes d'optimisation</b> . . . . .   | <b>14</b> |
| 1.4.1 Algorithmes déterministes . . . . .   | 16        |
| 1.4.2 Algorithmes stochastiques . . . . .   | 16        |
| <b>1.5 Problématique de la prédiction des PEM en émission conduite</b> . . . . .  | <b>16</b> |
| 1.5.1 Optimisation globale du système . . . . .   | 17        |
| 1.5.2 Optimisation centrée sur la CEM . . . . .   | 18        |
| <b>1.6 Méthodologie proposée</b> . . . . .  | <b>19</b> |
| <b>1.7 Notions de CEM en électronique de puissance et approches pour la prédiction<br/>des PEM en émission conduite</b> . . . . . | <b>20</b> |
| 1.7.1 Notions de CEM en électronique de puissance . . . . .   | 20        |
| 1.7.1.1 Sources de perturbations électromagnétiques . . . . .   | 20        |

|            |   |           |
|------------|---|-----------|
| 1.7.1.2    | Mécanismes et chemins de couplage . . . . .   | 21        |
| 1.7.1.3    | Normalisation CEM dans le domaine automobile . . . . .  | 22        |
| 1.7.2      | Approches adaptées pour la prédiction des PEM en émission conduite . . . . .                          | 24        |
| 1.7.2.1    | Méthode de modélisation dans le domaine temporel . . . . .  | 24        |
| 1.7.2.2    | Méthodes de modélisation dans le domaine fréquentiel . . . . .  | 26        |
| 1.7.2.2.1  | Approche par sources de perturbation localisées . . . . .   | 26        |
| 1.7.2.2.2  | Modélisation système . . . . .  | 27        |
| 1.7.2.3    | Synthèse des principaux avantages et inconvénients des différentes méthodes de modélisation . . . . . | 29        |
| 1.7.2.4    | Choix du type de modélisation . . . . .   | 30        |
| 1.7.3      | Revue de la littérature : modélisation dans le domaine temporel de la CA étudiée . . . . .            | 30        |
| 1.7.3.1    | Modèle des semi-conducteurs . . . . .   | 31        |
| 1.7.3.1.1  | Modèle du MOSFET . . . . .  | 31        |
| 1.7.3.1.2  | Modèle de la diode . . . . .  | 33        |
| 1.7.3.2    | Modèles des chemins de couplage . . . . .   | 34        |
| 1.7.3.2.1  | Modèles des composants passifs . . . . .  | 35        |
| 1.7.3.2.2  | Modèle de la machine à courant continu (MCC) . . . . .  | 37        |
| 1.7.3.2.3  | Méthode des deux pinces . . . . .   | 38        |
| 1.7.3.2.4  | Prise en compte du PCB . . . . .  | 40        |
| 1.7.3.2.5  | Modèle des câbles (fil au-dessus d'un plan de masse d'une longueur de 20cm) . . . . .                 | 42        |
| 1.7.3.2.6  | Modèle de l'impédance de mode commun ( $Z_{MC}$ ) . . . . .   | 43        |
| <b>1.8</b> | <b>Conclusion</b> . . . . .   | <b>44</b> |
| <b>1.9</b> | <b>Références</b> . . . . .   | <b>45</b> |

## 1.1 Contexte des travaux de thèse

CES dernières années, le niveau d'intégration de fonctions dans les véhicules automobiles s'est très fortement accru dans le but de satisfaire les exigences des constructeurs et des utilisateurs (anti-pollution, confort, sécurité, aide à la conduite, ...). Simultanément, l'exigence des pouvoirs publics et les normes visent à respecter des contraintes anti-pollution toujours plus restrictives, ce qui nécessite de faire évoluer les technologies et les applications. Le phénomène qui sous-tend cette évolution est l'augmentation des densités de puissance des chaînes électromécaniques. L'architecture du véhicule doit s'adapter aux performances et fonctionnalités attendues : la masse du véhicule doit être maîtrisée, l'intégration mécanique doit se faire sous de fortes contraintes de compacité. Par conséquent, la conception automobile devient de plus en plus complexe.

Cette double tendance à l'augmentation des densités de fonctions et de puissance amène, pour les concepteurs, des interrogations majeures sur les méthodologies de conception. En effet, la compétitivité industrielle est garantie, concernant la partie technique, par les impératifs suivants :

- un dimensionnement optimal, voire le *downsizing*. Il s'agit de ne pas mettre plus de matière, d'effort ou de ressource que nécessaire, de manière à maximiser le gain pour un coût et un investissement limités,
- des délais réduits de réponse aux sollicitations des clients.

Ainsi, pour dimensionner des systèmes de plus en plus complexes de manière optimale (au sens notamment du compromis entre coût, performances techniques, savoir-faire industriel) et dans des temps raisonnables, il est essentiel de construire et de développer des méthodologies robustes et efficaces. C'est dans ce contexte que s'inscrivent les travaux de thèse, présentés dans ce manuscrit, qui proposent une contribution à la modélisation des PEM conduites d'une CA pour une application automobile. Afin de bien comprendre les objectifs de nos travaux, il convient de présenter les enjeux de la CEM dans le domaine automobile.

## 1.2 Les enjeux de la CEM dans le domaine automobile

De façon générale, la CEM est l'aptitude d'un équipement à fonctionner de manière satisfaisante dans son environnement électromagnétique, sans être perturbé par les PEM externes, ni engendrer dans cet environnement des PEM intolérables pour tout système voisin. De cette définition générale de la CEM découle ses deux aspects fondamentaux que sont l'immunité et l'émission. L'immunité correspond à l'aptitude d'un système à fonctionner de manière satisfaisante en présence des PEM issues de son environnement. L'émission est liée aux PEM engendrées par ce système dans son environnement. La figure 1.1 schématise l'approche d'un problème CEM. On y retrouve les acteurs principaux que sont la source, le couplage et la victime. Il est intéressant de noter que, selon le problème, la source peut devenir une victime et réciproquement.

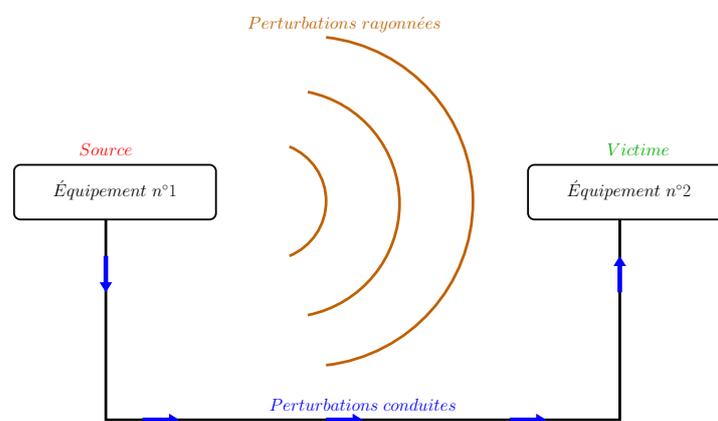


FIGURE 1.1 – Principe d'un problème CEM [Mar13].

Les PEM diffèrent selon le couplage existant entre la source et la victime. De cette façon, on différencie les perturbations rayonnées, qui se propagent dans l'espace, des perturbations dites conduites, qui transitent par un support de propagation constitué de leur environnement électrique (circuit).

Aujourd'hui, l'architecture globale d'un véhicule s'avère complexe de par l'augmentation du nombre de systèmes électriques et électroniques qui le constituent. Cette concentration de systèmes n'est pas sans impact sur les PEM. Malgré la coexistence et la proximité de ces équipements, le véhicule doit donner entière satisfaction (sécurité, confort, aide à la conduite, ...) à son utilisateur. Dès lors, il est légitime de s'attendre à une hausse du niveau d'exigence des spécifications à respecter en matière de CEM. Il est important de noter que le constructeur automobile maîtrise le parcours des chemins de câbles et le positionnement des différents équipements dans le véhicule. Néanmoins, la structure interne de ces équipements reste la propriété des équipementiers. Cela permet d'estimer la complexité d'une étude CEM au niveau véhicule. Dans le domaine automobile, un processus de conception classique est analogue à un cycle en V, illustré par la figure 1.2, caractérisé par deux phases : une phase descendante et une phase montante [DLS12].

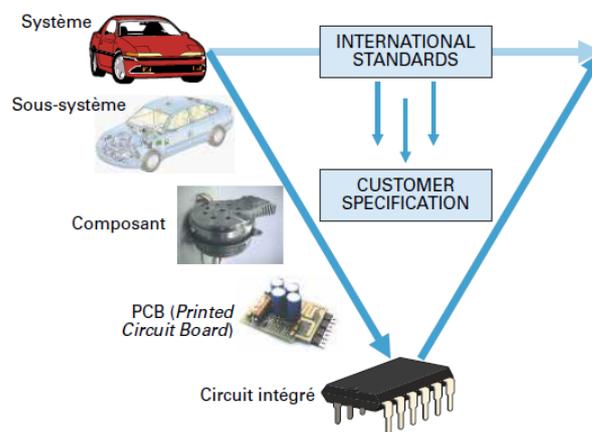
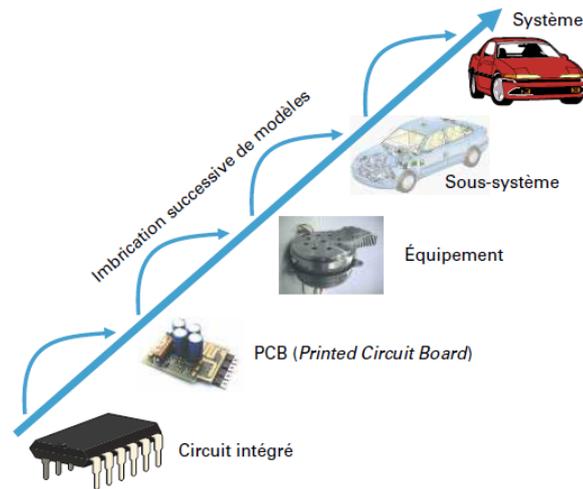


FIGURE 1.2 – Illustration du cycle de développement en V [DLS12].

La phase descendante est assimilée à une phase de spécification. Elle s'appuie sur les contraintes CEM au niveau du système (véhicule), dictées par le constructeur, qui sont ensuite déclinées jusqu'au simple composant de ce système. La conformité d'un équipement est régie par un cahier des charges ou une norme provenant du constructeur automobile. Ainsi, l'équipementier conçoit son équipement qui peut ensuite être intégré par le constructeur.

La phase montante est analogue à une phase de validation pendant laquelle il est alors question de vérifier le respect des exigences par les différents équipements, puis par le système. Il y a donc des essais de validation spécifiques aux équipements qui diffèrent de ceux permettant la validation du véhicule.

Dans ce contexte, et en vue de la conformité de son produit, l'équipementier peut envisager de passer par une approche de modélisation prédictive. Un exemple de méthodologie pour le développement d'un modèle prédictif est donné par la figure 1.3 [DLS12].

FIGURE 1.3 – Illustration de l'approche ascendante ou *bottom-up* [DLS12].

Il s'agit d'une modélisation ascendante ou *bottom-up* qui permet, par simulations successives de modèles imbriqués, de traduire les performances du système à partir du composant. Celle-ci permet à l'équipementier, via la simulation, d'une part de valider ses hypothèses et/ou choix de conception et, d'autre part, de prédire le comportement électromagnétique de son produit dans la gamme de fréquences étudiée. Un avantage important de cette stratégie repose sur la prise en compte de la contrainte CEM au plus tôt dans la phase de conception permettant d'estimer le risque CEM dans cette phase amont.

Chacune de ces phases de modélisations successives doit être validée par une comparaison des résultats de simulation vis-à-vis des résultats expérimentaux.

De plus, l'intérêt de la simulation en fonction du temps pendant lequel se déroule la phase de conception est corroboré par la figure 1.4 issue des travaux de [Laf11].

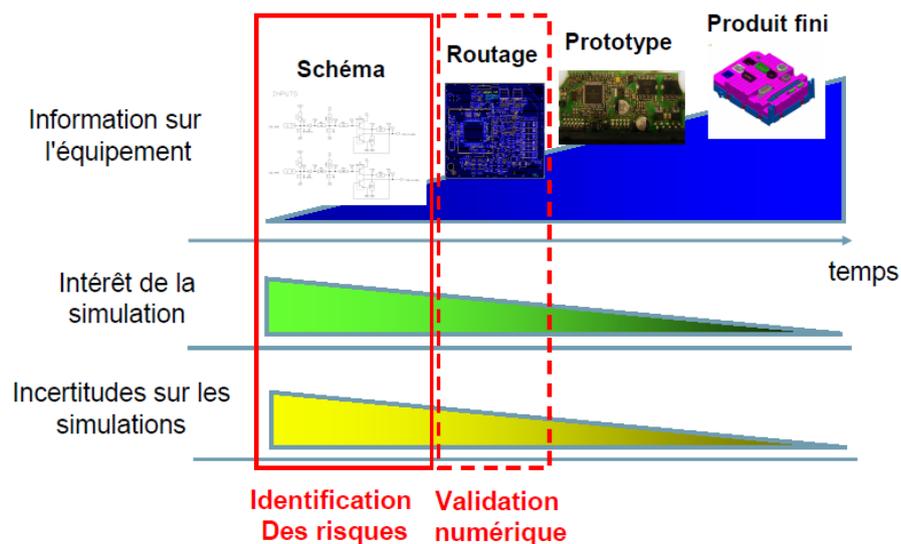


FIGURE 1.4 – Intérêt de la simulation pour la conception [Laf11].

Celle-ci met en relief, d'une part, l'intérêt important de la simulation en phase amont de conception et, d'autre part, l'incertitude élevée sur les simulations dans cette phase car toutes les informations nécessaires à l'élaboration des modèles ne sont pas forcément connues et disponibles. On note également la réduction des incertitudes à mesure de l'avancement de la phase de conception

par l'amélioration des modèles en fonction du niveau de connaissance.

Dans la suite de ce paragraphe, nous présenterons le cas d'étude de la CA. Cela nous permettra de mettre en évidence, sur un cas précis, les différents compromis multi-physiques qui doivent être abordés dans la conception d'un tel équipement.

### 1.3 Cas d'étude d'une chaîne d'actionnement (CA) pour une application automobile

La CA étudiée est une chaîne de puissance dédiée à une mission de positionnement fréquemment utilisée dans le domaine automobile. Nous détaillerons les spécificités de cette CA qui est un système électromécanique permettant, dans notre cas, d'actionner la vanne de **recirculation des gaz d'échappement –ou exhaust gas recirculation– (EGR)**. La vanne EGR est un dispositif mécanique permettant le dosage, la combinaison et l'orientation de fluides (air, gaz d'échappement) vers la chambre de combustion d'un moteur thermique. Le pilotage en position asservie de cette vanne, qui est donc une charge mécanique, résulte d'un processus de transformation de l'énergie électrique en une énergie mécanique contrôlée, d'où l'intérêt de la CA étudiée.

#### 1.3.1 Généralités sur une chaîne d'actionnement

À partir de l'énergie électrique disponible au sein du véhicule, la CA est l'ensemble des actions permettant d'adapter et transformer cette énergie initiale en une énergie mécanique contrôlée. Dans un véhicule, la CA est utilisée pour de nombreuses applications dans un contexte de confort (essuie-glace, vitre électrique, ...) mais aussi de motorisation (injection, admission, ...).

De façon générale, une CA contrôlée par un calculateur comporte les éléments illustrés dans la figure 1.5.

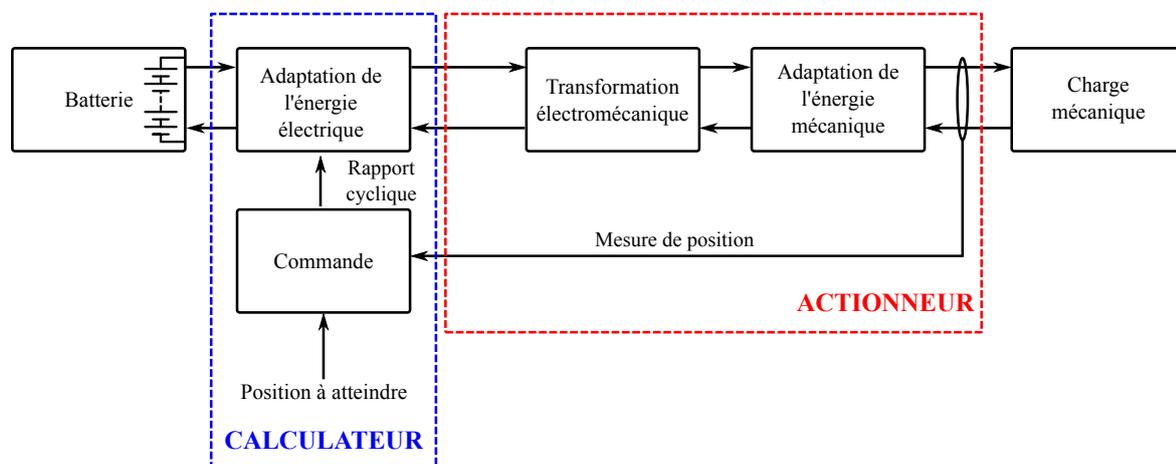


FIGURE 1.5 – Topologie générale d'une chaîne d'actionnement contrôlée par un calculateur.

La transformation de l'énergie électrique en énergie mécanique est assurée par le convertisseur électromécanique. Toutefois, il peut être nécessaire d'adapter l'énergie électrique mais aussi l'énergie mécanique. C'est la raison pour laquelle un convertisseur électrique et une transmission mécanique sont utilisés de manière classique au sein d'une CA, respectivement pour l'adaptation de ces deux formes d'énergie. Par ailleurs, la mise en place d'une opération de commande permet de suivre la tâche de la CA tout en contrôlant l'énergie mécanique qui permet d'entraîner sa charge. Cette opération de commande peut être appliquée via l'adaptation de l'énergie électrique qui sera ensuite fournie au convertisseur électromécanique. On procède ainsi à un approvisionnement contrôlé de cette énergie électrique.

Un calculateur correspond, en quelque sorte, à l'intelligence d'un véhicule dans la mesure où il peut être vu comme un donneur d'ordre. Il a une fonction de gestion d'un certain nombre de

tâches effectuées par le véhicule dès l'instant où l'état courant de ce dernier est connu et analysé. Il va sans dire que, dans les montages classiques de CA, le calculateur assure l'opération de commande. Néanmoins, comme le montre la figure 1.5, ce calculateur peut assurer également l'adaptation de l'énergie électrique.

C'est dans ce contexte que l'on assiste à une répartition des tâches entre l'équipementier et le constructeur automobile. Afin de satisfaire aux missions d'actionnement qui lui sont confiées, l'équipementier reçoit de la part du constructeur un cahier des charges. Celui-ci comprend, entre autres, les spécificités de l'énergie électrique disponible et un profil de mission (effort à fournir, positions à atteindre, temps de réponse). Ces informations connues, l'équipementier peut alors dimensionner le convertisseur électromécanique accompagné de la transmission mécanique sur la base de ses choix technologiques. Ceux-ci s'appuient sur son expérience de conception, son savoir-faire industriel, mais aussi son contexte technico-économique (ses fournisseurs, ses concurrents, le coût et la disponibilité des matières premières et composants, ...). Tout cela participe au dimensionnement d'un actionneur (figure 1.5).

Cette topologie d'actionneur peut être remise en question au profit d'une topologie plus évoluée, incluant les fonctions d'adaptation d'énergie électrique et de commande. Ainsi, le calculateur est cantonné à une mission de contrôle. Cette évolution conduit à deux gains potentiels :

- une réduction des coûts du constructeur automobile par une standardisation de ses calculateurs ;
- une conception optimale par l'équipementier de la CA qui consiste à concilier la multiplicité des contraintes, objectifs et fonctions (l'encombrement, la masse, la consommation, les performances, les fonctionnalités, le comportement thermique, la CEM, ...)

Dès lors, l'équipementier peut dimensionner un actionneur évolué, en intégrant une partie des contraintes qui étaient jusqu'alors à la charge du calculateur. Dans ce cas, la topologie de l'actionneur évolué est celle de la figure 1.6 dans laquelle le calculateur est uniquement responsable de la gestion de la consigne de position afin de contrôler la fonction globale de positionnement.

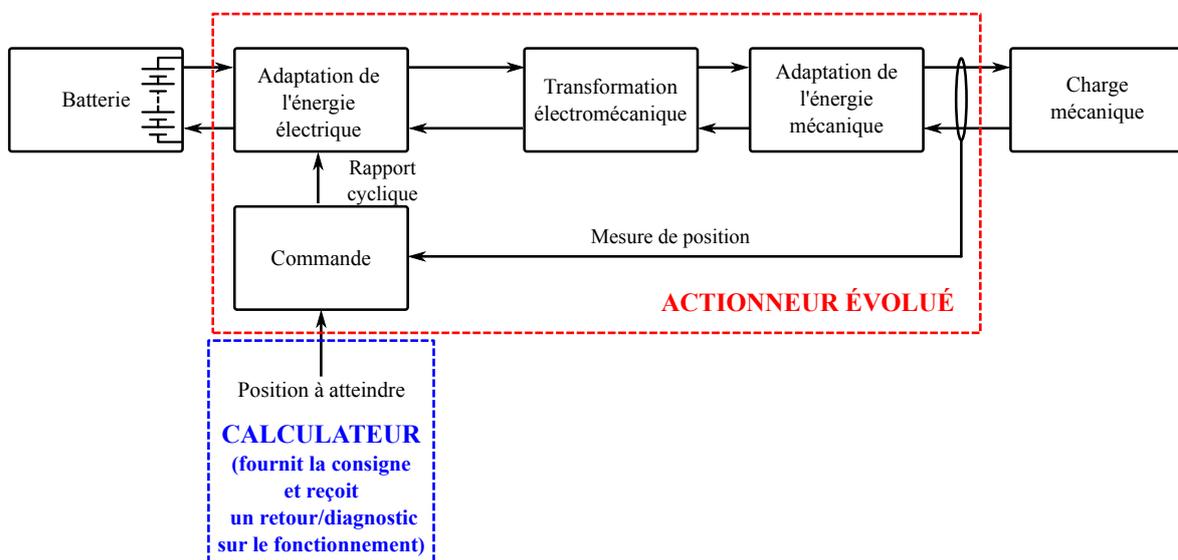


FIGURE 1.6 – Topologie d'une chaîne d'actionnement pour un actionneur évolué.

### 1.3.2 Spécificités de la chaîne d'actionnement

La structure compacte de la CA étudiée, correspondant à un actionneur évolué intégrant les fonctions d'alimentation, est présentée à la figure 1.7. Celle-ci correspond à une illustration plus technologique et moins fonctionnelle que la figure 1.6.

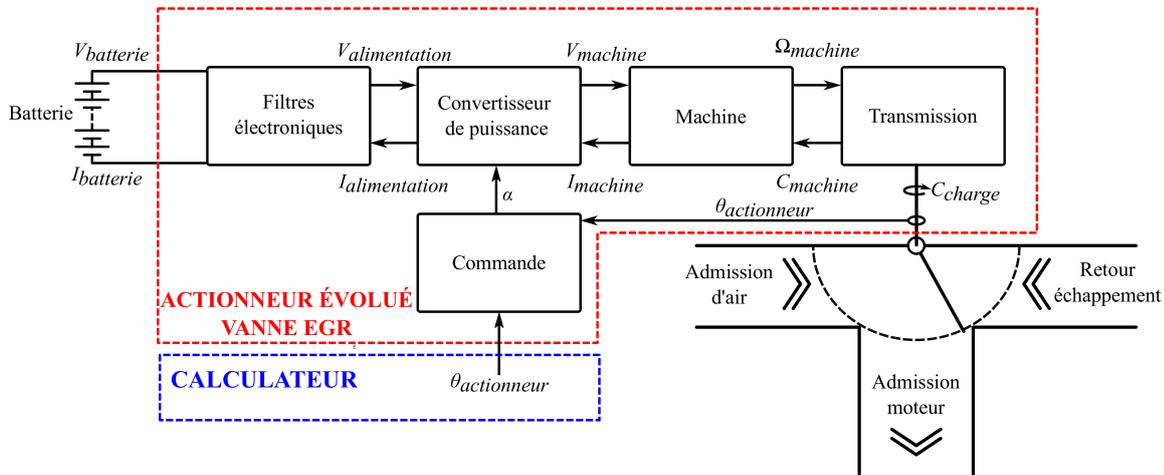


FIGURE 1.7 – Architecture intégrée de la chaîne d'actionnement pour la vanne EGR.

Dans le but de contrôler le mouvement du volet de la vanne EGR, un certain nombre de transformations d'énergie est nécessaire d'où la présence d'une CA. L'objectif est donc de convertir une énergie électrique portée par un couple tension / courant en énergie mécanique représentée par des caractéristiques couple / vitesse.

Soient  $V_{batterie}$  et  $I_{batterie}$  le couple de tension / courant respectivement disponible au niveau de la batterie du véhicule. Dans le but de garantir la qualité de l'énergie électrique échangée entre la batterie et le convertisseur de puissance, des éléments de filtrage sont nécessaires. On a donc un couple de tension / courant  $V_{alimentation}$  /  $I_{alimentation}$  disponible à la sortie du filtre. L'adaptation de cette énergie électrique est réalisée par un convertisseur de puissance. On obtient alors, à la sortie de ce dernier, le couple  $V_{machine}$  /  $I_{machine}$ . L'utilisation d'une machine permet de convertir cette énergie électrique portée par le couple  $V_{machine}$  /  $I_{machine}$  en énergie mécanique représentée par les caractéristiques  $\Omega_{machine}$  /  $C_{machine}$ . Afin d'obtenir une énergie mécanique avec des caractéristiques appropriées, un ajustement de cette énergie est souvent nécessaire. C'est le rôle de la transmission mécanique qui, en parallèle et au moyen d'un dispositif de mesure approprié, donne également accès au paramètre à maîtriser correspondant à une position, dans le cas de la vanne EGR, notée  $\theta_{actionneur}$ . La sollicitation électrique imposée par le convertisseur de puissance, représentée par le rapport cyclique  $\alpha$ , est contrôlée par asservissement de la position réelle du volet de la vanne sur la position souhaitée provenant du calculateur. Cette phase essentielle de contrôle permet de trouver un équilibre entre cette sollicitation électrique et le couple  $C_{charge}$  exercé notamment par les gaz sur le volet de la vanne.

Nous pouvons noter, sur la figure 1.7, la présence de différents sous-systèmes : des éléments de filtrage, un convertisseur de puissance, une machine, une transmission mécanique, ...

Les interactions entre ces sous-systèmes doivent être prises en compte. En effet, les paramètres dimensionnants de ces sous-systèmes peuvent avoir des conséquences positives sur certains d'entre eux ou négatives sur d'autres. À titre d'exemple, la compacité reste un aspect à surveiller : plus le volume occupé par le système sera réduit, plus son intégration dans le véhicule sera simple.

Ainsi, l'augmentation de la fréquence de découpage du convertisseur de puissance permet de réduire la taille des filtres et donc de gagner en encombrement. Toutefois, cette augmentation de la fréquence conduit à des pertes par commutation plus importantes. L'échauffement résultant pouvant limiter le rapprochement entre les composants, l'objectif de compacité peut n'être que

partiellement atteint. Par ailleurs, ce rapprochement peut être limité par d'autres critères, notamment celui de la **CEM**, qui peut être d'autant plus difficile à satisfaire que les composants sont proches. Ainsi, nous mettons en évidence la nécessité d'une recherche d'un bon équilibre voire de compromis pour le dimensionnement d'un tel équipement.

Dès lors, pour la conception d'un tel système complexe, une équipe pluridisciplinaire est nécessaire dans le but de concilier les différentes contraintes multi-physiques. Cependant, elle n'est pas suffisante car le développement dépend de l'organisation des équipes qui ne peut garantir le caractère optimal du résultat qu'au prix d'une communication idéale entre experts. La construction d'une méthodologie de conception multi-physiques est alors essentielle.

Dans le cadre de nos travaux, il convient à présent d'évoquer le système étudié et les hypothèses considérées.

### 1.3.3 Cas de la chaîne d'actionnement pour la vanne EGR et hypothèses considérées

#### 1.3.3.1 Constitution de la chaîne d'actionnement

Une vue éclatée de cet actionneur compact est présentée à la figure 1.8.

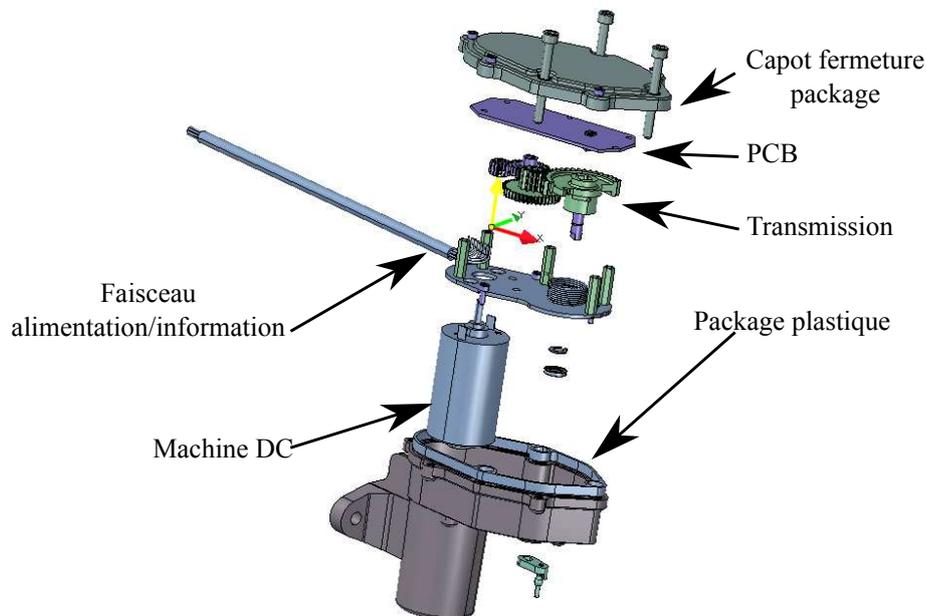


FIGURE 1.8 – Vue éclatée de l'actionneur compact.

La **CA** étudiée est insérée dans un boîtier plastique contenant une machine, un convertisseur de puissance, des éléments de filtrage, une transmission et un outil de contrôle (microcontrôleur). Tous les composants électroniques (de puissance et de commande) sont disposés sur une **carte électronique –ou *printed circuit board*– (PCB)**. La transmission est constituée d'engrenages à denture droite.

Nous rappelons que l'objectif de cette **CA** est de piloter la position du volet d'une charge mécanique. Nos travaux s'appuient sur certains acquis. Notamment, la machine a été étudiée et dimensionnée dans la thèse de Christophe GUTFRIND [Gut12]. L'évaluation du choix entre une **machine à courant continu (MCC)** à aimants permanents associée à un réducteur d'une part et d'un actionneur à entraînement direct d'autre part nous a conduit à choisir, dans notre cas d'étude sur une **CA**, une **MCC** à balais et à aimants permanents associée à son réducteur [GDLM15].

Par ailleurs, nous posons certaines hypothèses qu'il convient, à présent, de détailler.

### 1.3.3.2 Première hypothèse

Cet actionneur, une fois industrialisé, sera embarqué dans le véhicule. Or l'association convertisseur de puissance - machine est le siège de PEM conduites et rayonnées. Bien que ces PEM rayonnées puissent engendrer des dysfonctionnements, nous nous sommes focalisés, dans le temps imparti pour les travaux de thèse, uniquement sur les PEM en émission conduite.

### 1.3.3.3 Deuxième hypothèse

Le système d'actionnement doit suivre un profil de mission en positionnement ce qui amène, au pire cas, les plus forts courants et donc, d'un point de vue CEM, des PEM majorantes lorsque la MCC est chargée en position fixe. Nous avons alors considéré le rotor de cette MCC bloqué. Cette configuration correspond, au niveau du système, à la valeur la plus élevée du courant traversant la charge.

Nous avons donc étudié la MCC comme une impédance passive de charge pour l'électronique de puissance.

### 1.3.3.4 Troisième hypothèse

Étant donné que la MCC étudiée est considérée comme une impédance passive de charge pour l'électronique de puissance, il n'est pas utile de garantir une réversibilité en courant et en tension du convertisseur de puissance. Par conséquent, dans notre étude, et cela pour le présent manuscrit, la conversion de puissance est assurée par un convertisseur de type *buck* qui ne comporte qu'une seule cellule de commutation.

Les niveaux de puissance mis en jeu sont de l'ordre de la dizaine de watts (petite voire moyenne puissance), ce qui justifie dans le même temps le choix d'une cellule de commutation basée sur une association *metal oxide semiconductor field effect transistor (MOSFET)* - diode Schottky de roue libre. Le MOSFET est un semi-conducteur (interrupteur) commandé tandis que la diode assure la continuité de la circulation du courant dans la charge lors de l'ouverture de l'interrupteur commandé (phase de roue libre). Ces différents sous-systèmes sont interconnectés par des câbles non blindés. Il s'agit, dans notre cas d'étude, de fils au-dessus d'un plan de masse de référence.

Sur la base de ces hypothèses, nous allons aborder la problématique de la modélisation prédictive des PEM conduites au sein d'une CA. Or, nous avons souligné que la difficulté majeure de la conception réside dans le respect de contraintes de natures diverses qu'il faut concilier de la manière la plus satisfaisante possible. Il faut donc que notre approche de modélisation prédictive permette d'intégrer la CEM dans le cadre plus global d'un dimensionnement multi-physiques.

Pour cela, nous avons pris le parti d'utiliser des méthodes d'optimisation sous contraintes afin de pouvoir unifier un maximum d'exigences dans une seule et même démarche de dimensionnement, commune à toutes les physiques. C'est pourquoi, dans la section 1.4, nous présentons des notions spécifiques aux méthodes d'optimisation.

Puis, dans un second temps, dans la section 1.5, nous ferons le lien entre ces méthodes et leur application au sein de nos travaux, en particulier au niveau du filtre CEM.

## 1.4 Présentation des méthodes d'optimisation

L'utilisation de méthodes de conception basées sur des optimisations sous contraintes a déjà été éprouvée par le passé sur des problématiques diverses. De telles approches ont été utilisées, par exemple, pour le dimensionnement de convertisseurs de puissance [ELLM12, LJD13], et de machines électriques [GVVD12, GDL<sup>+</sup>15]. Ces méthodologies présentent l'intérêt de dimensionner de façon optimale un système selon un ou plusieurs objectifs donnés (minimisation de l'encombrement, de la consommation, ...), tout en garantissant le respect de contraintes pouvant traduire des exigences industrielles, parfois très diverses (respect de norme, de limites physiques, ...).

De manière générale, ces méthodologies reposent sur une démarche en deux temps. D'une part, la construction et la validation d'un modèle paramétré pour chaque contrainte ou objectif est nécessaire. Ces modèles peuvent être de différents types (analytiques, numériques, ...). D'autre part, un algorithme d'optimisation peut être utilisé, faisant intervenir l'ensemble de ces modèles dans le but de concilier les différentes contraintes et les objectifs. Ces modèles peuvent être appelés un nombre important de fois dans le but de trouver des solutions optimales, d'où notre intérêt pour des modèles précis et associés à des durées de simulation faibles.

Un problème d'optimisation se formule mathématiquement comme un problème de minimisation d'une fonction  $Y$ , *a priori* inconnue, dont les variables  $x$  sont les seuls paramètres que nous maîtrisons.

Les points particuliers d'une fonction sont donnés dans la figure 1.9.

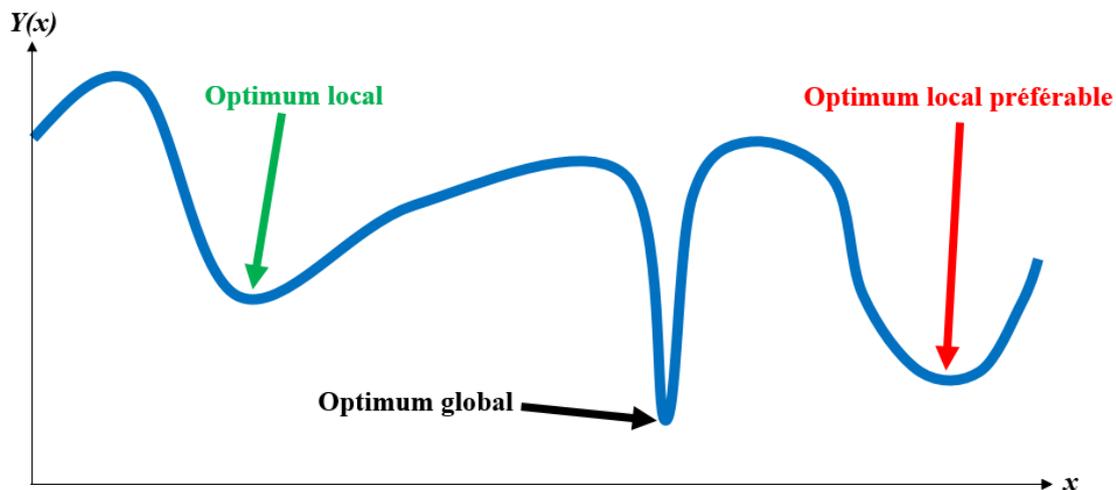


FIGURE 1.9 – Points particuliers d'une fonction.

Il est souvent question d'optimums locaux et d'optimum global. Un optimum global fait référence à la meilleure solution envisageable parmi celles possibles. Généralement, il est d'usage de rechercher préférentiellement l'optimum global, bien que, pour des raisons de sensibilité, par exemple, un optimum local puisse être préférable. En effet, la variation de l'objectif avec l'incertitude des paramètres dimensionnants peut s'avérer importante en pratique. L'obtention d'un optimum global ou local est très fortement lié à la méthode d'optimisation choisie ainsi que ses réglages.

D'un point de vue mathématique, un problème d'optimisation est défini par le système d'équations 1.1.

$$\begin{cases} \text{Objectif} = \min Y(x) \\ x_k^{\min} \leq x_k \leq x_k^{\max} \quad k = 1, \dots, m \\ g_i(x) < 0 \quad i = 1, \dots, n \end{cases} \quad (1.1)$$

$x$  est le vecteur de dimension  $m$  représentant les variables de l'optimisation bornées par les valeurs extrêmes, également appelées contraintes de borne,  $x_k^{\min, \max}$ . La fonction  $Y(x)$  représente la fonction objectif que l'optimisation a pour but de minimiser. Il s'agit ici de rechercher l'optimum global. Par ailleurs, ce processus d'optimisation est réalisé moyennant le respect des  $n$  contraintes d'inégalités  $g_i(x)$ .

De manière générale, il existe deux types d'algorithmes d'optimisation, que nous évoquerons maintenant, à savoir les algorithmes déterministes et les algorithmes stochastiques.

### 1.4.1 Algorithmes déterministes

Les algorithmes déterministes sont fondés sur l'analyse de gradients de la fonction objectif. Leur utilisation sous-entend donc que la fonction objectif est continue et dérivable ce qui n'est pas toujours le cas. Ceux-ci sont caractérisés par leur rapidité mais nécessitent en contrepartie un choix minutieux de la solution initiale. De plus, ces algorithmes ne laissent aucune place au hasard. L'inconvénient principal des algorithmes déterministes est lié au fait qu'ils peuvent rapidement converger vers un optimum mais que celui-ci peut être local [Ros12]. Analysons à présent l'autre catégorie d'algorithmes d'optimisation.

### 1.4.2 Algorithmes stochastiques

Comme leur dénomination l'indique ces algorithmes s'appuient sur des mécanismes aléatoires permettant l'exploration de l'espace des solutions. Par ce biais, ces algorithmes permettent d'aboutir à un optimum global. La convergence de ces algorithmes ne dépend pas des solutions initiales choisies. À l'opposé des algorithmes déterministes, ceux-ci ne requièrent aucun calcul de gradients de la fonction objectif. C'est pour cela que ce type d'algorithme est souvent utilisé pour des problèmes en CEM [Rev03, De 12]. En effet, les modèles ne sont pas uniquement sous la forme analytique et potentiellement dérivable. Toutefois, ces algorithmes demandent un nombre considérable d'estimations de la fonction objectif et des contraintes ce qui peut s'avérer coûteux en temps de calcul.

Afin d'éviter le risque de la convergence rapide vers un optimum local, nous avons opté pour l'utilisation d'un algorithme stochastique. Il s'agit d'un algorithme par évolution différentielle développé au sein du [laboratoire de génie électrique et électronique de Paris \(GeePs\)](#) [PSL05]. Celui-ci a donné lieu à différentes applications dans des travaux récents [Rob15, Tak17] qui ont démontré son efficacité pour résoudre des problèmes d'optimisation utilisant des modèles de type circuit tels que ceux que nous élaborons dans nos travaux.

## 1.5 Problématique de la prédiction des PEM en émission conduite

La figure 1.10 [Lab10] présente les principales phases de conception d'un équipement allant du cahier des charges jusqu'à la phase d'industrialisation. Nous pouvons alors constater qu'un équipement est soumis à des contraintes multi-physiques (fonctionnelles, thermiques, CEM, ...). Cependant, la CEM est encore trop souvent gérée uniquement comme une étape préalable à la phase d'industrialisation, ce qui peut remettre en cause tardivement des choix de conception fondamentaux.

Or, d'un point de vue industriel, la conception par optimisation sous contraintes est une approche astucieuse qui peut permettre de répondre aux différentes exigences des constructeurs automobiles. Il est intéressant de remarquer que dans le domaine automobile, à ce jour, l'essai normatif constitue la référence pour attester de la conformité d'un équipement. Une non-conformité entraîne la plupart du temps des retards d'industrialisation. Afin de limiter les éventuels impacts liés aux non-conformités, il est donc nécessaire de considérer la CEM au tout début de la phase de conception [Gau00]. C'est ce que permet une conception par optimisation sous contraintes en considérant la CEM au même titre que les contraintes fonctionnelles, thermiques, vibratoires, ...

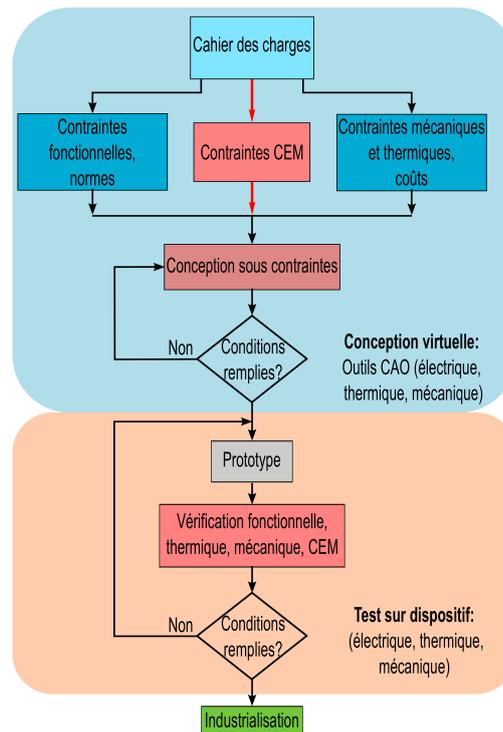


FIGURE 1.10 – Processus de conception d'un équipement sous contraintes [Lab10].

L'utilisation des méthodes d'optimisation afin de traiter les problématiques CEM peut se faire selon deux approches, complémentaires, que nous détaillons dans les paragraphes suivants.

### 1.5.1 Optimisation globale du système

Dans cette approche, on considère le système dans son ensemble et on intègre la CEM au cœur du co-dimensionnement général du système. Cette approche présente l'avantage d'ouvrir la voie à des dimensionnements globalement très pertinents. En effet, dans l'absolu, il serait possible d'éliminer les PEM à la source et de n'avoir besoin d'aucune solution curative (ce qui conduit alors à supprimer, par exemple, les filtres CEM).

Si une telle démarche paraît pertinente, elle présente dans les faits quelques limites :

- elle nécessite d'intégrer toutes les contraintes dans le dimensionnement. Si une contrainte n'est pas incluse dans le processus d'optimisation (par faute de modèle, par oubli ou par manque d'expérience ou de recul), il est fort probable que la conciliation de toutes les autres contraintes amènent à rendre inconciliable celle qui a été oubliée ;
- parce qu'elle est globale, une approche système s'avère moins souple face aux imprévus d'un projet industriel. Il n'est pas rare, en effet, que de nouvelles exigences s'ajoutent au fil de l'avancement du projet. Dans ce cas, l'intégration de la nouvelle exigence et le calcul du nouvel optimum global demanderait un temps qui ne serait pas compatible avec les délais industriels ;
- parce qu'elle implique une pleine confiance dans les modèles. Or ceux-ci comportent tous une marge d'erreur dans laquelle un travail d'affinement peut s'avérer nécessaire.

Pour autant, si l'optimisation sous contraintes reste une perspective séduisante à long terme à l'échelle d'un système industriel global, il est possible d'utiliser la même méthode à des échelles plus restreintes. Cela peut se faire à l'échelle d'un sous-système réduit (moins contraint) ou bien à l'échelle d'un nombre de physiques restreint.

### 1.5.2 Optimisation centrée sur la CEM

Optimiser des objectifs spécifiques à la CEM sous des contraintes diverses est une démarche plus en accord avec les exigences industrielles actuelles du domaine automobile. Pour nos travaux, nous avons notamment admis dès le départ le besoin d'un filtre CEM. Ce postulat est critiquable dans le cadre d'une approche système, mais il est indispensable dans une démarche réelle : il s'agit, dès le début, d'admettre qu'il sera possible d'intégrer des composants sur un PCB dont la surface globale est limitée. En cas de non-respect des normes CEM, il sera possible d'ajouter un filtre sans être surpris par un encombrement limitant, puisqu'un espace réservé pré-existera.

Ainsi, la méthodologie que nous proposerons dans la section 1.6 s'inscrit dans une démarche conçue pour être compatible avec une optimisation système, et qui sera directement utilisable dans le cadre d'un dimensionnement CEM.

L'optimisation système, pour des raisons de couplage de modèles et de nombre de paramètres, est sensible au temps de calcul. De plus, elle est d'autant plus pertinente que le modèle utilisé est précis. Pour cette raison, nous devons développer des modèles CEM qui répondent à un compromis satisfaisant entre temps de calcul et précision du modèle. Nous n'impliquerons pas les modèles établis dans le cadre d'une optimisation système car celle-ci nécessite de faire appel à des modèles représentant l'ensemble des comportements physiques du système étudié, qui seraient en-dehors du cadre de nos travaux. En revanche, nous mènerons une optimisation appliquée à la CEM : nous chercherons à dimensionner un filtre CEM sur toute la bande de fréquences de la norme en émission conduite. À titre d'illustration, nous tiendrons compte dans l'objectif d'un critère hors CEM (la limitation des ESR des composants de filtrage) afin de montrer comment ce critère influe sur le dimensionnement et, plus généralement, pour mettre en œuvre des phénomènes physiques différents de ceux liés à la CEM (la réduction des sources d'échauffement).

Dans la méthodologie que nous allons proposer, un niveau de connaissance suffisant du système étudié est nécessaire dans le but d'identifier les sources de PEM et les chemins de couplages. Dès lors, intervient le développement de modèles représentant ses comportements électrique et électromagnétique en cherchant un compromis entre leur précision et leur durée de simulation.

Dans ce contexte, la prise en compte d'un certain nombre de ces contraintes a fait l'objet de la thèse de Florent ROBERT [Rob15]. Ces travaux ont porté sur le dimensionnement multi-physiques de la CA. Les modèles CEM développés par [Rob15] avaient pour objectif de couvrir la bande de fréquences [150kHz - 10MHz] qui fait partie intégrante de la gamme de fréquences stipulée par la norme comité international spécial des perturbations radioélectriques: norme internationale (CISPR25) [Int08] appliquée dans nos travaux. L'objectif de nos travaux est de proposer une démarche de modélisation prédictive des PEM conduites pour la CA étudiée et illustrée par la figure 1.11, sur la totalité de cette bande de fréquences, à savoir [150kHz - 108MHz], qui se veut adaptée à une utilisation industrielle dans l'optique d'une optimisation sous contraintes.

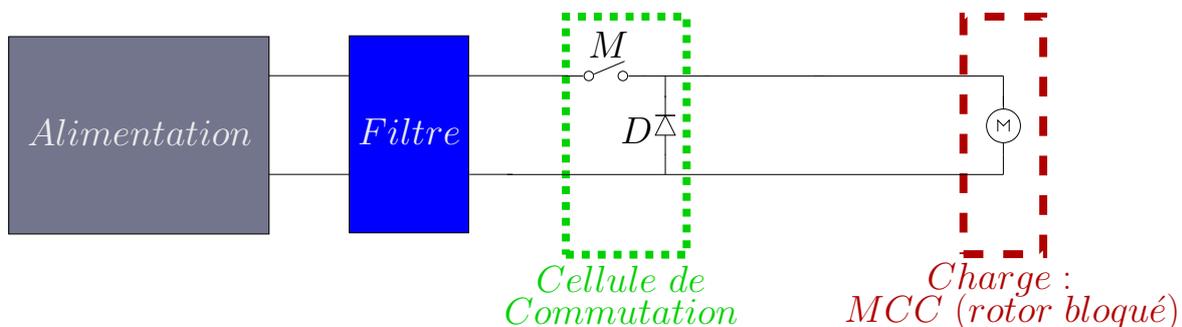


FIGURE 1.11 – Vue détaillée de la chaîne d'actionnement étudiée.

## 1.6 Méthodologie proposée

La CEM est une contrainte des systèmes qui, chez leurs concepteurs, comporte un risque industriel. Dès lors, il est nécessaire de maîtriser les phénomènes liés à la CEM dans le but de minimiser leurs impacts dans le processus de conception. Cela permet, d'une part, de minimiser le risque d'erreur de conception et, d'autre part, d'arriver plus sereinement à la phase d'industrialisation. Dans ce contexte, il est approprié d'anticiper autant que possible ce risque et la démarche de conception par optimisation sous contraintes est pertinente.

L'optimisation des performances CEM d'une association variateur de vitesse - machine asynchrone a été traitée par [Rev03]. Par ailleurs, les travaux de [TSG<sup>+</sup>13] ont permis de proposer une démarche pour la modélisation des variateurs de vitesse dédiés aux applications aéronautiques avec une approche de dimensionnement par optimisation des filtres CEM. Nous citerons particulièrement [Rob15], thèse qui aborde, par une approche de type « système », l'étude du dimensionnement d'une CA au moyen d'une optimisation multi-physiques, dont l'analyse CEM a servi de point de départ pour nos travaux.

Les principales difficultés relevées sont :

- l'établissement de modèles fiables sur une gamme de fréquences suffisante pour couvrir la bande [150kHz - 108MHz],
- le temps de calcul de ces modèles,
- et par suite des deux points précédents, la complexité à faire interagir ces modèles CEM et des modèles représentant d'autres phénomènes physiques.

Nos travaux proposent une démarche afin de rendre l'optimisation plus accessible par :

- le développement de modèles efficaces et prenant en compte les comportements électrique et électromagnétique du système étudié : chaque composant du modèle présente un niveau de complexité cohérent avec les autres composants, de manière à obtenir un modèle dont le temps de calcul n'est pas excessif vis-à-vis de la précision visée,
- l'exploitation d'un algorithme de macromodélisation passive permettant, à partir d'un modèle passif et linéaire, de déduire un macromodèle passif, linéaire, fidèle en précision et associé à un temps de calcul faible. Ce travail a été réalisé dans le cadre d'une collaboration avec l'école *Politecnico di Torino (Polito)*,
- une méthodologie de dimensionnement de filtre CEM par optimisation sous contraintes s'appuyant notamment sur un outil de simulation parallélisable.

Il importe de souligner que la précision de la simulation est directement liée à celle des modèles sur la gamme de fréquences étudiée et potentiellement aux incertitudes de leurs paramètres. Il faut donc valider ces modèles de manière expérimentale.

Dans ce contexte et afin d'observer l'influence de la tension d'alimentation sur l'impédance de la MCC étudiée, nous avons appliqué la *méthode des deux pinces (MDP)* [THSC10]. Nous reviendrons sur ce point ultérieurement (section 1.7.3.2.3). Les travaux récents de [TMS13] ont utilisé cette méthode pour la caractérisation d'une machine asynchrone. À notre connaissance, cette méthode n'a pas encore été appliquée pour la mesure de l'impédance d'une MCC.

Dans le cadre de nos travaux, nous avons choisi d'utiliser un logiciel de type *simulation program with integrated circuit emphasis (SPICE)* (circuit) : *LTspice IV*. Bien qu'étant habituellement dédié à la modélisation de circuits électriques, il est important de remarquer que cet outil présente un avantage majeur dans l'optique d'une optimisation sous contraintes du filtre CEM. Il ouvre la voie à des représentations équivalentes comme, par exemple, la méthode nodale en thermique, mais, parallèlement, des modélisations comportementales sont possibles.

Dans la suite de ce paragraphe, d'une part, nous évoquerons les différentes notions de CEM en électronique de puissance, et d'autre part, nous présenterons les méthodes de modélisation adaptées pour une analyse CEM en émission conduite ce qui nous permettra de justifier nos choix.

## 1.7 Notions de CEM en électronique de puissance et approches pour la prédiction des PEM en émission conduite

### 1.7.1 Notions de CEM en électronique de puissance

La CEM ayant été définie précédemment (section 1.2), nous présenterons les sources en électronique de puissance, les couplages possibles et les chemins de couplage.

#### 1.7.1.1 Sources de perturbations électromagnétiques

Bien qu'il existe des sources de perturbation d'origine naturelle (champ magnétique terrestre, foudre, ...), nous nous intéresserons ici uniquement aux sources artificielles d'origine non intentionnelle. Un convertisseur de puissance permet d'adapter l'énergie électrique entre deux systèmes. Ces convertisseurs sont constitués de composants semi-conducteurs utilisés comme interrupteurs qui commutent brutalement entre leurs états passant et bloqué [Let99]. Afin de minimiser les pertes par commutations, il est utile que les commutations soient très rapides [CGLR13]. Ces fluctuations rapides d'état vont provoquer des variations de tension ( $\frac{dV}{dt}$ ) et de courant ( $\frac{dI}{dt}$ ) qui, associées aux différents modes de couplage, engendreront un spectre étendu de PEM [Mor09]. La figure 1.12 montre la répartition spectrale des PEM dans un convertisseur de puissance [Cos10].

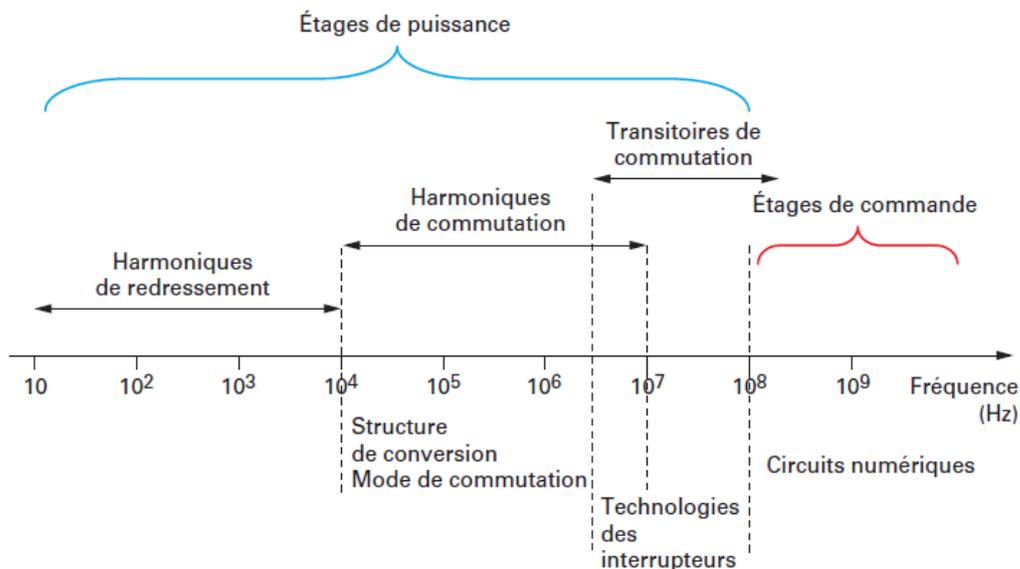


FIGURE 1.12 – Répartition spectrale des perturbations électromagnétiques dans un convertisseur de puissance [Cos10].

Des basses fréquences jusqu'à environ 10kHz, la contribution des harmoniques de redressement (conversion AC-DC) est prépondérante. Au delà de 10kHz, on observe l'influence des harmoniques de commutation sur le spectre des PEM. Les hacheurs sont caractérisés par ces harmoniques de commutation résultant du découpage de l'énergie électrique. Les fréquences associées dépendent de la fréquence fondamentale de découpage. Selon le type d'interrupteur choisi, son circuit de commande et son mode de commutation, les transitoires de commutation peuvent influencer jusqu'à environ 100MHz. Au delà de cette fréquence, nous pouvons remarquer une contribution majeure des circuits numériques en charge du contrôle et de la commande des convertisseurs de puissance.

La diminution des PEM qui sont générées par un convertisseur de puissance est conditionnée par : la réduction à la source, la minimisation des couplages parasites et le filtrage [CR99a].

Nos travaux étant limités à l'étude des PEM en émission conduite, il est intéressant d'étudier les

mécanismes et chemins selon lesquels ces perturbations sont véhiculées depuis la source vers la victime.

### 1.7.1.2 Mécanismes et chemins de couplage

En émission conduite, on distingue trois types de couplages :

- le couplage par impédance commune : les PEM sont transmises à la victime via l'impédance des conducteurs communs à la source et la victime.
- le couplage par **diaphonie** capacitive : la tension existant entre la source et sa référence crée un champ électrique. La victime est soumise à ce champ électrique, d'où l'apparition d'un courant parasite.
- le couplage par **diaphonie** inductive : le courant traversant la source crée un champ magnétique. La boucle formée par la victime et sa référence est soumise à ce champ magnétique. Une tension induite naît de la variation du flux magnétique au sein de cette boucle.

De plus, les PEM sont véhiculées au sein d'un système selon deux modes de transmission que sont le **mode commun** (MC) et le **mode différentiel** (MD) qui sont illustrés sur la figure 1.13.

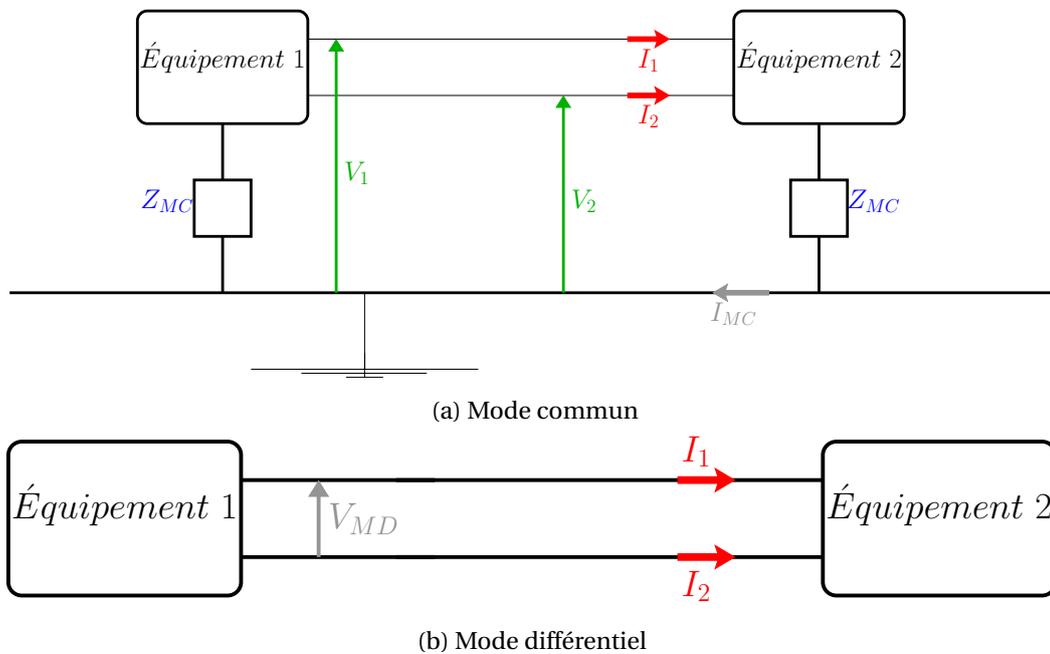


FIGURE 1.13 – Illustration des modes commun et différentiel.

En **mode différentiel**, on établit les équations 1.2 et 1.3 respectivement pour la tension et le courant.

$$V_{MD} = v_1 - v_2 \quad (1.2)$$

$$I_{MD} = \frac{i_1 - i_2}{2} \quad (1.3)$$

Les équations 1.4 et 1.5 décrivent quant à elles les grandeurs électriques en **mode commun**.

$$V_{MC} = \frac{v_1 + v_2}{2} \quad (1.4)$$

$$I_{MC} = i_1 + i_2 \quad (1.5)$$

Toutefois, il est intéressant de noter que le fait de considérer de manière séparée ces deux modes de transmission n'est pas si trivial *a priori*. En effet, une dissymétrie au niveau du chemin de couplage peut engendrer une transformation de MC en MD et inversement, on parle alors de conversion de mode [Mor09, Lab10].

Dans le cadre des PEM conduites, ces mécanismes nécessitent des supports physiques, qui constituent les chemins de couplage. Ainsi, dans les convertisseurs de puissance, on peut distinguer différents chemins de couplage essentiels. Le câblage et les différentes imperfections parasites des composants du convertisseur participent à la propagation des PEM [CR99b]. La connaissance de ces chemins de couplage passe donc par l'identification de l'impédance (dans la bande de fréquences d'intérêt) :

- de chacun des composants passifs constituant le convertisseur, y compris sa charge,
- du PCB sur lequel il est implémenté,
- de son câblage.

### 1.7.1.3 Normalisation CEM dans le domaine automobile

En Europe, l'édiction des directives concernant la CEM est à la charge de la Commission de l'Union Européenne. En effet, la directive 2004/104/CE traite de la CEM du véhicule et de ses sous-ensembles électriques et électroniques. De plus, les constructeurs automobiles imposent des exigences supplémentaires par rapport à celles de la directive en spécifiant leurs propres cahiers des charges applicables à leurs équipementiers. Ces cahiers des charges s'appuient sur un certain nombre de normes internationales voire nationales. Les normes ont un double rôle notamment en émission conduite. D'une part, elles permettent de fixer les niveaux d'émission à respecter, et d'autre part, elles dictent les conditions dans lesquelles la mesure des PEM doit être faite afin de la confronter aux limites de la norme.

Afin de ne pas nous restreindre à un constructeur automobile en particulier, nous avons considéré la norme internationale CISPR25 [Int08]. Le domaine fréquentiel concerné pour les émissions conduites est [150kHz - 108MHz]. Cette norme définit les limites et les conditions d'essai pour un équipement embarqué. Ces limites sont répertoriées en classes. Chaque classe fait référence à un niveau de sévérité sur la gamme de fréquences considérée, comme illustré sur la figure 1.14.

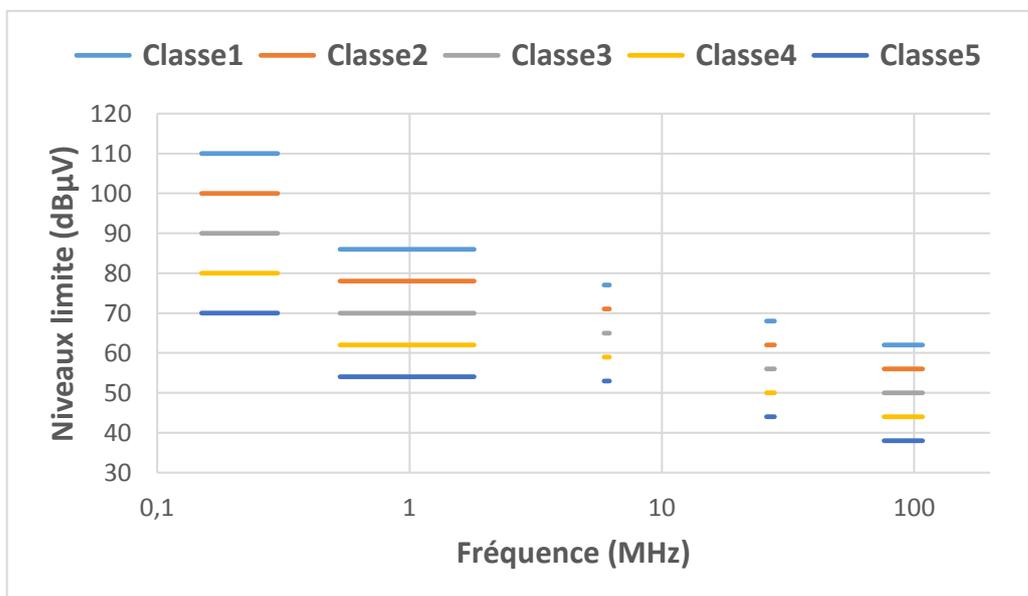
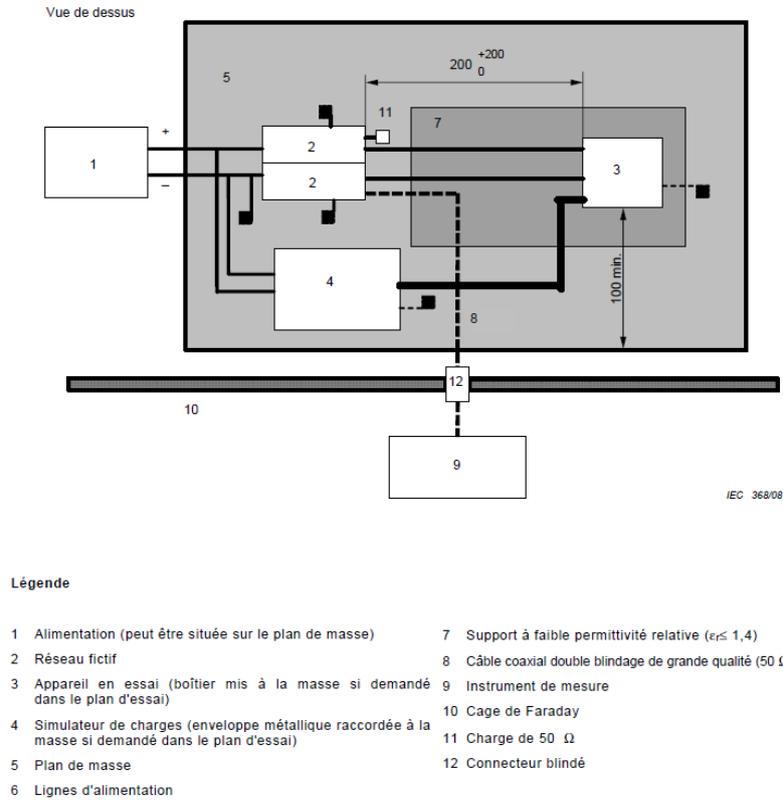


FIGURE 1.14 – Limites (par classe) imposées par la norme CISPR25.

La chaîne de mesure pour l'évaluation des PEM conduites, présentée à la figure 1.15, est composée d'un plan de masse et d'un réseau de stabilisation d'impédance de ligne (RSIL) que nous retrouvons dans la plupart des normes ou cahiers des charges relatifs à ce type de perturbation CEM.



- Légende
- |   |  |
|---|--|
| 1 Alimentation (peut être située sur le plan de masse)  | 7 Support à faible permittivité relative ( $\epsilon_r \leq 1,4$ ) |
| 2 Réseau fictif   | 8 Câble coaxial double blindage de grande qualité (50 $\Omega$ )   |
| 3 Appareil en essai (boîtier mis à la masse si demandé dans le plan d'essai)                        | 9 Instrument de mesure   |
| 4 Simulateur de charges (enveloppe métallique raccordée à la masse si demandé dans le plan d'essai) | 10 Cage de Faraday   |
| 5 Plan de masse   | 11 Charge de 50 $\Omega$   |
| 6 Lignes d'alimentation   | 12 Connecteur blindé   |

FIGURE 1.15 – Chaîne de mesure en émission conduite [Int08].

Le plan de masse permet de fixer la référence de potentiel de l'équipement sous test (EST). Le RSIL est un élément indispensable de la chaîne de mesure car il permet d'isoler les perturbations issues de l'EST de celles provenant de son alimentation [Mar09]. La figure 1.16 présente le schéma de principe du RSIL défini par [Int08].

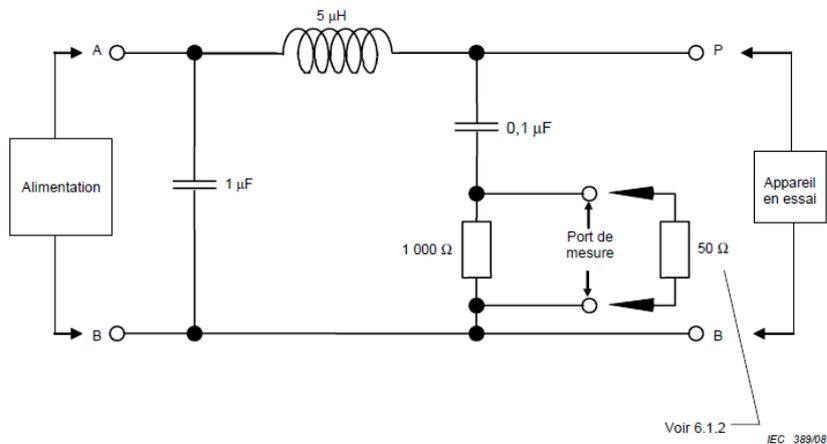


FIGURE 1.16 – Schéma de principe du RSIL [Int08].

Le RSIL a également pour objectif de limiter les variations d'impédance de l'alimentation, qui peuvent affecter la reproductibilité des mesures [CGLR13]. À cet effet, des exigences sont définies par [Int14] concernant l'impédance vue par l'EST lors des mesures. Il s'agit de l'impédance vue

entre les points P et B (figure 1.16) lorsque les points A et B sont court-circuités. Cette spécification présentée sur la figure 1.17 doit être respectée par le RSIL avec une tolérance fixée à  $\pm 20\%$ . La conception du RSIL est donc liée au respect de cette contrainte [PRV09, STKNY07].

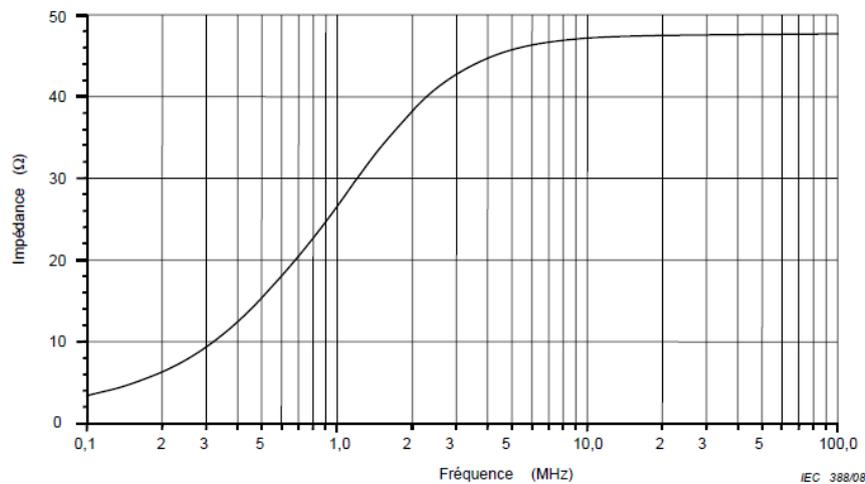


FIGURE 1.17 – Caractéristique d'impédance du RSIL [Int08].

Les mesures sont réalisées suivant les spécifications de la norme CISPR25. Pour prédire les PEM conduites provenant du système étudié, il a été fait le choix de comparer les spectres obtenus à partir des signaux mesurés sur les RSIL à un signal équivalent obtenu par la modélisation. La modélisation prédictive doit donc prendre en considération l'ensemble de la chaîne de mesure (figure 1.15) pour que la comparaison puisse se faire. Les paragraphes suivants, consacrés à une revue de la littérature sur les principales techniques de modélisation, nous permettront de justifier nos choix.

## 1.7.2 Approches adaptées pour la prédiction des PEM en émission conduite

D'un point de vue industriel, la conception sous contraintes permet de répondre aux différentes exigences des constructeurs. Afin de s'insérer dans ce processus, premièrement, le développement d'un modèle représentatif des différents phénomènes physiques intervenant dans le système est nécessaire dans le but de prédire le spectre des PEM en émission conduite. Ensuite, le système étudié devant être soumis à des mesures réalisées suivant des procédures normalisées, les résultats de simulation seront confrontés à ces données expérimentales. Nous proposons, à présent, une analyse des travaux antérieurs menés, pour des systèmes de puissance, dans le cadre d'une étude CEM sur la prédiction des PEM en émission conduite.

Les simulations CEM ont pour objectif de prédire les PEM et d'identifier leurs sources et leurs chemins de couplages. Cependant, le niveau de PEM à ne pas dépasser, imposé par la norme, correspond à une limite qui varie avec la fréquence. Il convient donc d'analyser les résultats de ces simulations dans le domaine fréquentiel. Pour aboutir au spectre de PEM, deux méthodologies peuvent être identifiées à savoir une méthode de modélisation dans le domaine temporel et une méthode de modélisation dans le domaine fréquentiel.

### 1.7.2.1 Méthode de modélisation dans le domaine temporel

Cette méthode repose sur deux étapes complémentaires. Dans un premier temps, une simulation dans le domaine temporel permet d'estimer les grandeurs souhaitées. L'utilisation d'un logiciel de type circuit est adapté pour la résolution du système d'équations qui découle du problème étudié [CR99a]. Dans un deuxième temps, un traitement des signaux permet le passage dans le domaine fréquentiel grâce à une transformée de Fourier rapide –ou *fast fourier transform*– (FFT). Cependant, préalablement au passage dans le domaine fréquentiel il est nécessaire que le régime

permanent soit établi et que la simulation temporelle dispose d'un nombre de points approprié [Pop99]. La connaissance de la fréquence maximale d'étude permet, par le théorème de l'échantillonnage ou théorème de Shannon, de calculer la fréquence d'échantillonnage des points lors la simulation temporelle [Bel12].

Or, le régime permanent n'est pas immédiat. En effet, la présence d'éléments réactifs de valeurs élevées, notamment au niveau du RSIL, augmente la durée des phases transitoires. Cela a pour conséquence de ralentir l'établissement du régime permanent [Cre99]. La combinaison du temps d'établissement du régime permanent et de la petite valeur de pas de calcul débouche sur un coût numérique qui peut s'avérer important. C'est la faiblesse principale de cette méthode de modélisation dans le domaine temporel. Toutefois, cette méthode permet de traiter les phénomènes non-linéaires liés à l'activité des semi-conducteurs ou de prendre en compte la saturation des matériaux magnétiques. Elle permet une estimation *a priori* des PEM du système, l'objectif étant de les réduire dès la conception afin d'optimiser ses coûts de développement. Il est possible d'analyser l'influence de différents sous-systèmes sur la signature CEM du système.

Plus encore, cette méthode ouvre la voie à d'autres analyses parallèlement à l'estimation des PEM, comme par exemple, l'estimation des pertes au sein du système tout en prenant en compte ses aspects fonctionnels. Dans le cadre d'un travail collaboratif, une compréhension homogène des phénomènes est nécessaire. Compte tenu des différentes disciplines intervenant dans la conception d'un système, il est intéressant de le modéliser sous la forme d'un circuit électrique accessible à l'ensemble des intervenants.

La base de cette méthode de modélisation dans le domaine temporel repose sur la structure du système étudié. À partir du schéma de principe du système et en utilisant les modèles de chacun de ses sous-systèmes (composants passifs, semi-conducteurs, charge, interconnexions, ...) nous remontons progressivement à son modèle global comme le montre la figure 1.18. Il s'agit d'une démarche de type ascendante nommée *bottom-up* [LD07a, LD07b, LM03]. Cette approche ne prend pas en compte les éventuels couplages rayonnés inter-composants.

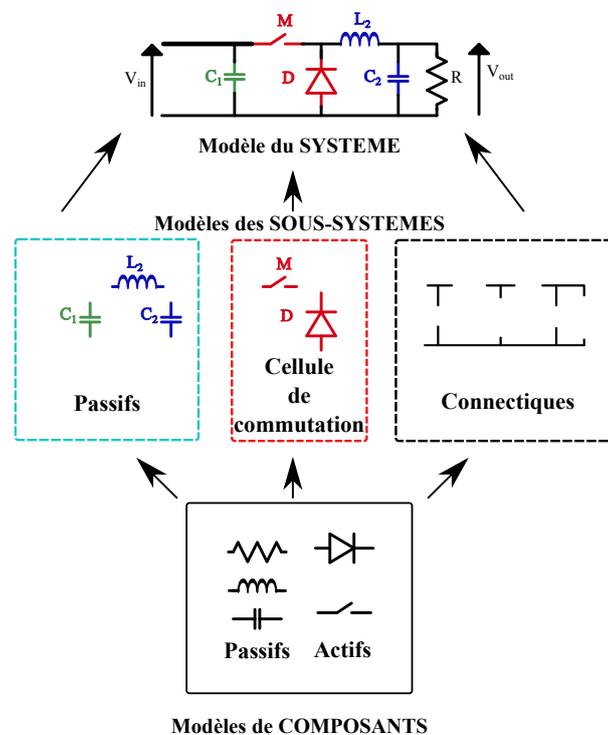


FIGURE 1.18 – Approche ascendante ou *bottom-up*

### 1.7.2.2 Méthodes de modélisation dans le domaine fréquentiel

Pour une simulation directement dans le domaine fréquentiel, une représentation des sources de perturbations (MC et MD) et des principaux chemins de couplage est nécessaire. Toutefois, la représentation de ces chemins de couplage n'est pas toujours triviale *a priori*, dans la mesure où ils ne sont pas toujours identifiés. Dans les paragraphes suivants, nous présenterons les principales techniques permettant une simulation dans le domaine fréquentiel.

#### 1.7.2.2.1 Approche par sources de perturbation localisées

Une caractéristique principale des systèmes en électronique de puissance concerne les phénomènes non-linéaires des composants semi-conducteurs qui composent la cellule de commutation. L'approche reposant sur les sources de perturbation localisées est basée sur une substitution de la cellule de commutation par des sources de courant/tension comme le montre la figure 1.19.

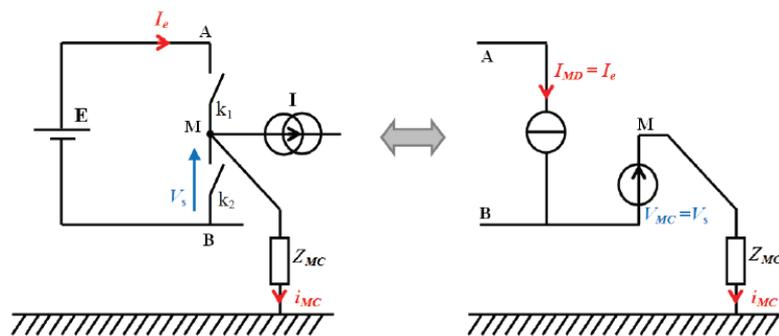


FIGURE 1.19 – Modélisation d'une cellule de commutation - identification des sources de perturbations [Lab10].

Les sources de perturbations se décomposent en une source de courant représentant le MD et une source de tension pour la prise en compte du MC [Rev03]. Cette équivalence se traduit aussi par une linéarisation de la structure de puissance [Cre99]. Le contenu spectral des sources de courant/tension va directement influencer le spectre des PEM. C'est pour cela que la définition de ces sources équivalentes constitue l'étape initiale de la modélisation par une approche de sources de perturbations localisées.

Tout d'abord, il est nécessaire d'identifier la forme d'onde des signaux qui, de façon élémentaire, est souvent représentée sous forme trapézoïdale [FSFR16]. La forme trapézoïdale traduit les commutations à travers les temps de montée/descente. Ensuite, le contenu harmonique des sources de courant/tension est déterminé grâce à une transformée de Laplace [Cre99, Rev03].

Puis, il convient de décrire les différents chemins de couplage inhérents au système étudié. Les difficultés rencontrées dans cette phase ne sont pas à négliger. En effet, elles sont directement liées, d'une part, à la complexité du système étudié, et d'autre part, au niveau de connaissance que nous pouvons avoir sur celui-ci *a priori* [Rev03].

De plus, le point milieu  $M$  de la cellule de commutation (figure 1.19) est le siège de fortes variations de potentiel [Lab10]. C'est en ce point qu'est localisée l'impédance parasite de MC notée  $Z_{MC}$ . Généralement, une identification des principaux chemins de couplage au sein d'un système étudié permet d'aboutir à son modèle équivalent complet, dans le domaine fréquentiel, comme le montre la figure 1.20 [FSFR16].

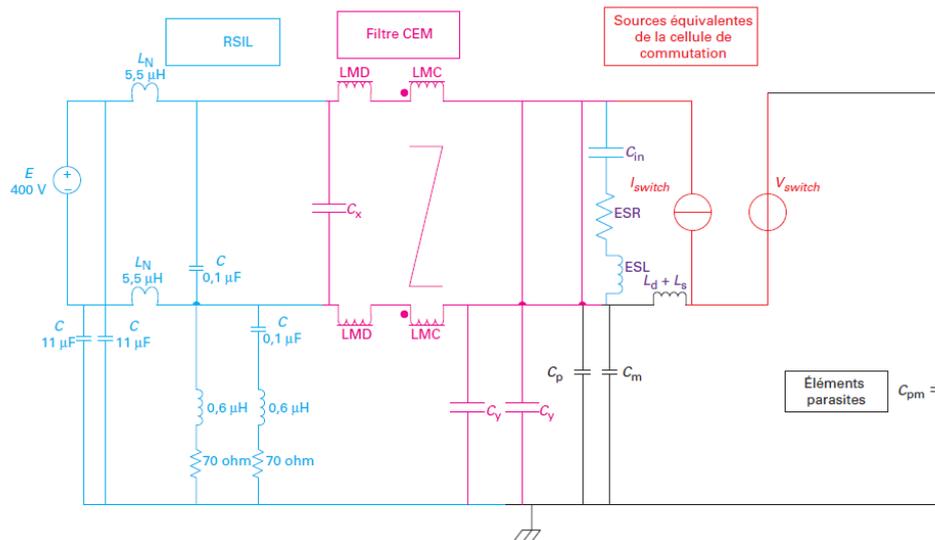


FIGURE 1.20 – Modèle CEM équivalent [FSFR16].

Dans le monde industriel d’aujourd’hui, l’équipementier peut être amené à échanger des résultats voire même des modèles complets avec ses clients et/ou fournisseurs. Dans cette optique, pour des raisons de confidentialité, un modèle de type boîte noire serait adapté. Ce type de modélisation est appelée « modélisation système » dans la littérature [Foi12].

### 1.7.2.2.2 Modélisation système

Les travaux de [Foi12] ont contribué à la modélisation de type boîte noire. Elle permet de s’affranchir de la connaissance interne du système étudié. Cette méthodologie de modélisation donne uniquement accès à des grandeurs mais en aucun cas l’architecture électrique interne du système étudié n’est dévoilée. Ce type de modélisation est adapté à l’analyse du comportement d’un système au sein d’un ensemble de systèmes non couplés. La figure 1.21 présente le modèle qui y est proposé.

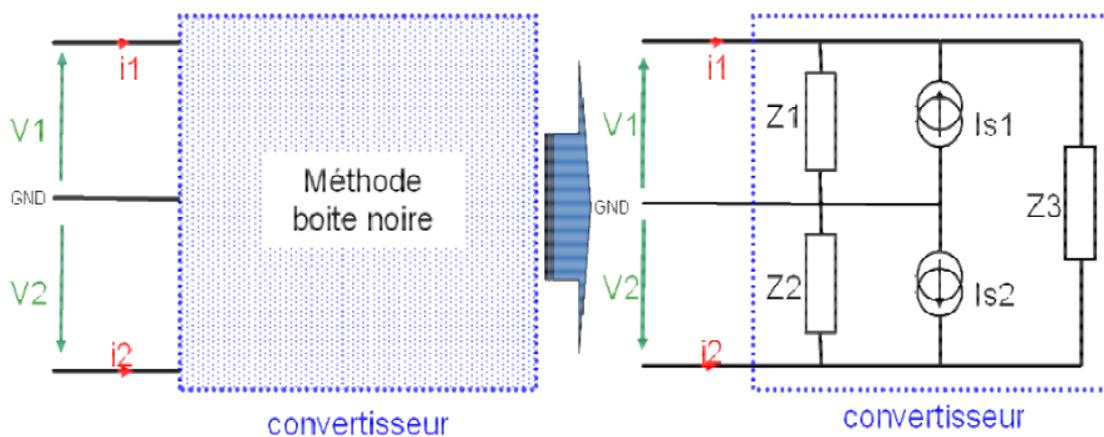


FIGURE 1.21 – Modèle de type boîte noire à 5 paramètres [Foi12].

Ce modèle comprend cinq paramètres (trois impédances et deux sources de courant) qui permettent de considérer les différents chemins de couplage internes au système qu’il représente. Ces travaux s’appuient sur un protocole de mesure précis permettant l’identification des différents éléments du modèle équivalent (sources et impédances). Toutefois, ce modèle ne permet

pas de dissocier la contribution du MC par rapport à celle de MD. De plus, cette modélisation se présente comme un outil idoine d'étude *a posteriori* du comportement global d'un système, par exemple, lors de son intégration dans un ensemble de systèmes qui, par définition, est plus complexe. Néanmoins, dans le cadre d'une étude en phase amont, donc avec *a priori*, ce type de modélisation ne nous semble pas adapté. Cela s'explique par le fait que tous les paramètres du système étudié ne sont pas totalement connus et sont vraisemblablement soumis à des changements notamment pour améliorer ses performances.

À la frontière entre le modèle boîte blanche où l'architecture électrique interne du système est décrite et le modèle boîte noire qui retranscrit le comportement des grandeurs du système, il existe le modèle de type boîte grise. Le modèle boîte grise nécessite la connaissance de la structure interne du système dont il découle. Le modèle *modular terminal behavioral* (MTB) [LWB06] se classe dans cette catégorie. Le modèle MTB est basé sur une représentation en deux étapes. Premièrement, chaque interrupteur au sein d'une cellule de commutation est remplacé par un modèle équivalent de Norton (source de courant et son impédance parallèle associée) comme le montre la figure 1.22. La source de courant est liée au courant traversant l'interrupteur. L'impédance parallèle associée permet de prendre en compte les éléments parasites de l'interrupteur.

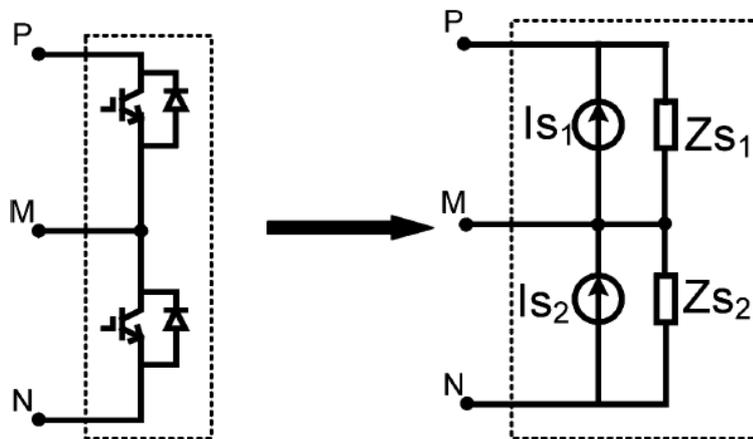


FIGURE 1.22 – Modèle équivalent de Norton d'une cellule de commutation [LWB06].

Ensuite, une matrice d'impédance prend en compte les différents chemins de couplage. Pour ce faire, il est nécessaire de connaître l'ensemble du système notamment à travers ses éléments parasites d'où la classification en catégorie boîte grise. La détermination de la matrice d'impédance et de l'impédance parallèle associée est liée à un protocole de mesure précis.

Ce modèle présente l'avantage de ne pas dissocier les perturbations de MC de celle de MD. Toutefois, une source déterminée est associée à un point de fonctionnement donné. À titre d'exemple, le modèle MTB d'un hacheur série est illustré par la figure 1.23.

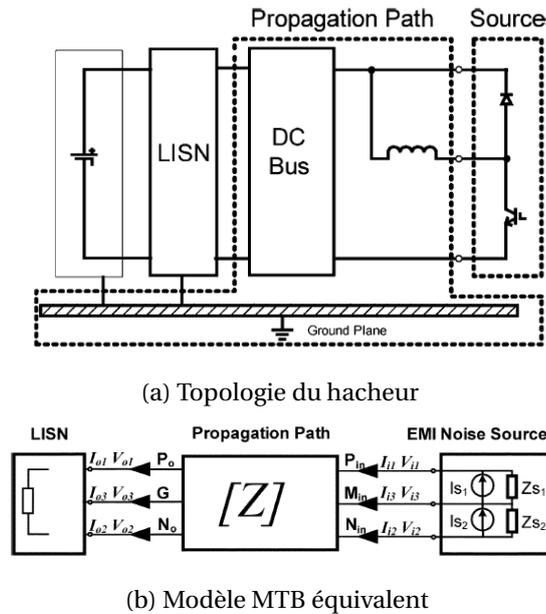


FIGURE 1.23 – Modèle MTB équivalent d'un hacheur série [LWB06].

### 1.7.2.3 Synthèse des principaux avantages et inconvénients des différentes méthodes de modélisation

Une méthode de modélisation dans le domaine fréquentiel présente l'avantage d'estimer directement le spectre des PEM dans le domaine fréquentiel où les normes sont aussi définies. Les méthodes de modélisation fréquentielle passent par une linéarisation de la structure de puissance qui, de par sa nature, présente des non-linéarités. Cette linéarisation participe à la simplification de la structure. À l'opposé d'une étude temporelle, les modèles fréquentiels sont rapides à calculer pour évaluer les PEM. Ces faibles temps de calcul en font des prétendants idéaux pour des études d'optimisation.

Néanmoins, une étude fréquentielle requiert de l'expérience dans la mesure où les calculs et/ou mesures d'identification du modèle équivalent peuvent devenir complexes. De plus, ce type de modélisation est souvent lié au point de fonctionnement. L'analyse de l'impact d'un composant sur la structure de puissance se trouve limitée dans la mesure où le modèle équivalent doit être recalculé pour s'adapter au changement effectué.

Une méthode de modélisation dans le domaine temporel impose un calcul, dans un premier temps, dans le domaine temporel puis un post-traitement permet de déduire le spectre des PEM. Ce type de modélisation permet une représentation visuelle globale du système étudié accessible à tous les ingénieurs contrairement à une méthode de modélisation dans le domaine fréquentiel qui demande de l'expérience. De plus, cette méthode permet de prendre en compte les phénomènes non-linéaires liés entre autres à l'activité des composants semi-conducteurs. Le modèle global temporel peut être exploité parallèlement à une étude CEM, par exemple, pour analyser les pertes au sein des interrupteurs du système étudié. Dans ce cas, d'un point de vue industriel, il s'agit d'un gain de temps car les ingénieurs peuvent utiliser le même modèle pour des analyses différentes mais tout de même complémentaires.

Cependant, un inconvénient d'une méthode de modélisation dans le domaine temporel concerne la durée des simulations. En effet, la combinaison du temps d'établissement du régime permanent et de la petite valeur du pas de calcul conduit à un temps de simulation qui peut être important. Afin de ne pas pénaliser une méthode de modélisation dans le domaine temporel uniquement pour cause de coût numérique important, il existe des techniques, à l'instar des techniques de macromodélisation passive, permettant de réduire le temps de calcul et de remplacer une partie

du système par une boîte noire. Nous reviendrons sur ce point ultérieurement dans le chapitre 2 (section 2.5).

#### 1.7.2.4 Choix du type de modélisation

L'objectif de nos travaux est de proposer une démarche de modélisation prédictive CEM conduite sur la bande de fréquences [150kHz - 108MHz] qui se veut adaptée à une utilisation industrielle. Dès lors, il nous faut répondre à un certain nombre de contraintes industrielles comme, par exemple, l'accessibilité, la précision et la modularité de la démarche proposée. Dans ce contexte, l'utilisation d'un logiciel de type circuit, comme LTspice IV, permet de concilier ces contraintes. En effet, un logiciel de type circuit reste accessible à tous les ingénieurs. La précision des résultats obtenus dépend des modèles utilisés. De plus, la modularité est liée à la capacité offerte par un logiciel de ce type à interchanger les composants. L'ingénieur peut donc évaluer les performances de différents composants à partir des bibliothèques internes au logiciel ou une base de données de modèles établie au préalable ou provenant de fournisseurs.

Une méthode de modélisation dans le domaine fréquentiel demande une expérience qui n'est pas toujours accessible à un non-spécialiste. En effet, l'élaboration du modèle fréquentiel équivalent et l'interprétation des résultats obtenus demandent un certain recul. Ces exigences ne sont pas compatibles avec notre contrainte d'accessibilité au niveau de la démarche proposée. De plus, les modèles issus d'une méthode de modélisation dans le domaine fréquentiel sont souvent liés au point de fonctionnement pour lequel ils ont été établis, ce qui ne répond pas à notre besoin de modularité.

Les modèles issus d'une méthode de modélisation dans le domaine temporel laissent la liberté à l'utilisateur d'interchanger les composants via leurs modèles respectifs. Aussi, l'analyse de la validité des simulations basées sur cette méthode reste accessible. D'autre part, le modèle temporel peut être exploité pour une analyse parallèle et complémentaire à une étude CEM. Il reste possible d'améliorer le temps de calcul d'une simulation temporelle via des techniques comme la macro-modélisation passive.

Ces raisons, qui répondent à nos contraintes industrielles, nous permettent de justifier notre choix vers le développement d'un modèle dans le domaine temporel.

### 1.7.3 Revue de la littérature : modélisation dans le domaine temporel de la CA étudiée

Nous rappelons que la CA étudiée est constituée d'un convertisseur buck implanté sur un PCB. La charge de ce dernier est une MCC à rotor bloqué. De plus, ce convertisseur est relié à son alimentation par du câblage (conducteurs non blindés).

La partie électrique de la CA étudiée, composée de ces modèles d'éléments passifs et d'interconnexions, est soumise aux gradients de courant et de tension provoqués par les commutations des semi-conducteurs [FSFR16]. Cette méthode de modélisation dans le domaine temporel, liée à une prédiction des niveaux de courants ou tensions parfois de faibles valeurs et à des fréquences élevées, nécessite une modélisation précise du système sur la gamme de fréquences d'analyse. De manière générale, nous relevons la tendance suivante : plus les dimensions d'un composant sont faibles et plus sa description est fine, plus les éléments parasites associés sont de faibles valeurs, plus ces derniers modifient et étendent le spectre des PEM vers des fréquences élevées. Pour améliorer la précision des modèles, nous les enrichissons d'un nombre croissant de détails de valeurs de plus en plus faibles. Cette tendance amène à des temps de calcul croissants car on augmente la taille du problème à résoudre tout en faisant intervenir des grandeurs associées à des valeurs de plus en plus faibles, ce qui peut se heurter aux tolérances des solveurs de la simulation.

Néanmoins, la précision atteinte dépend de la validité des modèles de chaque sous-système et éventuellement de leurs interactions sur cette bande de fréquences. L'identification du modèle de chaque sous-système, des semi-conducteurs (source de PEM) aux différents chemins de couplage (imperfections des composants passifs, interconnexions, câblage) sera détaillée ci-après.

### 1.7.3.1 Modèle des semi-conducteurs

En électronique de puissance, les semi-conducteurs sont utilisés en commutation, entre leurs états bloqué et passant, à l'instar d'un interrupteur [Let99]. Dans la littérature, il est souvent énoncé le nom de cellule de commutation pour nommer une association « semi-conducteur commandé - diode » par exemple. La CA étudiée est classée dans la catégorie des petites voire moyennes puissances. Cela nous amène donc à nous limiter au transistor MOSFET et à la diode comme semi-conducteurs.

#### 1.7.3.1.1 Modèle du MOSFET

Le composant commun à tous les convertisseurs de puissance à découpage est le commutateur, ici le MOSFET, qui permet de découper les grandeurs électriques. Son modèle pourrait influencer le spectre des PEM d'émission conduite lié à ses commutations. En CEM, il est d'usage de chercher à représenter avec réalisme le comportement du composant pendant ses phases de fonctionnement sans nécessairement faire appel à la physique du matériau qui le compose. Nous avons alors centré notre attention sur un modèle comportemental. Le premier modèle illustré par la figure 1.24 correspond à un interrupteur parfait caractérisé par une résistance faible à l'état passant ( $R_{ds_{on}}$ ) et une résistance élevée à l'état bloqué ( $R_{ds_{off}}$ ).

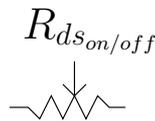


FIGURE 1.24 – Modèle de MOSFET comportant un commutateur parfait

Une amélioration de ce modèle est présentée sur la figure 1.25. Elle est réalisée en ajoutant au premier modèle une inductance série ( $L_{ds}$ ) et une capacité parallèle ( $C_{ds}$ ) [Rev03]. Cette inductance série permet de tenir compte de l'influence de la connectique entre le drain et la source du composant. La capacité parasite représente la capacité drain-source. Ces éléments parasites permettent de limiter respectivement les variations de courant dans le composant ainsi que la tension à ses bornes. Ainsi, on représente plus fidèlement le fonctionnement du MOSFET.

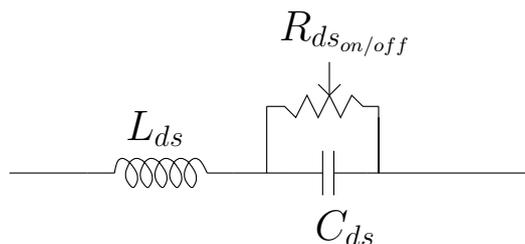


FIGURE 1.25 – Modèle de MOSFET comportant un commutateur parfait et ses éléments parasites [Rev03]

[CR99a] a constaté que les modèles complexes de MOSFET sont relativement adaptés à la modélisation CEM, d'où la possibilité d'avoir recours aux bibliothèques de logiciel circuit de type SPICE. Le troisième modèle est présenté sur la figure 1.26. Celui-ci est un modèle de type SPICE 3 issu de la bibliothèque de LTspice IV et tient compte :

- de la caractéristique statique du composant,
- des interconnexions parasites ( $R_G$ ,  $R_D$ ,  $R_S$ ),
- de la diode interne au composant ( $D_{body}$ )
- de la non linéarité de la capacité drain-grille ( $C_{dg}$ )
- des capacités drain-source ( $C_{ds}$ ) et grille-source ( $C_{gs}$ ).

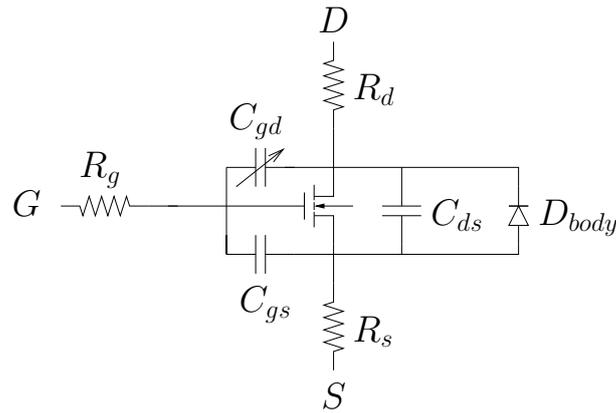


FIGURE 1.26 – Modèle de MOSFET de type SPICE 3

La figure 1.27 présente une comparaison réalisée par [Rev03]. Il s'agit du spectre de la tension de PEM d'émission conduite estimée au RSIL pour deux modèles CEM de hacheur abaisseur comportant un MOSFET IRFP450. Ce MOSFET est représenté, d'une part par un modèle simplifié composé d'un interrupteur parfait avec ses éléments parasites (figure 1.25), et d'autre part par un modèle proposé par SPICE.

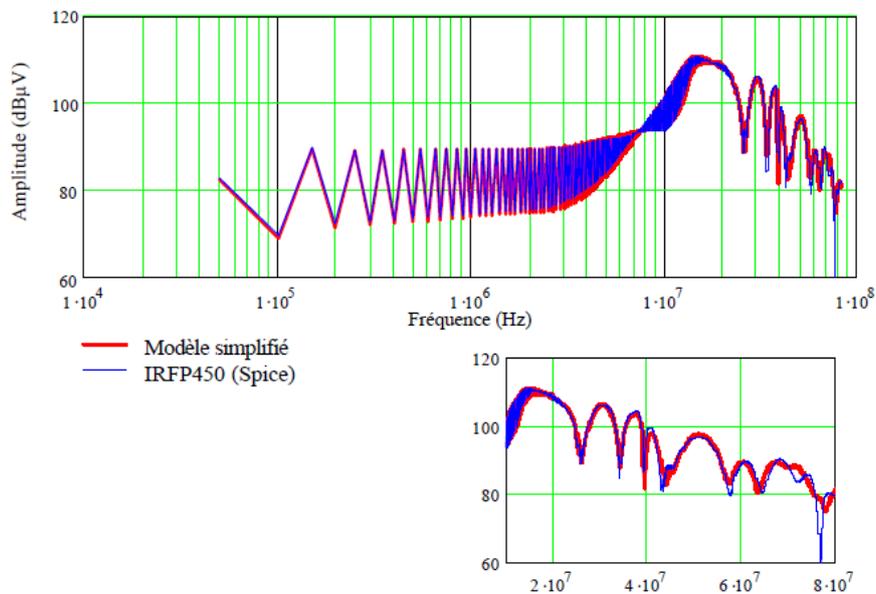


FIGURE 1.27 – Comparaison du modèle SPICE et du modèle simplifié d'un MOSFET IRFP450 [Rev03]

Cette comparaison montre la pertinence de l'utilisation du modèle de MOSFET présenté à la figure 1.25. Toujours selon [Rev03], en ajustant ses paramètres, les résultats du modèle (avec éléments parasites) de la figure 1.25 sont semblables à ceux de son modèle SPICE équivalent.

Par ailleurs, le fonctionnement du MOSFET en commutation étant basé sur la charge et la décharge de ses capacités parasites, son modèle précis doit tenir compte de celles-ci de façon rigoureuse [Akh00]. C'est dans cette optique que s'insèrent les travaux récents de [Tak17]. La modélisation, qui y est proposée, est illustrée par la figure 1.28. Elle repose sur la mesure et intègre les caractéristiques statique et dynamique du MOSFET.

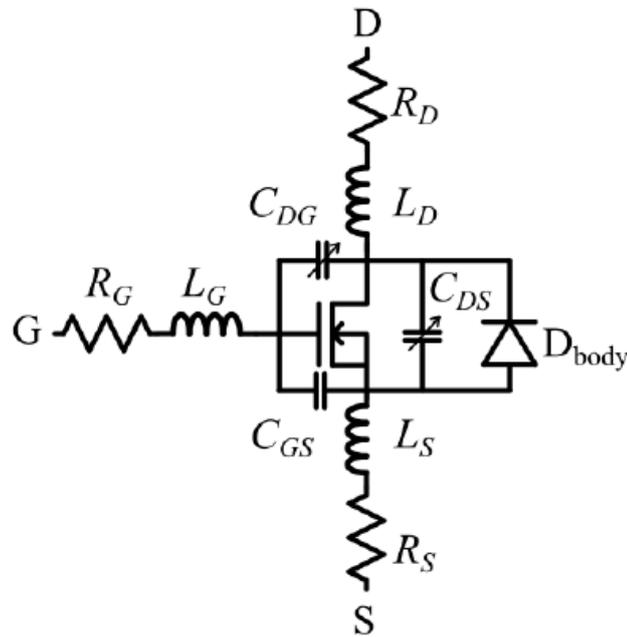


FIGURE 1.28 – Modèle de MOSFET basé sur la mesure [Tak17]

### 1.7.3.1.2 Modèle de la diode

La diode est un composant régulièrement rencontré dans les convertisseurs de puissance. Son fonctionnement se traduit par sa propriété non linéaire et se manifeste par sa caractéristique courant en fonction de la tension communément appelée caractéristique statique [HH96]. L'allure exponentielle de cette caractéristique est régie par l'équation 1.6.

$$I_d = I_s \cdot \left( e^{\frac{V_d}{N \times V_t}} - 1 \right) \quad (1.6)$$

$I_d$  et  $V_d$  sont respectivement le courant traversant la diode et la tension aux bornes de celle-ci.  $I_s$  est le courant de saturation du composant.  $V_t$  représente la tension thermodynamique du composant. Ce paramètre est lié à la température [May01].  $N$  représente le coefficient d'émission, ce paramètre est variable selon la technologie du composant.

Selon [Akh00], c'est l'un des composants les plus difficiles à modéliser en électronique de puissance notamment à cause de ses phénomènes transitoires comme son temps de recouvrement inverse. En raison des charges emmagasinées pendant sa conduction, une diode qui subit une variation rapide de la tension inverse à ses bornes ne retrouve pas instantanément son pouvoir de blocage. Pour cela, la prise en compte d'un temps appelé temps de recouvrement inverse est nécessaire.

[Akh00, Jea01] proposent deux types de modélisation que sont la macromodélisation et la micromodélisation. La macromodélisation vise à représenter le comportement du composant et est une méthode rapide à évaluer. La micromodélisation qui est dérivée de la physique du composant est un procédé lent à évaluer. Cette dernière requiert la connaissance de paramètres liés à la technologie du composant qui ne sont, la plupart du temps, accessibles qu'à son fabricant, ce qui limite son utilisation. Par contre, la macromodélisation via des modèles comportementaux est à la fois accessible et adaptée pour une analyse de PEM en utilisant un logiciel circuit de type SPICE. La modélisation du comportement de la diode lors du recouvrement a fait l'objet de plusieurs travaux [GH92, LBM96, HK13]. De plus, la technologie de diode peut impacter sa modélisation. En effet, pour une diode Schottky par exemple, le recouvrement est faible voire même nul [BM92]. C'est pour cette raison que [Hri14] propose le modèle simplifié de la figure 1.29a pour une diode Schottky. Celui-ci prend en compte la caractéristique statique et le comportement dynamique de cette diode. Ce comportement dynamique est décrit en considérant une variation de la capacité

de transition de cette diode  $C_d$  en fonction de sa tension inverse  $V_r$  (figure 1.29b).

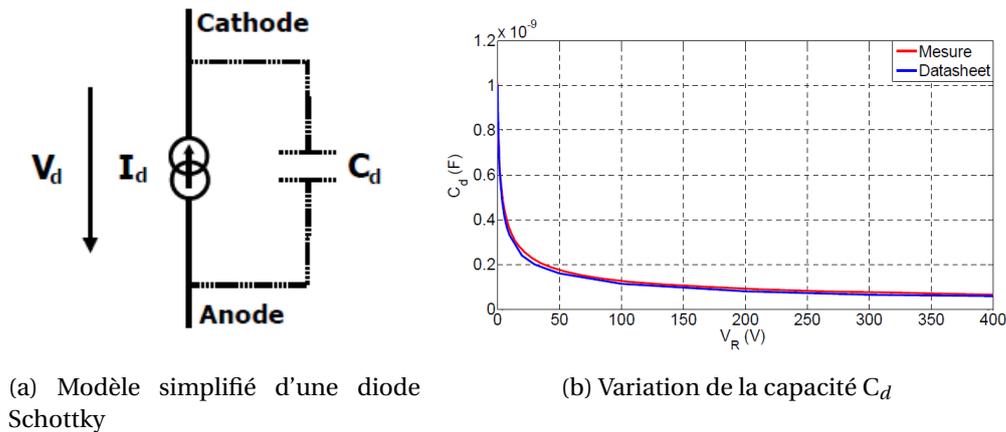


FIGURE 1.29 – Modélisation d'une diode Schottky [Hri14].

### 1.7.3.2 Modèles des chemins de couplage

Les sources de PEM sont à l'origine des gradients de courant/tension qui vont exciter les chemins de couplage. Une estimation correcte des PEM provenant d'un système dépend à la fois du modèle des sources mais aussi du modèle des différents chemins qui vont véhiculer ces PEM. Dans un premier temps, il est nécessaire d'identifier ces couplages pour ensuite les modéliser. La réalisation d'un système de puissance passe par l'intégration de semi-conducteurs dans une topologie électrique. L'ampleur de cette intégration va dépendre du type de composant choisi. Bien que certains cas conduisent à des modules de puissance intégrant plusieurs semi-conducteurs, la CA étudiée nous amène à l'utilisation de semi-conducteurs sous la forme de composants discrets. Le boîtier TO220 présenté sur la figure 1.30 en est un exemple.



FIGURE 1.30 – MOSFET dans un boîtier TO220 [Inf10]

Dans le cas de notre application, les semi-conducteurs sont implantés sur un PCB. Les éléments parasites du PCB peuvent influencer sur le spectre des PEM [Gau00], et donc peuvent ne pas être négligeables selon la gamme de fréquences étudiée. De plus, les semi-conducteurs implantés sur le PCB sont reliés au reste du système par des câbles dont les imperfections font partie des chemins qui véhiculent les PEM [Wee06b]. De même, les composants passifs (condensateur, résistance, charge, ...) n'étant pas parfaits [WP80], il est nécessaire de les considérer avec leurs éléments parasites qui jouent un rôle dans le comportement électromagnétique du système sur une gamme étendue de fréquences [Mar13].

Par ailleurs, les couplages de mode commun les plus significatifs se situent au niveau des conducteurs qui subissent une variation brutale de potentiel provoquée par l'activité des semi-conducteurs [CR99b]. Pour une cellule de commutation, le point pour lequel les gradients de tension sont les plus importants se situe au point milieu de celle-ci. Une impédance de mode commun

( $Z_{MC}$ ) sera localisée en ce point, représentant le principal chemin pour les PEM de **mode commun** [Lab10]. Dans la suite du document, nous présenterons les modèles de ces divers chemins par lesquels transitent les PEM, en commençant par les modèles de composants passifs et de la charge à savoir la MCC. Nous détaillerons, ensuite, successivement les modèles du PCB, des câbles et de  $Z_{MC}$ .

### 1.7.3.2.1 Modèles des composants passifs

Les composants passifs peuvent être modélisés par deux approches. La première repose sur une modélisation physique du composant par un modèle analytique ou un modèle en trois dimensions. Ce type de modélisation peut nécessiter des informations sur le composant (matériau, dimensions, ...) souvent difficiles à obtenir. Pour le cas où ces informations feraient défaut, il existe aussi une deuxième technique de modélisation de composants passifs basée sur leur caractérisation expérimentale. Cette méthode de modélisation de composants passifs a été éprouvée à travers la littérature notamment dans [Laf11, Mos11, Tak17]. L'idée est de reproduire de façon la plus fidèle possible le comportement fréquentiel (module et phase) du composant sur la base d'une mesure de son impédance ou des **paramètres de répartition** –ou *scattering parameters*– (**paramètres S**) à l'**analyseur de réseau vectoriel** –ou *vector network analyzer*– (**VNA**) par exemple. Pour une caractérisation de composants passifs à l'aide d'un **VNA**, il est nécessaire d'avoir un *a priori* sur la valeur de son impédance. En effet, cette valeur va influencer le choix de la topologie de mesure. La configuration de mesure, liée à l'impédance du composant à caractériser, est à choisir de façon à minimiser les incertitudes expérimentales liées à l'utilisation du **VNA** [Laf11]. Il existe trois configurations de mesure de composants passifs au **VNA** :

- si l'impédance du composant à caractériser est inférieure à  $50\Omega$ , une mesure du paramètre  $S_{21}$  avec le composant en parallèle est appropriée,
- pour une impédance supérieure à  $50\Omega$ , une mesure du paramètre  $S_{21}$  avec le composant en série est préférable,
- lorsque l'impédance de ce dernier est proche de  $50\Omega$ , la mesure du paramètre  $S_{11}$  est appropriée.

Pour la caractérisation d'un composant passif et selon la gamme de fréquences étudiée, il pourrait être nécessaire de réaliser différentes configurations de mesure.

À la suite de la mesure, une méthodologie d'optimisation peut permettre l'extraction de la valeur de chaque élément constituant le modèle équivalent comme le montre la figure 1.31 qui synthétise la procédure de la mesure jusqu'au modèle équivalent [Ben14].

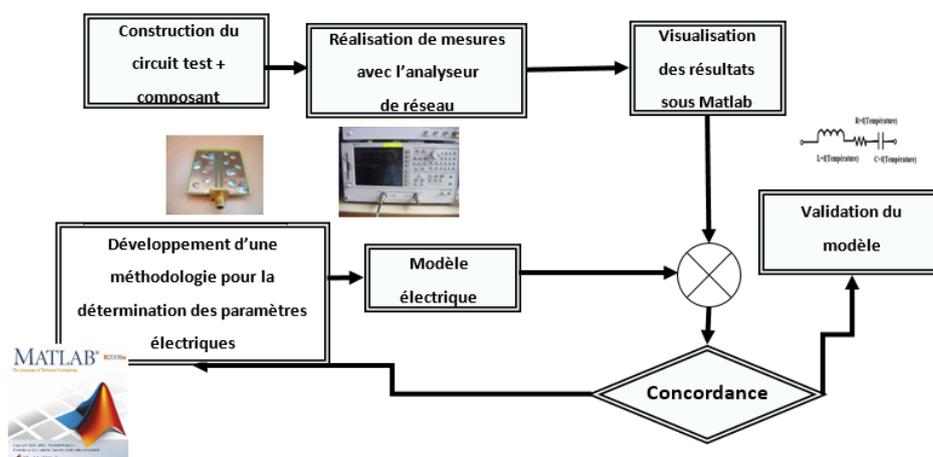


FIGURE 1.31 – Synthèse de la démarche de caractérisation pour les composants passifs [Ben14].

L'imperfection des différents composants passifs peut être matérialisée par une association d'éléments parasites constituée de résistances, inductances et capacités. Ces imperfections impactent

le comportement du composant en fonction de la fréquence et permettent de mettre en exergue les paramètres dominants, selon les gammes de fréquences, à partir des phénomènes physiques intervenant. Les composants passifs couramment rencontrés sont le condensateur, la résistance et la bobine. Nous proposons, à présent, de détailler le modèle équivalent de chacun de ces trois composants passifs.

**1.7.3.2.1.1 Modèle d'une résistance** Un modèle équivalent générique de la résistance est donné par la figure 1.32 [Pau06].

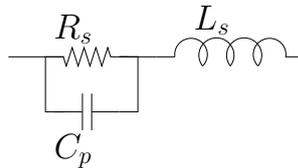


FIGURE 1.32 – Modèle générique d'une résistance

Ce modèle tient compte de l'effet capacitif dû à l'interaction des terminaisons du composant par la capacité  $C_p$ , parallèle à la résistance idéale  $R_s$ .  $L_s$  représente l'inductance parasite des connexions.

**1.7.3.2.1.2 Modèle d'une bobine** La vitesse de variation du courant dans une bobine dépend de la tension à ses bornes. Un modèle général d'une bobine est illustré par la figure 1.33 [Pau06].

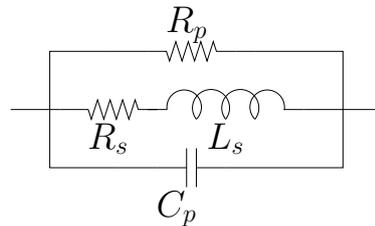


FIGURE 1.33 – Modèle générique d'une bobine

Ce modèle est basé sur une inductance parfaite  $L_s$  qui est parasitée par une résistance série  $R_s$  représentant la résistance du bobinage. Les couplages électriques inter-spores sont modélisés par une capacité parallèle  $C_p$ , la résistance parallèle  $R_p$  traduit les pertes dans le noyau magnétique.

**1.7.3.2.1.3 Modèle d'un condensateur** La vitesse de variation de la tension aux bornes d'un condensateur dépend du courant qui le traverse. Un modèle de base du condensateur est donné par la figure 1.34 [SL12].

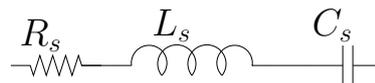


FIGURE 1.34 – Modèle générique d'un condensateur

Ce modèle comprend une capacité parfaite  $C_s$  dont les effets parasites, qui sont liés à l'influence des connexions, se traduisent par une résistance série  $R_s$  et une inductance en série  $L_s$ .

Par ailleurs, la simplicité des modèles présentés peut s'avérer ne pas être suffisante en fonction de la technologie du composant. Toutefois, ces modèles restent génériques et sont à adapter selon la gamme de fréquences d'intérêt. Par exemple, pour une bobine, il est fréquent de trouver dans la littérature un modèle correspondant à la mise en cascade de cellules constituées d'éléments *RLC*

et qui permettent de traduire son comportement en **hautes fréquences (HF)**.

Il est intéressant de remarquer que les modèles de composants passifs tels que proposés sont également utilisables dans une simulation fréquentielle. Autrement dit, ces modèles ne sont pas propres à une méthode de modélisation dans le domaine temporel.

La charge de la **CA** étudiée représentée par la **MCC** (rotor bloqué) étant l'un des chemins qui véhiculent les perturbations de **mode commun** et de **mode différentiel**, il convient de s'intéresser à son modèle.

### 1.7.3.2.2 Modèle de la machine à courant continu (MCC)

La modélisation de la **MCC** a fait l'objet de plusieurs travaux au cours des dix dernières années. [Ben09, BD07] proposent un modèle analytique de l'impédance de la **MCC**. Pour ce faire, une connaissance approfondie des caractéristiques électriques et géométriques de la **MCC** est requise. En général, ces informations ne sont accessibles qu'au fabricant de la machine. Néanmoins, avec ce modèle et connaissant tous les détails de fabrication, le constructeur de la **MCC** pourrait optimiser son impédance de façon à la maximiser à certaines fréquences qui pourraient s'avérer critiques [Ben11]. Cette méthode ne prend pas en considération le contact balai-collecteur (source de perturbation). Cependant, [VVV<sup>+</sup>09] propose une modélisation de l'arc électrique provoqué par les commutations.

Un modèle complet de la **MCC** est présenté dans [Kah10], à savoir un modèle (analytique ou comportemental) de son impédance mais aussi un modèle de la source de perturbation (contact balai-collecteur), sous la forme d'un circuit de Norton équivalent. De plus, un modèle de la **MCC** en fonctionnement à partir d'une approche basée sur la mesure est développée par [DLDB15]. Le système d'actionnement doit suivre un profil de mission en positionnement ce qui amène les plus forts courants donc des perturbations conduites majorantes lorsque la **MCC** est chargée en position fixe. Or, d'après nos hypothèses, le rotor de la **MCC** est bloqué. Cette configuration correspond, au niveau du système, à la valeur la plus élevée du courant traversant la charge. On peut donc simplifier notre approche en considérant la machine comme une impédance de charge pour l'électronique de puissance.

Nous choisissons un modèle comportemental de l'impédance de la **MCC**. Un modèle de machine est établi dans les travaux de [BC99] par un modèle de son impédance. En fait, l'interprétation des phénomènes physiques inhérents au fonctionnement de la machine permet de considérer un modèle équivalent en  $\pi$  comme le montre la figure 1.35.

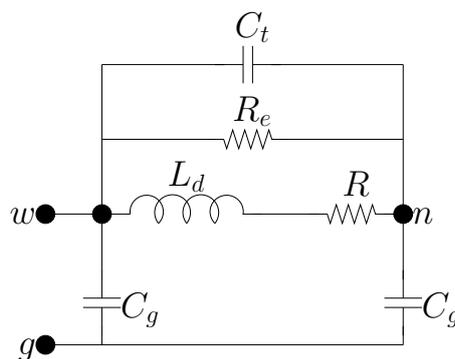


FIGURE 1.35 – Modèle en  $\pi$  d'un enroulement de la machine [BC99].

Ce modèle est semblable au modèle **HF** d'une bobine auquel on rajoute le circuit caractérisant les couplages par impédance commune. En effet, dans ce cas, le modèle **HF** de la bobine est représenté par  $L_d$  (inductance propre) en série avec la résistance interne du bobinage  $R$ , à laquelle il faut rajouter en parallèle la capacité globale inter-spires  $C_t$  et les pertes dans le noyau magnétique caractérisées par  $R_e$ . Les couplages parasites en mode commun (propres à la **MCC**) sont représentés de part et d'autre de la cellule par la capacité  $C_g$ . Le modèle en  $\pi$  (figure 1.36) a été éprouvé et

a depuis été exploité notamment par [Rev03, Wee06a, Doo12, Lou17].

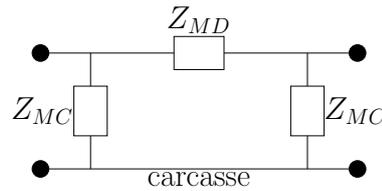


FIGURE 1.36 – Modèle en  $\pi$  généralisé d'un enroulement de la machine [Wee06a].

La MDP [THSC10], que nous présenterons dans les paragraphes suivants, nous a permis de vérifier l'influence de la tension de polarisation sur l'impédance de cette MCC en mode différentiel.

### 1.7.3.2.3 Méthode des deux pincés

**1.7.3.2.3.1 Principe de la méthode des deux pincés** Le montage de base de la MDP est illustré par la figure 1.37.

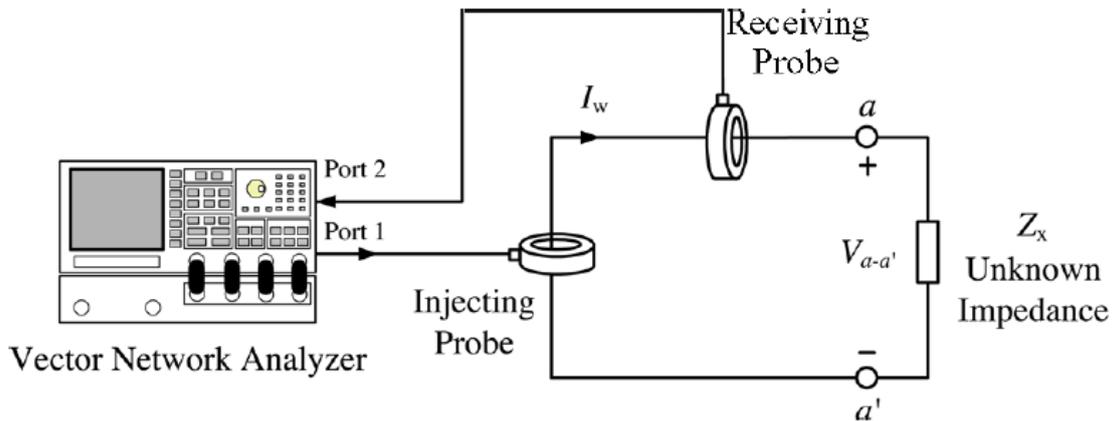


FIGURE 1.37 – Illustration de la mesure avec la méthode des deux pincés [THSC10].

Le principe de cette méthode s'appuie d'abord sur l'injection d'un courant  $I_w$  via une pince de courant dans la boucle contenant l'impédance à caractériser notée  $Z_x$  sur la figure 1.37. Dans le même temps, une pince de courant permet sa détermination. Les deux pincés de courant sont connectés à un VNA. La MDP a été éprouvée à travers la littérature et a été utilisée pour la caractérisation de composants passifs et semi-conducteurs, sur une bande de fréquence étendue jusqu'à 30MHz, respectivement par [Cue13] et [Li14]. Cette méthode permet de polariser l'impédance à caractériser et permet d'assurer la protection du VNA. Cela correspond à son avantage majeur.

Pour cette mesure, nous avons utilisé un VNA (Rhode & Schwarz ZNB), une pince de courant d'injection (Solar Electronics 9144-1N) et une pince de courant de mesure (Solar Electronics 9206-1). En partant du schéma équivalent du montage de la figure 1.37, on déduit l'équation 1.7 [THSC10].

$$Z_x = K \times \left( \frac{S_{11} + 1}{S_{21}} \right) - Z_{setup} \quad (1.7)$$

Les paramètres  $S$  sont mesurés au VNA. Les coefficients complexes  $K$  et  $Z_{setup}$  dépendent de la fréquence.  $K$  est un paramètre lié à l'impédance de transfert des pincés de courant.  $Z_{setup}$  prend en compte l'impédance du montage d'essai, et est donc étroitement lié à ce montage. En d'autres termes, un changement quelconque (longueur ou position de la boucle) impose un nouveau calibrage de la structure d'essai.

Afin d'identifier ces coefficients, tout d'abord, nous remplaçons  $Z_x$  (figure 1.37) par deux impédances connues, à savoir un court-circuit et  $50\Omega$ . Cela nous conduit à un système de deux équations à deux inconnues. Puis ces coefficients sont obtenus à la suite de la résolution de ce système. Une fois ces coefficients connus, la méthode des deux pinces permet de déduire une impédance  $Z_x$  en utilisant l'équation 1.7.

Dans le but de valider cette méthode, nous proposons de l'appliquer à la caractérisation de composants passifs (résistance et condensateur), et de comparer le résultat obtenu avec celui issu d'une mesure directe au VNA.

**1.7.3.2.3.2 Validation de la méthode des deux pinces** La caractérisation de composants passifs (résistance, condensateur) a été réalisée à partir de cette méthode. La figure 1.38 présente le montage d'essai considéré pour un composant passif.

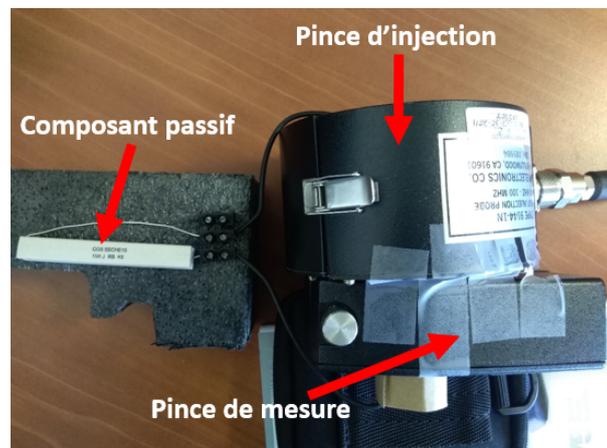


FIGURE 1.38 – Caractérisation d'un composant passif avec la méthode des deux pinces.

Nous avons notamment utilisé une boucle réalisée avec un câble d'une longueur de 25cm. Maintenant, nous présenterons les résultats obtenus pour chaque composant passif évalué. L'impédance mesurée par la MDP a été comparée à celle mesurée directement au VNA.

— Caractérisation d'une résistance par la méthode des deux pinces

L'impédance à caractériser est celle d'une résistance de  $15\Omega$ . La figure 1.39 présente la comparaison de l'impédance de cette résistance en fonction de la fréquence.

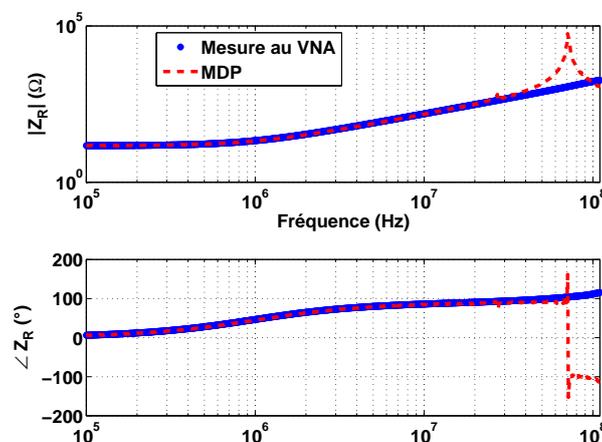


FIGURE 1.39 – Comparaison entre la MDP et la mesure au VNA : cas d'une résistance de  $15\Omega$ .

Nous notons un bon accord entre ces résultats. Toutefois, avec la MDP, nous observons une résonance à 71MHz. Cette résonance correspond à la limite en fréquence liée au montage de la figure 1.38. La réduction de la longueur du câble permettant de réaliser la boucle serait une solution pour élargir la bande de fréquences d'utilisation de la MDP. Cependant, la largeur des pinces de courant ne permet pas l'utilisation d'un câble d'une longueur inférieure à celle utilisée. De plus, au delà de 30MHz, il existe des couplages liés à l'environnement qu'il est difficile de maîtriser. C'est pourquoi, avec la MDP, nous nous limiterons par la suite à une fréquence maximale de 30MHz.

— Caractérisation d'un condensateur par la méthode des deux pinces

Considérons un condensateur céramique de 130pF. La figure 1.40 présente la comparaison de l'impédance de ce condensateur (hors tension) obtenue par les deux méthodes de mesure. Nous notons un bon accord entre les résultats jusqu'à 30MHz. Toutefois, nous observons quelques légères variations aux fréquences les plus basses qui sont dues à la valeur élevée d'impédance observée autour de 100kHz [Cue13].

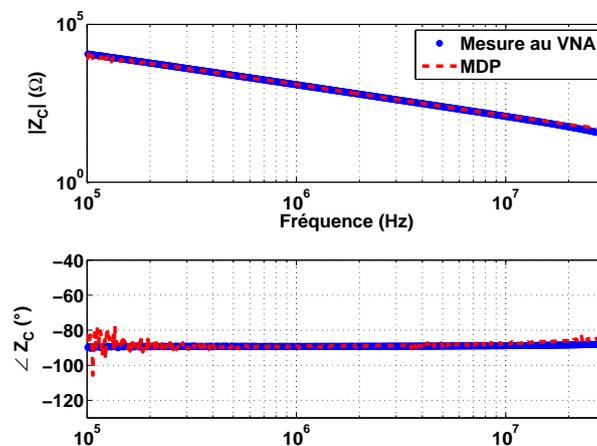


FIGURE 1.40 – Comparaison entre la MDP et la mesure au VNA : cas d'un condensateur de 130pF

Cette étude sur la caractérisation de composants passifs à l'aide de la MDP nous a permis de valider les valeurs d'impédances obtenues au VNA sur une bande de fréquences s'étendant jusqu'à 30MHz.

Pour un équipementier automobile le PCB est un élément fondamental puisqu'il permet la transition du composant vers le système. Vis-à-vis de la configuration étudiée et de la gamme de fréquences considérée, il convient de s'intéresser à l'analyse de la contribution du PCB dans le modèle développé.

#### 1.7.3.2.4 Prise en compte du PCB

Le comportement des différents composants du système, reliés par des pistes, est susceptible d'être influencé par la présence du PCB. Dans le domaine automobile, les PCB utilisés sont le plus souvent basés sur du FR4 (*Flame Resistant 4*). Le terme FR4 fait plus référence à un niveau de retard d'inflammabilité qu'à une composition chimique [Laf11].

La modélisation du PCB revient à déterminer son schéma équivalent sur la gamme de fréquences étudiée.

À partir d'une géométrie complexe de PCB, il est possible d'extraire son schéma équivalent. L'extraction des composants parasites du PCB est possible en utilisant le logiciel InCA3D<sup>®</sup> basé sur la méthode *partial element equivalent circuit* (PEEC) [RCGS04, CRCP09]. Le principe de la méthode PEEC consiste à décomposer les connexions électriques du système étudié en *circuit à constantes localisées* (CCL) prenant en compte leurs comportements électrique et électromagnétique.

Nous rappelons que notre objectif consiste à prendre en compte le PCB sous la forme d'un modèle

de type circuit. Dans ce contexte, les pistes du PCB sont considérées comme un réseau de lignes de transmission, caractérisées par leurs paramètres linéiques (*RLCG*) dont les valeurs dépendent des caractéristiques électriques et géométriques du conducteur. Les éléments fondamentaux caractérisant les lignes de transmission sont détaillés dans l'annexe A.1.

Une synthèse des méthodes de modélisation de type circuit des pistes sur PCB, illustrée par la figure 1.41, est proposée par [Laf16].

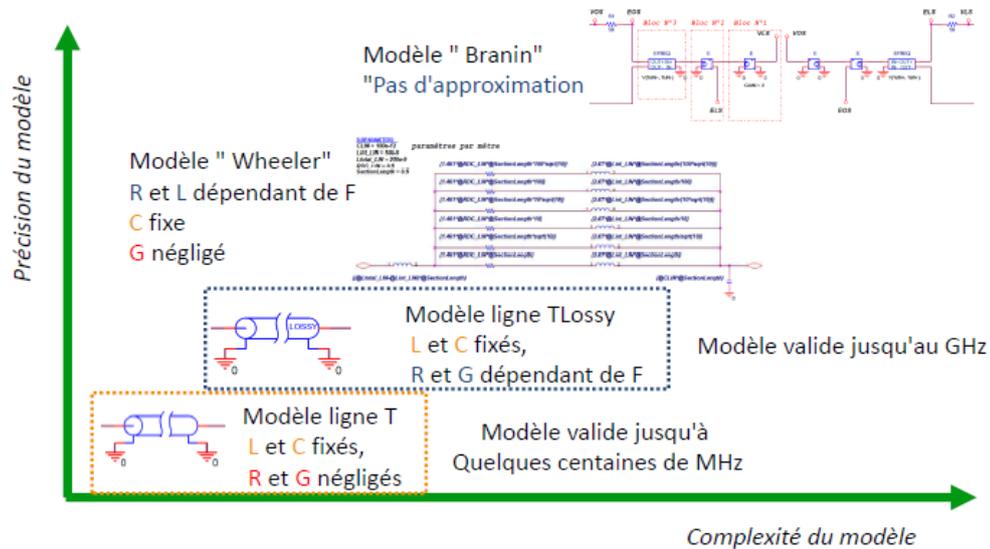


FIGURE 1.41 – Synthèse des méthodes de modélisation de type circuit pour un PCB [Laf16].

Cette synthèse précise les principaux modèles de type SPICE appropriés pour la modélisation des pistes sur un PCB.

Le premier modèle est un modèle de ligne de transmission sans pertes (modèle « ligne T ») caractérisée par son impédance caractéristique et son temps de propagation. Ces paramètres sont présentés dans l'annexe A.1.

Afin d'augmenter la précision du modèle en prenant en compte les pertes, il est possible d'utiliser un modèle de ligne de transmission incluant les pertes (modèle « ligne TLossy »). Ce modèle permet de prendre en compte la dépendance fréquentielle de la résistance linéique et la conductance linéique. Toutefois, les variations selon la fréquence de l'inductance linéique et la capacité linéique ne sont pas prises en compte.

La prise en compte de l'effet de peau est possible via le modèle de « Wheeler ». Ce modèle prend en compte la dépendance fréquentielle de la résistance linéique et l'inductance linéique. Néanmoins, la capacité linéique est considérée constante et la conductance linéique est négligée.

Pour aller plus loin, le modèle de « Branin » prend en compte l'ensemble des paramètres linéiques avec leur dépendance fréquentielle.

La complexité de ces modèles est à adapter en fonction de la précision recherchée et la gamme de fréquences étudiée. Toutefois, lorsque les longueurs de piste sont inférieures au dixième de la longueur d'onde considérée, les phénomènes de propagation peuvent être négligés. Dans ce cas, les pistes du PCB étudié peuvent être représentées par un CCL tel qu'illustré par la figure 1.42.

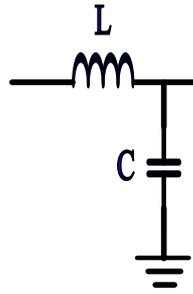


FIGURE 1.42 – Modèle d'une piste sur PCB : circuit à constantes localisées.

La modélisation des chemins de couplage des PEM serait incomplète sans l'étude des câbles qui permettent de connecter le système aux RSIL (figure 1.15). Leur modélisation (avec et sans blindage) au sein des applications de puissance a fait l'objet de plusieurs travaux [Ver03, Wee06b]. Néanmoins, la CA étudiée nous amène à l'utilisation de conducteurs non blindés : il s'agit de fil au-dessus d'un plan de masse de référence. Nous nous limiterons, dans la suite de ce paragraphe, à la présentation du modèle de ce type de conducteurs.

### 1.7.3.2.5 Modèle des câbles (fil au-dessus d'un plan de masse d'une longueur de 20cm)

Le point de départ est la gamme de fréquences d'intérêt. Les phénomènes de propagation peuvent être négligés si la longueur du conducteur est inférieure au dixième de la longueur d'onde. Dans ce cas, le conducteur peut être modélisé comme un CCL. Pour ce faire, nous avons considéré le câble comme étant une ligne de transmission sans pertes, dont la section transversale est illustrée par la figure 1.43a, située à une distance  $h$  au dessus d'un plan de masse (supposé parfaitement conducteur), caractérisée par ses paramètres linéiques  $L$  et  $C$  (figure 1.43b).

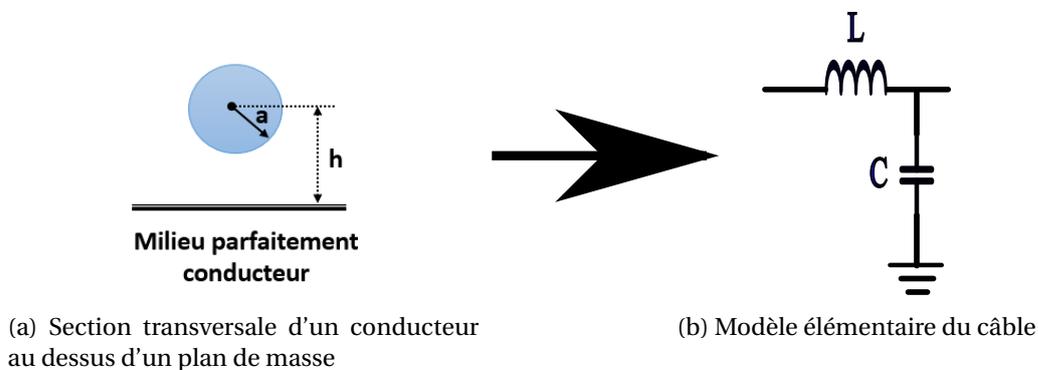


FIGURE 1.43 – Modèle de câble.

Les expressions analytiques de l'inductance linéique ( $L$ ) et de la capacité linéique ( $C$ ) sont données respectivement par les équations 1.8 et 1.9 pour une ligne de section circulaire, de rayon  $a$ , située à une distance  $h$  au dessus d'un plan de masse [Pau08].

$$L = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{2h}{a}\right) \quad (1.8)$$

$$C = \frac{2\pi\epsilon_0}{\ln\left(\frac{2h}{a}\right)} \quad (1.9)$$

Ces formules permettent d'implémenter un modèle SPICE sous la forme de CCL. Toutefois, la prise en compte des phénomènes de propagation est possible par une modélisation SPICE via un circuit à constantes réparties (CCR) grâce aux équations détaillées dans l'annexe A.1.

Les chemins de couplage des PEM sont susceptibles d'être influencés par l'impédance de mode commun ( $Z_{MC}$ ). C'est une impédance qui permet de prendre en compte l'interaction entre un équipement et un système qui intègre cet équipement. Nous présenterons, maintenant, le modèle de  $Z_{MC}$ .

### 1.7.3.2.6 Modèle de l'impédance de mode commun ( $Z_{MC}$ )

En général, pour des applications automobiles, les essais sur table (à la charge de l'équipementier) sont réalisés avec la présence d'un plan de masse constituant la référence de potentiel. Par ailleurs, chacun des équipements qui composent un véhicule est susceptible d'avoir son propre plan de masse. C'est le cas, par exemple, d'un équipement possédant un PCB, donc une référence de potentiel locale. On pourrait se questionner sur l'interaction électromagnétique qui existerait entre, par exemple, le plan de masse du PCB et le plan de masse général. Dans la plupart des cas, sur un véhicule, les reprises de masse sont réalisées indirectement par un câble, d'une certaine longueur, connecté au châssis du véhicule, mais rarement au plus court. Cette configuration revêt un caractère important quant à la modélisation d'un équipement comprenant un PCB. On se retrouve d'un point de vue CEM dans un dispositif de couplage par impédance commune.

[Ég05] montre que considérer seulement une capacité pour prendre en compte  $Z_{MC}$  est insuffisant. Il démontre également que  $Z_{MC}$  dépend de la géométrie de la configuration à étudier. [Laf11] présente un état de l'art sur ce sujet. Notre modèle de  $Z_{MC}$  est fondé sur ses travaux :  $Z_{MC}$  résulte de la mise en série d'une capacité ( $C_{MC}$ ), d'une inductance ( $L_{MC}$ ) et d'une résistance ( $R_{MC}$ ), comme le montre la figure 1.44.

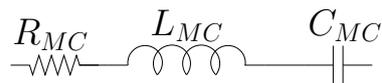


FIGURE 1.44 – Modèle de  $Z_{MC}$ .

L'estimation de chacun des paramètres qui composent  $Z_{MC}$ , provenant de [Laf11] sera maintenant détaillée.

**1.7.3.2.6.1 Capacité ( $C_{MC}$ )** L'origine de la capacité provient de la contribution de trois aspects illustrés sur la figure 1.45.

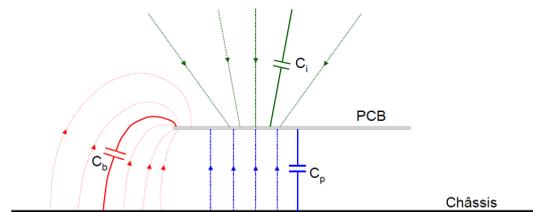


FIGURE 1.45 – Origine de la capacité de mode commun [Laf11].

$C_i$  correspond à la capacité interne qui existe même en l'absence de plan de masse de référence. Il s'agit de la capacité d'une carte posée sur une table en bois (milieu isolant) [Cha06].  $C_b$  représente la capacité prenant en compte les effets de bord.  $C_p$  est la capacité du condensateur plan dont les armatures sont formées par le plan de masse du PCB et son image sur le plan de masse de référence. La capacité de mode commun correspond à la somme de ces trois capacités comme le montre l'équation (1.10) :

$$C_{MC} = C_i + C_b + C_p \quad (1.10)$$

Cependant, [Laf11] regroupe la contribution de  $C_b$  et de  $C_p$  sous une même expression analytique  $C_{pb}$  illustrée par l'équation (1.11) :

$$C_{pb} = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \frac{1,1 \times S}{h} \quad (1.11)$$

$S$  correspond à la surface du plan de masse du PCB.  $h$  est la hauteur de la carte par rapport au plan de masse de référence.  $\epsilon_0$  représente la permittivité du vide.  $\epsilon_r$  est la permittivité relative du milieu entre les plaques du condensateur plan. La valeur 1,1 traduit la prise en compte des effets de bord par une augmentation fictive de la surface. L'expression de la capacité interne  $C_i$  est donnée par l'équation (1.12) [Laf11] :

$$C_i = \epsilon_0 \cdot \frac{15,7 \times \sqrt{S}}{\pi + \sqrt{S}} \quad (1.12)$$

Dans ces conditions, la somme de  $C_{pb}$  et de  $C_i$  donne la valeur de la capacité de mode commun.

**1.7.3.2.6.2 Inductance ( $L_{MC}$ )** L'effet inductif naît du courant qui va traverser la capacité de mode commun. Celui-ci va contribuer à la création d'un champ magnétique d'où l'existence de cette inductance. L'équation (1.13) donnant l'expression de l'inductance de mode commun ( $L_{MC}$ ) suppose que le rapport longueur sur largeur du PCB est inférieur à trois et ne dépend pas de ses dimensions.

$$L_{MC} = \mu_0 \cdot h \quad (1.13)$$

**1.7.3.2.6.3 Résistance ( $R_{MC}$ )** La résistance de mode commun ( $R_{MC}$ ) peut être assimilée aux pertes par rayonnement [Laf11]. Toujours selon [Laf11], la contribution des pertes ohmiques dans l'évaluation de  $R_{MC}$  est négligeable. Nous pouvons assimiler la structure, représentée par le plan de masse du PCB et son image au niveau du plan de masse général (référence), à une antenne patch. Cela nous permet de retrouver l'expression analytique de cette résistance de rayonnement donnée par l'équation (1.14) :

$$R_{MC} = \frac{1}{2} \cdot 790 \cdot \left( \frac{2 \cdot h}{\lambda} \right)^2 \quad (1.14)$$

$\lambda$  correspond à la longueur d'onde liée à la fréquence de résonance de  $L_{MC}$  et  $C_{MC}$ .

## 1.8 Conclusion

Une CA permet la transformation de l'énergie électrique disponible au sein du véhicule en énergie mécanique contrôlée permettant alors d'entraîner une charge mécanique. Cette CA comprend des systèmes de puissance qui nécessitent l'utilisation de convertisseur de puissance. Ces convertisseurs de puissance sont constitués de composants semi-conducteurs commutant de façon brutale entre leurs états passant et bloqué. Pour réduire les pertes par commutation, il est utile que ces commutations soient rapides, ce qui engendre de forts gradients de courant et de tension. L'association de ces gradients aux différents couplages parasites engendrent un spectre étendu de PEM. Or de nos jours, dans un véhicule, les équipements électriques et électroniques prennent une place de plus en plus importante. La coexistence et la proximité de ces différents équipements au sein du véhicule rendent impérative la prise en compte des contraintes CEM.

La CEM n'est qu'une partie des contraintes auxquelles la conception de la CA doit répondre pour que le dimensionnement soit valide. Nous avons souligné que les méthodes d'optimisation sous contraintes sont pertinentes pour unifier l'ensemble des exigences, et ce de deux manières possibles : par une optimisation globale du système ou par une optimisation plus ciblée. Dans les deux cas, des modèles présentant un bon compromis entre précision et temps de calcul sont indispensables. Dans ce contexte, notre objectif est de définir une méthodologie de modélisation prédictive

CEM en émission conduite, pour la CA étudiée, sur la gamme de fréquences [150kHz - 108MHz] couvrant la norme CISPR25. Dans le cadre de nos travaux, nous ne disposons pas de l'ensemble des modèles physiques qui nous permettent d'aborder une optimisation système. C'est pourquoi nous démontrerons la pertinence des modèles proposés dans le chapitre 2 en les utilisant dans le chapitre 3, pour l'optimisation du filtre CEM uniquement.

La revue de la littérature proposée a détaillé les méthodes de modélisation des sources de perturbations ainsi que des chemins de couplage. Dans le chapitre 2, nous développerons l'étude de la modélisation CEM qui permettra d'aboutir à un modèle compatible avec les exigences de temps de calcul et de précision d'une optimisation sous contraintes du filtre CEM de la CA étudiée. Pour chaque composant de ce système, nous présenterons un ou plusieurs modèles dont le choix sera fonction de la précision recherchée et des temps de calcul obtenus. L'objectif sera alors d'obtenir un modèle prédictif pour anticiper les PEM en émission conduite du système étudié dont les résultats seront confrontés à des données expérimentales.

## 1.9 Références

- [Akh00] Mahdi Akhbari. *Modèle de Cellule de Commutation pour les Etudes de Pertes et de Performances CEM*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2000. 32, 33
- [BC99] Aldo Boglietti and Enrico Carpaneto. Induction motor high frequency model. In *Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE*, volume 3, pages 1551–1558. IEEE, 1999. xiii, 37
- [BD07] Jens Benecke and Stefan Dickmann. Analytical HF model of a low voltage DC motor armature including parasitic properties. In *2007 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Honolulu, HI, USA, July 2007. 37
- [Bel12] Maurice Bellanger. *Traitement numérique du signal*. Sciences de l'ingénieur. Dunod, 9e edition, 2012. 25
- [Ben09] Jens Benecke. *Modellierung der Hochfrequenz-Eigenschaften kleiner Gleichstrommotoren*. PhD thesis, Helmut-Schmidt Hamburg, 2009. 37
- [Ben11] Jens Benecke. Impedance and Emission Optimization of Low-Voltage DC Motors for EMC Compliance. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(9) :3833–3839, September 2011. 37
- [Ben14] Mohamed Bensetti. HDR - Développement de modèles pour la conception et le contrôle de dispositifs en génie électrique : applications aux problèmes de CND de CEM. Technical report, Université Paris Sud, 2014. xiii, 35
- [BM92] M. Bhatnagar and P. K. McLarty. Silicon-Carbide High-Voltage (400 V) Schottky Barrier Diodes. *IEEE Electron Device Letters*, 13(10) :501–503, October 1992. 33
- [CGLR13] Francois Costa, Cyrille Gautier, Eric Labouré, and Bertrand Revol. *La compatibilité électromagnétique en électronique de puissance*. Sciences et Technologies de l'Energie Electrique. Lavoisier, hermes science edition, 2013. 20, 23
- [Cha06] Alain Charoy. *Cem. Parasites et perturbations des électroniques. Tome 1 : Sources, couplages, effets*. DUNOD, 2006. 43
- [Cos10] François Costa. Compatibilité électromagnétique CEM - Présentation générale. *Techniques de l'ingénieur Outils d'analyse en électronique de puissance et métrologie*, base documentaire : TIB278DUO.(ref. article : d1300v2), 2010. xiii, 20

- [CR99a] François Costa and Gérard Rojat. CEM en électronique de puissance - Réduction des perturbations, simulation. *Techniques de l'ingénieur Outils d'analyse en électronique de puissance et métrologie*, base documentaire : TIB278DUO.(ref. article : d3292v1), 1999. [20](#), [24](#), [31](#)
- [CR99b] François Costa and Gérard Rojat. CEM en électronique de puissance - Sources de perturbations, couplages, SEM. *Techniques de l'ingénieur Outils d'analyse en électronique de puissance et métrologie*, base documentaire : TIB278DUO.(ref. article : d3290v2), 1999. [22](#), [34](#)
- [CRCP09] E. Clavel, J. Roudet, T. Chevalier, and D.M. Postariu. Modeling of Connections Taking Into Account Return Plane : Application to EMI Modeling for Railway. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(3) :678–684, March 2009. [40](#)
- [Cre99] Jean-Christophe Crebier. *Contribution à l'étude des perturbations conduites dans les redresseurs commandés*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG, 1999. [25](#), [26](#)
- [Cue13] Carlos Cuellar. *Caractérisation et modélisation HF des matériaux magnétiques pour la conception des composants passifs des filtres CEM*. PhD thesis, Université de Lille 1, 2013. [38](#), [40](#)
- [De 12] Thomas De Oliveira. *Optimisation du routage d'un filtre CEM*. PhD thesis, Université de Grenoble, 2012. [16](#)
- [DLDB15] Fatou Diouf, Frank Leferink, Fabrice Duval, and Mohamed Bensetti. Wideband Impedance Measurements and Modeling of DC Motors for EMI Predictions. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 57(2) :180–187, April 2015. [37](#)
- [DLS12] François De Daran, Frédéric Lafon, and Thierry Segond. Méthodologie de design CEM - Couche équipement. *Techniques de l'ingénieur Compatibilité Électromagnétique dans les systèmes électroniques*, base documentaire : TIB580DUO.(ref. article : e1315v1), 2012. [xiii](#), [8](#), [9](#)
- [Doo12] Naraindranath Doorgah. *Contribution à la modélisation prédictive CEM d'une chaîne d'entraînement*. PhD thesis, École Centrale de Lyon, 2012. [38](#)
- [ELLM12] K. Ejjabraoui, C. Larouci, P. Lefranc, and C. Marchand. Presizing Methodology of DC–DC Converters Using Optimization Under Multiphysic Constraints : Application to a Buck Converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59(7), 2012. [14](#)
- [Foi12] Mikael Foissac. *Méthodologie d'analyse CEM conduite d'un réseau multiconvertisseurs*. PhD thesis, Université Grenoble, 2012. [xiii](#), [27](#)
- [FSFR16] David Frey, Jean-Luc Schanen, Jean-Paul Ferrieux, and James Roudet. Conception des convertisseurs de puissance sous contraintes CEM. *Techniques de l'ingénieur Outils d'analyse en électronique de puissance et métrologie*, base documentaire : TIB278DUO.(ref. article : d1331v1), 2016. [xiii](#), [26](#), [27](#), [30](#)
- [Ég05] Stéphane Égot-Lemaire. *Intégration des équipements électroniques dans la modélisation de l'architecture électrique des véhicules automobiles Application à la prédiction de Compatibilité Électromagnétique dans les phases amont de la conception*. PhD thesis, Université des Sciences et Technologies de Lille, 2005. [43](#)
- [Gau00] Cyrille Gautier. *Contribution au développement d'outils logiciels en vue de la conception des convertisseurs statiques intégrant la compatibilité électromagnétique*. PhD thesis, Université Pierre et Marie Curie - Paris VI, 2000. [16](#), [34](#)

- [GDL<sup>+</sup>15] C. Gutfrind, L. Dufour, V. Liebart, F. Robert, J.-C. Vannier, and P. Vidal. Design and prototyping of an optimized limited motion indirect drive actuator for automotive application. In *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*, pages 1–10, Geneva, Switzerland, 2015. IEEE. 14
- [GDLM15] Christophe Gutfrind, Laurent Dufour, Vincent Liebart, and Jérôme Migaud. Energy consumption comparison between two optimized limited motion actuator topologies for an EGR system used in automotive applications. In *PCIM Europe 2015, International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, pages 1–8, Nuremberg, Germany, 2015. 13
- [GH92] H. Goebel and K. Hoffmann. Full dynamic power diode model including temperature behavior for use in circuit simulators. In *Proceedings of the 4th International Symposium on Power Semiconductor Devices and Ics*, Tokyo, Japan, May 1992. 33
- [Gut12] Christophe Gutfrind. *Optimisation des actionneurs électromécaniques de la boucle d'air d'un moteur thermique*. PhD thesis, Supélec, 2012. 13
- [GVVD12] C. Gutfrind, J.-C. Vannier, P. Vidal, and P. Dessante. Analytical study of an optimized limited motion actuator used in engine combustive flow regulation. *Przegląd Elektrotechniczny*, 88(7b) :86–89, 2012. 14
- [HH96] Paul Horowitz and Winfield Hill. *Traité de l'électronique analogique et numérique : Techniques analogiques*. Bibliothèque d'électronique. Elektor, 1996. 33
- [HK13] Ayumu Hatanaka and Tetsuya Kawashima. A recovery-diode model for analyzing EMC of an on-board power supply. In *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Lille, France, September 2013. IEEE. 33
- [Hri14] Slim Hrigua. *Contribution à l'élaboration de modèles précis et à faible coût de calcul pour l'électronique de puissance et la CEM*. PhD thesis, École normale supérieure de Cachan-ENS Cachan, 2014. xiii, 33, 34
- [Inf10] Infineon. Datasheet OptiMOS3 power transistor (IPB147N03L) rev2.0, 2010. xiii, 34
- [Int08] International Electrotechnical Commission (IEC). CISPR 25 : Radio Disturbance Characteristics for the Protection of Receivers Used on Board Vehicles." Boats and on Devices-Limits and Methods of Measurement. Geneva., 2008. xiii, 18, 22, 23, 24
- [Int14] International Electrotechnical Commission (IEC). CISPR16-1-2 : Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods - Part 1-2 : Radio disturbance and immunity measuring apparatus - Coupling devices for conducted disturbance measurements, 2014. 23
- [Jea01] Pierre-Olivier Jeannin. *Le transistor MOSFET en Commutation : Application aux Associations Série et Parallèle de Composants à grille isolée*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2001. 33
- [Kah10] Rami Kahoul. *Caractérisation et modélisation CEM en mode conduit de moteurs à courant continu et de convertisseurs de puissance destinés à des applications automobiles*. PhD thesis, Université de Rouen, 2010. 37
- [Lab10] Denis Labrousse. *Amélioration des techniques d'estimation des perturbations conduites : application à une chaîne de traction de véhicule électrique*. PhD thesis, École normale supérieure de Cachan, 2010. xiii, 16, 17, 22, 26, 35

- [Laf11] Frédéric Lafon. *Développement de techniques et de méthodologies pour la prise en compte des contraintes CEM dans la conception d'équipements du domaine automobile. Etude de l'immunité, du composant à l'équipement*. PhD thesis, INSA Rennes, 2011. [xiii](#), [xiv](#), [9](#), [35](#), [40](#), [43](#), [44](#)
- [Laf16] Frédéric Lafon. Habilitation à Diriger des Recherches - Travaux de Caractérisations et de Modélisations pour la CEM du Composant au Système. Technical report, Université de Rennes 1, 2016. [xiv](#), [41](#)
- [LBM96] P. Leturcq, M.O. Berraies, and J.-L. Massol. Implementation and validation of a new diode model for circuit simulation. In *PESC Record. 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, volume 1, pages 35–43, Baveno, Italy, June 1996. IEEE. [33](#)
- [LD07a] Frédéric Lafon and François De Daran. From IC characterization to system simulation by systematic modeling bottom up approach. In *6th International workshop on Electromagnetic compatibility of Integrated circuits - EMC COMPO 07*, Torino, Italy, 2007. [25](#)
- [LD07b] Frédéric Lafon and François De Daran. Méthodologie de développement CEM – Approche bottom-up par modélisation systématique. In *RF Hyper*, Rouen, 2007. [25](#)
- [Let99] Philippe Leturcq. Composants semi-conducteurs de puissance : caractères propres. *Techniques de l'ingénieur Composants actifs en électronique de puissance*, base documentaire : TIB245DUO.(ref. article : d3100v2), 1999. [20](#), [31](#)
- [Li14] Ke Li. *Caractérisation et Modélisation des Composants Semi-conducteurs à Grand Gap (SiC/GaN) : Application aux Convertisseurs HF*. PhD thesis, Université de Lille 1, 2014. [38](#)
- [LJD13] P. Lefranc, X. Jannot, and P. Dessante. Optimised design of a transformer and an electronic circuit for IGBT drivers signal impulse transmission function based on a virtual prototyping tool. *IET Power Electronics*, 6(4) :625–633, 2013. [14](#)
- [LM03] Frédéric Lafon and Olivier Maurice. EMC Risk Management with simulation. In *SIA conference on simulation : an essential tool for risk management in industrial product development*, Poissy, 2003. [25](#)
- [Lou17] Kévin Loudière. *Modèle prédictifs en CEM pour les systèmes électriques en avionique*. PhD thesis, Université de Lyon1, Lyon, 2017. [38](#)
- [LWB06] Q. Liu, F. Wang, and D. Boroyevich. Modular-Terminal-Behavioral (MTB) Model for Characterizing Switching Module Conducted EMI Generation in Converter Systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 21(6) :1804–1814, November 2006. [xiii](#), [28](#), [29](#)
- [Mar09] Bruno Martin. Mesures en compatibilité électromagnétique. *Techniques de l'ingénieur Instrumentation de mesures électriques*, base documentaire : TIB413DUO.(ref. article : r930), 2009. [23](#)
- [Mar13] Clément Marlier. *Modélisation des perturbations électromagnétiques dans les convertisseurs statiques pour les applications aéronautiques*. PhD thesis, Université de Lille 1, 2013. [xiii](#), [7](#), [34](#)
- [May01] Pierre Mayé. *Les alimentations électroniques*. Collection EEA. Série Technologie électronique. Dunod, 2001. [33](#)
- [Mor09] Maxime Moreau. *Modélisation haute fréquence des convertisseurs d'énergie. Application à l'étude des émissions conduites vers le réseau*. PhD thesis, Ecole Centrale de Lille, 2009. [20](#), [22](#)

- [Mos11] Kahina Mostefaoui-Kasri. *Caractérisation, modélisation CEM de composants pour applications radars*. PhD thesis, Université de Rouen, Rouen, 2011. 35
- [Pau06] Clayton R. Paul. *Introduction to electromagnetic compatibility*. Wiley series in microwave and optical engineering. Wiley, Hoboken, NJ, 2. ed edition, 2006. 36
- [Pau08] Clayton R. Paul. *Analysis of multiconductor transmission lines*. Wiley-Interscience : IEEE Press, Hoboken, N.J, 2nd ed edition, 2008. 42
- [Pop99] Radu-Mugur Popescu. *Vers de nouvelles méthodes de prédiction des performances CEM dans les convertisseurs d'électronique de puissance*. PhD thesis, Université Joseph-Fourier - Grenoble I, 1999. 25
- [PRV09] M. C. Di Piazza, A. Ragusa, and G. Vitale. Common mode EMI propagation in high voltage DC supplied induction motor drives for electric vehicles application. In *Electric Machines and Drives Conference, 2009. IEMDC'09. IEEE International*, pages 647–652. IEEE, 2009. 24
- [PSL05] Kenneth V. Price, Rainer M. Storn, and Jouni A. Lampinen. *Differential evolution : a practical approach to global optimization*. Natural computing series. Springer, Berlin, 2005. 16
- [RCGS04] J. Roudet, E. Clavel, J.-M. Guichon, and J.-L. Schanen. Modélisation peec des connexions dans les convertisseurs de puissance. *Techniques de l'ingénieur Outils d'analyse en électronique de puissance et métrologie*, base documentaire : TIB278DUO.(ref. article : d3071v1), 2004. 40
- [Rev03] Bertrand Revol. *Modélisation et optimisation des performances CEM d'une association variateur de vitesse-machine asynchrone*. PhD thesis, Université Joseph-Fourier-Grenoble I, 2003. xiii, 16, 19, 26, 31, 32, 38
- [Rob15] Florent Robert. *Optimisation multiphysique d'une chaîne d'actionnement pour application automobile*. phdthesis, Université Paris-Saclay, 2015. 16, 18, 19
- [Ros12] Mathieu Rossi. *Conception optimale et multi-physique de composants passifs de puissance exploités dans le domaine ferroviaire*. PhD Thesis, Ecole Centrale de Lille, 2012. 16
- [SL12] Jaleddine Ben Hadj Slama and Walid Labiedh. Library of EMC models for passive components and printed circuit board. In *2012 16th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference*, Yasmine Hammamet, Tunisia, 2012. IEEE. 36
- [STKNY07] D. Sakulhirak, V. Tarateeraseth, W. Khan-Ngern, and N. Yoothanom. Design of high performance and low cost line impedance stabilization network for university power electronics and EMC laboratories. In *Power Electronics and Drive Systems, 2007. PEDS'07. 7th International Conference on*, pages 284–289. IEEE, 2007. 24
- [Tak17] Jad Taki. *Contribution aux modèles des perturbations électromagnétiques émises par les convertisseurs de l'électronique de puissance*. PhD thesis, Université Paris-Saclay, 2017. xiii, 16, 32, 33, 35
- [THSC10] V. Tarateeraseth, B. Hu, K. Y. See, and E.G. Canavero. Accurate Extraction of Noise Source Impedance of an SMPS Under Operating Conditions. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25(1) :111–117, January 2010. xiii, 19, 38
- [TMS13] Mustapha Toudji, Mohamed AL Massati, and Soumaila Soulaïmana. Mesure des paramètres haute fréquence d'une machine électrique à l'aide de la méthode des pinces d'injection. Technical report, Université de Lille 1, 2013. 19

- [TSG<sup>+</sup>13] B. Touré, J.-L. Schanen, L. Gerbaud, T. Meynard, J. Roudet, and R. Ruelland. EMC Modeling of Drives for Aircraft Applications : Modeling Process, EMI Filter Optimization, and Technological Choice. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(3) :1145–1156, 2013. 19
- [Ver03] Christophe Vermaelen. *Contribution à la modélisation et à la réduction des perturbations conduites dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable*. PhD thesis, Ecole normale supérieure de Cachan, 2003. 42
- [VVV<sup>+</sup>09] Aurélien Vauquelin, Jean-Paul Vilain, Stéphane Vivier, Nicolas Labbe, N. Dupeux, and Valeo Equipements Electriques Moteur. Contribution à la modélisation des arcs électriques dans les machines à courant continu à collecteur mécanique. In *Conférence EF, Compiègne*, 2009. 37
- [Wee06a] Yannick Weens. Comparaison de deux méthodes de modélisation haute fréquence d'un moteur asynchrone. In *CEM 2006*, Saint-Malo, 2006. xiii, 38
- [Wee06b] Yannick Weens. *Modélisation des câbles d'énergie soumis aux contraintes générées par les convertisseurs en électronique de puissance*. PhD thesis, Université de Lille, 2006. 34, 42
- [WP80] Jimmy A. Woody and Carmen A. Paludi. Modeling Techniques for Discrete Passive Components to Include Parasitic Effects in EMC Analysis and Design. In *1980 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Baltimore, MD, USA, 1980. IEEE. 34

## Chapitre 2

# Étude de la modélisation de la CA étudiée pour la prédiction des PEM en émission conduite

*« No one is bigger than the team.  
If you can't do things our way,  
you're not getting time here and we  
don't care who you are. »*

---

Gregg Popovich

*« Good teams become great ones  
when the members trust each  
other enough to surrender the  
Me for the We. »*

---

Phil Jackson

### Sommaire

---

|   |           |
|---|-----------|
| <b>2.1 Introduction</b> . . . . .   | <b>53</b> |
| <b>2.2 Modélisation du convertisseur de puissance</b> . . . . .   | <b>53</b> |
| 2.2.1 Présentation du convertisseur . . . . .   | 53        |
| 2.2.2 Modélisation du convertisseur . . . . .   | 54        |
| 2.2.2.1 Modèle des composants semi-conducteurs . . . . .  | 54        |
| 2.2.2.1.1 Modèle de la diode de roue libre . . . . .  | 54        |
| 2.2.2.1.2 Modèle du MOSFET . . . . .  | 55        |
| 2.2.2.2 Modèle des composants passifs . . . . .   | 56        |
| 2.2.2.2.1 Modèle équivalent de la résistance ( $R$ ) . . . . .  | 56        |
| 2.2.2.2.2 Modèle équivalent de la bobine ( $L_2$ ) . . . . .  | 56        |
| 2.2.2.2.3 Modèle équivalent des condensateurs ( $C_1$ et $C_2$ ) . . . . .  | 57        |
| 2.2.2.3 Modèle du PCB . . . . .   | 57        |
| 2.2.2.3.1 Prise en compte des pistes au sein du PCB . . . . .   | 57        |
| 2.2.2.3.2 Prise en compte du couplage capacitif et inductif au sein du PCB . . . . .                                    | 58        |
| 2.2.2.3.3 Validation du modèle de PCB par une approche 3D . . . . .   | 59        |
| <b>2.3 Modélisation de la chaîne de mesure en émission conduite pour la validation des modèles développés</b> . . . . . | <b>61</b> |
| 2.3.1 Modèle du RSIL . . . . .  | 62        |
| 2.3.2 Modèle du câble de 20cm . . . . .   | 62        |

|  |           |
|--|-----------|
| <b>2.4 Validation des modèles : confrontation des résultats de simulation aux résultats expérimentaux</b>                | <b>63</b> |
| 2.4.1 Influence de la prise en compte du PCB   | 63        |
| 2.4.2 Influence des différents modèles de MOSFET ( $M$ )   | 65        |
| 2.4.3 Influence de la prise en compte du câble de 20cm   | 67        |
| 2.4.4 Impact de la prise en compte de l'impédance de mode commun ( $Z_{MC}$ )  | 69        |
| <b>2.5 Amélioration du modèle du convertisseur de puissance par la détermination d'un macromodèle passif et linéaire</b> | <b>70</b> |
| 2.5.1 Prise en compte des éléments non-linéaires dans le modèle 3D   | 70        |
| 2.5.2 Méthodologie de macromodélisation passive appliquée à un système linéaire  | 72        |
| 2.5.2.1 Notions de macromodélisation passive   | 72        |
| 2.5.2.2 Détermination d'un macromodèle du convertisseur <i>buck</i>  | 74        |
| 2.5.3 Contribution du macromodèle dans la prédiction des PEM   | 77        |
| 2.5.3.1 Analyse du courant de drain ( $I_{drain}$ )  | 77        |
| 2.5.3.2 Prédiction du spectre des PEM conduites  | 77        |
| <b>2.6 Modèle de la charge du convertisseur de puissance : machine à courant continu (MCC)</b>                           | <b>78</b> |
| 2.6.1 Présentation de la MCC   | 78        |
| 2.6.2 Mesure de l'impédance de la MCC  | 79        |
| 2.6.2.1 Mesure de l'impédance en mode différentiel de la MCC en l'absence de tension                                     | 79        |
| 2.6.2.2 Mesure de l'impédance en mode différentiel de la MCC sous tension par la méthode des deux pinces                 | 81        |
| 2.6.2.3 Mesure de l'impédance en mode commun de la MCC en l'absence de tension   | 82        |
| 2.6.3 Modèle de l'impédance de la MCC en l'absence de tension  | 83        |
| 2.6.3.1 Modèle de l'impédance en mode différentiel de la MCC en l'absence de tension                                     | 83        |
| 2.6.3.2 Modèle de l'impédance en mode commun de la MCC en l'absence de tension   | 83        |
| 2.6.4 Prise en compte du filtre intégré dans le modèle de la MCC   | 84        |
| 2.6.5 Validation du modèle de la MCC   | 85        |
| <b>2.7 Conclusion</b>  | <b>86</b> |
| <b>2.8 Références</b>  | <b>87</b> |

---

## 2.1 Introduction

POUR prédire les PEM conduites provenant de la CA étudiée par la simulation, sur la gamme de fréquences étudiée, il est nécessaire de développer un modèle caractérisant son comportement électrique et électromagnétique. Un système pouvant être décomposé en sous-systèmes non couplés, sa modélisation peut être réalisée par une approche ascendante (*bottom-up*) sous la forme d'un modèle de type circuit. Comme évoqué au chapitre 1, nous nous sommes orientés vers une méthode de modélisation dans le domaine temporel. Dans ce chapitre, après une présentation du système étudié, nous décrirons la méthodologie suivie pour établir un premier modèle de ce système par une approche *bottom-up*. Ensuite, une amélioration de ce modèle sera proposée par la détermination d'un macromodèle passif concernant le sous-système linéaire et prenant en compte l'ensemble des couplages. Puis, ces modèles seront validés grâce à une comparaison des résultats de simulation aux résultats expérimentaux. Enfin, une dernière partie est dédiée à la présentation de la stratégie de modélisation de la charge du système étudié à savoir la MCC avec son rotor bloqué.

## 2.2 Modélisation du convertisseur de puissance

### 2.2.1 Présentation du convertisseur

Le convertisseur étudié est un hacheur de type *buck* implanté sur un PCB. Cette topologie permet d'étudier l'influence des différents sous-systèmes (composants semi-conducteurs, composants passifs, PCB) constituant ce convertisseur sur le spectre des PEM conduites dans la gamme de fréquences étudiée. La figure 2.1 illustre ce convertisseur.

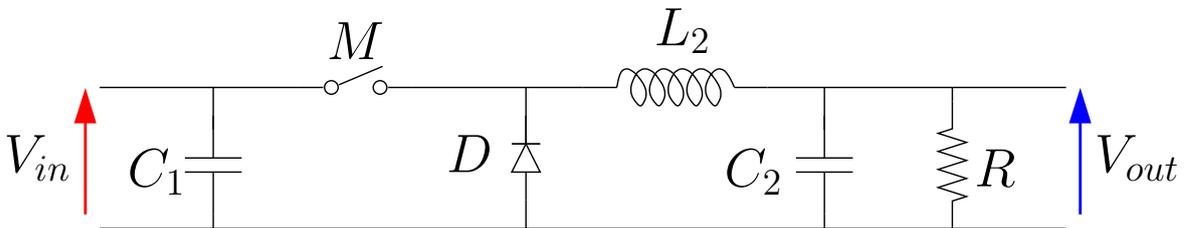


FIGURE 2.1 – Topologie du convertisseur *buck*.

$C_1$  permet de limiter les ondulations de tension en entrée du convertisseur. Le MOSFET  $M$  et la diode  $D$  forment la cellule de commutation. La bobine  $L_2$  et le condensateur  $C_2$  permettent de lisser respectivement le courant et la tension au niveau de la charge  $R$ . Dans notre cas, le commutateur de puissance est un MOSFET (IPB147N03L), adapté aux caractéristiques courant et tension du convertisseur. La diode  $D$  est appelée diode de roue libre. Son rôle est de permettre une continuité de la circulation du courant dans  $L_2$  lors de l'ouverture de  $M$ . La diode de roue libre est, dans notre cas, la diode interne d'un MOSFET de la même référence que le commutateur commandé, dont la grille et la source sont court-circuitées. Ce choix a été fait pour ne pas augmenter le nombre de références des composants.

Ce convertisseur fournit une tension de sortie ( $V_{out}$ ) correspondant à un pourcentage de la tension d'entrée ( $V_{in}$ ). Ce pourcentage est appelé le rapport cyclique  $\alpha$  du signal de commande de  $M$  [Ras11, Bar16] comme illustré dans l'équation 2.1.

$$V_{out} = \alpha \times V_{in} \quad (2.1)$$

Le choix des caractéristiques du convertisseur a été fait judicieusement pour se rapprocher de l'application. De cette façon, le convertisseur possède une bobine d'inductance élevée ( $L_2 = 390\mu\text{H}$ ) et une résistance de faible valeur ( $R = 1,5\Omega$ ). L'impédance qui résulte de l'association de ces composants est assimilée à l'impédance d'une machine à courant continu. Le niveau de courant appelé est donc de l'ordre de grandeur de celui de l'application. Afin de pouvoir supporter les pertes

dans les éléments résistifs, la charge de  $1,5\Omega$  est réalisée par la mise en parallèle de dix résistances de  $15\Omega$  pouvant supporter chacune jusqu'à 17W. La tension d'entrée est de 10V. La fréquence de commutation est de 200kHz, le rapport cyclique est fixé à 0,5. Les condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  ont une valeur de  $220\mu\text{F}$ . Le convertisseur assemblé est présenté sur la figure 2.2.

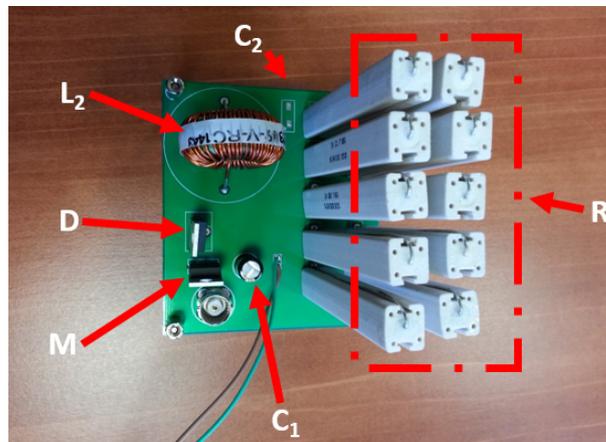


FIGURE 2.2 – Convertisseur *buck* assemblé.

## 2.2.2 Modélisation du convertisseur

L'approche *bottom-up* permet de modéliser l'ensemble du système à partir de la modélisation de chacun de ses sous-systèmes. Pour notre cas d'étude, les sous-systèmes correspondent :

- aux composants semi-conducteurs,
- aux composants passifs,
- à la carte électronique (PCB).

Une fois chaque sous-système modélisé, il convient d'associer chacun de ces modèles pour obtenir le modèle global du système. À présent, l'ensemble des modèles sera présenté en détaillant la méthodologie adoptée. Dans un premier temps, nous nous intéresserons au modèle de la cellule de commutation avant de discuter du modèle des chemins de couplage.

### 2.2.2.1 Modèle des composants semi-conducteurs

#### 2.2.2.1.1 Modèle de la diode de roue libre

La propriété non linéaire de la diode de roue libre se traduit par sa caractéristique statique. La modélisation de la diode de roue libre repose sur une mesure de sa caractéristique statique au *source measure unit* (SMU). Son modèle équivalent SPICE est établi grâce à l'identification des coefficients de l'équation 1.6 par un algorithme d'évolution différentielle [PSL05]. Ainsi, la démarche consiste à minimiser l'écart entre la caractéristique statique mesurée par rapport à celle issue du modèle.

L'allure exponentielle de cette caractéristique est régie par l'équation 1.6 dont les coefficients sont définis dans le tableau 2.1.

TABEAU 2.1 – Coefficients du modèle de la diode de roue libre.

| Coefficient | Valeur      |
|-------------|-------------|
| $N$         | 1           |
| $V_t$       | 25mV à 25°C |
| $I_s$       | 1nA         |

Il convient de rappeler que  $I_d$  et  $V_d$  sont respectivement le courant traversant la diode et la tension aux bornes de celle-ci.  $I_s$  est le courant de saturation du composant.  $V_t$  représente la tension thermodynamique du composant.  $N$  représente le coefficient d'émission. La comparaison entre la mesure et le modèle est présentée sur la figure 2.3.

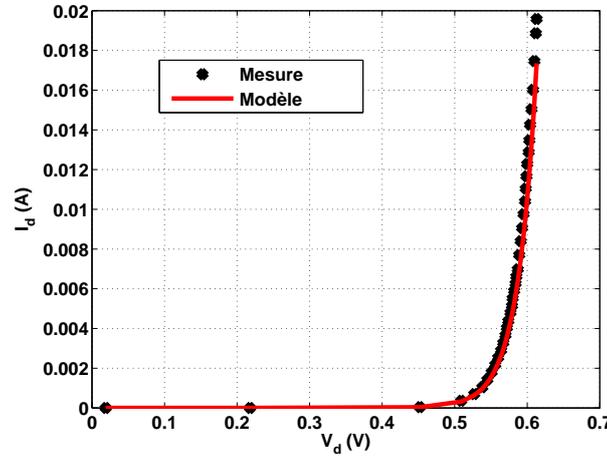


FIGURE 2.3 – Mesure et identification de la caractéristique statique de  $D$ .

Toutefois, ce modèle peut être amélioré par une prise en compte du comportement dynamique de la diode de roue libre comme évoqué au chapitre 1.

### 2.2.2.1.2 Modèle du MOSFET

Le point commun entre les structures de puissance de type hacheur est le commutateur qui permet de découper les grandeurs électriques. Pour le système étudié, le commutateur choisi est un MOSFET. Dans ce contexte, nous exploitons les trois modèles présentés au chapitre 1. Pour rappel, le premier modèle illustré par la figure 2.4 correspond à un interrupteur parfait caractérisé par une résistance faible à l'état passant ( $R_{ds_{on}}$ ) et une résistance élevée à l'état bloqué ( $R_{ds_{off}}$ ). La valeur de  $R_{ds_{on}}$  provient de la fiche technique du composant. Toutefois, afin de nous rapprocher d'un circuit ouvert, une grande valeur est choisie pour  $R_{ds_{off}}$ . Le tableau 2.2 résume les valeurs de ces paramètres.

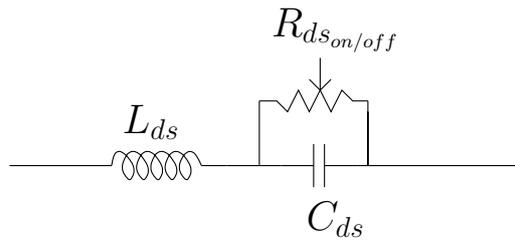


FIGURE 2.4 – Modèle de MOSFET comportant un commutateur parfait.

| Élément parasite | Valeur |
|------------------|--------|
| $R_{ds_{on}}$    | 14,7mΩ |
| $R_{ds_{off}}$   | 1MΩ    |

TABLEAU 2.2 – Valeurs des éléments du modèle de commutateur parfait.

L'amélioration de ce premier modèle correspond au modèle proposé par la figure 2.5 qui inclut une inductance série et une capacité parallèle. Le tableau 2.3 donne la valeur de chacun des éléments parasites de ce modèle. La valeur de  $C_{ds}$  provient de la fiche technique du composant tandis que celle de  $L_{ds}$  est issue du modèle SPICE du fournisseur de MOSFET. En effet, sur les sites internet des fournisseurs, il est possible de trouver des renseignements additionnels permettant de compléter les modèles. Par ailleurs, la valeur de ces éléments parasites peut être mesurée.



| Élément parasite | Valeur |
|------------------|--------|
| $C_{ds}$         | 334pF  |
| $L_{ds}$         | 3,5nH  |

FIGURE 2.5 – Modèle de MOSFET comportant un commutateur parfait et ses éléments parasites [Rev03].

TABLEAU 2.3 – Valeurs des éléments parasites du modèle de commutateur amélioré.

Le troisième modèle, de type SPICE 3 et provenant de la bibliothèque de LTspice IV, a déjà été illustré à la figure 1.26. L'identification des valeurs de composants de ce modèle n'est pas triviale. En effet, certaines informations ne sont accessibles qu'au fabricant du composant. Toutefois, une caractérisation expérimentale peut être envisagée pour déterminer son schéma équivalent en considérant les paramètres les plus pertinents [SHC<sup>+</sup>09].

Après avoir déterminé le modèle des éléments de la cellule de commutation, il convient de s'intéresser au modèle des chemins de couplage sur la gamme de fréquences étudiée.

### 2.2.2.2 Modèle des composants passifs

Les modèles de composants passifs étant éprouvés dans la littérature, leur prise en compte sera succinctement présentée sur la base des modèles génériques présentés au chapitre 1.

#### 2.2.2.2.1 Modèle équivalent de la résistance ( $R$ )

Le modèle de la résistance de charge est donné par la figure 2.6.

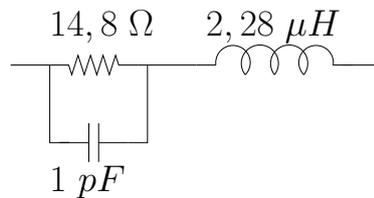


FIGURE 2.6 – Modèle de  $R$ .

#### 2.2.2.2.2 Modèle équivalent de la bobine ( $L_2$ )

Le modèle de la bobine en sortie du convertisseur  $L_2$  est donné par la figure 2.7.

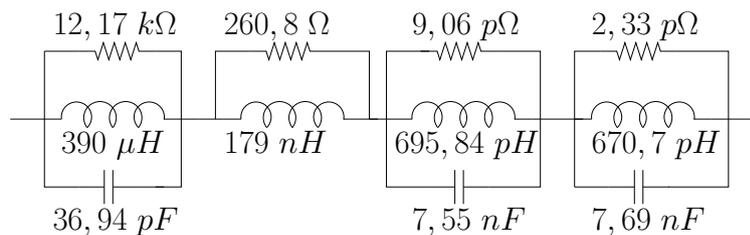


FIGURE 2.7 – Modèle de  $L_2$ .

### 2.2.2.2.3 Modèle équivalent des condensateurs ( $C_1$ et $C_2$ )

Les modèles des condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  sont donnés respectivement par la figure 2.8a et la figure 2.8b.

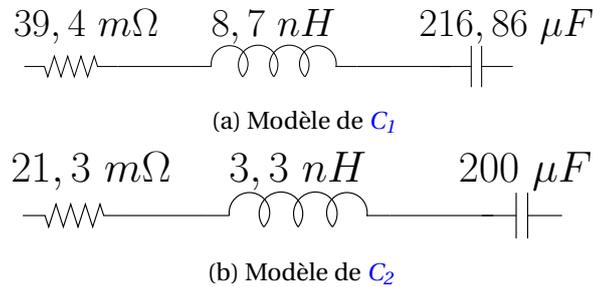


FIGURE 2.8 – Modèle équivalent des condensateurs  $C_1$  et  $C_2$ .

### 2.2.2.3 Modèle du PCB

Nous avons évoqué précédemment l'intérêt de prendre en compte le PCB dans le modèle global de la CA étudiée. Après une description de ce PCB, l'étude des couplages conduira à l'analyse des phénomènes de **diaphonie** pour une éventuelle simplification de la structure.

#### 2.2.2.3.1 Prise en compte des pistes au sein du PCB

Le convertisseur étudié est implanté sur un PCB. La figure 2.9 illustre la topologie des pistes devant être prise en compte dans la modélisation du système.

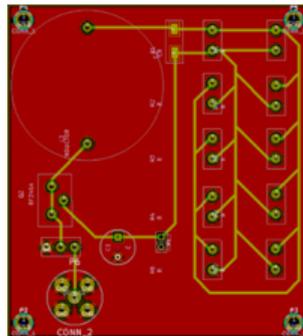


FIGURE 2.9 – PCB étudié.

Dans l'idée de développer un modèle du PCB valable sur la bande de fréquences d'intérêt, nous avons fait le choix de découper le système en sous-systèmes constitués de pistes de caractéristiques identiques sur substrat.

Les pistes sur le PCB sont caractérisées par leurs paramètres linéiques ( $RLC$ ). Ces grandeurs dépendent à la fois des caractéristiques électriques et géométriques de la configuration étudiée [Dé14]. Vis-à-vis de la longueur d'onde minimale ( $\lambda_{min} = 2,7778m$ ), les pistes se comportent comme des CCL [Pau08]. La conductance linéique est négligée car nous supposons une faible influence des pertes dans le diélectrique dans la bande de fréquences d'intérêt [Laf11]. Chacune des pistes est donc représentée par une cellule  $RLC$ .

Dans le contexte de notre travail, afin d'estimer l'influence de la prise en compte du PCB sur nos modèles SPICE, le calcul des paramètres linéiques a été réalisé en négligeant l'effet de peau. Pour la modélisation des pistes, nous avons supposé les pistes uniformes sur l'ensemble du PCB. Dans un premier temps, les paramètres linéiques sont calculés en considérant une section transversale de piste identique pour l'ensemble du PCB. La géométrie spécifique de la structure étudiée est présentée sur la figure 2.10.

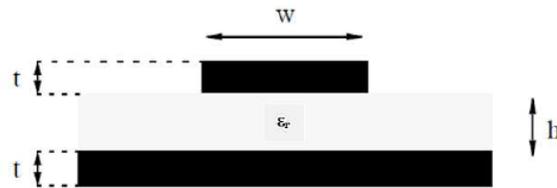


FIGURE 2.10 – Structure *microstrip* des pistes du PCB.

Les dimensions et paramètres de la géométrie des pistes, la conductivité  $\sigma$  du matériau et la permittivité relative du diélectrique  $\epsilon_r$  sont donnés dans le tableau 2.4.

TABEAU 2.4 – Paramètres et dimensions de pistes.

| Dimension / Paramètre | Valeur     |
|-----------------------|------------|
| $w$                   | 0,7mm      |
| $h$                   | 1,6mm      |
| $t$                   | 35 $\mu$ m |
| $\sigma$              | 58MS/m     |
| $\epsilon_r$          | 4,26       |

Les paramètres linéiques ont été évalués avec le logiciel TNT [Tec04]. Cet outil ne prend pas en compte l'effet de peau. Il permet d'estimer la résistance en basse fréquence, l'inductance externe et aussi la capacité de valeur constante. Toutefois, la dépendance fréquentielle de la résistance et de l'inductance peut être estimée avec le logiciel Maxwell2D [Ans02] que nous avons évalué dans le cadre d'une étude comparative de logiciels de simulation [Tou15]. Les valeurs des paramètres linéiques sont présentées dans le tableau 2.5. La multiplication des paramètres linéiques par chacune des longueurs de pistes permet une caractérisation complète du PCB.

TABEAU 2.5 – Paramètres linéiques.

| Dimension / Paramètre | Valeur            |
|-----------------------|-------------------|
| $R$                   | 0,704 $\Omega$ /m |
| $L$                   | 563nH/m           |
| $C$                   | 55,3pF/m          |

Après avoir modélisé chacune des pistes sur le PCB, il subsiste la question légitime du couplage inter-pistes que nous allons maintenant aborder.

### 2.2.2.3.2 Prise en compte du couplage capacitif et inductif au sein du PCB

Pour prendre en compte les couplages inter-pistes au sein du PCB, nous avons identifié les zones (en bleu), sur la figure 2.11, pour lesquelles on retrouve des pistes proches et parallèles espacées au plus de 5,8mm.

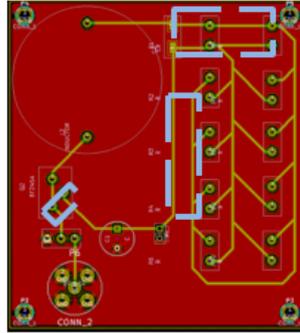


FIGURE 2.11 – Zone couplée au niveau du PCB (bleu).

Notre démarche consiste à découper le système en sous-systèmes constitués, soit d'une ligne à deux conducteurs, soit d'une ligne multifilaire pour laquelle il est nécessaire de prendre en compte le couplage électromagnétique entre pistes proches et parallèles. L'implémentation du couplage inductif est réalisée via le coefficient de couplage mutuel  $K$  introduit à l'équation 2.2. En outre, le couplage capacitif est pris en compte par la capacité parasite inter-pistes. Le couplage par **diaphonie** est détaillé sur un cas canonique dans l'annexe A.2.

$$K = \frac{L_{ij}}{\sqrt{L_{ii} \times L_{jj}}} \quad (2.2)$$

La prise en compte du couplage inter-pistes pour le PCB étudié se limite aux zones où les pistes sont proches et parallèles. Cependant, cette hypothèse doit être validée. C'est pour cela que nous avons aussi modélisé le PCB et ses composants passifs en utilisant un logiciel 3D. Cette approche, prenant en compte l'ensemble des couplages, est détaillée ci-après.

### 2.2.2.3.3 Validation du modèle de PCB par une approche 3D

Notre méthodologie de modélisation du PCB sous la forme de CCL prend en compte les couplages inter-pistes pour les pistes proches et parallèles. Afin de valider notre étude, nous avons souhaité analyser l'impédance d'entrée ( $Z_{entrée}$ ) vue au niveau du PCB de ce convertisseur *buck*, c'est-à-dire au niveau de son alimentation. Nous avons modélisé le PCB incluant les composants passifs en utilisant CST Studio Suite<sup>®</sup>. L'importation de la géométrie du PCB est la première étape de la modélisation 3D. Nous avons importé la géométrie du PCB (couches *top* et *bottom*) au format d'échange standard de plans, ou *drawing exchange format (DXF)* (2D). Par la suite, les vias et le diélectrique ont été modélisés d'où le modèle 3D illustré par la figure 2.12.

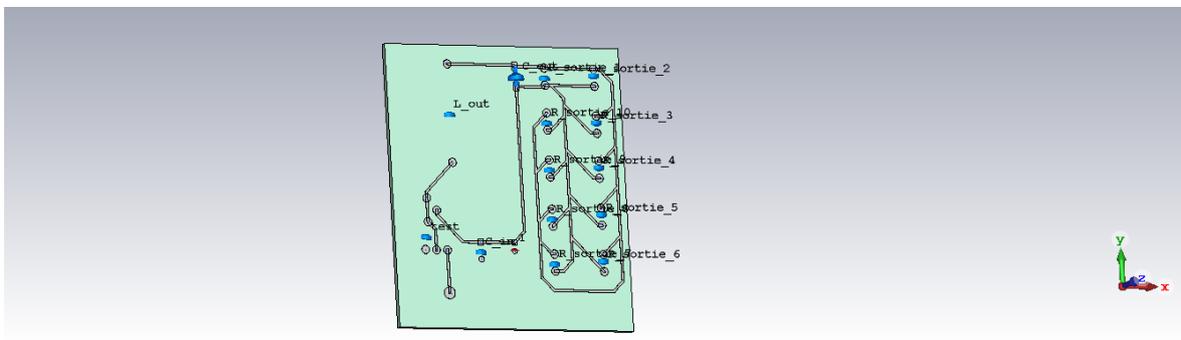


FIGURE 2.12 – Modèle 3D du PCB.

La géométrie des pistes du PCB est identique à celle décrite dans le tableau 2.4. La permittivité du diélectrique (FR4) est considérée sans pertes. Chacun des composants passifs est représenté par un élément localisé correspondant aux triangles de couleur bleue sur la figure 2.13. Dans notre cas, chaque composant passif est remplacé par son modèle équivalent sur la gamme de fréquences

étudiée. De plus, l'alimentation du convertisseur est remplacée par un port discret. Cependant, les composants non-linéaires ne sont pas pris en compte.

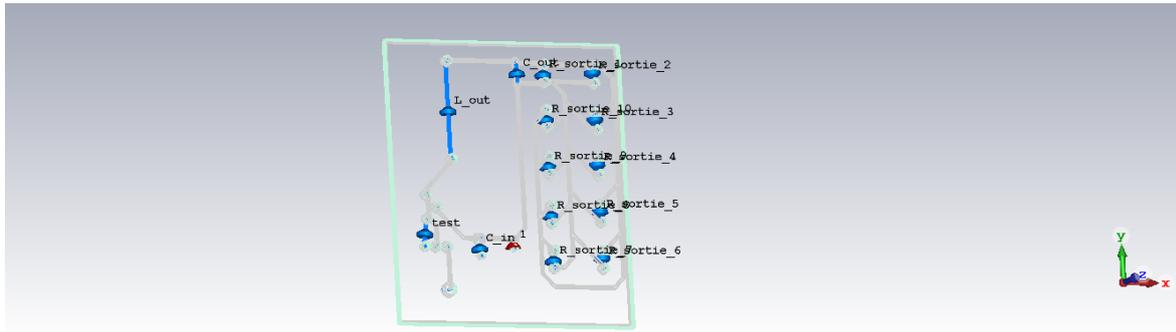


FIGURE 2.13 – Armature du modèle 3D du PCB.

L'impédance d'entrée ( $Z_{entrée}$ ) a également été mesurée à l'aide d'un analyseur d'impédances (Hewlett Packard 4192A) et d'un VNA (Agilent E5071B) afin de couvrir la bande de fréquences d'intérêt. La figure 2.14 montre la comparaison des résultats de mesure de  $Z_{entrée}$  avec ceux obtenus à partir des modèles SPICE (négligeant les couplages inductif et capacitif) et CST Studio Suite®.

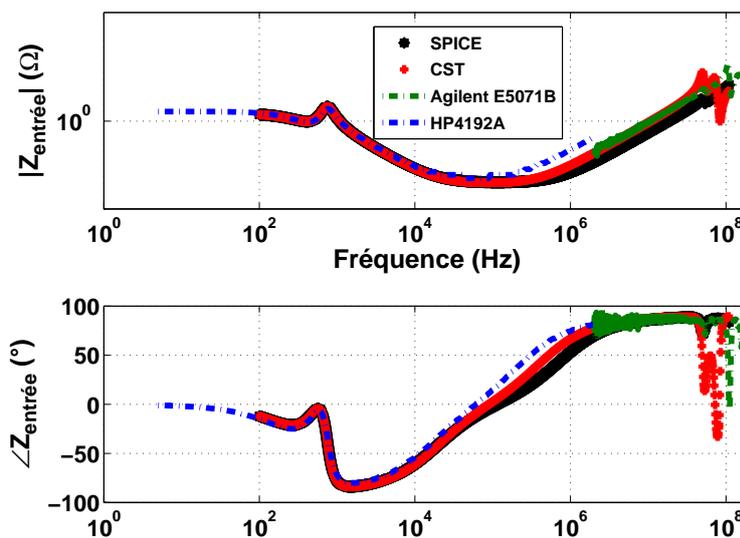


FIGURE 2.14 – Comparaison de  $Z_{entrée}$ .

Nous notons un bon accord entre les différents résultats jusqu'à l'apparition de la première résonance. La première résonance en mesure apparaît après 100MHz. Sous CST Studio Suite®, la première résonance est observée autour de 50MHz. Lors de la modélisation 3D, les interconnexions sont modélisées par des ports (discrets ou localisés) dont les terminaisons sont idéales. Cela pourrait expliquer le décalage de la résonance. Bien que nous observions les résonances autour de 50MHz sous CST Studio Suite®, nous remarquons que les résultats de mesure ainsi que ceux obtenus avec SPICE sont en bon accord avec les résultats de CST Studio Suite®. Néanmoins, les résultats issus de SPICE ne présentent pas de résonances en HF. En fait, la non prise en compte de la variation fréquentielle des paramètres linéiques au sein du modèle SPICE de PCB serait une explication plausible de cet écart.

Les résultats obtenus corroborent la méthodologie choisie pour la modélisation du PCB utilisant des CCL dans la bande de fréquences d'intérêt.

La conformité d'un système en émission conduite est estimée en lien avec une norme qui définit les conditions de test mais aussi les limites des niveaux d'émission. Afin de confronter les modèles établis aux résultats expérimentaux d'émission conduite, il convient, à présent, de considérer la chaîne de mesure dans la modélisation.

### 2.3 Modélisation de la chaîne de mesure en émission conduite pour la validation des modèles développés

L'essai d'émission conduite est destiné à évaluer les perturbations radiofréquences émises par l'EST et ses câblages d'alimentation. L'analyseur de spectre qui permet de faire l'acquisition de ces tensions perturbatrices est raccordé successivement sur chaque RSIL. La chaîne de mesure présentée à la figure 2.15 est définie, dans notre cas, par la norme CISPR25 [Int08].

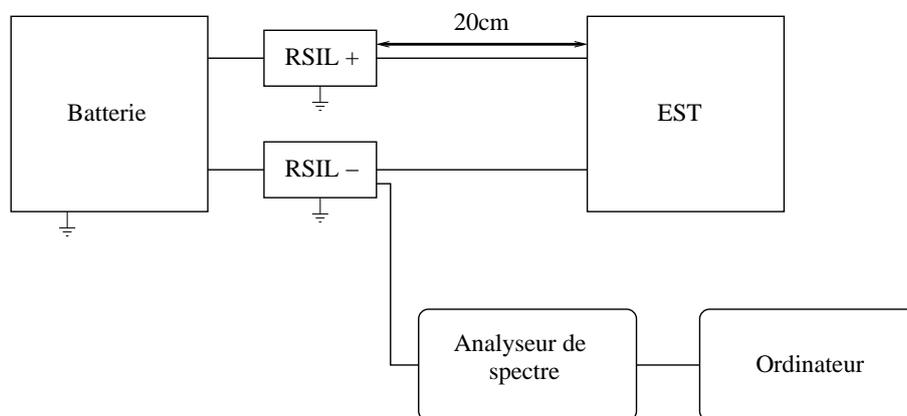


FIGURE 2.15 – Chaîne de mesure en émission conduite.

Une vue de cette chaîne de mesure en environnement normalisé est présentée à la figure 2.16. Il s'agit d'un essai d'émission conduite réalisé dans une chambre semi-anéchoïque du laboratoire CEM de l'union technique de l'automobile du motocycle et du cycle (UTAC).

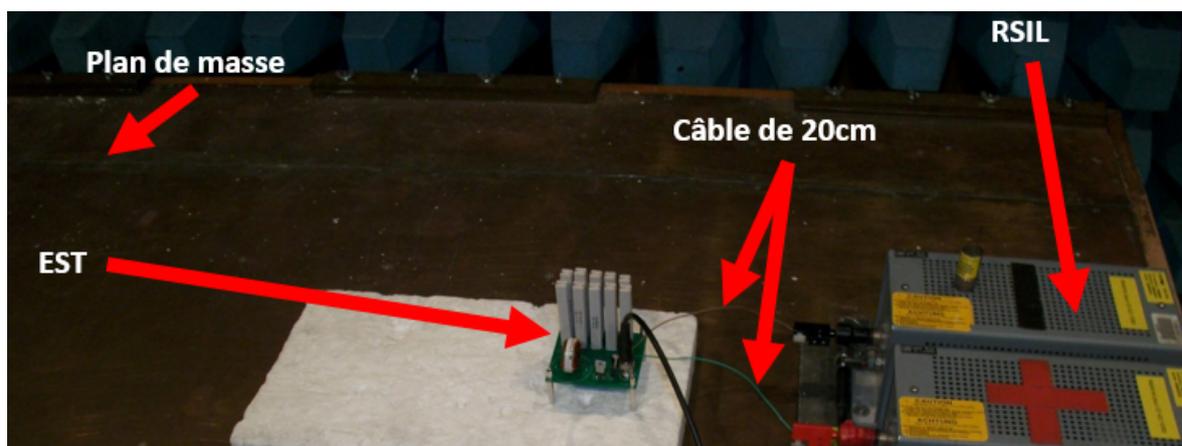


FIGURE 2.16 – Vue de la chaîne de mesure d'émission conduite en environnement normalisé.

L'objectif étant de comparer les résultats de mesure à ceux de simulation, il est nécessaire de prendre en compte les équipements présents dans la chaîne d'acquisition des résultats à savoir les RSIL et les câbles de 20cm qui les relient à l'EST. Nous présentons maintenant le modèle de chacun de ces éléments.

### 2.3.1 Modèle du RSIL

Les RSIL permettent d'isoler les perturbations de la source de celles de l'EST. Ils permettent de relever directement les tensions de perturbations conduites sur chacune des voies d'alimentation. Le RSIL dans sa globalité doit respecter les exigences de la norme [Int14], notamment au niveau de l'impédance vue à son entrée. Le modèle du RSIL utilisé pour les mesures est présenté à la figure 2.17. Ce modèle s'appuie sur les spécifications de son constructeur. Toutefois, il est possible de considérer le comportement HF de chaque élément du RSIL comme dans [RPMVS14] par la prise en compte de leurs éléments parasites respectifs. Cependant, une comparaison menée avec un modèle plus complexe de RSIL n'a pas montré de changement significatif sur le spectre des PEM dans la bande de fréquences d'étude [Tou15].

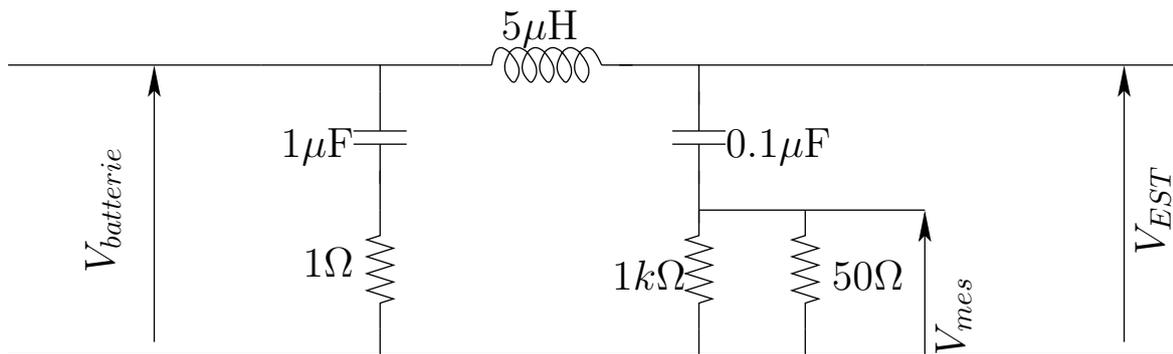


FIGURE 2.17 – Modèle du RSIL.

### 2.3.2 Modèle du câble de 20cm

La norme CISPR25 [Int08] impose l'utilisation d'un câble d'une longueur  $l$  de 20cm situé à une hauteur  $h$  de 5cm au dessus du plan de masse (figure 2.15). Vis-à-vis des longueurs d'onde considérées, il n'est pas nécessaire de prendre en compte les phénomènes de propagation, *a priori*. Nous avons donc considéré ce câble comme étant un CCL sans pertes, situé à une distance  $h$  de 5cm au dessus d'un plan de masse, caractérisé par ses paramètres linéiques  $L$  et  $C$ . Les expressions analytiques de l'inductance linéique ( $L$ ) et de la capacité linéique ( $C$ ) sont données respectivement par les équations 2.3 et 2.4 pour une ligne de section circulaire, de rayon  $a$  ( $3,5 \cdot 10^{-4}$  m), située à une distance  $h$  ( $5 \cdot 10^{-2}$  m) au dessus d'un plan de masse [Pau08, Pau10].

$$L = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{2h}{a}\right) \quad (2.3)$$

$$C = \frac{2\pi\epsilon_0}{\ln\left(\frac{2h}{a}\right)} \quad (2.4)$$

Ces formules permettent d'implémenter un modèle SPICE sous la forme de CCL. Néanmoins, les équations détaillées dans l'annexe A.1 nous ont permis de modéliser ce câble comme un CCR pour valider l'hypothèse d'une ligne électriquement courte. Un modèle basé sur un CCR permet de prendre en compte les phénomènes de propagation [EE99, Sag06].

En vue de valider les modèles établis, nous avons pris en compte, dans la modélisation, la chaîne de mesure qui permet l'acquisition des résultats expérimentaux. Dans la suite de ce paragraphe, la confrontation des résultats de simulation aux résultats expérimentaux nous permettra de valider nos modèles.

## 2.4 Validation des modèles : confrontation des résultats de simulation aux résultats expérimentaux

Nous avons choisi de valider chaque étape de modélisation par une confrontation des résultats de simulation par rapport aux résultats expérimentaux. Ces résultats correspondent au spectre de la tension de perturbation  $V_{mes}$  générée au niveau du RSIL+ conformément aux figures 2.15 et 2.17. Nous représentons l’enveloppe des résultats de simulation pour les différents modèles proposés uniquement aux fréquences multiples de la fréquence de commutation du MOSFET ( $M$ ). Cela offre plus de lisibilité sur les graphes tout en nous indiquant les niveaux de PEM les plus élevés à ces fréquences.

Dans l’optique d’une optimisation, il est nécessaire de disposer de modèles précis et associés à des temps de calcul faibles. C’est la raison pour laquelle, dans les paragraphes suivants, nous étudierons les différents niveaux de modélisation proposés pour rechercher un équilibre voire même un compromis entre la précision des résultats et le temps de calcul observé dans le domaine temporel.

Dans un premier temps, nous analyserons l’influence de la prise en compte du PCB sur le spectre des PEM avant de nous intéresser à l’influence du modèle de MOSFET. Ensuite, nous évoquerons l’impact du câble de 20cm sur l’estimation des PEM conduites. Enfin, nous montrerons l’apport de la prise en compte de  $Z_{MC}$  sur la prédiction des PEM conduites.

### 2.4.1 Influence de la prise en compte du PCB

Les résultats de ce paragraphe ont été établis avec le modèle de MOSFET ( $M$ ) présenté à la figure 1.26. Nous rappelons qu’il s’agit du modèle de MOSFET de type SPICE 3 provenant de la bibliothèque de LTspice IV. Le tableau 2.6 récapitule les différents modèles proposés pour la prise en compte des pistes sur le PCB.

TABLEAU 2.6 – Modèles proposés pour la modélisation des pistes sur le PCB.

| Modèle | Composition du modèle de piste        |
|--------|---------------------------------------|
| n° 1   | non prise en compte des pistes        |
| n° 2   | LC                                    |
| n° 3   | RLC                                   |
| n° 4   | RLC + couplages capacitif et inductif |

La figure 2.18 illustre la comparaison des résultats des modèles n° 1 et n° 2 vis-à-vis des résultats expérimentaux.

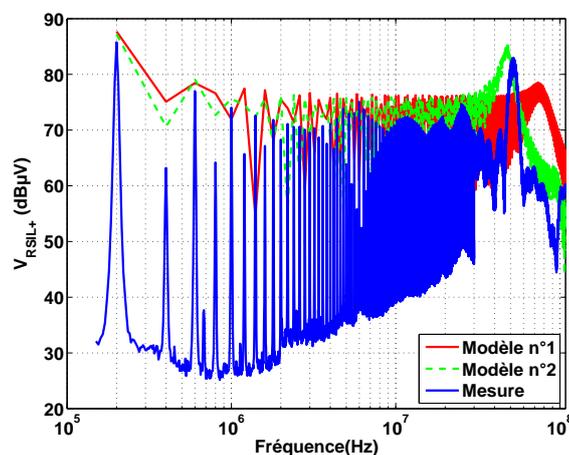


FIGURE 2.18 – Comparaison des modèles n° 1 et n° 2.

Ces résultats montrent l'apport de la prise en compte du PCB dans le modèle global du convertisseur étudié. En effet, l'enveloppe globale de la simulation sans PCB permet de prédire le résultat expérimental jusqu'à 10MHz. Pour cette étude, la prise en compte du PCB dans le modèle n° 2 nous a permis d'obtenir une meilleure prédiction du spectre d'émission conduite, principalement aux fréquences les plus élevées. Autour de 52MHz on observe une résonance sur le spectre mesuré, le modèle n° 2 nous a permis d'observer cette résonance autour de 47MHz.

La figure 2.19 présente la comparaison de l'enveloppe des modèles n° 2 et n° 3.

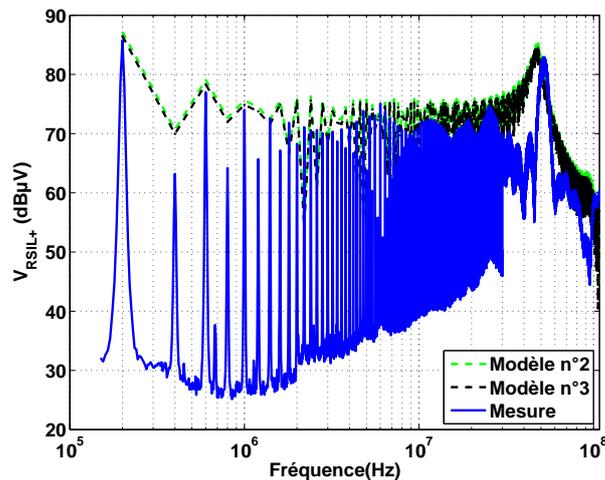


FIGURE 2.19 – Comparaison des modèles n° 2 et n° 3.

Nous relevons que l'ajout d'une résistance dans le modèle n° 2 ne permet d'obtenir qu'une légère amélioration du spectre simulé par rapport à la mesure. En fait, on observe une diminution de l'amplitude du spectre directement liée à l'introduction des pertes ohmiques dans le modèle de piste.

Sur la figure 2.20, en comparant l'enveloppe des modèles n° 3 et n° 4 on remarque un faible apport de la prise en compte des couplages inductif et capacitif entre les pistes qui ont été choisies sous les hypothèses considérées. Cela pourrait également s'expliquer par le fait que le nombre de pistes proches sur le PCB étudié n'est pas très élevé.

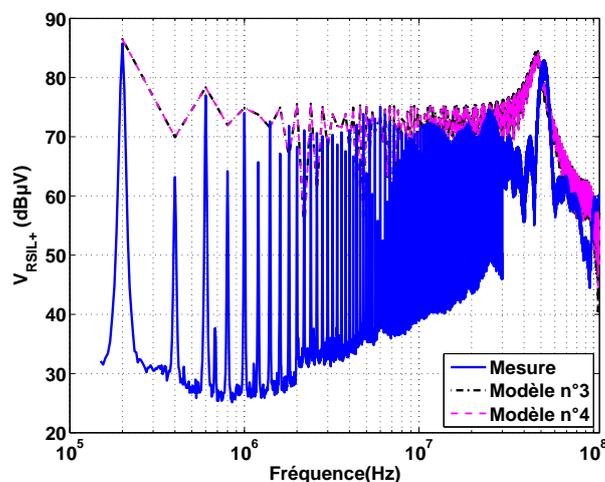


FIGURE 2.20 – Comparaison des modèles n° 3 et n° 4.

Le tableau 2.7 indique le temps de calcul pour chacun des modèles détaillés dans le tableau 2.6. Ces temps de calcul ont été estimés en utilisant un ordinateur de bureau avec un processeur In-

tel(R) core(TM) i7-4790 CPU @ 3.60GHz.

TABEAU 2.7 – Temps de calcul pour les modèles proposés selon la considération des pistes sur le PCB.

| Modèle | Temps de calcul (s) | Variation du temps de calcul (%) |
|--------|---------------------|----------------------------------|
| n° 1   | 49,833              | référence                        |
| n° 2   | 376,218             | +86,75                           |
| n° 3   | 401,929             | +87,6                            |
| n° 4   | 539,844             | +90,77                           |

Le tableau 2.7 confirme l'apport de la modélisation multi-niveaux. On remarque une augmentation du temps de calcul en lien avec à la précision des modèles. En pratique et dans le cadre d'une optimisation, il convient de choisir le modèle approprié selon le besoin, la précision souhaitée et la bande de fréquences à étudier. Autrement dit, la prise en compte du PCB n'est pas nécessaire dans le cadre d'une levée de risque CEM en émission conduite jusqu'à une fréquence d'environ 10MHz. Toutefois, pour une analyse au delà de cette fréquence, il est nécessaire de prendre en compte le PCB. On remarque que la prise en compte des pistes n'est pas sans impact sur la durée des simulations. Dans notre cas d'étude, la prise en compte des pistes par le modèle n° 2 (LC) présentant un bon compromis entre la précision et le temps de calcul paraît approprié pour l'application d'une méthode d'optimisation.

Examinons maintenant l'influence du modèle de MOSFET sur la prédiction des PEM conduites.

#### 2.4.2 Influence des différents modèles de MOSFET ( $M$ )

Pour estimer l'influence de chacun des modèles de  $M$ , les pistes sur le PCB sont prises en compte par le modèle n° 2 du tableau 2.6. Les résultats de ce paragraphe sont alors basés sur l'utilisation d'un modèle de pistes (LC) ne tenant pas compte des pertes ohmiques. Le tableau 2.8 résume les divers modèles comportementaux considérés pour le MOSFET ( $M$ ).

TABEAU 2.8 – Synthèse des modèles comportementaux de  $M$ .

| Modèle | Composition du modèle de $M$  |
|--------|---|
| n° 5   | commutateur parfait : $R_{ds(on)/off}$ (figure 1.24)                          |
| n° 6   | commutateur amélioré : $R_{ds(on)/off}$ avec éléments parasites (figure 1.25) |
| n° 7   | type SPICE 3 provenant de la bibliothèque de LTspice IV (figure 1.26)         |

La comparaison de l'enveloppe des résultats des modèles n° 5 et n° 6 est présentée sur la figure 2.21.

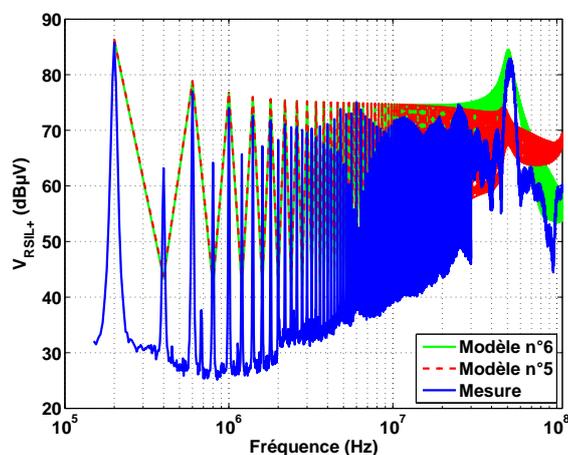


FIGURE 2.21 – Comparaison des modèles n° 5 et n° 6.

Le modèle de  $M$  utilisant uniquement le commutateur parfait selon le modèle n° 5 ne permet la prédiction du spectre d'émission conduite que jusqu'à 10MHz. Ce type de modèle est adapté dans l'objectif d'une levée de risque en émission conduite jusqu'à environ 10MHz.

Cependant, il est clairement démontré que l'ajout d'éléments parasites conformément au modèle n° 6 augmente la précision de cette prédiction notamment au-delà de 30 MHz. En effet, le modèle n° 6 permet de prédire la résonance observée sur le spectre mesuré à environ 52MHz contrairement au modèle n° 5. Ces résultats montrent qu'il est important de considérer les éléments parasites du MOSFET dans la recherche de précision au niveau de la prédiction du spectre d'émission conduite.

Sur la figure 2.22, nous comparons aux résultats expérimentaux l'enveloppe de résultats des modèles n° 6 et n° 7.

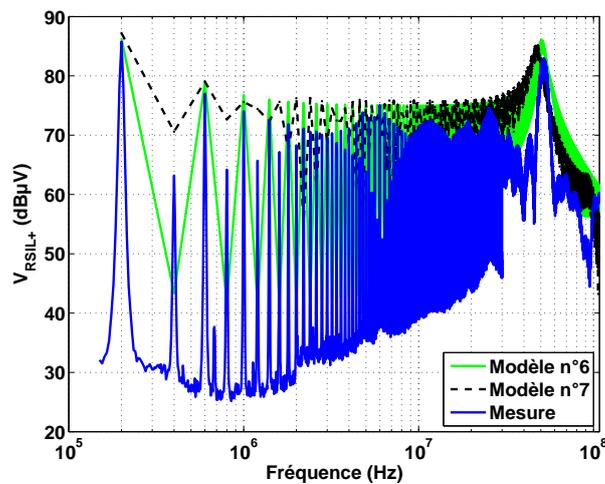


FIGURE 2.22 – Comparaison des modèles n° 6 et n° 7.

Le modèle n° 7 fournit des résultats avec une amplitude légèrement supérieure à la mesure, ce qui représente une marge de sécurité par rapport aux résultats expérimentaux.

Le tableau 2.9 donne le temps de calcul pour chacun des modèles détaillés dans le tableau 2.8. Ces temps de calcul ont été estimés dans les mêmes conditions informatiques que celles décrites précédemment.

TABLEAU 2.9 – Temps de calcul pour les modèles proposés selon la considération du MOSFET.

| Modèle | Temps de calcul (s) | Variation du temps de calcul (%) |
|--------|---------------------|----------------------------------|
| n° 5   | 531,481             | référence                        |
| n° 6   | 260,182             | -51,05                           |
| n° 7   | 438,588             | -17,48                           |

Le tableau 2.9 corrobore le constat précédent sur l'utilisation de modèles adéquats selon le besoin, la précision et la gamme de fréquences étudiée.

Par ailleurs, le modèle de  $M$  utilisant uniquement le commutateur parfait (modèle n° 5) permet une prédiction du spectre uniquement jusqu'à 10MHz et est le plus coûteux en temps de calcul. Ce modèle provoque de fortes discontinuités qui engendrent une réduction du pas de temps pour le solveur circuit. Ces discontinuités sont d'autant plus difficiles à calculer que le PCB est pris en compte. Ce dernier n'est donc pas adapté pour son utilisation dans une optimisation. Toutefois, il peut être utilisé dans le cadre d'une levée de risque CEM jusqu'à environ 10MHz.

Le modèle n° 6 (commutateur amélioré avec éléments parasites) présente un bon compromis entre la précision et le temps de calcul et pourrait être utilisé dans un processus d'optimisation.

Toutefois, pour notre étude, nous avons choisi d'utiliser le modèle n° 7 (de type SPICE 3) malgré le temps de calcul associé à ce dernier. Ce choix s'explique par les deux raisons suivantes :

- le MOSFET est un point d'interaction entre une électronique bas niveau (côté grille) et une électronique de puissance (drain-source). Du point de vue de la CEM, nous nous concentrons sur la partie puissance, mais la mise en œuvre de la commutation demande de dimensionner correctement le pilotage du composant, et notamment le ou les « drivers ». Un modèle de type SPICE 3 est alors préférable car il permet l'ouverture de la démarche au dimensionnement de l'électronique de pilotage et de commande de ce composant ;
- d'un point de vue pratique, ce modèle est disponible et, comme évoqué précédemment, son intégration amène à une bonne précision.

Analysons à présent l'apport de la prise en compte du câble de 20cm sur la prédiction des perturbations conduites.

### 2.4.3 Influence de la prise en compte du câble de 20cm

Tous les résultats présentés jusqu'ici ne tiennent pas compte du câble de 20cm. Quel serait donc l'apport de la prise en compte de ce câble sur la précision du spectre d'émission conduite ? Afin de répondre à cette interrogation, nous avons comparé, sur la figure 2.23, les résultats du modèle n° 3 (tableau 2.6) avec et sans la prise en compte du câble de 20cm par un CCL.

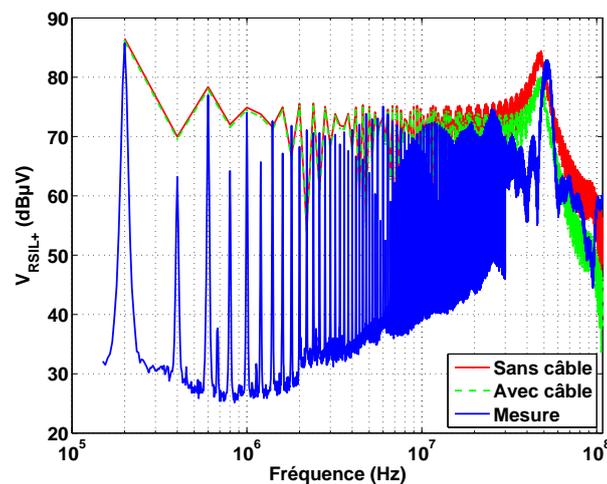


FIGURE 2.23 – Effet de la prise en compte du câble de 20cm.

On observe une différence entre les deux spectres simulés au delà de 30MHz. Comparé à la mesure, le modèle prenant en compte le câble de 20cm par un CCL offre une meilleure prédiction du spectre des PEM conduites notamment au delà de 30MHz. La figure 2.24 traduit l'influence de ce câble sur la prédiction des PEM et montre l'importance de la prise en compte de cette liaison aux fréquences les plus élevées.

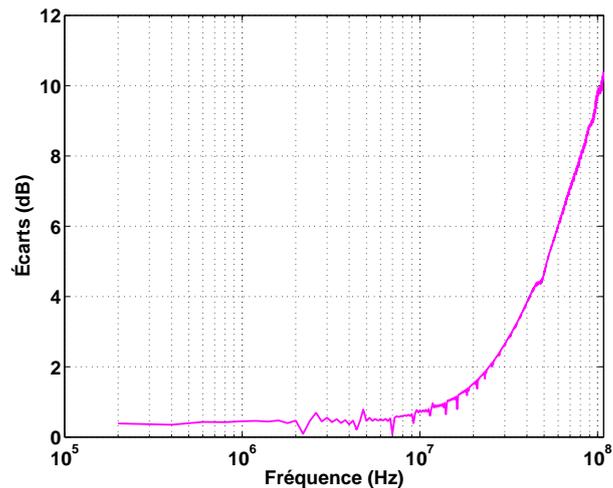


FIGURE 2.24 – Effet de la prise en compte du câble de 20cm : écart entre les spectres simulés.

Par conséquent, la prise en compte de cet élément de la chaîne de mesure lors de la modélisation de la structure dépend fortement de la bande de fréquences d'intérêt, dans la mesure où on voit bien qu'en deçà de 30MHz, le câble n'est pas l'élément ayant le plus fort impact sur les résultats. La prise en compte de ce dernier s'accompagne d'une augmentation de temps de calcul de 59,82%. Pour une levée de risque CEM jusqu'à environ 10MHz, la prise en compte du câble n'est pas utile. Cependant, dans le cadre d'une étude sur une plage élargie de fréquences, cet élément doit être pris en compte pour améliorer la précision des résultats, mais cela au prix d'une augmentation de temps de calcul.

Par ailleurs, nous n'avons pas remarqué de différence notable dans la bande de fréquences étudiée en modélisant le câble de 20cm comme un CCR. La figure 2.25 présente l'écart observé en comparant les spectres simulés (CCL vs CCR).

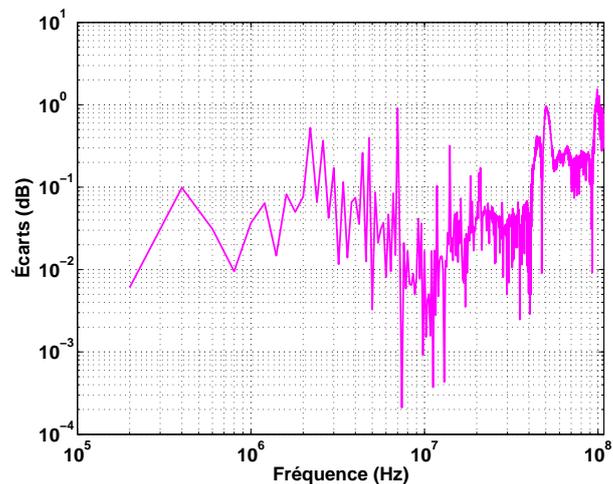


FIGURE 2.25 – Effet de la prise en compte du câble de 20cm par un CCL vs un CCR.

Nous constatons que les phénomènes de propagation peuvent être négligés pour ce cas d'application, entre 150kHz et 108MHz, et qu'un simple modèle à constantes localisées (CCL) s'avère suffisant pour la modélisation du câble de 20cm de longueur inférieure au dixième de la longueur d'onde.

Il convient maintenant d'analyser l'impact de la prise en compte de l'impédance de mode commun ( $Z_{MC}$ ) sur la prédiction des PEM conduites.

### 2.4.4 Impact de la prise en compte de l'impédance de mode commun ( $Z_{MC}$ )

Selon l'approche présentée au chapitre 1, nous avons modélisé  $Z_{MC}$ . Les paramètres qui constituent cette impédance sont indiqués dans le tableau 2.10.

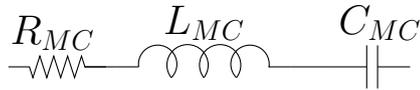


FIGURE 2.26 – Modèle de  $Z_{MC}$ .

| Élément parasite | Valeur                     |
|------------------|----------------------------|
| $R_{MC}$         | 3,8081 $\Omega$            |
| $L_{MC}$         | 6,2832.10 <sup>-8</sup> H  |
| $C_{MC}$         | 4,6364.10 <sup>-12</sup> F |

TABEAU 2.10 – Valeurs des paramètres de  $Z_{MC}$ .

Afin d'observer l'influence de la prise en compte de  $Z_{MC}$  sur le spectre des PEM conduites, nous avons comparé, sur la figure 2.27, les résultats du modèle n° 3 (tableau 2.6) avec et sans la prise en compte de cet élément. L'intégration de cet élément dans le modèle du convertisseur étudié n'engendre pas d'influence significative sur le spectre simulé dans la gamme de fréquences étudiée.

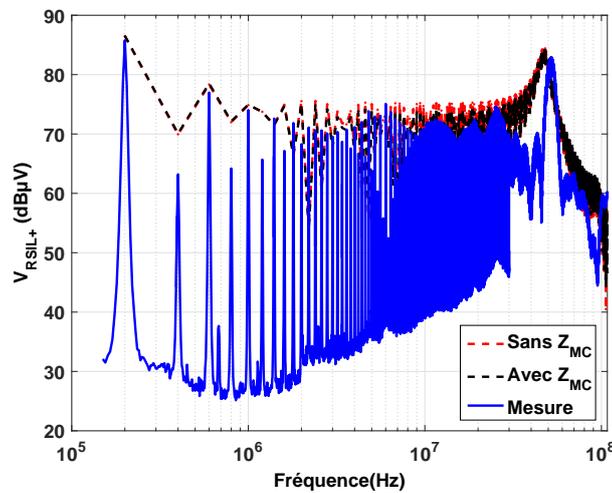


FIGURE 2.27 – Influence de la prise en compte de  $Z_{MC}$ .

L'écart entre les spectres simulés est présenté à la figure 2.28.

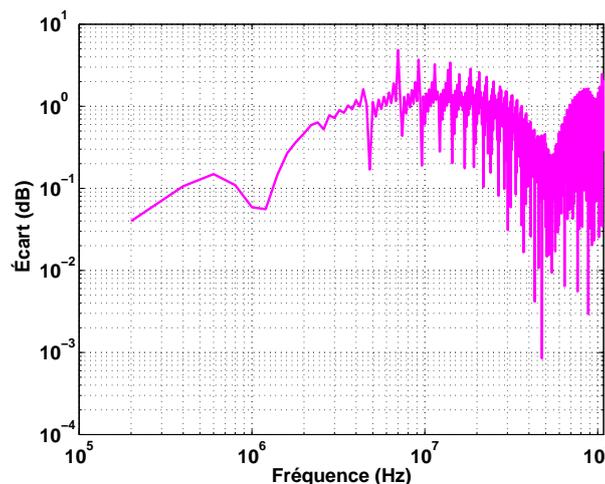


FIGURE 2.28 – Influence de la prise en compte de  $Z_{MC}$  : écart entre les spectres simulés.

L'écart maximal observé est inférieur à 5dB, ce qui n'est pas significatif. Nous déduisons alors que la contribution de  $Z_{MC}$  dans la bande de fréquences étudiée reste faible. Cela signifie que, malgré la prise en compte de cet élément, il n'y a pas d'amélioration de la précision des résultats. Or, la prise en compte de  $Z_{MC}$  entraîne une augmentation de temps de calcul de plus de 90%. Dans notre

cas d'étude, la prise en compte de  $Z_{MC}$  n'améliore pas la précision mais augmente considérablement le temps de calcul. Nous considérons par conséquent qu'il n'est pas nécessaire de prendre en compte cet élément dans la plage de fréquences étudiée.

Cette étude montre que la modélisation d'un système dans le domaine temporel peut être traitée de différentes manières. En effet, considérer un système comme un ensemble de sous-circuits à éléments localisés (légitime dans notre bande de fréquences d'intérêt) conduit à des résultats cohérents, comme décrit précédemment. Toutefois, l'ensemble des couplages et l'effet de peau ne sont pas pris en compte notamment au niveau du PCB. De plus, les temps de simulation associés à ces modèles peuvent être améliorés.

Dans l'objectif d'améliorer le modèle du convertisseur *buck*, il est possible, d'une part de prendre en compte l'ensemble des couplages et l'effet de peau, et d'autre part de réduire le temps de calcul observé dans le domaine temporel. Dans ce contexte, nous nous intéresserons, dans les paragraphes suivants, à la détermination d'un macromodèle passif de ce convertisseur à partir du modèle 3D établi précédemment.

## 2.5 Amélioration du modèle du convertisseur de puissance par la détermination d'un macromodèle passif et linéaire

Ces travaux ont été réalisés en collaboration avec [Polito](#), dans le cadre du projet [young investigator training program \(YITP\)](#), associé à la conférence SPI2017, financé par l'ACRI qui représente les caisses d'épargne et les fondations italiennes d'origine bancaire.

### 2.5.1 Prise en compte des éléments non-linéaires dans le modèle 3D

Le convertisseur *buck* inclut deux éléments non linéaires, à savoir, le MOSFET ( $M$ ) et la diode de roue libre ( $D$ ) (figure 2.1). Pour connecter ces composants non linéaires, il nous faut ajouter deux ports supplémentaires à notre modèle 3D. Nous avons donc complété le modèle 3D de la figure 2.12 avec un port discret pour la connexion de  $M$  et un port discret pour celle de  $D$ . La prise en compte de chacun des ports est illustrée par la figure 2.29. Le port 1 est placé pour l'alimentation. Le port 2 est positionné pour  $M$  tandis que le port 3 est lié à  $D$ .

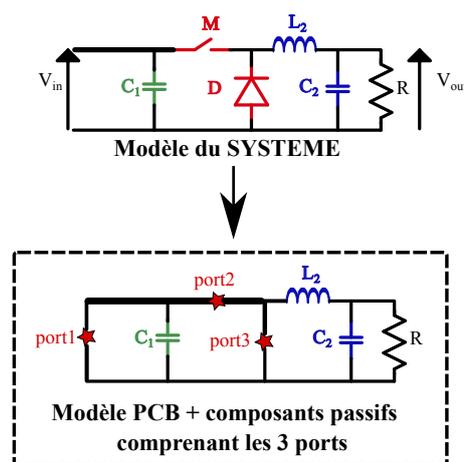
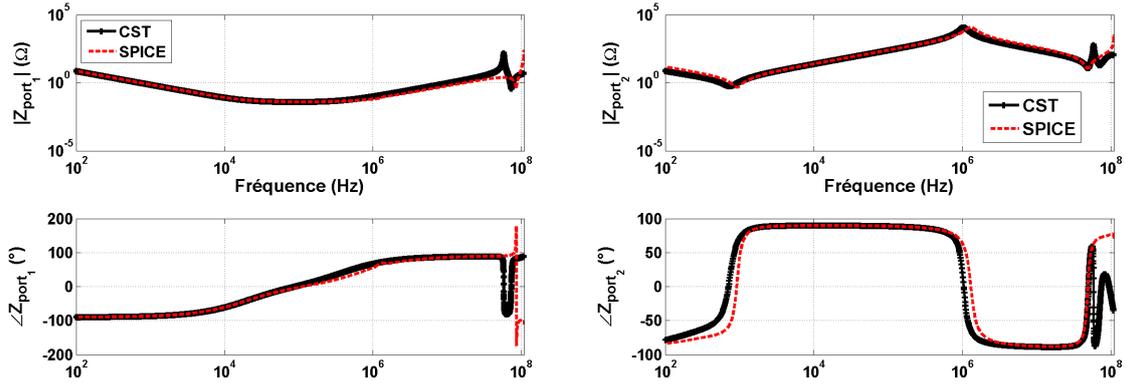


FIGURE 2.29 – Prise en compte des ports dans le modèle 3D.

Les résultats obtenus à la suite du calcul de l'impédance, à partir des modèles [SPICE](#) et [CST Studio Suite®](#), vue au niveau de chaque port ont fait l'objet d'une comparaison. La figure 2.30a présente la comparaison des résultats pour l'impédance  $Z_{port1}$  obtenue au niveau du port 1. La confrontation des résultats pour le port 2 est donnée par la figure 2.30b. La figure 2.31 décrit la confrontation des résultats concernant le port 3.



(a) Comparaison de  $Z_{port1}$  : SPICE vs CST Studio Suite® (b) Comparaison de  $Z_{port2}$  : SPICE vs CST Studio Suite®

FIGURE 2.30 – Comparaison de  $Z_{port1}$ ,  $Z_{port2}$  : SPICE vs CST Studio Suite®.

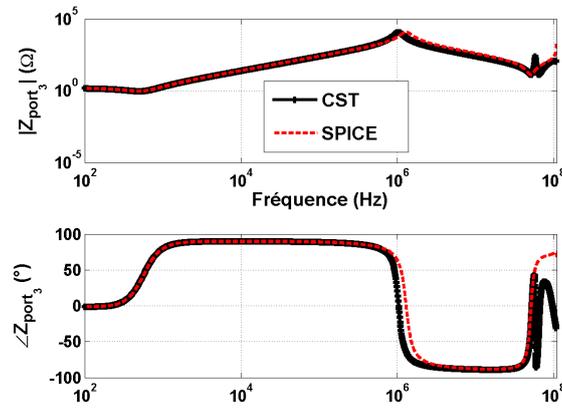


FIGURE 2.31 – Comparaison de  $Z_{port3}$  : SPICE vs CST Studio Suite®

Les résultats présentent une bonne concordance. Néanmoins, aux fréquences les plus élevées, on remarque que les résultats obtenus sous CST Studio Suite® font apparaître des résonances. Ces légers écarts pourraient s'expliquer par la non prise en compte de la variation fréquentielle des paramètres linéiques au sein du modèle SPICE de PCB.

Suite à la prise en compte des éléments non-linéaires dans le modèle 3D par l'introduction de ports discrets, la réponse fréquentielle globale du convertisseur *buck* est connue.

Nous rappelons que nous avons opté pour une modélisation de la CA étudiée dans le domaine temporel. Un inconvénient de ces modèles est lié à leur durée de simulation qui peut s'avérer importante. Dans l'objectif de prendre en compte l'ensemble des couplages présents au niveau de ce convertisseur et de réduire le temps de calcul observé dans le domaine temporel, nous pouvons déterminer son macromodèle. Pour ce faire, la démarche que nous avons suivie est illustrée par la figure 2.32.

Considérons la partie linéaire du convertisseur étudié. Celle-ci est constituée du PCB et des composants passifs présentés précédemment.

Les données d'entrée (paramètres S) nécessaires à la déduction du macromodèle passif et linéaire sont obtenus à la suite d'un calcul 3D par le logiciel CST Studio Suite®. Ensuite, un outil de macromodélisation passive développé par Polito (en utilisant le logiciel Matlab®) a été utilisé pour déduire un macromodèle passif et linéaire. Les paramètres S de ce modèle sont ajustés par rapport à ceux calculés à partir du modèle 3D. Ce macromodèle se présente sous la forme d'une *netlist* pas-

sive (boîte noire) compatible avec tout solveur de type circuit. Pour notre étude, ce macromodèle a été intégré au modèle complet du convertisseur étudié en utilisant LTspice IV.

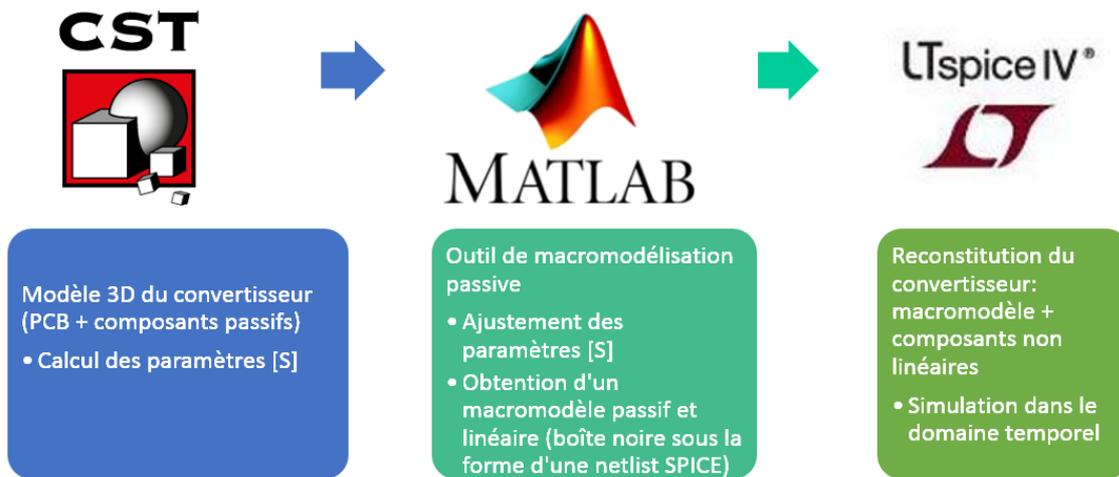


FIGURE 2.32 – Démarche d'intégration d'un macromodèle passif et linéaire

## 2.5.2 Méthodologie de macromodélisation passive appliquée à un système linéaire

### 2.5.2.1 Notions de macromodélisation passive

Un macromodèle est une description comportementale à complexité réduite d'un système ou d'un ensemble de systèmes sur une certaine gamme de fréquences. Sa complexité réduite participe à la réduction du coût numérique des simulations dans lesquelles le macromodèle est utilisé. Les techniques de macromodélisation passive s'appuient sur la déduction d'un modèle équivalent passif sur la base de résultats existants provenant de mesures ou de simulations.

Considérons un système avec des ports d'interface (entrée/sortie) bien définis. Une technique classique de caractérisation de ce système peut être réalisée par une approche 3D visant à prendre en compte l'ensemble des interactions au sein de ce dernier. Les résultats de cette caractérisation peuvent être exploités selon les possibilités suivantes :

- si les variables du calcul sont accessibles, il est possible de déduire un modèle équivalent à partir d'une méthode de *réduction d'ordre de modèle –ou model order reduction– (MOR)* [Fel04]. Ces variables sont généralement accessibles lors de l'utilisation d'un code de calcul non commercial ;
- une alternative consiste à utiliser un code commercial. Dans ce cas, ces variables ne sont pas accessibles. Toutefois, une caractérisation électromagnétique (*paramètres S* par exemple) du système étudié sur une gamme de fréquences est possible. Ainsi, à partir d'une méthode d'identification, il est possible de déduire un modèle équivalent sous la forme d'une fonction rationnelle [Gus02, GS04].

Dans notre cas d'étude, ces résultats proviennent d'une simulation à partir du modèle 3D présenté précédemment. Nous rappelons que ce modèle a été réalisé sous CST Studio Suite® (code commercial). Par conséquent, les variables internes au calcul 3D ne sont pas accessibles, ce qui nous amène à la deuxième alternative présentée précédemment.

La technique d'identification que nous avons utilisée est basée sur la méthode *vector fitting (VF)*. La méthode VF a été introduite en 1999 par [GS99]. Celle-ci est largement utilisée pour déduire un modèle équivalent d'un système sous la forme d'une fonction rationnelle en approchant sa

réponse fréquentielle (fonction de transfert, impédance équivalente, [paramètres S](#)). L'idée est de reproduire de façon la plus fidèle possible cette réponse fréquentielle en module mais aussi en phase.

Soit la réponse fréquentielle d'un système notée  $H(s)$ , avec  $s = j\omega$ .  $H(s)$  peut être exprimée sous la forme d'une fonction rationnelle comme décrit dans l'équation [2.5](#).

$$H(s) \approx \sum_n \frac{R_n}{s - p_n} \quad (2.5)$$

Dans cette équation, les termes  $R_n$  et  $p_n$  sont appelés respectivement les résidus et les pôles. Ainsi, dans le but d'approcher  $H(s)$ , il faut donc déterminer ces résidus et pôles. Autrement dit, le problème à résoudre consiste à déterminer ces termes de façon à représenter au mieux  $H(s)$  sur la gamme de fréquences considérée. Il s'agit alors d'un problème d'optimisation dont l'objectif est de réduire l'erreur relative (sur la bande de fréquences étudiée) entre  $H(s)$  et son modèle rationnel. C'est l'objet de la méthode [VF](#) permettant la détermination de ces coefficients pour une approximation de  $H(s)$  à chaque fréquence.

En règle générale, à partir d'un choix initial de pôles (potentiellement arbitraire), la méthode [VF](#) conduit à leur amélioration de manière itérative. Cela revient à la résolution itérative d'un système linéaire jusqu'à ce que l'approximation de  $H(s)$  soit satisfaite. Le fonctionnement de cette méthode peut être résumé par les points suivants :

- initialisation des pôles ( $p_n$ ),
- calcul des résidus ( $R_n$ ),
- itération successive jusqu'à ce que l'approximation de  $H(s)$  soit satisfaite sur la gamme de fréquences étudiée.

Ainsi, pour notre analyse, nous avons utilisé un algorithme de macromodélisation passive issu des travaux de [\[GTG16b\]](#) et basé sur la méthode [VF](#). Son fonctionnement est illustré par la figure [2.33](#) [\[GTG16a\]](#).

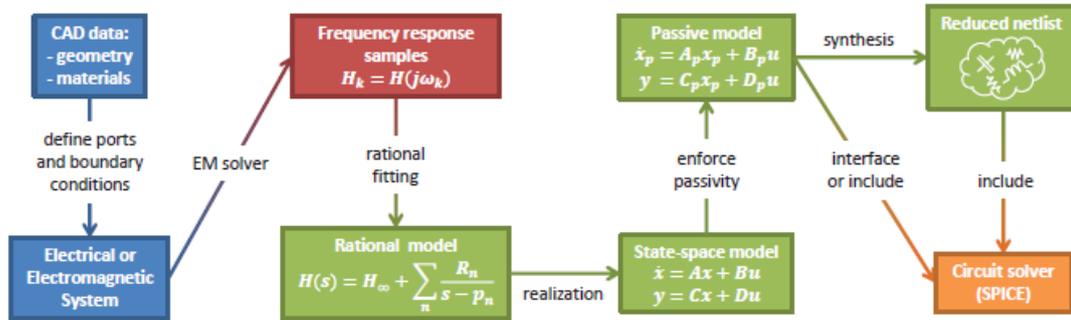


FIGURE 2.33 – Fonctionnement de l'algorithme de macromodélisation passive basé sur la méthode [VF](#) [\[GTG16a\]](#).

En supposant que nous disposons de la géométrie complète du système à étudier, il est possible d'établir un modèle 3D. Ainsi, à partir d'une simulation, nous déduisons la réponse fréquentielle de ce système sur la gamme de fréquences d'étude, comme par exemple les [paramètres S](#). À partir de cette réponse fréquentielle et en utilisant une méthode d'identification à l'instar de la méthode [VF](#), décrite précédemment, nous déduisons un modèle mathématique sous une forme rationnelle. Cette forme rationnelle permet de réécrire ce modèle mathématique sous la forme d'une représentation d'état adaptée pour retranscrire le comportement d'un système linéaire [\[CGTOG13\]](#).

Par définition, le modèle d'un système qui ne produit pas d'énergie doit naturellement rester passif. Un système est dit passif si la quantité d'énergie cumulée et absorbée par ce dernier est positive à chaque instant [\[TGTN<sup>+</sup>07\]](#). La passivité représente donc une contrainte que le système étudié doit respecter. Dans le but de respecter cette contrainte, les coefficients du modèle d'état peuvent

être adaptés ou corrigés [GTU06, GTU08]. Dès lors, l'identification du modèle rationnel par la méthode VF devient un problème d'identification des coefficients de ce modèle sous la contrainte de la passivité. Le fait d'utiliser un modèle non passif dans une simulation pourrait entraîner des situations indésirables (instabilité de la simulation, problèmes de convergence, ...) [Gri09], d'où l'intérêt de la prise en compte de cette contrainte. Ce modèle passif est ensuite représenté sous la forme d'une *netlist* passive compatible avec n'importe quel logiciel de type circuit.

La démarche de macromodélisation passive proposée par [GTG16b] s'appuie sur une approche de modélisation approximant le comportement dynamique (entrée/sortie) de systèmes complexes linéaires sous la forme d'une boîte noire [GTG16a] (*netlist* passive).

Dans le cas d'un système constitué de sous-systèmes linéaires et non linéaires, l'objectif est d'intégrer le macromodèle traduisant le comportement des parties linéaires dans le modèle du système complet. Soit un système composé d'une combinaison de sous-systèmes linéaires et non-linéaires. Le macromodèle va représenter uniquement la partie linéaire du système et ses éléments non-linéaires y sont associés via des interconnexions appropriées. En d'autres termes, la macromodélisation passive peut être vue comme une méthodologie qui consiste à remplacer un système complexe par une association de macromodèles (linéaires) et d'éléments non-linéaires interconnectés de façon appropriée.

Cette approche de modélisation cherche à représenter le comportement d'un système observé depuis des ports d'interface judicieusement définis. De ce fait, les informations internes au système ne sont pas exploitées pour la construction du macromodèle ni dévoilées dans celui-ci. De plus, il s'agit d'un moyen d'amélioration du temps de calcul notamment dans le domaine temporel. Cette amélioration de temps de calcul des modèles temporels ouvre la voie à leur usage dans des études d'optimisation.

Par ailleurs, la boîte noire provenant du calcul avec cette technique de macromodélisation passive offre également la possibilité d'un échange de données sans risque d'enfreindre d'éventuelles règles de confidentialité. En revanche, l'intégration du macromodèle implique la perte du sens physique du sous-système linéaire modélisé par une boîte noire.

### 2.5.2.2 Détermination d'un macromodèle du convertisseur *buck*

La construction du macromodèle du convertisseur *buck* est basée sur la prise en compte de son PCB et de ses éléments passifs, constituant un système linéaire. Les ports discrets, illustrés dans la figure 2.29, permettent la connexion des composants non linéaires et de l'alimentation pour recomposer le convertisseur *buck* dans son intégralité. Par opposition à la méthode de modélisation basée sur l'utilisation des CCL, nous avons déduit un macromodèle de ce système linéaire à partir d'une modélisation 3D. Outre la prise en compte de l'ensemble des éventuels couplages, la modélisation 3D permet aussi de calculer les paramètres S. La réponse fréquentielle de ces paramètres S a été calculée avec CST Studio Suite<sup>®</sup> et permet d'aboutir à une matrice de taille 3×3 (3 ports discrets). Une application directe de l'outil de macromodélisation passive, issu des travaux de [GTG16a] et présenté précédemment, aboutit à une *netlist* passive équivalente. La figure 2.34 présente respectivement le module et la phase du paramètre  $S_{11}$  pour les résultats du macromodèle et CST Studio Suite<sup>®</sup>. Les résultats du macromodèle sont en bon accord avec ceux provenant de la simulation 3D.

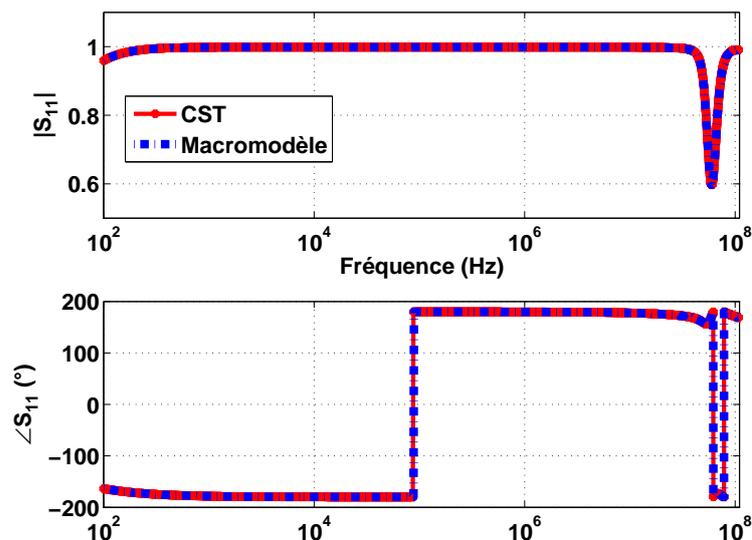
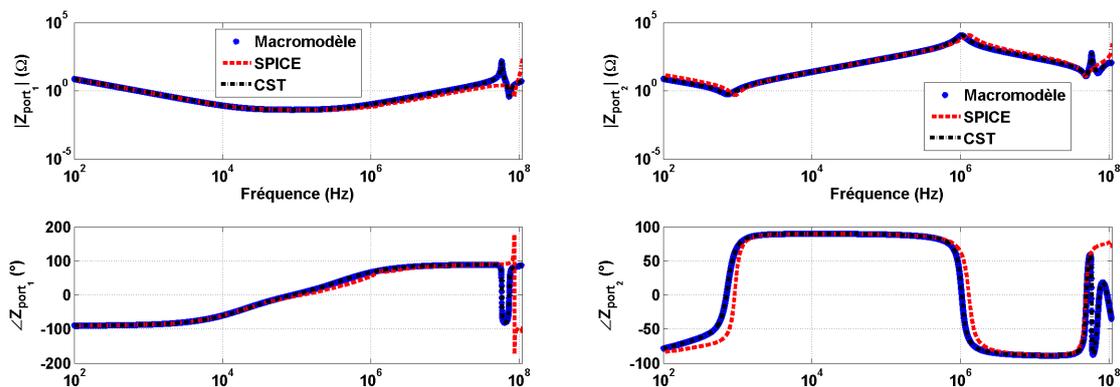


FIGURE 2.34 – Comparaison de  $S_{11}$  : module et phase.

La comparaison des autres paramètres S est présentée dans l'annexe A.3.

Les résultats obtenus pour l'impédance (module et phase) vue au niveau de chacun des ports ( $Z_{port1}$ ,  $Z_{port2}$ ,  $Z_{port3}$ ) ont été comparés entre le modèle SPICE composé de CCL, le modèle 3D (CST Studio Suite<sup>®</sup>) et le macromodèle (respectivement figures 2.35a, 2.35b et 2.36).



(a) Comparaison de  $Z_{port1}$  : SPICE vs CST Studio Suite<sup>®</sup> vs Macromodèle (b) Comparaison de  $Z_{port2}$  : SPICE vs CST Studio Suite<sup>®</sup> vs Macromodèle

FIGURE 2.35 – Comparaison de  $Z_{port1}$ ,  $Z_{port2}$  : SPICE vs CST Studio Suite<sup>®</sup> vs Macromodèle.

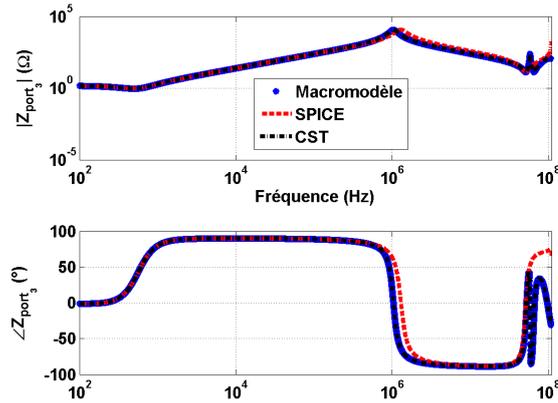


FIGURE 2.36 – Comparaison de  $Z_{port3}$  : SPICE vs CST Studio Suite® vs Macromodèle.

Un bon accord entre les différents résultats peut être observé, excepté aux fréquences les plus élevées (au-delà de 40MHz). En HF, la non prise en compte dans le modèle SPICE (CCL) de la dépendance fréquentielle des paramètres linéiques pourrait expliquer la différence observée.

Le macromodèle est obtenu sous forme de *netlist*, qui inclut tous les ports d'interface, utilisable dans n'importe quel logiciel de type circuit, comme LTspice IV dans notre cas.  $M$  et  $D$ , ayant été modélisés séparément, peuvent être rajoutés dans la même simulation SPICE par leur connexion appropriée aux ports adéquats comme le montre la figure 2.37. Nous pourrions ainsi évaluer la contribution du macromodèle, notamment au niveau de la réduction de temps de calcul, lors de la validation des modèles.

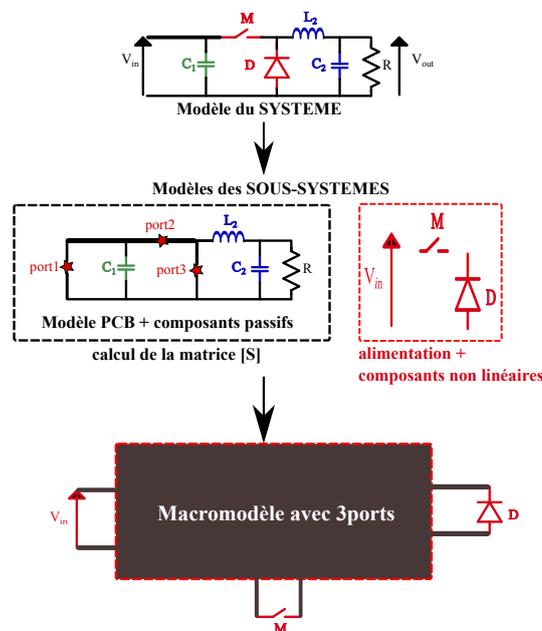


FIGURE 2.37 – Utilisation du macromodèle.

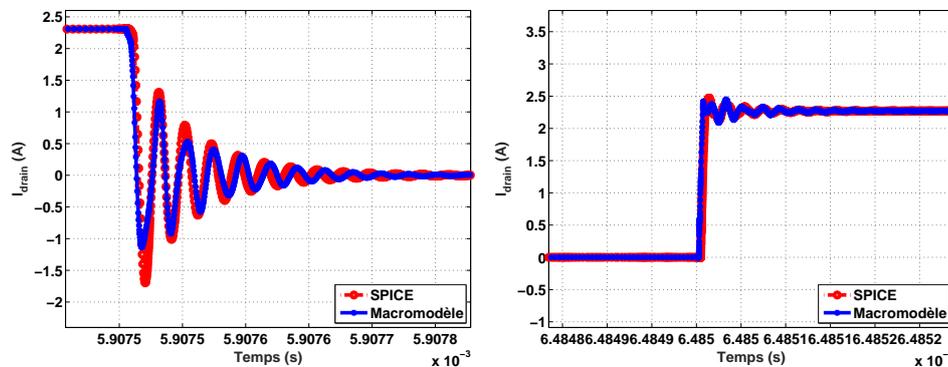
Dans les paragraphes suivants, nous évaluerons la contribution du macromodèle quant à la prédiction du spectre des PEM d'émission conduite et la réduction du temps de calcul des simulations temporelles.

### 2.5.3 Contribution du macromodèle dans la prédiction des PEM

Les résultats obtenus pour le convertisseur *buck* via le modèle n° 7 (tableau 2.8) et ceux de ce convertisseur qui prennent en considération le PCB et les composants passifs par un macromodèle passif ont été comparés. Nous rappelons que le modèle n° 7 intègre un modèle de MOSFET de type SPICE 3 provenant de la bibliothèque de LTspice IV. De plus, les pistes sur le PCB sont modélisées par un modèle de type (LC). Bien que la variable d'intérêt soit la tension de perturbation  $V_{mes}$  mesurée au RSIL, et afin de valider la fonctionnalité de ce macromodèle, le courant au niveau du drain ( $I_{drain}$ ) a également été évalué.

#### 2.5.3.1 Analyse du courant de drain ( $I_{drain}$ )

La comparaison de  $I_{drain}$  est présentée sur la figure 2.38 et la figure 2.39. On remarque une bonne concordance entre ces résultats. Le macromodèle traduit de manière correcte le comportement électrique du système.



(a) Comparaison du courant  $I_{drain}$  : à l'ouverture (b) Comparaison du courant  $I_{drain}$  : à la fermeture

FIGURE 2.38 – Comparaison du courant  $I_{drain}$  : à l'ouverture et la fermeture du MOSFET.

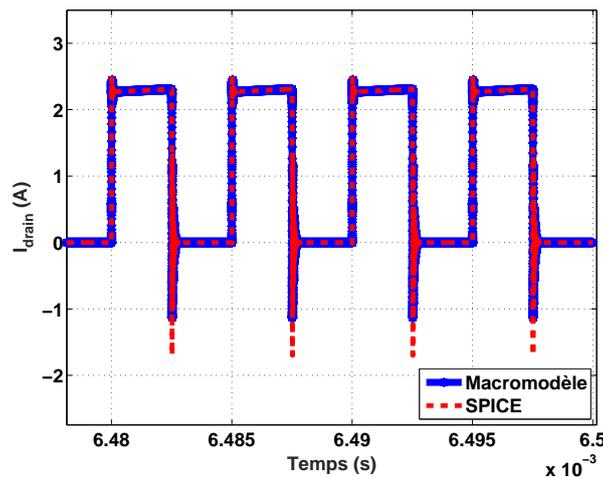


FIGURE 2.39 – Comparaison du courant  $I_{drain}$ .

#### 2.5.3.2 Prédiction du spectre des PEM conduites

La figure 2.40 présente la comparaison des résultats obtenus à partir du modèle n° 7 (tableau 2.8) et du macromodèle.

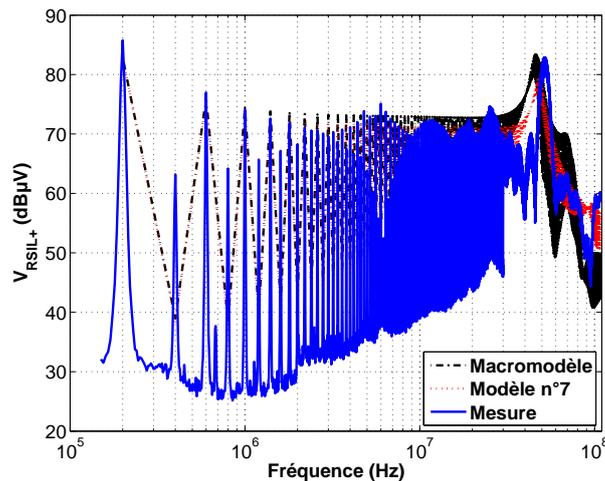


FIGURE 2.40 – Contribution du macromodèle : prédiction des PEM conduites.

Nous remarquons une bonne prédiction du spectre d'émission conduite par le macromodèle notamment aux fréquences les plus élevées. Il y a une légère différence au niveau des spectres simulés au delà de 44MHz. Cet écart pourrait être lié aux différences déjà observées sur l'impédance des ports discrets (figures 2.35 et 2.36). Nous observons qu'une approche simplifiée négligeant les phénomènes HF pourrait conduire à une estimation erronée au niveau du système. Il est donc important d'inclure tous les effets de façon à arriver à une prédiction précise. Les temps de calcul associés sont indiqués dans le tableau 2.11.

TABLEAU 2.11 – Comparaison des temps de calcul : avec vs sans macromodèle.

| Modèle      | Temps de calcul (s) | Variation du temps de calcul (%) |
|-------------|---------------------|----------------------------------|
| n° 7        | 465,697             | référence                        |
| Macromodèle | 320,902             | -31,09                           |

Nous observons que le macromodèle conduit à une réduction de temps de calcul de 31,09% en utilisant un ordinateur de bureau avec un processeur Intel(R) core(TM) i7-4790 CPU @ 3.60GHz. De plus, le coût numérique du macromodèle et sa précision sur la bande de fréquences étudiée sont des avantages considérables dans l'optique de son utilisation dans un processus d'optimisation.

Afin de revenir à la CA étudiée et de prendre en considération les différentes ondulations (courant/tension) inhérentes à son fonctionnement électrique, la charge du convertisseur buck (figure 2.1) a été remplacée par une MCC. À présent, après une présentation de cette MCC, nous présenterons son modèle sur la gamme de fréquences étudiée.

## 2.6 Modèle de la charge du convertisseur de puissance : machine à courant continu (MCC)

### 2.6.1 Présentation de la MCC

La machine étudiée, correspondant aux performances visées par la CA analysée, est une machine Johnson de référence HC677LG. Il s'agit d'une MCC à balais qui comporte une paire de pôles d'aimants permanents au stator et sept encoches bobinées au rotor comme le montre la figure 2.41a. Les figures 2.41b et 2.41c illustrent, respectivement, le rotor et le stator de la MCC.

Un filtre constitué de deux bobines de 4µH chacune en série est intégré à la MCC étudiée [Joh05]. Dans la MCC, le contact électrique entre l'alimentation et le bobinage est réalisé par une liaison

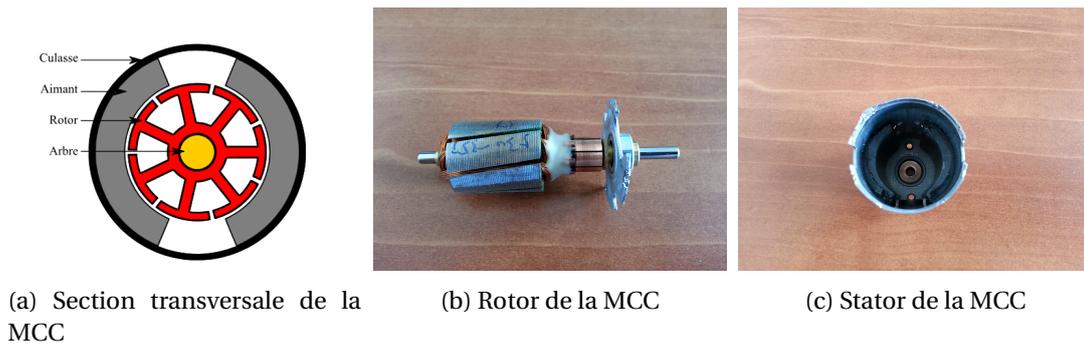


FIGURE 2.41 – Vue de la MCC.

mécanique entre les balais et le collecteur. D'autre part, si on considère la MCC en rotation, la présence d'arcs électriques liés aux différentes commutations rend la MCC complexe à modéliser en CEM [VVV<sup>+</sup>09, Dio14]. Comme détaillé au chapitre 1, nous avons opté pour un modèle en  $\pi$  de l'impédance de la MCC, non alimentée, construit à partir de caractérisations expérimentales réalisées avec le rotor à une position fixe. Nous verrons dans les paragraphes qui suivent que ce choix sera justifié grâce à une comparaison de l'impédance de la MCC lorsque celle-ci est sous tension et en l'absence de tension. De plus, cette même comparaison nous permettra de lever le doute sur une éventuelle modification de l'impédance de la MCC dans les conditions nominales de fonctionnement fixées par l'application industrielle. Nous présenterons, maintenant, les travaux réalisés dans l'objectif de déterminer un modèle de la MCC.

## 2.6.2 Mesure de l'impédance de la MCC

Afin de caractériser uniquement l'impédance de la MCC, le filtre (constitué des deux bobines) a été retiré de la MCC pour toutes les mesures réalisées. Toutefois, sa caractérisation expérimentale et son modèle seront détaillés par la suite.

La méthodologie proposée est fondée sur une analyse comportementale en deux temps. Tout d'abord, une mesure des impédances de mode commun (MC) et de mode différentiel (MD) est réalisée au moyen d'un VNA (Rhode & Schwarz ZVB8). Nous avons procédé à la mesure de l'impédance en MD à différentes positions du rotor par rapport au stator afin de confirmer le constat de [Dio14], selon lequel l'impédance de la MCC varie très peu avec la position. Ensuite, une méthode d'identification [PSL05] permet d'accéder à la valeur de chaque composant du modèle de chaque impédance. Dans un premier temps, nous présenterons les mesures réalisées en MD en l'absence de tension d'alimentation avant d'aborder celles réalisées sous tension, ensuite, nous présenterons les mesures liées au MC.

### 2.6.2.1 Mesure de l'impédance en mode différentiel de la MCC en l'absence de tension

La figure 2.42 illustre la mesure de l'impédance de la MCC en MD au moyen d'un VNA.



FIGURE 2.42 – Mesure de l'impédance de la MCC en MD.

Rappelons que la MCC est constituée de sept bobines et deux balais. On observe la commutation d'un balai sur les lames de collecteur tous les  $25,7^\circ$ . Nous choisissons de mesurer l'impédance de la MCC en MD ( $Z_{MD_{MCC}}$ ) pour différentes positions du rotor par rapport au stator avec, approximativement, un pas de  $51,4^\circ$ . En effet, l'ensemble des circuits collecteurs étant équivalents du point de vue électrique, tout déplacement du rotor d'un angle multiple de  $25,7^\circ$  conduit à une topologie électrique équivalente à celle de la position initiale. Le but est de valider que pour une topologie électrique équivalente à celle de la position initiale, la réponse fréquentielle ne varie pas ou très peu. Ainsi, grâce à cette périodicité de la structure, la caractérisation pourra être faite dans une plage angulaire réduite. Les variations fréquentielles du module et de la phase de  $Z_{MD_{MCC}}$  sont présentées respectivement figures 2.43a et 2.43b.

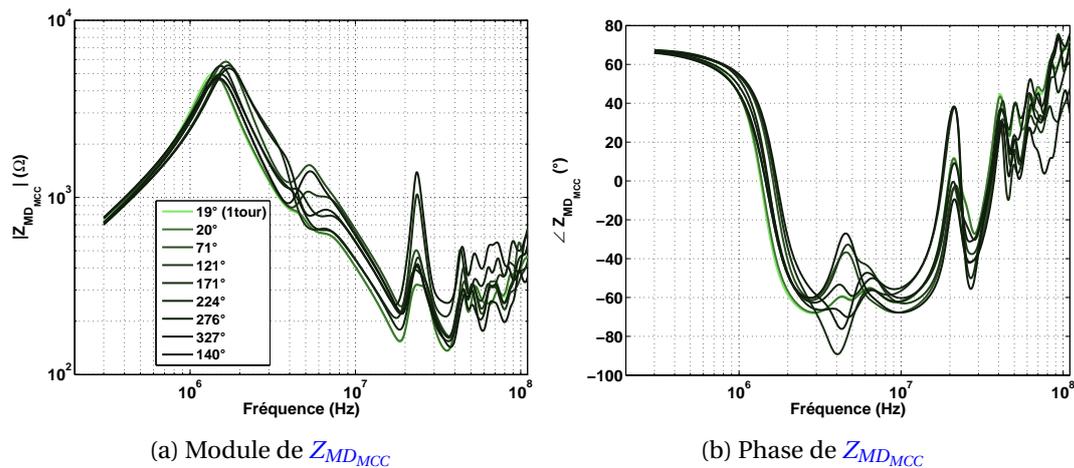


FIGURE 2.43 – Mesure de  $Z_{MD_{MCC}}$ .

Nous remarquons quelques écarts entre les différentes courbes mesurées. On peut néanmoins considérer que la variation de l'impédance de la MCC en MD en fonction de la position est faible. Pour confirmer cela, nous avons mesuré l'impédance de la MCC à une position intermédiaire ( $140^\circ$ ) ne correspondant pas à une position déjà relevée par périodicité du tour mécanique. La tendance générale du module et de la phase de cette impédance est proche des autres courbes. Au delà de 4MHz, on observe des résonances liées au bobinage irrégulier des spires au sein de la MCC [KAL<sup>+</sup>08].

En outre, pour prendre en compte les différences entre les courbes mesurées (figure 2.43) nous avons envisagé de calculer une moyenne de  $Z_{MD_{MCC}}$  selon la position. Dans ces conditions, le calcul de la moyenne ne présente une convergence acceptable que pour un nombre suffisamment élevé de positions mesurées. Pour cette raison, nous nous sommes orientés vers l'utilisation d'un algorithme de collocation stochastique permettant d'évaluer la valeur moyenne de  $Z_{MD_{MCC}}$  à partir d'un nombre réduit de points de mesure (positions du rotor par rapport au stator) [CHW07, BDC<sup>+</sup>09]. Cette méthode non intrusive permet de prendre en compte l'influence des incertitudes liées à la position du rotor par rapport au stator. Les premiers moments statistiques (moyenne, écart-type) sont évalués à partir d'un nombre réduit de points de mesure. Cependant, cette méthode, de « Monte Carlo intelligent », impose des points de mesure très précis d'où des difficultés de mise en œuvre de l'expérimentation. Néanmoins, cet axe d'amélioration présente une perspective intéressante pour la prise en compte des fluctuations observées sur  $Z_{MD_{MCC}}$ .

Comment se comporte l'impédance de la MCC en MD lorsque celle-ci est alimentée ? Dans le but de répondre à cette interrogation, nous avons caractérisé la MCC par la MDP [THSC10]. Nous rappelons que la MDP a été validée sur une bande de fréquences s'étendant jusqu'à 30MHz.

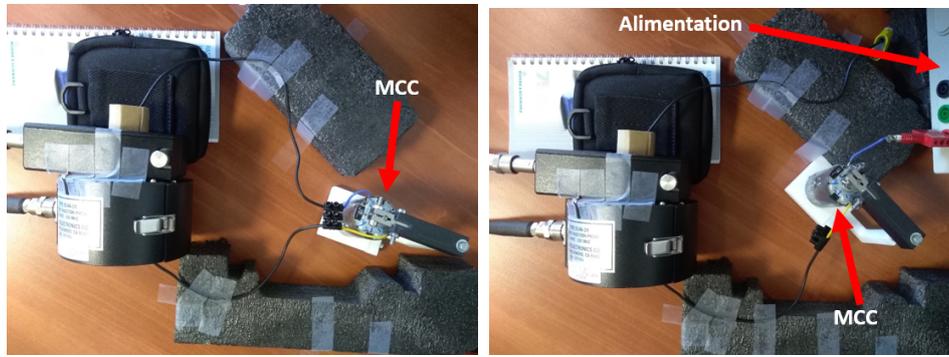
### 2.6.2.2 Mesure de l'impédance en mode différentiel de la MCC sous tension par la méthode des deux pinces

La MCC étant sous tension, nous avons souhaité connaître l'évolution de son impédance en MD ( $Z_{MD_{MCC}}$ ) selon la fréquence. Cette tension est fixée à 5V, ce qui correspond à la tension moyenne de sortie d'un convertisseur *buck*, avec un rapport cyclique de 50%, alimenté par une tension continue de 10V. En effet, cela a pour objectif de lever le doute sur une éventuelle modification de l'impédance de la MCC sous tension.

Pour ce faire, nous avons utilisé la MDP présentée au chapitre 1. Cette méthode nous a permis de mesurer  $Z_{MD_{MCC}}$  pour différentes configurations de la MCC à savoir :

- MCC sous tension avec son rotor bloqué,
- MCC sous tension avec son rotor tournant.

De plus, nous avons comparé ces impédances à celle mesurée pour une MCC en l'absence de tension, toujours à l'aide de la MDP. Les figures 2.44a et 2.44b présentent le montage d'essai avec la MDP respectivement pour la MCC hors tension et pour celle-ci sous tension.



(a) Caractérisation de la MCC en l'absence de tension par la MDP (b) Caractérisation de la MCC sous tension par la MDP

FIGURE 2.44 – Caractérisation de la MCC par la MDP.

Ce montage est fixé de façon à ne pas modifier la configuration entre la phase de calibrage et celle de mesure.

Les résultats obtenus, avec la MDP, pour  $Z_{MD_{MCC}}$  sont présentés à la figure 2.45. Nous rappelons que nous avons comparé les résultats obtenus pour  $Z_{MD_{MCC}}$  lorsque la MCC est sous tension vis-à-vis de ceux obtenus hors tension.

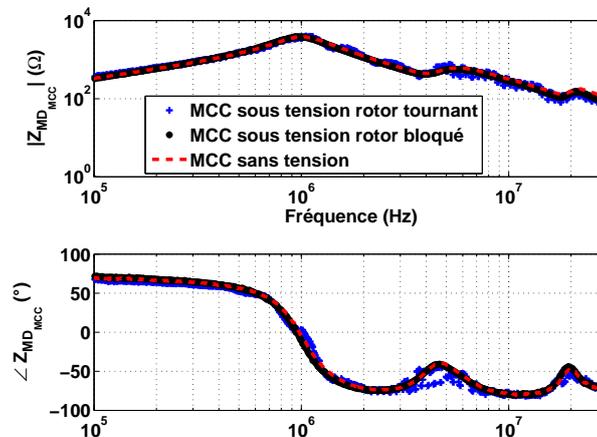


FIGURE 2.45 – Comparaison de  $Z_{MD_{MCC}}$  mesurée avec la MDP : en l'absence de tension vs sous tension.

Nous notons un bon accord entre ceux-ci. Il y a peu de variation de  $Z_{MD_{MCC}}$  selon que celle-ci soit en présence ou non d'une tension d'alimentation. De plus, lorsque le rotor tourne, nous n'obser-

vons pas de variation notable de  $Z_{MD_{MCC}}$ . Par ailleurs, cette étude montre que  $Z_{MD_{MCC}}$  est quasiment identique lorsque la MCC est hors tension ou sous tension.

Dans la suite de ce paragraphe, nous présenterons les mesures réalisées en MC en l'absence de tension.

### 2.6.2.3 Mesure de l'impédance en mode commun de la MCC en l'absence de tension

L'impédance de la MCC en MC ( $Z_{MC_{MCC}}$ ) a été caractérisée à la position 140°. La mesure d'une impédance intermédiaire ( $Z_{mes_1}$ ) a permis de déterminer  $Z_{MC_{MCC}}$  comme le montre la figure 2.46.

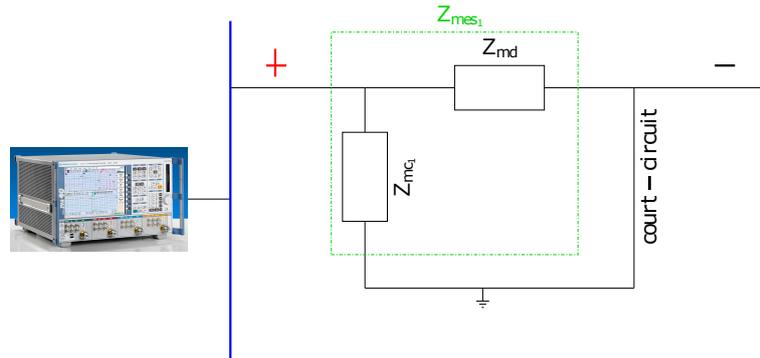


FIGURE 2.46 – Mesure de  $Z_{mes_1}$ .

En effet, lorsque l'on court-circuite l'une des entrées de la MCC, la mesure sur l'autre entrée est le résultat de la mise en parallèle de l'impédance de mode différentiel et de l'impédance de mode commun vue de l'entrée où la mesure est réalisée. Dès lors que nous connaissons l'impédance intermédiaire ( $Z_{mes_1}$ ), nous déduisons l'impédance de mode commun ( $Z_{MC_{MCC}}$ ) au point où la mesure intermédiaire a été effectuée, selon l'équation 2.6.

$$Z_{MC_{MCC}} = \frac{Z_{MD_{MCC}} \times Z_{mes_1}}{Z_{MD_{MCC}} - Z_{mes_1}} \quad (2.6)$$

De par la structure symétrique du modèle en  $\pi$  choisi pour la MCC, l'impédance de mode commun a été mesurée successivement en entrée et en sortie du circuit. Il est à noter, sur la figure 2.47, que les deux courbes sont quasiment superposées, ce qui valide la symétrie du schéma. On remarque que le comportement de l'impédance de mode commun, selon la fréquence, est similaire à celui d'un condensateur.

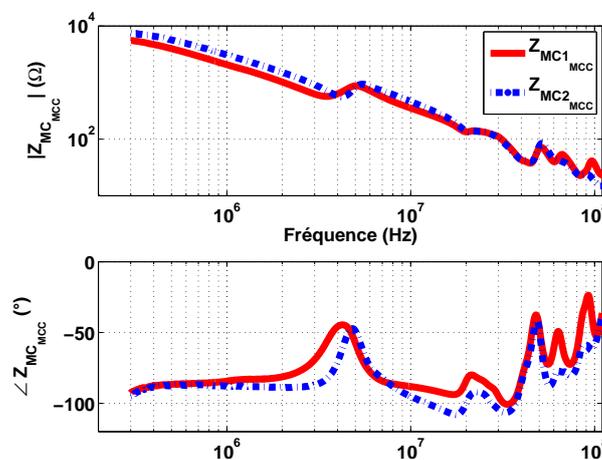


FIGURE 2.47 – Mesure de  $Z_{MC_{MCC}}$ .

### 2.6.3 Modèle de l'impédance de la MCC en l'absence de tension

Le modèle de l'impédance de la MCC (cellule en  $\pi$ ) a été établi pour les résultats obtenus à la position 140°. En effet, chacune des impédances a été modélisée par un circuit équivalent composé d'éléments passifs (résistances ( $R$ ), inductances ( $L$ ), capacités ( $C$ )). Après la présentation du modèle de  $Z_{MD_{MCC}}$ , nous détaillerons le modèle établi pour  $Z_{MC_{MCC}}$ .

#### 2.6.3.1 Modèle de l'impédance en mode différentiel de la MCC en l'absence de tension

Le modèle de  $Z_{MD_{MCC}}$  est fondé sur le modèle HF d'une bobine. Connaissant la variation de cette impédance selon la fréquence, les fréquences de résonance peuvent être relevées. Ces fréquences constitueront une donnée d'entrée pour la méthode d'identification [PSL05]. En effet, chaque résonance et antirésonance est représentée par une cellule  $RLC$  parallèle comme le montre la figure 2.48.

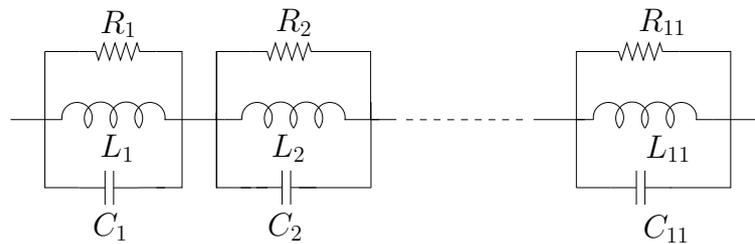


FIGURE 2.48 – Modèle équivalent de  $Z_{MD_{MCC}}$ .

L'identification de la valeur des éléments de la première cellule  $RLC$  est réalisée par l'interprétation du comportement de l'impédance. Cependant, l'inductance  $L_i$  et la résistance  $R_i$ , avec  $\{i = 2 \dots n\}$ , sont choisies par la méthode d'identification avec comme contrainte la plage de variation de la valeur de chaque composant. En revanche, la capacité  $C_i$ , avec  $\{i = 2 \dots n\}$ , est déduite de la valeur de  $L_i$  et de la fréquence de résonance [Tak17]. Il est à noter que la précision du modèle, dans la bande de fréquences considérée, dépend du nombre de ses cellules  $RLC$ . Nous construisons donc de cette façon le modèle de l'impédance de la MCC en MD. Les figures 2.49a et 2.49b présentent les résultats de l'ajustement du modèle par rapport à la mesure, respectivement pour le module et la phase de  $Z_{MD_{MCC}}$ . Le calcul de l'erreur relative met en évidence la précision du modèle.

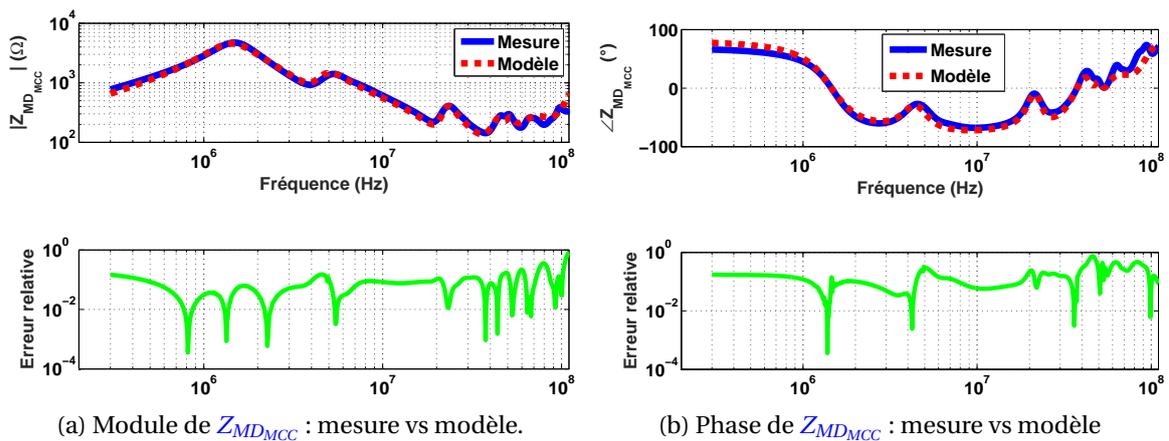


FIGURE 2.49 – Identification du modèle de  $Z_{MD_{MCC}}$ .

#### 2.6.3.2 Modèle de l'impédance en mode commun de la MCC en l'absence de tension

Le modèle de  $Z_{MC_{MCC}}$  se rapproche du modèle HF d'un condensateur. Cependant, un modèle simple de condensateur n'étant pas suffisant, celui-ci doit être complété par des cellules  $RLC$  série en parallèle, comme le montre la figure 2.50, de façon à modéliser le comportement HF.

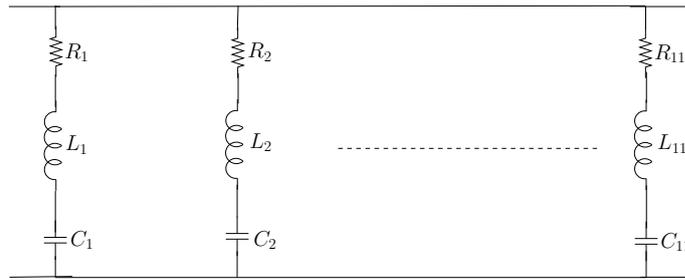


FIGURE 2.50 – Modèle équivalent de  $Z_{MCMCC}$ .

Le processus d’ajustement utilisé est identique à celui décrit pour  $Z_{MDMCC}$ . Les figures 2.51a et 2.51b illustrent, respectivement, la comparaison des résultats du modèle avec ceux issus des mesures pour le module et la phase de  $Z_{MCMCC}$ .

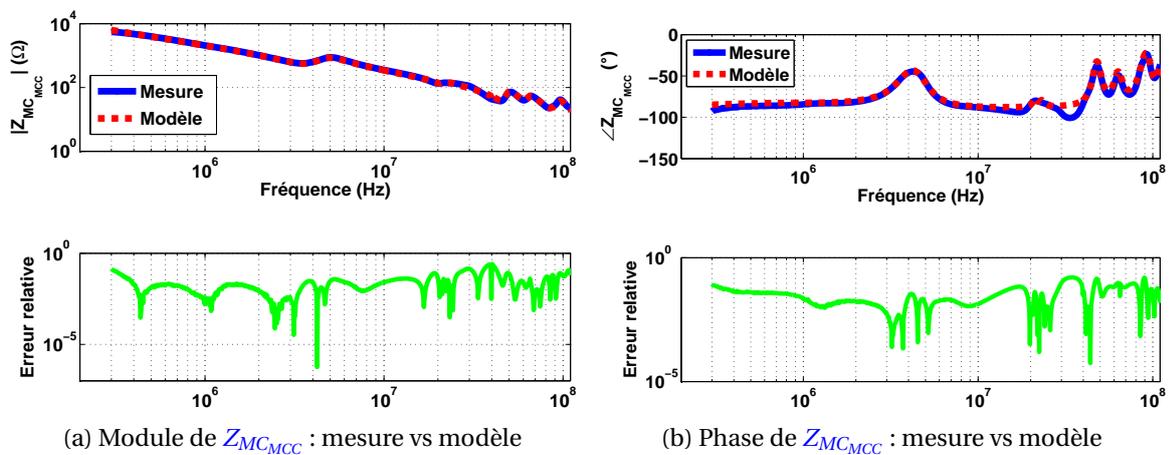


FIGURE 2.51 – Identification du modèle de  $Z_{MCMCC}$ .

Nous constatons une bonne concordance des résultats. En effet, l’erreur relative reste faible. Afin de compléter le modèle équivalent établi pour la MCC, il convient maintenant de s’intéresser au modèle de son filtre intégré.

### 2.6.4 Prise en compte du filtre intégré dans le modèle de la MCC

La figure 2.52 montre la comparaison entre le modèle et la mesure pour le filtre intégré à la MCC.

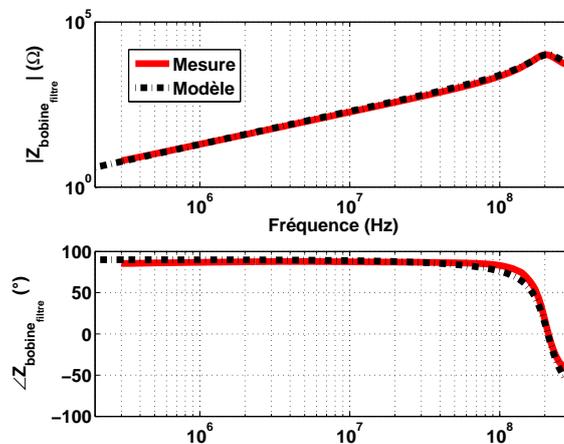


FIGURE 2.52 – Identification du modèle de la bobine de filtrage.

La bobine constituant le filtre ayant été retirée de la MCC, il a ensuite été procédé à sa caractéri-

sation au moyen du [VNA](#). Le modèle de cette bobine, dans la gamme de fréquences étudiée, est composé d'éléments passifs [RLC](#) en parallèle. La résistance correspond à l'amplitude du module de l'impédance à la résonance. L'inductance est déduite du module de l'impédance dans sa partie inductive tandis que la capacité est calculée grâce au module de l'impédance dans sa partie capacitive.

Nous constatons une bonne précision du modèle. Nous pouvons remarquer un comportement inductif jusqu'à la résonance, puis un comportement qui devient capacitif aux fréquences supérieures.

La validation du modèle de la [MCC](#) fera l'objet de la suite de ce paragraphe. Pour ce faire, nous avons confronté les résultats de simulation aux résultats expérimentaux.

### 2.6.5 Validation du modèle de la MCC

Afin de valider le modèle de la [MCC](#) proposé, nous avons réalisé un convertisseur *buck* chargé par la [MCC](#), comme le montre la figure 2.53.

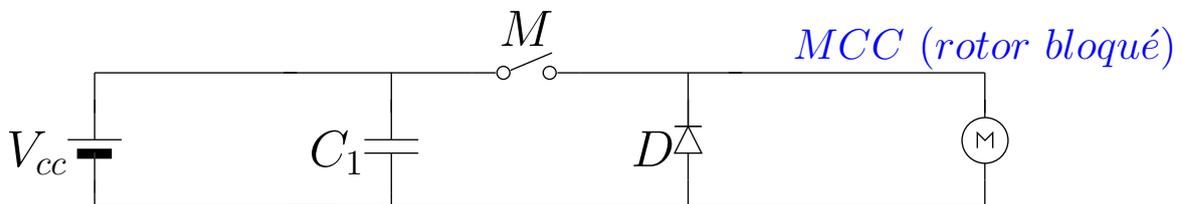


FIGURE 2.53 – Convertisseur *buck* chargé par la MCC (rotor bloqué).

Le condensateur  $C_1$  (220 $\mu$ F) permet de limiter les fluctuations de tension à l'entrée du convertisseur. Le commutateur de puissance  $M$  (MOSFET de référence IPB147N03L) et la diode  $D$  (de référence SB540) forment la cellule de commutation.

Nous rappelons que, dans le cadre de nos travaux, le rotor de cette [MCC](#) est bloqué. Le convertisseur assemblé est présenté à la figure 2.54.

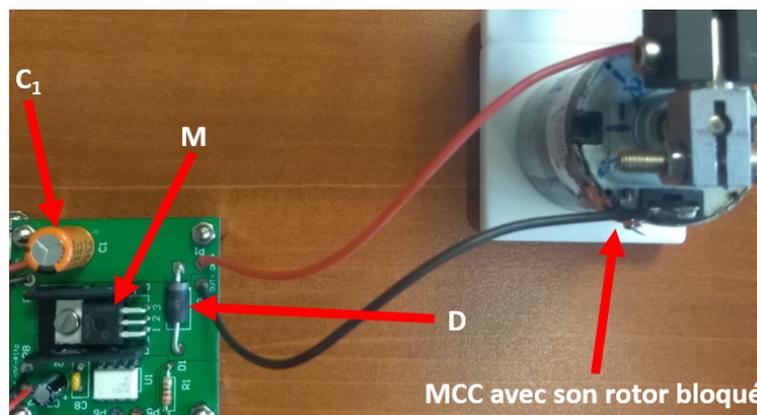


FIGURE 2.54 – Convertisseur *buck* chargé par la MCC (rotor bloqué) assemblé.

L'objectif étant la prédiction de la tension correspondant aux [PEM](#) d'émission conduite, nous avons comparé la tension de perturbation mesurée au [RSIL+](#) et obtenue à partir de la chaîne de mesure normalisée comme présenté précédemment. À partir d'une méthode de modélisation dans le domaine temporel, nous avons modélisé chacun des composants qui constituent ce convertisseur, en incluant la chaîne de mesure. Le modèle de [MOSFET](#) utilisé, pour cette validation, est un modèle de type [SPICE 3](#) et provenant de la bibliothèque de [LTspice IV](#) comme décrit précédemment (section 2.2.2.1.2). Pour les raisons évoquées à la section 2.4.2, cette étape de validation nous a incité à choisir un modèle certes plus lent mais sans doute plus fiable.

Ce deuxième convertisseur est différent du premier présenté précédemment (section 2.2.1). Sa charge et son PCB sont différents. Ce convertisseur est implanté sur un PCB de petite taille et avec peu de pistes. Ces pistes ont été réalisées avec une longueur la plus petite possible. Ainsi, nous avons essayé de minimiser l'influence du PCB dans la gamme de fréquences étudiée, d'où sa non prise en compte pour cette validation.

Le modèle de ce convertisseur pourrait être amélioré en incluant, par exemple, le PCB, mais comme évoqué précédemment, cela pourrait entraîner une augmentation de la durée de simulation.

La comparaison des résultats de simulation par rapport aux résultats expérimentaux est présentée sur la figure 2.55.

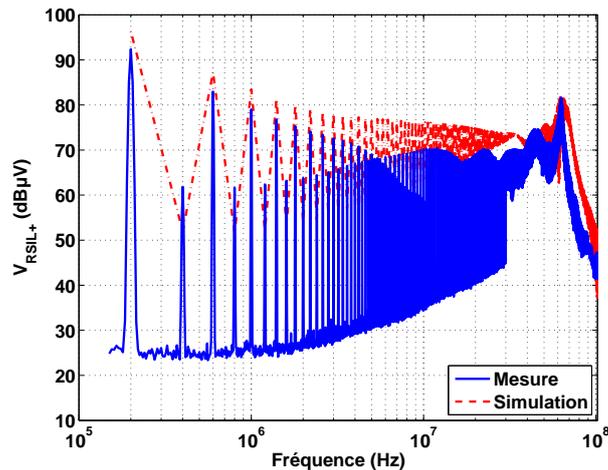


FIGURE 2.55 – Contribution de la modélisation de la machine à courant continu.

Nous remarquons une bonne prédiction du spectre de perturbations en émission conduite. Cependant, le module de la tension de perturbation simulée reste supérieur à celui mesuré. D'une part, cet écart pourrait s'expliquer par les incertitudes sur la modélisation du convertisseur de puissance. D'autre part, il pourrait s'expliquer par l'incertitude relative à la position du rotor par rapport au stator de la MCC. En effet, il est difficile de garantir une bonne précision sur la position du rotor par rapport au stator considérée lors des mesures en émission conduite par rapport à celle considérée pendant les mesures en vue de la modélisation de la MCC.

La méthodologie proposée a permis de modéliser l'impédance de la MCC. Les modèles développés, pour l'ensemble du système, ont été confrontés aux résultats expérimentaux obtenus à partir de la chaîne de mesure normalisée. Le modèle de la MCC proposé conduit à des résultats de simulation qui permettent de prédire le comportement global du système en émission conduite. Néanmoins, dans le but d'enrichir le modèle global de la MCC, il pourrait être envisagé d'améliorer la répétabilité des mesures de position du rotor par rapport au stator, par exemple en automatisant le support mécanique qui permet la mesure aux différentes positions.

## 2.7 Conclusion

Tout au long de ce chapitre, nous avons étayé l'ensemble de la procédure de modélisation adoptée au cours de nos travaux. L'impact des différents modèles sur la tension de PEM d'émission conduite générée, par le système analysé, a été étudié. Les résultats obtenus amènent à plusieurs observations :

- un modèle de MOSFET basé sur un commutateur parfait permet de prédire le spectre des PEM en émission conduite jusqu'à environ 10MHz. L'amélioration de ce modèle en prenant en compte les éléments parasites (inductance série et capacité parallèle) permet une prédiction de ce spectre pour les fréquences supérieures à 10MHz. Dans le but d'accroître le niveau de précision sur cette prédiction, un modèle de MOSFET de type SPICE 3 serait adapté.

Les divers modèles de MOSFET proposés conduisent à différents niveaux de précision sur le spectre des PEM en émission conduite d'où des temps de calcul différents. Pour notre étude, nous avons choisi d'utiliser un modèle de MOSFET de type SPICE 3 malgré le temps de calcul associé à son intégration. D'un point de vue industriel, le PCB comporte aussi une partie d'électronique de pilotage et de commande qui interagit avec la partie puissance au niveau de la grille du MOSFET. Afin de ne pas fermer l'opportunité future de prendre en compte l'influence de l'électronique de pilotage et/ou de dimensionner celle-ci, le modèle de type SPICE 3 est approprié. Le coût en temps de calcul supplémentaire pourrait être compensé dans le processus d'optimisation en parallélisant les simulations ;

- dans le cadre d'une levée de risque en émission conduite, sur une gamme de fréquences allant jusqu'à 10MHz, il n'est pas nécessaire de prendre en compte le PCB. Cependant, la prise en compte du PCB dans la modélisation globale du système étudié améliore la précision du spectre d'émission conduite prédit, notamment aux fréquences les plus élevées. Il faut également noter que cette prise en compte du PCB augmente la durée des simulations dans le domaine temporel. Un modèle de piste de type LC présente un bon compromis entre la précision et la durée de simulation ;
- à partir d'un modèle 3D, nous avons proposé une amélioration du modèle du convertisseur étudié via la déduction d'un macromodèle passif prenant en compte l'ensemble des couplages. De plus, nous relevons que les approximations légitimes en basses fréquences (BF) peuvent conduire à des imprécisions en ce qui concerne la prédiction des émissions conduites particulièrement en HF. Un processus d'optimisation amène à un nombre très important d'évaluations des modèles avec une combinaison de paramètres différents. Dans ce contexte, il est alors nécessaire de considérer des modèles précis et associés à des durées de simulation faibles. En effet, un gain de temps, même modeste, à l'échelle d'une simulation peut se traduire par des écarts de temps d'optimisation très sensibles. Dès lors, la précision et le coût de calcul obtenus avec le macromodèle permettent d'en faire un prétendant idéal dans l'optique d'une optimisation ;
- le modèle de l'impédance de la MCC (hors tension) développé est un modèle comportemental en  $\pi$ . Ce modèle est basé sur une caractérisation expérimentale au VNA. La MDP a permis de mesurer l'impédance (en mode différentiel) de cette MCC sous tension. La comparaison de l'impédance de la MCC (en mode différentiel) en l'absence et en présence d'une tension d'alimentation a permis de vérifier le fait que celle-ci ne présente pas de variation significative dans notre cas d'étude. Par ailleurs, le modèle en  $\pi$  représentant la MCC s'est avéré pertinent dans le cadre de la prédiction des émissions conduites sur la gamme de fréquences étudiée.

Les modèles développés peuvent être utilisés dans un processus d'optimisation sous contraintes du système étudié dans sa globalité. Dans ce contexte, il s'agit de lever le risque CEM et d'analyser l'éventualité de concevoir ce système sans filtre CEM. Or, nous rappelons que la CA étudiée est constituée d'un filtre CEM prévu pour réduire les PEM conduites. Afin de limiter ces PEM conduites, ce filtre doit être dimensionné de manière optimale.

Ainsi, dans le chapitre 3 et dans le cadre d'une optimisation sous contraintes de ce filtre, nous proposerons une illustration de l'utilisation du modèle de la CA établi à la section 2.6. Nous rappelons que ce modèle intègre le modèle du convertisseur de puissance dont la charge passive est représentée par l'impédance de la MCC à rotor bloqué. Cette optimisation se limitera au dimensionnement d'un filtre CEM, en faisant intervenir à cette occasion des contraintes permettant de limiter les sources d'échauffement.

Nous soulignerons que la difficulté d'une telle démarche réside alors dans la formulation du problème et la définition des objectifs et contraintes.

## 2.8 Références

[Ans02] Ansoft. Maxwell2D Student Version Revision 9.0, Getting started : A 2D Magnetostatic

- Problem 2nd ed, November 2002. [58](#)
- [Bar16] Philippe Barrade. *Electronique de puissance : méthodologie et convertisseurs élémentaires*. Electricité. Presses Polytechniques et Universitaires Romandes (PPUR), 1ère édition, 2016. [53](#)
- [BDC<sup>+</sup>09] Pierre Bonnet, Fatou Diouf, Cédric Chauvière, Sébastien Lalléchère, Michel Fogli, and Françoise Paladian. Numerical simulation of a Reverberation Chamber with a stochastic collocation method. *Comptes Rendus Physique*, 10(1) :54–64, January 2009. [80](#)
- [CGTOG13] A. Chinae, S. Grivet-Talocia, S. B. Olivadese, and L. Gobbato. High-Performance Passive Macromodeling Algorithms for Parallel Computing Platforms. *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, 3(7) :1188–1203, 2013. [73](#)
- [CHW07] Cédric Chauvière, Jan. S. Hesthaven, and Lucas. C. Wilcox. Efficient Computation of RCS From Scatterers of Uncertain Shapes. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 55(5) :1437–1448, May 2007. [80](#)
- [Dé14] Bernard Démoulin. Éléments sur la théorie des lignes de transmission. *Techniques de l'ingénieur Outils d'analyse en électronique de puissance et métrologie*, base documentaire : TIB278DUO(ref. article : d1322), 2014. [57](#)
- [Dio14] Fatou Diouf. *Characterization of DC motors impedance for EMI prediction purposes*. PhD thesis, Université de Rouen, 2014. [79](#)
- [EE99] Pierre Escané and Jean-Marie Escané. Réseaux électriques linéaires à constantes réparties. *Techniques de l'ingénieur Réseaux électriques linéaires*, base documentaire : TIB258DUO(ref. article : d1100), 1999. [62](#)
- [Fel04] P. Feldmann. Model order reduction techniques for linear systems with large numbers of terminals. In *Proceedings Design, Automation and Test in Europe Conference and Exhibition*, pages 944–947, Paris, France, 2004. IEEE. [72](#)
- [Gri09] S. Grivet-Talocia. On driving non-passive macromodels to instability. *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 37(8) :863–886, 2009. [74](#)
- [GS99] B. Gustavsen and A. Semlyen. Rational approximation of frequency domain responses by vector fitting. *IEEE Transactions on power delivery*, 14(3) :1052–1061, 1999. [72](#)
- [GS04] B. Gustavsen and A. Semlyen. A Robust Approach for System Identification in the Frequency Domain. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 19(3) :1167–1173, 2004. [72](#)
- [GTG16a] Stefano Grivet-Talocia and Bjorn Gustavsen. Black-box macromodeling and its emc applications. *IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine*, 5(3) :71–78, Third 2016. [xiv](#), [73](#), [74](#)
- [GTG16b] Stefano Grivet-Talocia and Bjorn Gustavsen. *Passive macromodeling : theory and applications*. Wiley series in microwave and optical engineering. Wiley, Hoboken, New Jersey, 2016. [73](#), [74](#)
- [GTU06] S. Grivet-Talocia and A. Ubolli. On the Generation of Large Passive Macromodels for Complex Interconnect Structures. *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, 29(1) :39–54, 2006. [74](#)
- [GTU08] S. Grivet-Talocia and A. Ubolli. A Comparative Study of Passivity Enforcement Schemes for Linear Lumped Macromodels. *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, 31(4) :673–683, November 2008. [74](#)

- [Gus02] B. Gustavsen. Computer code for rational approximation of frequency dependent admittance matrices. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 17(4) :1093–1098, 2002. 72
- [Int08] International Electrotechnical Commission (IEC). CISPR 25 : Radio Disturbance Characteristics for the Protection of Receivers Used on Board Vehicles." Boats and on Devices-Limits and Methods of Measurement. Geneva., 2008. 61, 62
- [Int14] International Electrotechnical Commission (IEC). CISPR16-1-2 : Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods - Part 1-2 : Radio disturbance and immunity measuring apparatus - Coupling devices for conducted disturbance measurements, 2014. 62
- [Joh05] Johnson Electric. Datasheet DC motor OD-HC677LG, 2005. 78
- [KAL<sup>+</sup>08] R. Kahoul, Y. Azzouz, A. Louis, B. Mazari, and P. Marchal. Méthodologie de modélisation de l'impédance d'un moteur à courant continu destiné aux applications CEM-automobiles. In *Conference EM, Paris*, 2008. 80
- [Laf11] Frédéric Lafon. *Développement de techniques et de méthodologies pour la prise en compte des contraintes CEM dans la conception d'équipements du domaine automobile. Etude de l'immunité, du composant à l'équipement*. PhD thesis, INSA Rennes, 2011. 57
- [Pau08] Clayton R. Paul. *Analysis of multiconductor transmission lines*. Wiley-Interscience : IEEE Press, Hoboken, N.J, 2nd ed edition, 2008. 57, 62
- [Pau10] Clayton R. Paul. *Inductance : loop and partial*. Wiley ; IEEE, Hoboken, N.J. : [Piscataway, N.J.], 2010. 62
- [PSL05] Kenneth V. Price, Rainer M. Storn, and Jouni A. Lampinen. *Differential evolution : a practical approach to global optimization*. Natural computing series. Springer, Berlin, 2005. 54, 79, 83
- [Ras11] Muhammad H. Rashid. *Power electronics handbook : devices, circuits, and applications*. Elsevier/BH, Butterworth-Heinemann, Amsterdam, 3. ed edition, 2011. 53
- [Rev03] Bertrand Revol. *Modélisation et optimisation des performances CEM d'une association variateur de vitesse-machine asynchrone*. PhD thesis, Université Joseph-Fourier-Grenoble I, 2003. xiv, 56
- [RPMVS14] Eliana Rondon-Pinilla, Florent Morel, Christian Vollaie, and Jean-Luc Schanen. Modeling of a Buck Converter With a SiC JFET to Predict EMC Conducted Emissions. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(5) :2246–2260, May 2014. 62
- [Sag06] Pierre Saguet. *Modélisation, caractérisation et mesures de circuits intégrés passifs RF*. Hermès, 2006. 62
- [SHC<sup>+</sup>09] Jaleldine Ben Hadj Slama, Slim Hrigua, François COSTA, Bertrand Revol, and Cyrille Gautier. Relevant Parameters of SPICE3 MOSFET Model for EMC Analysis. In *2009 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, pages 319–323, August 2009. 56
- [Tak17] Jad Taki. *Contribution aux modèles des perturbations électromagnétiques émises par les convertisseurs de l'électronique de puissance*. PhD thesis, Université Paris-Saclay, Gif/Yvette, 2017. 83
- [Tec04] Bob Techentin. TNT 1.2 Users Guide, July 2004. 58

- [TGTN<sup>+</sup>07] P. Triverio, S. Grivet-Talocia, M.S. Nakhla, F.G. Canavero, and R. Achar. Stability, Causality, and Passivity in Electrical Interconnect Models. *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, 30(4) :795–808, 2007. [73](#)
- [THSC10] V. Tarateeraseth, B. Hu, K. Y. See, and F.G. Canavero. Accurate Extraction of Noise Source Impedance of an SMPS Under Operating Conditions. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25(1) :111–117, January 2010. [80](#)
- [Tou15] Mohamed Touré. Étude comparative de logiciels de simulation – Prise en compte du PCB dans la modélisation HF du convertisseur buck. Technical report, Université Blaise Pascal - Institut Pascal, 2015. [58](#), [62](#)
- [VVV<sup>+</sup>09] Aurélien Vauquelin, Jean-Paul Vilain, Stéphane Vivier, Nicolas Labbe, N. Dupeux, and Valeo Equipements Electriques Moteurs. Contribution à la modélisation des arcs électriques dans les machines à courant continu à collecteur mécanique. In *Conférence EF, Compiègne*, 2009. [79](#)

## Chapitre 3

# Méthodologie pour le dimensionnement d'un filtre passif afin de réduire les PEM en mode différentiel

*« The guy who deserves the most credit for changing the way the league is played is Mike D'Antoni. He's the guy who just eliminated the center position and said, "Let's go small and fast and shoot more 3s". »*

---

Steve Kerr

*« If you do the best you can, you have nothing to be ashamed of. A defeat is not a disgrace. »*

---

Dirk Nowitzki

### Sommaire

---

|   |            |
|---|------------|
| <b>3.1 Introduction</b> . . . . .   | <b>93</b>  |
| <b>3.2 État de l'art sur les méthodes de réduction des perturbations en émission conduite</b> . . . . .   | <b>93</b>  |
| 3.2.1 Généralités . . . . .   | 93         |
| 3.2.2 Notions de filtrage passif en CEM . . . . .   | 94         |
| 3.2.3 Techniques de dimensionnement de filtre passif en CEM . . . . .   | 98         |
| 3.2.3.1 Détermination du spectre des PEM d'émission conduite de modes commun et différentiel . . . . .  | 98         |
| 3.2.3.2 Détermination de la valeur des composants du filtre . . . . .   | 100        |
| 3.2.3.3 Analyse de la méthode classique de dimensionnement d'un filtre . . . . .  | 100        |
| 3.2.3.4 Application de la méthode classique : calcul de la valeur nominale (L, C) des composants d'un filtre de mode différentiel . . . . .                       | 101        |
| <b>3.3 Approche de dimensionnement d'un filtre de mode différentiel à partir d'un algorithme d'optimisation à évolution différentielle</b> . . . . .              | <b>103</b> |
| 3.3.1 Principes fondamentaux de l'algorithme d'évolution différentielle . . . . .   | 104        |
| 3.3.2 Application au dimensionnement d'un filtre de mode différentiel et à la réduction de la chute de tension à l'entrée du convertisseur de puissance . . . . . | 105        |
| 3.3.2.1 Définition des variables . . . . .  | 105        |
| 3.3.2.2 Définition de la fonction objectif et des contraintes . . . . .   | 106        |

|            |   |            |
|------------|---|------------|
| 3.3.2.3    | Présentation des résultats de la première optimisation . . . . .  | 108        |
| 3.3.2.3.1  | Évolution du minimum de la fonction objectif au cours<br>des itérations . . . . .                                   | 108        |
| 3.3.2.3.2  | Analyse du respect des contraintes lors de la première op-<br>timisation . . . . .                                  | 110        |
| 3.3.2.4    | Présentation des résultats de la deuxième optimisation . . . . .  | 112        |
| 3.3.2.4.1  | Évolution du minimum de la fonction objectif au cours<br>des itérations . . . . .                                   | 113        |
| 3.3.2.4.2  | Analyse du respect de la contrainte n°1 : réduction de la<br>chute de tension à l'entrée du convertisseur . . . . . | 114        |
| 3.3.2.4.3  | Analyse du respect de la contrainte n°2 : respect de la norme<br>CISPR25 (classe2) [Int08] . . . . .                | 114        |
| 3.3.2.5    | Comparaison des résultats des optimisations . . . . .   | 115        |
| <b>3.4</b> | <b>Conclusion</b> . . . . .   | <b>115</b> |
| <b>3.5</b> | <b>Références</b> . . . . .   | <b>116</b> |

---

### 3.1 Introduction

UNE des solutions pour la réduction des PEM conduites est l'utilisation de filtres CEM. L'insertion de ces dispositifs peut engendrer une augmentation de l'espace occupé par la CA étudiée lors de son intégration dans le véhicule. Afin de minimiser ce volume, il est possible d'utiliser des approches d'optimisation. Ces approches peuvent permettre de réduire le spectre des PEM conduites tout en minimisant le volume du filtre.

Au chapitre 2, nous avons obtenu les niveaux des PEM d'émission conduite de la CA étudiée. Nous utiliserons ces niveaux comme donnée d'entrée pour ce chapitre.

Ce système est inséré dans un boîtier plastique, ce qui ne favorise pas l'écoulement des courants de mode commun. Par ailleurs, les conditions d'installation de ce système au sein du véhicule sont, pour l'instant, inconnues. Par conséquent, dans notre étude, nous nous limiterons au développement d'une méthodologie pour la réduction des PEM de mode différentiel.

La première partie de ce chapitre est consacrée à une revue de la littérature sur les méthodes de réduction des PEM d'émission conduite. Nous décrirons, ensuite, la méthodologie adoptée impliquant l'utilisation d'un algorithme d'optimisation à évolution différentielle. Les résultats obtenus seront validés par ceux issus de l'expérimentation respectant les conditions normatives et que nous considérerons comme référence.

Dans le cadre de nos travaux, le processus d'optimisation pour le dimensionnement du filtre CEM fera intervenir des contraintes reflétant la prise en compte des sources d'échauffement et la réduction des PEM conduites. Ainsi, nous pourrions mettre en exergue la difficulté d'une telle démarche liée à la formulation du problème en démontrant que selon la définition des objectifs et des contraintes, les résultats peuvent être différents.

### 3.2 État de l'art sur les méthodes de réduction des perturbations en émission conduite

#### 3.2.1 Généralités

Comme nous l'avons vu précédemment, les forts gradients de courant/tension au sein des structures en électronique de puissance associés aux divers couplages parasites engendrent un spectre étendu de PEM. Ce spectre se doit de respecter les contraintes normatives qui lui sont imposées. Pour ce faire, il existe différentes méthodologies de réduction des PEM illustrées sur la figure 3.1 [MO10].

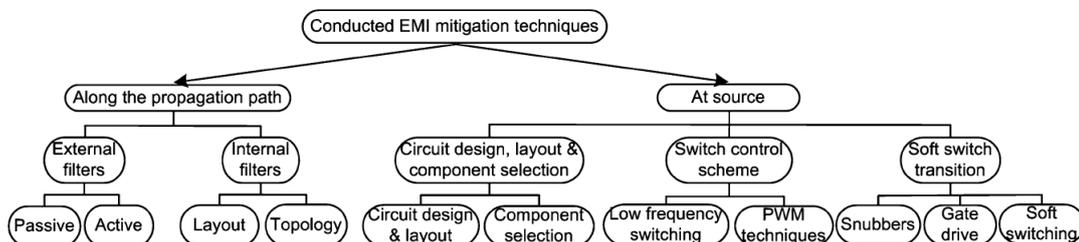


FIGURE 3.1 – Techniques de réduction des PEM conduites [MO10].

Il s'agit ici de la réduction au niveau de la source et aussi de la minimisation des couplages parasites notamment en introduisant des structures de filtrage. La réduction au niveau de la source consiste en une optimisation de la forme d'onde des grandeurs perturbatrices. Ce résultat peut être obtenu en agissant sur la structure de puissance ou sur la commande [CR99]. Toutefois, cette solution peut s'avérer être insuffisante pour respecter les contraintes normatives. Dans ce cas, il est nécessaire d'introduire des éléments de filtrage afin de minimiser les couplages parasites. Les PEM conduites sont transmises dans un système selon deux modes, détaillés au chapitre 1,

que sont le **mode commun** et le **mode différentiel**. Afin de réduire les PEM de ces modes, il est d'usage de dimensionner un filtre CEM. Ce filtre peut être actif, passif ou hybride [ALCR12]. Afin d'obtenir une efficacité du filtre sur une large bande de fréquences, nous avons privilégié le filtrage passif. La topologie générale d'un filtre passif est illustrée par la figure 3.2 [Tar12].

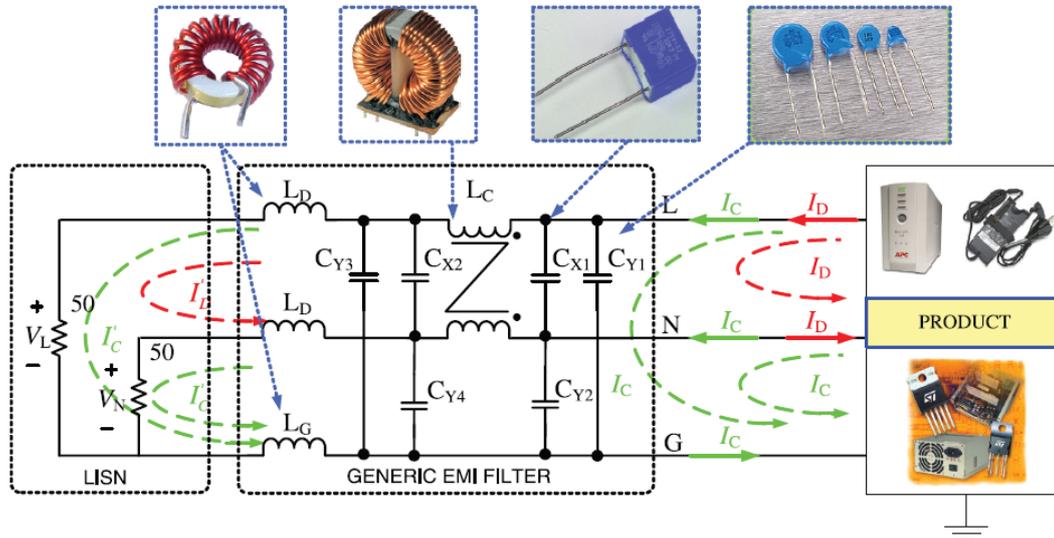


FIGURE 3.2 – Topologie générale d'un filtre CEM [Tar12].

Celle-ci comprend deux structures de filtrage. La première, inhérente à la réduction des PEM en **mode différentiel**, est composée d'inductances et de capacités de **mode différentiel** ( $L_D$ ,  $C_x$ ). La seconde, liée à la diminution des PEM en **mode commun**, est constituée d'une inductance et de capacités de **mode commun** ( $L_C$ ,  $C_y$ ). Néanmoins, comme évoqué précédemment au début de ce chapitre, nous nous limiterons au filtrage des PEM en **mode différentiel**. En perspective de notre travail, une réflexion sera à mener sur le filtrage des courants parasites en **mode commun** en intégrant la contrainte mécanique liée à la présence du boîtier plastique dans lequel est insérée la CA étudiée. Dans le but d'estimer la performance d'un filtre, il convient de s'intéresser aux notions élémentaires liées au filtrage qui seront discutées ci-après.

### 3.2.2 Notions de filtrage passif en CEM

Le filtre passif est une structure constituée de composants électroniques passifs (condensateurs, bobines). En CEM, le but du filtre est d'éliminer ou d'atténuer les parties du spectre de PEM qui ne respectent pas la contrainte normative sans altérer le signal utile. Pour ce faire, le filtre fonctionne par désadaptation d'impédance [Cha17]. La caractéristique principale d'un filtre est donnée par sa **perte d'insertion (PI)** qui permet de mesurer son efficacité. Il s'agit, par définition, du ratio donné par l'équation 3.1.

$$PI_{(dB)} = 20 \log \left( \frac{U_1}{U_2} \right) \quad (3.1)$$

Celui-ci décrit le rapport entre le niveau mesuré après l'insertion du filtre ( $U_2$  cf. figure 3.3) vis-à-vis de celui mesuré sans filtre ( $U_1$  cf. figure 3.3).

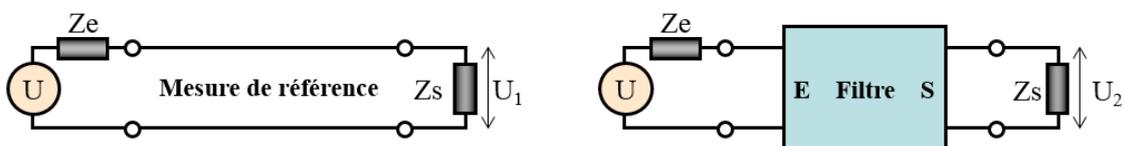


FIGURE 3.3 – Estimation de la perte d'insertion d'un filtre CEM [reproduite avec l'autorisation d'AEMC].

La **perte d'insertion** et le choix de la topologie d'un filtre dépendent des impédances vues par ce dernier en amont et en aval [Pau06], celles-ci sont appelées respectivement  $Z_e$  et  $Z_s$  sur la figure 3.3. La figure 3.4 [Tar12] récapitule les principales configurations élémentaires de filtrage avec leur **PI** idéale respective donnée en dB/décade. La **PI** d'un filtre relève aussi à la fois de la fréquence et de la structure électrique de celui-ci.

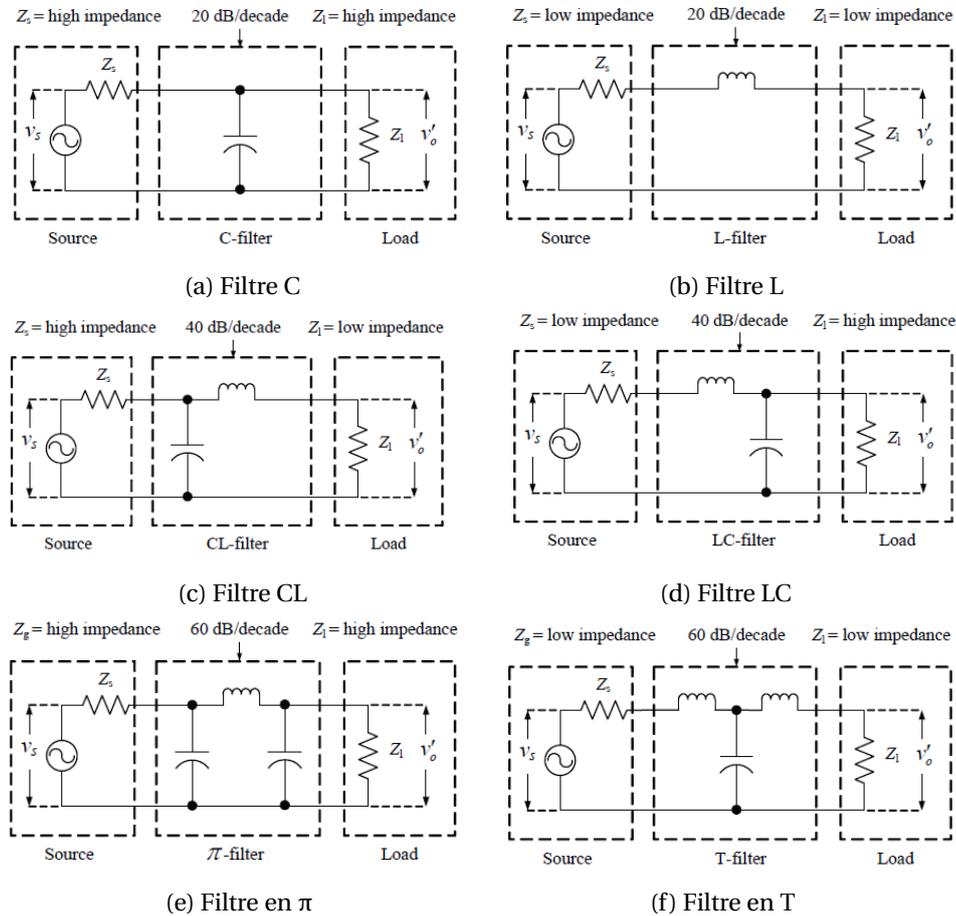


FIGURE 3.4 – Configurations élémentaires de filtres en fonction des impédances amont/aval [Tar12].

Un filtre n'est jamais parfait en raison notamment des éléments parasites des différents composants passifs qui le constituent, des couplages inter-composants et de ses conditions réelles d'utilisation (la température en particulier). Dans les paragraphes suivants, nous évoquerons ces différentes notions.

La figure 3.5 [Zho13] montre la comparaison entre la **PI** idéale d'un filtre de type passe-bas (*LC*) par rapport à celle réellement mesurée. Des différences sont à noter particulièrement aux fréquences les plus élevées.

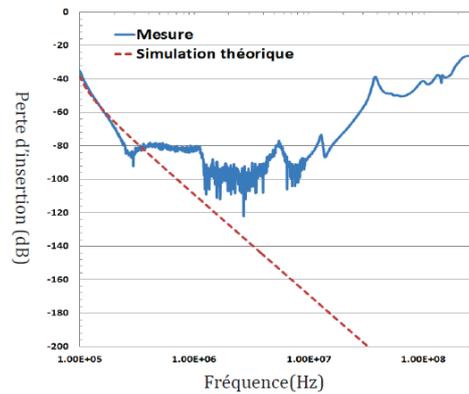
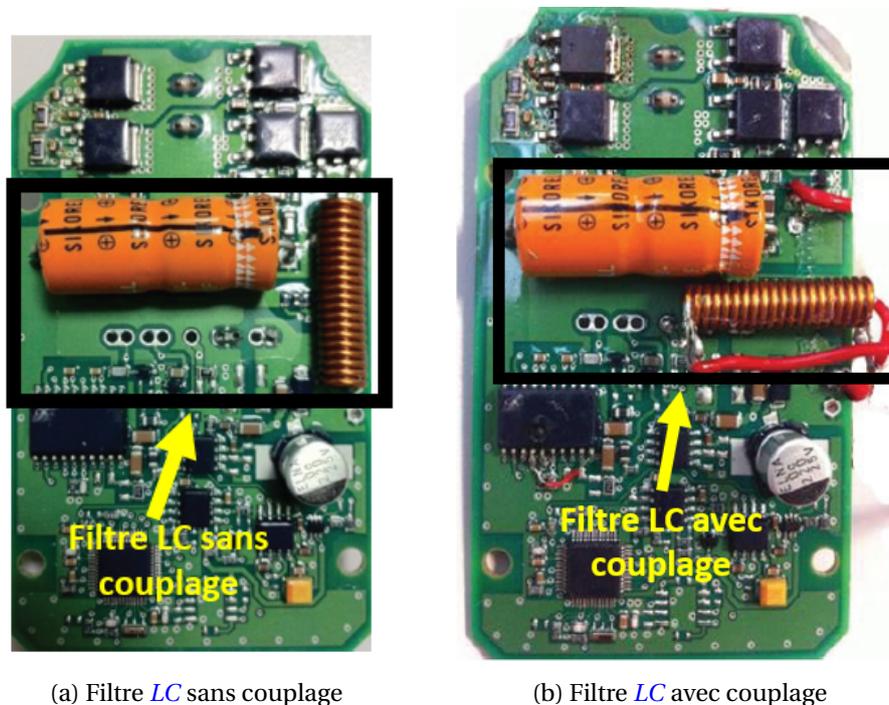


FIGURE 3.5 – Perte d'insertion d'un filtre : théorie vs mesure [Zho13].

Ces écarts sont liés à la non prise en compte des éléments parasites des composants du filtre [Zho13]. Lorsque la fréquence augmente, la contribution des éléments nominaux des composants passifs du filtre diminue au profit de celle de leurs éléments parasites. Ainsi, pour l'impédance d'une bobine, son inductance devient moins prépondérante que sa capacité parasite, et pour l'impédance d'un condensateur, sa capacité devient moins influente que son inductance parasite. Finalement, aux fréquences élevées, le comportement du filtre est modifié par ses effets indésirables.

Par ailleurs, afin d'améliorer les performances (PI) d'un filtre, il convient de tenir compte du couplage inter-composants en plus des parasites propres aux composants. Une étude sur un filtre de type *LC* a été réalisée par [Zho13]. Les figures 3.6a et 3.6b présentent respectivement les configurations sans et avec la prise en compte du couplage inter-composants.



(a) Filtre *LC* sans couplage

(b) Filtre *LC* avec couplage

FIGURE 3.6 – Configurations du filtre *LC* sans et avec la prise en compte du couplage inter-composants [Zho13].

Les travaux de [Zho13] ont montré qu'une amélioration du comportement d'un filtre de type *LC*, en fonction de la fréquence, est obtenue lorsque le couplage magnétique inter-composants an-

nule l'inductance parasite du condensateur. La figure 3.7 présente le spectre des PEM d'émission conduite sans et avec la prise en compte du couplage inter-composants. On note un apport du couplage inter-composants se traduisant par une réduction du spectre de ces PEM d'environ 15dB selon la fréquence.

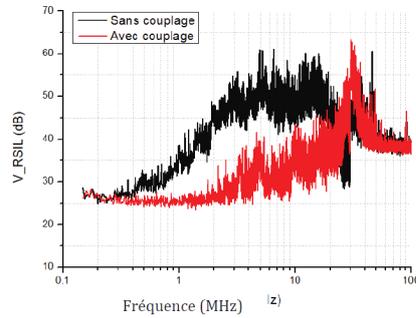


FIGURE 3.7 – Apport du couplage inter-composants pour la réduction des perturbations conduites [Zho13].

La richesse de la bibliographie sur le couplage inter-composants [WLO04, WLW08, FLALR14, Sto18] atteste de l'intérêt de la communauté scientifique nationale et internationale sur ce sujet.

De plus, l'impact de la température sur l'efficacité d'un filtre a été démontré dans les travaux récents de [HBK17]. Une étude sur un filtre de mode commun illustré par la figure 3.8 a été réalisée.

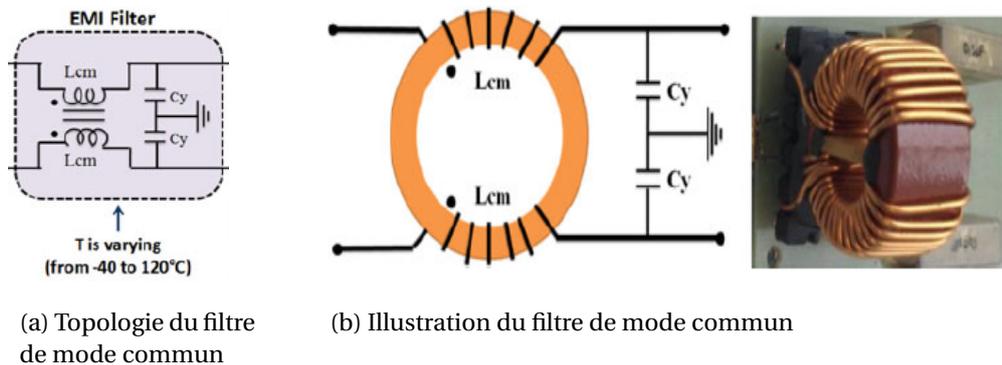


FIGURE 3.8 – Filtre de mode commun étudié dans [HBK17].

Un modèle comportemental de ce filtre prenant en compte l'effet de la température et basé sur la mesure a été proposé.

Le spectre des PEM d'émission conduite estimé pour différentes températures est illustré par la figure 3.9. Cette analyse montre que l'efficacité de ce filtre dépend de la température et met en exergue le besoin de prendre en compte cet aspect lors de la modélisation des filtres passifs.

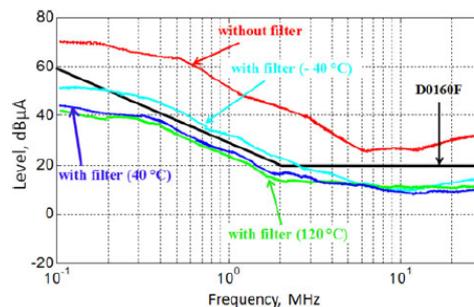


FIGURE 3.9 – Influence de la température sur le spectre des perturbations conduites [HBK17].

Supposons que les modèles des composants passifs constituant le filtre soient disponibles sur la gamme de fréquences d'analyse. Sous cette hypothèse, et afin de minimiser leur influence, les différents effets indésirables du filtre peuvent être introduits dans un processus d'optimisation sous contraintes.

Cependant, pour notre étude sur le filtrage des PEM en mode différentiel, nous n'avons pas considéré le couplage inter-composants ni les aspects thermiques dans le but de nous concentrer sur le dimensionnement de la structure de filtrage. Toutefois, lorsque la structure existe, une réflexion peut être menée pour améliorer sa performance en lien avec le couplage inter-composants. De plus, nous nous sommes intéressés à des composants montés en surface (CMS) ce qui, en théorie, devrait réduire ces couplages.

À présent, il nous semble intéressant de présenter la méthodologie de dimensionnement de filtre passif à partir de sa topologie et connaissant l'atténuation souhaitée en fonction de la fréquence [KDI11, CGLR13].

### 3.2.3 Techniques de dimensionnement de filtre passif en CEM

#### 3.2.3.1 Détermination du spectre des PEM d'émission conduite de modes commun et différentiel

Le dimensionnement de filtre en CEM est souvent une étape inéluctable vis-à-vis des normes de plus en plus contraignantes. Comme nous l'avons vu précédemment, le choix de la topologie du filtre est directement lié à la nature de ses impédances amont et aval. La technique la plus utilisée est basée sur la séparation de modes (mode commun vs mode différentiel) [SCWC96, KTKS04, SLSN08]. L'utilisation de cette technique suppose que le mode commun est découplé du mode différentiel. Autrement dit, il n'y a pas de conversion de mode, ce qui représente une hypothèse relativement forte dans la mesure où la symétrie du système étudié n'est pas garantie. Préalablement au dimensionnement d'un filtre, il est donc utile d'estimer la contribution des PEM conduites en mode différentiel et aussi en mode commun. Toutefois, notre analyse portant sur le filtrage en mode différentiel, nous présenterons uniquement le dimensionnement d'un filtre pour ce mode de transmission.

Le RSIL ne permet pas d'estimer séparément la contribution de chacun de ces modes. Le résultat issu d'une estimation au RSIL provient de la combinaison de la contribution des PEM de chaque mode [KNKS04].

De façon générale, dans la littérature, nous notons que le RSIL est souvent modélisé idéalement par une résistance de  $50\Omega$  [PH88]. Cette simplification nous amène à une impédance assimilée en mode différentiel de  $100\Omega$  (figure 3.10), les deux résistances, traversées par le courant de mode différentiel, se trouvant en série.

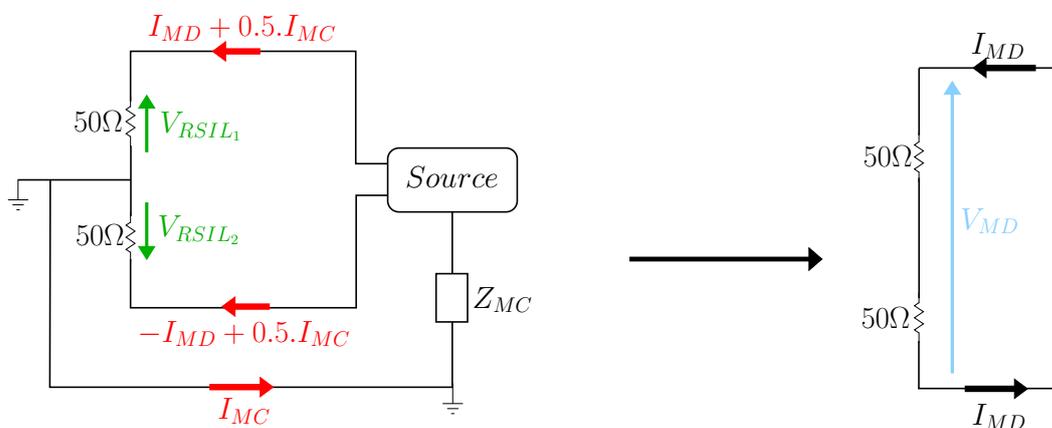


FIGURE 3.10 – Topologie des RSIL en mode différentiel.

À partir du spectre des PEM d'émission conduite provenant de chacun des RSIL, on déduit la contribution des PEM en mode différentiel par l'équation 3.2.

$$V_{MD} = V_{RSIL_1} - V_{RSIL_2} \quad (3.2)$$

Par ailleurs, en mode commun, l'impédance équivalente vaut  $25\Omega$  (figure 3.11) correspondant ici à la mise en parallèle de ces deux résistances [RCBC99].

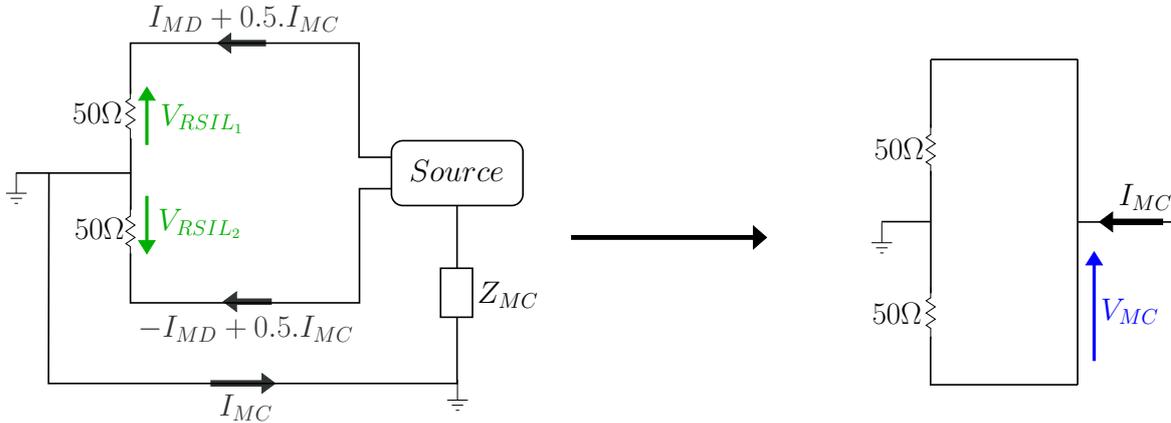


FIGURE 3.11 – Topologie des RSIL en mode commun.

Le spectre des PEM d'émission conduite provenant de chacun des RSIL permet de déduire la contribution des PEM en mode commun par l'équation 3.3.

$$V_{MC} = \frac{V_{RSIL_1} + V_{RSIL_2}}{2} \quad (3.3)$$

Dans le but d'obtenir la contribution de chaque mode, une autre alternative repose sur la mesure à la pince de courant conformément à la figure 3.12 [KDI11].

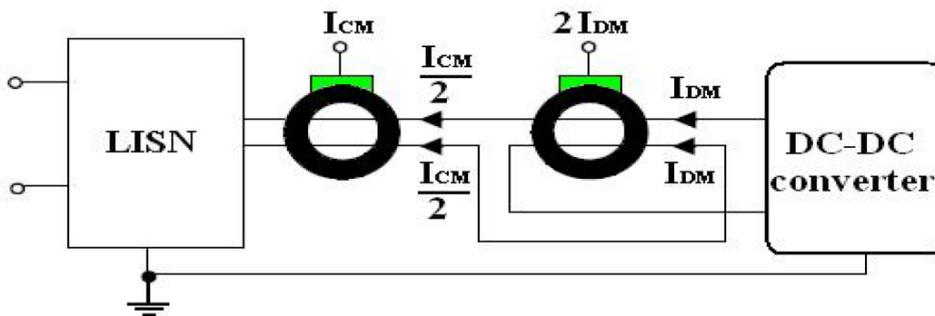


FIGURE 3.12 – Méthode de mesure des courants de MD et MC [KDI11].

Dans un premier temps, cette technique permet de mesurer les courants perturbateurs de mode différentiel et mode commun. Ensuite, la tension perturbatrice dans chaque mode est déduite en utilisant respectivement les équations 3.4 et 3.5.

$$V_{MD} = 100 \times I_{MD} \quad (3.4)$$

$$V_{MC} = 25 \times I_{MC} \quad (3.5)$$

### 3.2.3.2 Détermination de la valeur des composants du filtre

Une fois les tensions perturbatrices connues, l'étape suivante consiste à comparer le niveau obtenu avec la limite imposée par la norme. Dans le cas où la nécessité d'un filtre est avérée, il est possible de calculer l'atténuation minimale nécessaire ( $A_{req}$ ) pour respecter cette contrainte. L'amplitude de l'harmonique du spectre de PEM à atténuer à la fréquence ( $f_{harm}$ ) est notée  $A_{harm}$ . Cette atténuation, donnée par l'équation 3.6, correspond à la différence entre  $A_{harm}$  et la limite imposée par la norme ( $Lim$ ) à laquelle il est d'usage d'ajouter une marge de sécurité. De manière générale, celle-ci vaut 6dB.

$$A_{req} = A_{harm} (dB\mu V) - Lim (dB\mu V) + 6dB \quad (3.6)$$

L'ordre du filtre noté  $N$  est imposé par sa topologie. Considérons une topologie élémentaire de filtre de type LC. La relation permettant de calculer le produit entre les valeurs nominales des composants du filtre est donnée par l'équation 3.7 [CGLR13].

$$LC = \left( \frac{10^{\frac{A_{req}}{20 \times N}}}{2 \times \pi \times f_{harm}} \right)^2 \quad (3.7)$$

Celle-ci est déduite de la fréquence maximale de coupure du filtre en vérifiant que l'atténuation requise ( $A_{req}$ ) soit respectée à la fréquence ( $f_{harm}$ ) pour un filtre d'ordre  $N$  [CGLR13]. D'un point de vue graphique, cela revient à tracer la droite, de pente égale à  $20 \times N$ , tangente à la courbe d'atténuation. La fréquence de coupure du filtre correspond au point d'intersection entre l'axe des fréquences et cette droite tangente comme le montre la figure 3.13 [Tou12].

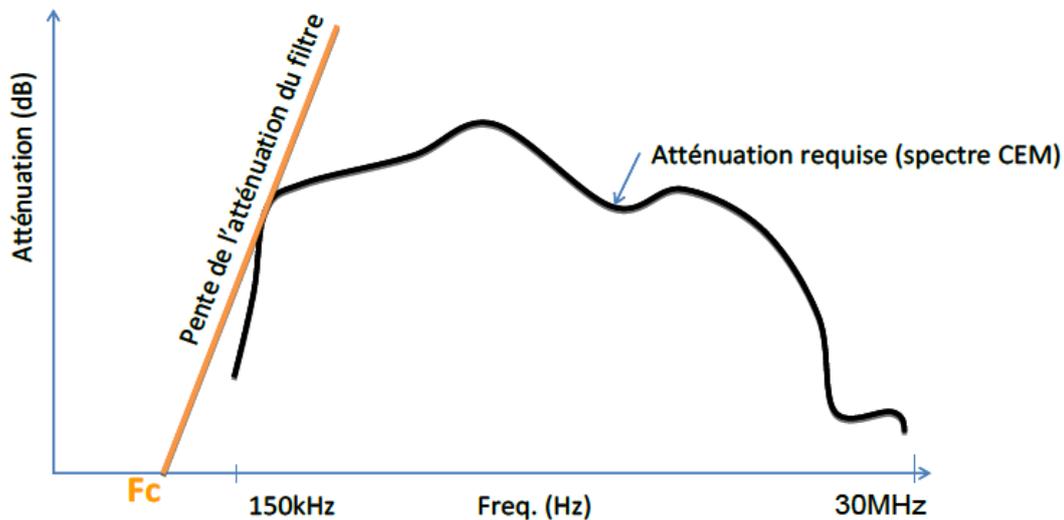


FIGURE 3.13 – Identification graphique de la fréquence de coupure d'un filtre via l'atténuation selon la fréquence [Tou12].

### 3.2.3.3 Analyse de la méthode classique de dimensionnement d'un filtre

La figure 3.14 résume cette démarche classique de dimensionnement de filtre qui s'appuie sur l'hypothèse de la séparation de mode, puis sur le tracé de la tangente à la courbe d'atténuation.

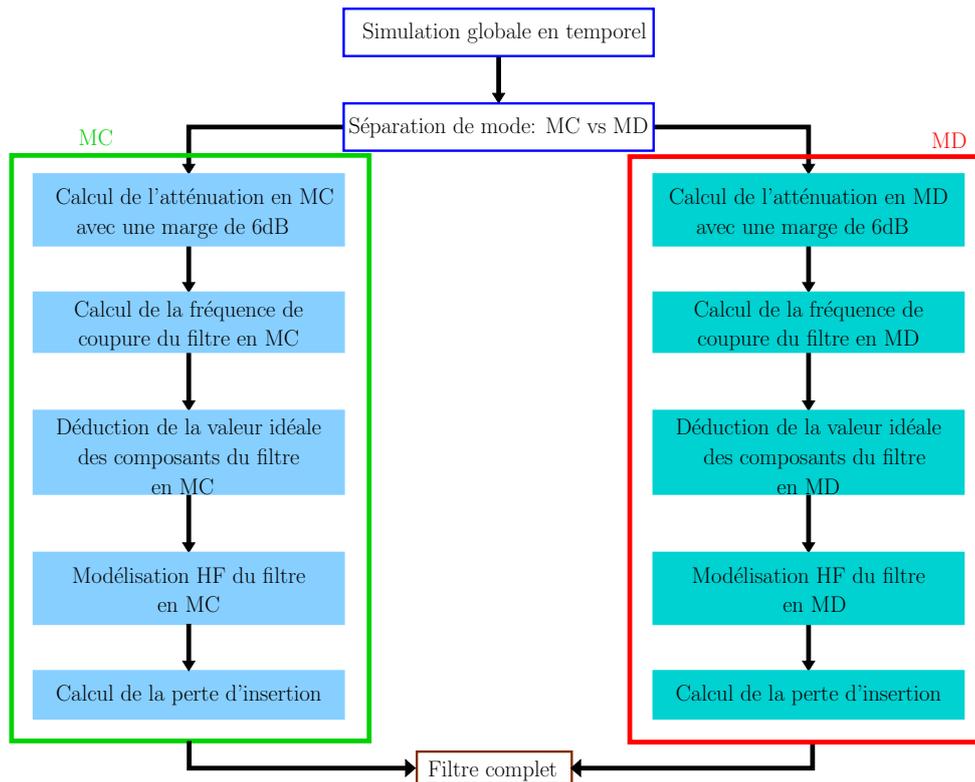


FIGURE 3.14 – Démarche classique de dimensionnement de filtre.

Connaissant la fréquence de coupure du filtre, et en fixant, par exemple, la valeur du condensateur nous déduisons celle de la bobine, ce qui conduit à la détermination de la valeur nominale ( $L$ ,  $C$ ) des composants du filtre.

Comme évoqué dans les paragraphes précédents, aux fréquences les plus élevées, les éléments parasites des composants du filtre jouent un rôle important sur son efficacité. Dans le but de dimensionner un filtre CEM par le biais de la simulation, il est donc essentiel de connaître les modèles équivalents, sur la gamme de fréquences étudiée, de ses différents composants passifs. Cela permet de se rapprocher au mieux de sa perte d'insertion réelle.

Pour un processus sans optimisation, la connaissance de cette fréquence de coupure offre un degré de liberté sur le choix des composants par la connaissance du produit  $LC$ . En fixant, par exemple, la valeur du condensateur nous déduisons celle de la bobine. Or, il existe souvent une grande quantité de combinaisons envisageables (valeurs de  $L$  et  $C$ ), d'où le questionnement sur le meilleur choix possible. Il est donc utile de s'intéresser à une recherche optimale de la valeur des composants de filtrage.

C'est ce que propose l'interface de dimensionnement de filtre *optimized design of EMI filters (ODEF)* [AGG<sup>+</sup>16, DLV<sup>+</sup>16]. Il s'agit d'un outil permettant de déterminer le meilleur choix de composants de filtrage possibles en partant de l'atténuation requise, sous l'hypothèse de la séparation de modes. Toutefois, la gamme de fréquences traitée via cet outil est limitée à 30MHz, ce qui ne couvre pas totalement celle étudiée qui s'étend jusqu'à 108MHz.

### 3.2.3.4 Application de la méthode classique : calcul de la valeur nominale ( $L$ , $C$ ) des composants d'un filtre de mode différentiel

À partir de la méthode de dimensionnement classique présentée précédemment, nous pouvons calculer des valeurs nominales de couple ( $L$ ,  $C$ ) permettant de respecter la norme CISPR25 (classe2). En fixant des valeurs nominales de capacités, on déduit celles des inductances, d'où un nombre élevé de combinaisons possibles. La figure 3.15 illustre un exemple de couples ( $L$ ,  $C$ ).

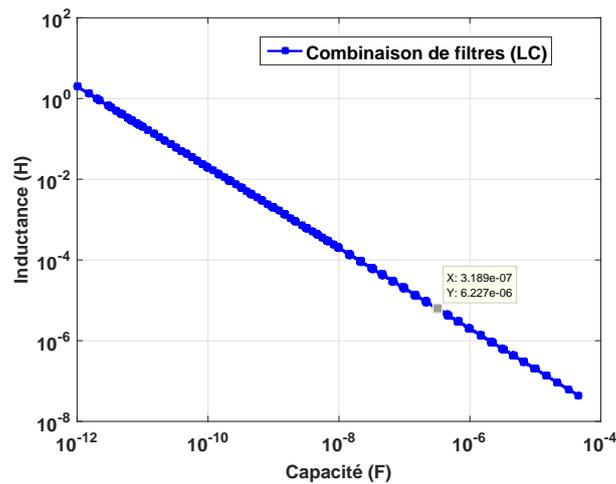


FIGURE 3.15 – Exemple de couples ( $L$ ,  $C$ ).

Afin d'illustrer l'efficacité de cette méthode de dimensionnement de filtre, nous avons choisi des composants avec des valeurs nominales proches de celles calculées. Ces composants proviennent d'une base de données de composants passifs que nous avons constituée, nous reviendrons sur ce point dans la section 3.3. Un couple de valeurs calculées et le couple ( $L$ ,  $C$ ) choisi sont indiqués dans le tableau 3.1.

TABLEAU 3.1 – Valeurs nominales d'un couple ( $L$ ,  $C$ )

| Paramètre | Valeur calculée   | Valeur choisie     | Référence               |
|-----------|-------------------|--------------------|-------------------------|
| $C$       | $3,189.10^{-7}$ F | $3,189.10^{-7}$ F  | CGA2B1X7RS1C334K050BC p |
| $L$       | $6,227.10^{-6}$ H | $6,9045.10^{-6}$ H | CLF6045NIT 6R8N D s     |

Le spectre simulé de PEM conduites avec et sans ce filtre ( $L$ ,  $C$ ) est présenté à la figure 3.16. Cette combinaison permet de respecter la norme CISPR25 (classe2) en mode différentiel. Ces résultats de simulation n'ont pas été confrontés à des données expérimentales.

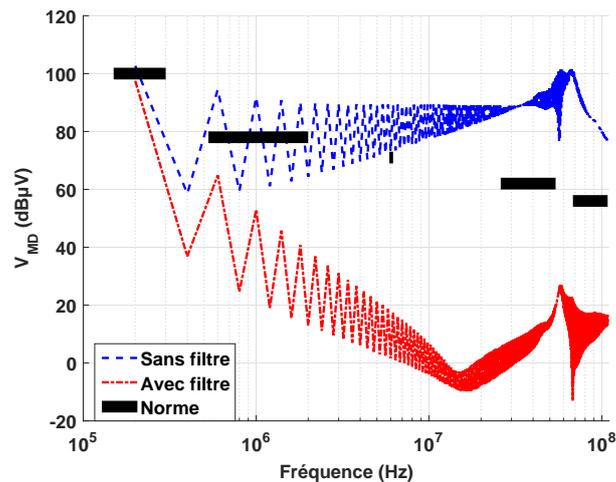


FIGURE 3.16 – Tension de perturbation de mode différentiel simulée : sans vs avec filtre.

Par ailleurs, dans les paragraphes précédents, nous avons constaté que le dimensionnement d'un filtre est soumis à des contraintes dont la nature physique dépasse le cadre de la CEM seule. Dans ce contexte, une approche de dimensionnement qui permette d'intégrer et d'unifier ces différentes contraintes pourrait être très pertinente. C'est pourquoi, outre une approche de dimensionnement classique, exclusivement centrée sur le respect de la norme, nous développerons, dans la

prochaine section, une démarche basée sur une méthodologie d'optimisation. Cette stratégie est basée sur l'application d'un algorithme à évolution différentielle pour déterminer le filtre optimal (**mode différentiel**) à partir d'une bibliothèque de composants passifs. Cet outil et les résultats obtenus seront présentés dans la section suivante.

### 3.3 Approche de dimensionnement d'un filtre de mode différentiel à partir d'un algorithme d'optimisation à évolution différentielle

Le but de notre démarche est de dimensionner un filtre de type *LC*, spécifique au **mode différentiel** en utilisant un processus d'optimisation sous contraintes (figure 3.17).

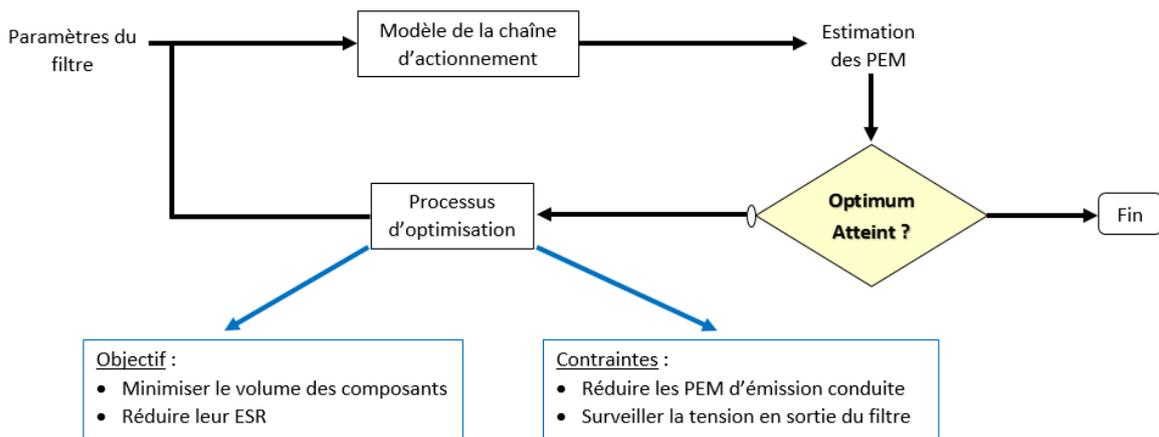


FIGURE 3.17 – Schéma du processus d'optimisation.

Ce processus d'optimisation a pour objectif de réduire le volume du filtre et de diminuer la valeur d'ESR des composants constituant ce filtre sous contraintes de réduire les PEM conduites et de surveiller la tension en sortie du filtre.

Comme nous l'avons souligné dans le paragraphe 3.2.2, le dimensionnement d'un filtre doit répondre à différentes exigences de natures variées (comportement en température, encombrement, prix, ...). Dans ce paragraphe, nous proposons de veiller, dans le dimensionnement du filtre, à ce que la tension moyenne en sortie du filtre soit suffisamment élevée pour le fonctionnement du convertisseur. La topologie du filtre étudié est illustrée par la figure 3.18.

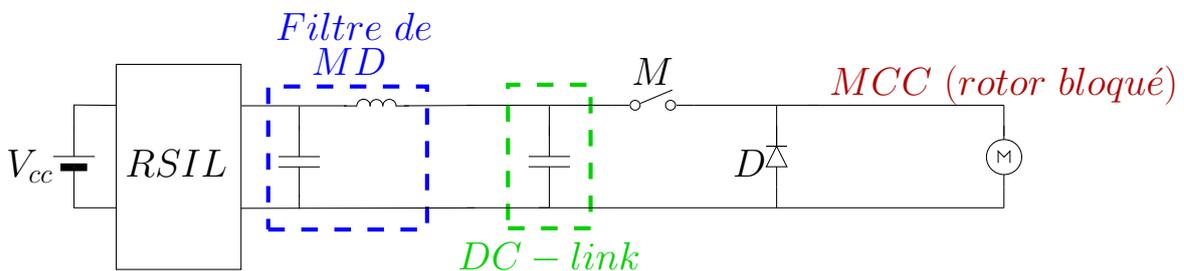


FIGURE 3.18 – Illustration de la topologie du filtre au sein du système.

Nous rappelons que l'impédance équivalente présentée par les RSIL est assimilée, en **mode différentiel**, à une impédance de  $100\Omega$  correspondant à l'impédance vue en amont du filtre. En aval du filtre, le condensateur réservoir d'énergie (*DC-link*) présente une impédance de valeur faible par rapport à celle d'une bobine. Le filtre fonctionnant par désadaptation d'impédance, le choix de cette topologie (*LC*) est justifié par la nature des impédances vues par ce dernier en amont et en aval [Tar12].

Pour cette étude, le spectre de PEM est issu de la simulation du convertisseur *buck* ayant comme charge la MCC (rotor bloqué) présentée au chapitre 2.

Notre objectif est de dimensionner un filtre de mode différentiel en cherchant une combinaison optimale de composants. Pour ce faire, nous avons constitué une base de données de composants CMS réels composée de 406 bobines et 853 condensateurs. Celle-ci inclut également 39 condensateurs réservoir d'énergie *DC-link*. Un extrait de cette base est présenté dans l'annexe A.4. Chaque composant de cette base est associé à son modèle équivalent sur la bande de fréquences étudiée. Ces composants sont compatibles avec les exigences du domaine automobile. Cela implique notamment qu'ils sont compatibles en température. De plus le niveau de tension des condensateurs et le niveau de courant des bobines sont compatibles avec l'utilisation prévue. Enfin, la base recouvre des valeurs nominales assez variées, qui s'étendent de  $1.10^{-12}$  F à  $4,6112.10^{-5}$  F pour les condensateurs et de  $4,7722.10^{-7}$  H à  $4,7724.10^{-4}$  H pour les bobines.

Il est clair que cette démarche présente l'avantage d'une certitude sur l'existence des composants issus du calcul par optimisation. Mais en même temps, celle-ci dépend de la diversité des composants de la base de données. Parallèlement au dimensionnement du filtre, nous avons aussi recherché le condensateur (optimal) réservoir d'énergie (*DC-link*) qui limite les fluctuations de tension à l'entrée du convertisseur de puissance.

Nous avons utilisé un algorithme d'évolution différentielle pour la recherche d'une combinaison optimale dont nous présenterons les principes dans la suite de ce paragraphe.

### 3.3.1 Principes fondamentaux de l'algorithme d'évolution différentielle

Rappelons que l'enjeu d'une optimisation consiste à obtenir le minimum d'une fonction objectif via une évolution de jeux de paramètres entre deux itérations consécutives.

L'algorithme d'évolution différentielle est basé sur une analogie avec la théorie de l'évolution des espèces introduite par Darwin. En effet, pour survivre une espèce doit s'adapter à son environnement. En d'autres termes, meilleurs sont les membres de cette espèce, plus grandes seront leurs chances de survie et de reproduction, et réciproquement. Autrement dit, cette adaptation va de pair avec la sélection naturelle des meilleurs individus qui se reproduiront en transmettant leurs caractères les plus favorables aux prochaines générations.

Le mécanisme de l'algorithme d'évolution différentielle, tout comme l'algorithme génétique, est fondé sur les principes de la génétique et de la sélection naturelle. L'évolution différentielle agit sur un jeu de solutions (analogue à une génération) qui sont toutes constituées de paramètres (similaires aux gènes qui définissent chaque individu). Chaque gène est assimilé à une variable d'optimisation pour l'algorithme.

Chaque individu est confronté aux contraintes et s'il ne les respecte pas, la valeur de la fonction objectif qui lui est associée est alors pénalisée par une valeur élevée. Ensuite, une sélection s'opère pour ne conserver que les meilleurs individus (plus faibles valeurs de la fonction objectif), et pour créer sur cette élite une nouvelle génération.

Dans le but de converger vers l'optimum, des opérations génétiques (croisement, mutation) sont appliquées sur la population pour en générer une nouvelle plus performante. Le croisement est basé sur un mélange du matériel génétique des individus de la population. La mutation garantit une certaine diversité au sein de la population.

De même que dans le processus naturel, on crée une nouvelle génération de solutions potentielles (une nouvelle génération de la population), en mélangeant les gènes de ses individus (croisement des individus), en les modifiant aléatoirement (mutation des individus), ou encore en faisant apparaître une solution (intervention du hasard).

Ainsi les individus d'une nouvelle génération conservent un lien avec la génération précédente mais ils font intervenir des éléments aléatoires qui seront utiles pour explorer l'ensemble de l'espace de recherche et échapper au piège d'un optimum local.

Les générations se succèdent jusqu'à la convergence de l'algorithme ou jusqu'à la vérification d'un critère d'arrêt.

La convergence est atteinte lorsque la fonction objectif n'évolue plus de manière significative, le critère d'arrêt étant défini par un nombre maximal de générations à évaluer ou un nombre de générations consécutives sans amélioration notable de la fonction objectif. Dès lors, nous considérons l'optimum trouvé. Toutefois, une analyse des différents réglages (croisement, mutation, ...) par le biais de différentes optimisations permet de valider ce fait car le résultat pourrait dépendre des réglages de l'algorithme.

### 3.3.2 Application au dimensionnement d'un filtre de mode différentiel et à la réduction de la chute de tension à l'entrée du convertisseur de puissance

Rappelons que notre objectif est de dimensionner un filtre de type *LC*, spécifique au **mode différentiel**, tout en maintenant une tension stable à l'entrée du convertisseur de puissance via un condensateur réservoir d'énergie (*DC-link*). Pour ce faire, nous avons utilisé un algorithme d'optimisation à évolution différentielle dont il convient de définir les variables, les contraintes et la fonction objectif.

#### 3.3.2.1 Définition des variables

Les variables (gènes) de cette optimisation correspondent au numéro d'identification de chaque composant, dans la base de données, intervenant dans la topologie de la figure 3.19. Il s'agit des composants du filtre de type *LC*, spécifique au **mode différentiel**, et du condensateur réservoir d'énergie (*DC-link*).

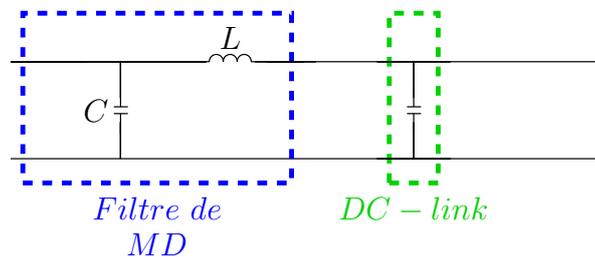


FIGURE 3.19 – Topologie de filtre *LC* associée au condensateur *DC-link*.

Nous rappelons que cette base de données est constituée de composants **CMS** réels, et composée de 406 bobines et 853 condensateurs. Celle-ci inclut également 39 condensateurs réservoir d'énergie *DC-link*. Chaque composant de cette base est associé à son modèle équivalent sur la bande de fréquences étudiée.

Ces variables sont rappelées dans le tableau 3.2, ainsi que les contraintes de bornes associées.

TABEAU 3.2 – Variables de l'optimisation

| Paramètre      | Valeur minimale d'identification | Valeur maximale d'identification | Valeur initiale d'identification | Valeur nominale initiale |
|----------------|----------------------------------|----------------------------------|----------------------------------|--------------------------|
| $C$            | 1                                | 853                              | 129                              | $3,1895 \cdot 10^{-7}$ F |
| $L$            | 1                                | 406                              | 17                               | $6,9045 \cdot 10^{-6}$ H |
| <i>DC-link</i> | 1                                | 39                               | 3                                | $330 \cdot 10^{-6}$ F    |

De plus, le tableau 3.3 indique la référence de chacun des paramètres de l'individu initial. Cet individu initial a été calculé par la méthode classique de dimensionnement illustrée précédemment (section 3.2.3).

TABLEAU 3.3 – Référence des paramètres de l'individu initial

| Paramètre | Référence               |
|-----------|-------------------------|
| $C$       | CGA2B1X7RS1C334K050BC p |
| $L$       | CLF6045NIT 6R8N D s     |
| $DC-link$ | EMVH350ARA331MKE0S      |

Par ailleurs, le tableau 3.4 donne des indications, pour l'individu initial, sur le volume et l'ESR du condensateur réservoir d'énergie ( $DC-link$ ). De plus, l'ESR de chacun des composants du filtre  $LC$ , spécifique au mode différentiel, est également documentée. Les valeurs minimale et maximale ne correspondent pas nécessairement aux valeurs minimale et maximale d'identification dans la base de données puisque celle-ci n'est pas triée.

TABLEAU 3.4 – Volume du  $DC-link$  et ESR des composants de l'individu initial

|                               | Valeur minimale       | Valeur maximale       | Individu initial      |
|-------------------------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|
| $ESR_C$ ( $\Omega$ )          | 0,0024                | 1,105                 | 0,0117                |
| $ESR_L$ ( $\Omega$ )          | 0,0067                | 1,701                 | 0,0283                |
| $ESR_{DC-link}$ ( $\Omega$ )  | 0,0262                | 0,1939                | 0,0756                |
| Volume $_{DC-link}$ ( $m^3$ ) | $5,027 \cdot 10^{-7}$ | $6,333 \cdot 10^{-6}$ | $1,657 \cdot 10^{-6}$ |

### 3.3.2.2 Définition de la fonction objectif et des contraintes

Pour le problème d'optimisation considéré, l'espace de recherche est constitué d'une base de données de composants passifs incluant leur modèle équivalent sur la gamme de fréquences étudiée. La population d'individus, dont la topologie est illustrée par la figure 3.19, correspond, d'une part à l'ensemble des filtres de type  $LC$  pour le filtrage des PEM de mode différentiel et, d'autre part aux condensateurs réservoir d'énergie  $DC-link$  permettant de garantir une tension stable à l'entrée du convertisseur de puissance. Cette population est constituée de trente individus, il y a un facteur dix entre le nombre de variables et le nombre d'individus de la population.

Dans un tel problème d'optimisation, nous aurions pu choisir différentes fonctions objectif. Il aurait été possible de minimiser uniquement le volume du condensateur réservoir d'énergie  $DC-link$  pour des raisons d'encombrement. Par ailleurs, une autre possibilité aurait été de minimiser, dans le même temps, le volume et l'ESR de ce condensateur réservoir d'énergie  $DC-link$  tout en réduisant également l'ESR et le volume des composants qui constituent le filtre de mode différentiel. Cela revient à chercher un compromis entre l'encombrement et la chute de tension à l'entrée du convertisseur. De plus, d'un point de vue industriel, le coût des composants passifs aurait pu être considéré comme une fonction objectif dans la mesure où il s'agit d'un critère déterminant pour le choix de ces composants dans le domaine automobile.

En outre, ces perspectives intéressantes auraient également pu être étudiées dans le cadre d'une optimisation bi-objectif, mais cela au prix d'un coût de calcul plus important.

Il est important de remarquer que le  $DC-link$  occupe un volume supérieur à celui occupé par les composants CMS constituant le filtre de mode différentiel. Dans le cadre d'une première étude, nous avons alors choisi de minimiser le volume du  $DC-link$  en réduisant, dans le même temps, la valeur de son ESR. Une seconde étude permet de réduire le volume du  $DC-link$  en minimisant la valeur de son ESR et celle des composants du filtre ( $LC$ ) de mode différentiel. Cela nous permet,

notamment, de prendre en compte (modestement) les pertes dans les composants tout en réduisant le volume occupé par le *DC-link* correspondant à la réduction de l'encombrement au sein du système illustré par la figure 3.20 dans laquelle  $Z_{RSIL_{MD}}$  correspond à l'impédance équivalente des RSIL, en mode différentiel, qui vaut  $100\Omega$ .

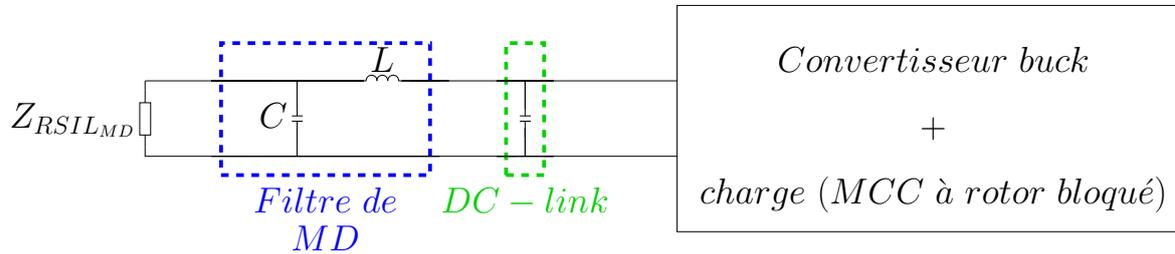


FIGURE 3.20 – Illustration du système étudié.

Pour la première optimisation, la fonction objectif s'écrit tel que dans l'équation 3.8.

$$F_{objectif_1} = \frac{Volume_{DC-link}}{Volume_{DC-link_{max}}} + \frac{ESR_{DC-link}}{ESR_{DC-link_{max}}} \quad (3.8)$$

La fonction objectif de la deuxième optimisation est donnée par l'équation 3.9.

$$F_{objectif_2} = \frac{Volume_{DC-link}}{Volume_{DC-link_{max}}} + \frac{ESR_{DC-link}}{ESR_{DC-link_{max}}} + \frac{ESR_C}{ESR_{C_{max}}} + \frac{ESR_L}{ESR_{L_{max}}} \quad (3.9)$$

Pour le calcul du volume qu'il occupe dans l'espace, le *DC-link* est assimilé à un cylindre caractérisé, respectivement, par sa hauteur  $h$  et son diamètre  $d$  comme le montre la figure 3.21.



FIGURE 3.21 – Illustration du volume du *DC-link*.

Nous normalisons chaque composante de l'objectif afin de n'en privilégier aucune. Par ailleurs, toutes les autres exigences seront traitées comme des contraintes. Le respect de la norme CISPR25 [Int08] représente l'une des contraintes, la deuxième relève de la réduction de la chute de tension à l'entrée du convertisseur.

La figure 3.22 montre l'organigramme utilisé au cours de cette optimisation.

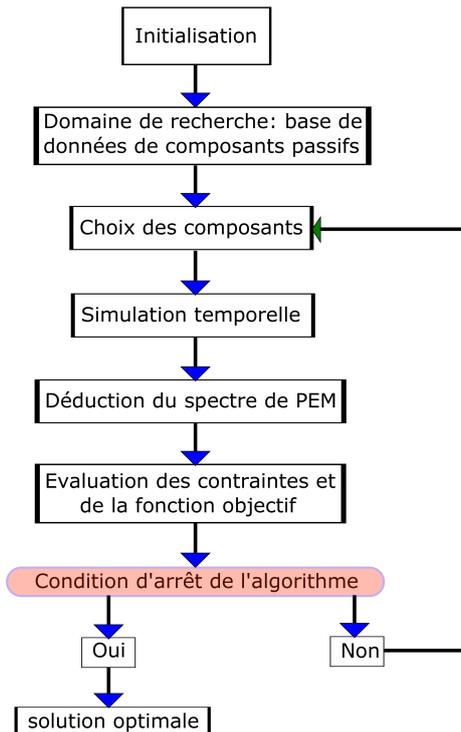


FIGURE 3.22 – Organigramme de l'algorithme d'optimisation.

La phase d'initialisation permet de définir les données d'entrée de l'algorithme. Celles-ci comprennent les contraintes de bornes (limites supérieure et inférieure) des variables à optimiser et les réglages de l'algorithme comme sa condition d'arrêt et les coefficients des opérateurs génétiques (mutation, croisement).

Le processus d'optimisation est réalisé en utilisant le logiciel Matlab® qui exécute LTspice IV dans le but d'estimer le spectre des PEM en mode différentiel. Il s'agit d'une méthodologie de co-dimensionnement qui s'appuie sur un outil de simulation parallélisable (LTspice IV).

À la suite de la définition des variables, de la fonction objectif et des contraintes, il convient maintenant de présenter les résultats obtenus.

### 3.3.2.3 Présentation des résultats de la première optimisation

Rappelons que cette optimisation a pour objectif de minimiser le volume du *DC-link* en réduisant, dans le même temps, la valeur de son ESR, sous contraintes, d'une part de la réduction de la chute de tension à l'entrée du convertisseur de puissance et, d'autre part, du respect de la norme CISPR25 [Int08]. La contrainte de chute tension est vérifiée avant celle portant sur le respect de la norme CISPR25. La contrainte portant sur le respect de cette norme n'est vérifiée que si et seulement si la contrainte de chute tension est validée.

L'optimisation a pour but de trouver une combinaison optimale, via une base de données, de composants passifs qui amène à la fois à la minimisation de la fonction objectif (équation 3.8) tout en respectant les contraintes que nous avons définies. Avant d'aborder les résultats obtenus, il convient de s'intéresser, dans un premier temps, à l'évolution du minimum de la fonction objectif au cours des itérations, ensuite, nous analyserons le respect des différentes contraintes lors du processus d'optimisation.

#### 3.3.2.3.1 Évolution du minimum de la fonction objectif au cours des itérations

La figure 3.23 montre la variation du minimum de la fonction objectif au cours des itérations. Ce graphe présente le minimum obtenu en fonction des évaluations. Les évaluations successives

aboutissent à un minimum supposé global à partir de 270 itérations.

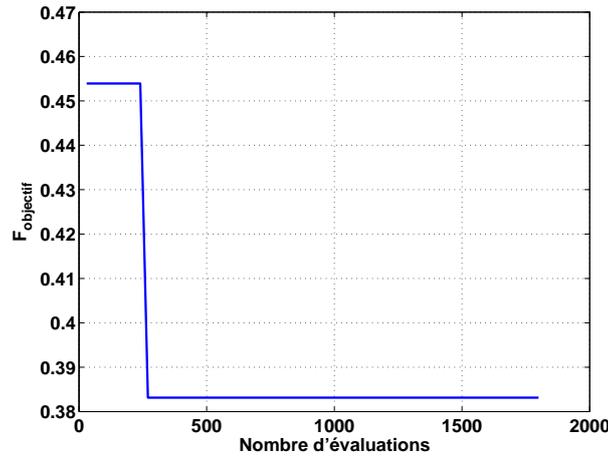


FIGURE 3.23 – Courbe de convergence de la première optimisation.

L'optimisation a duré 10 jours et 15 heures en utilisant un ordinateur de bureau avec un processeur Intel(R) core(TM) i7-4790 CPU @ 3.60GHz. Il est à noter ici que ce temps de calcul peut être réduit par des processus informatiques (parallélisation, cluster, ...).

La solution obtenue est présentée dans le tableau 3.5.

TABLEAU 3.5 – Résultats de la première optimisation

| Paramètre | Valeur nominale initiale | Valeur nominale optimale | Référence              |
|-----------|--------------------------|--------------------------|------------------------|
| $C$       | $3,1895 \cdot 10^{-7}$ F | $1,4763 \cdot 10^{-7}$ F | CGA4J2X7R1H154M125AA p |
| $L$       | $6,9045 \cdot 10^{-6}$ H | $2,2339 \cdot 10^{-5}$ H | VLF302515MT 220M CA s  |
| $DC-link$ | $330 \cdot 10^{-6}$ F    | $330 \cdot 10^{-6}$      | EGXE350ELL331MJ20S     |

Concernant le  $DC-link$ , nous remarquons que cet optimum est doté de la plus petite valeur d'ESR de la base de données. Néanmoins, nous remarquons que la valeur de l'ESR de chacun des composants du filtre  $LC$ , spécifique au mode différentiel, ne correspond pas, respectivement, à la valeur minimale de la base de données. Il va sans dire que cela va engendrer une chute de tension liée à ces éléments résistifs. Nous reviendrons sur ce point au paragraphe 3.3.2.3.2.1.

De plus, le tableau 3.6 donne des indications, pour l'individu optimal, sur le volume et l'ESR du condensateur réservoir d'énergie ( $DC-link$ ). L'ESR de chacun des composants du filtre  $LC$ , spécifique au mode différentiel, est également précisée.

TABLEAU 3.6 – Volume du  $DC-link$  et ESR des composants de l'individu optimal

|                              | Valeur minimale       | Valeur maximale       | Individu initial      | Individu optimal      |
|------------------------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|
| $ESR_C$ ( $\Omega$ )         | 0,0024                | 1,105                 | 0,0117                | 0,012                 |
| $ESR_L$ ( $\Omega$ )         | 0,0067                | 1,701                 | 0,0283                | 0,413                 |
| $ESR_{DC-link}$ ( $\Omega$ ) | 0,0262                | 0,1939                | 0,0756                | 0,0262                |
| Volume $DC-link$ ( $m^3$ )   | $5,027 \cdot 10^{-7}$ | $6,333 \cdot 10^{-6}$ | $1,657 \cdot 10^{-6}$ | $1,571 \cdot 10^{-6}$ |
| $F_{objectif}$               | –                     | –                     | 0,651                 | 0,383                 |

### 3.3.2.3.2 Analyse du respect des contraintes lors de la première optimisation

Dans cette partie, premièrement, nous analyserons le respect de la contrainte n°1 liée à la réduction de la chute de tension à l'entrée du convertisseur de puissance. Ensuite, nous présenterons les résultats obtenus pour la contrainte n°2 en lien avec le filtrage passif des PEM de mode différentiel dans le cadre du respect de la norme CISPR25 [Int08].

#### 3.3.2.3.2.1 Contrainte n°1 : réduction de la chute de tension à l'entrée du convertisseur

Le convertisseur de puissance est alimenté par une tension de 10V. En raison des composants de filtrage (mode différentiel) ajoutés, la tension réelle vue par ce convertisseur peut présenter une variation plus ou moins forte, qui, dans des cas extrêmes, peut empêcher le fonctionnement normal du convertisseur. Par conséquent, nous avons choisi d'imposer une tolérance de  $\pm 1V$  à cette tension. Cela permet de réduire la chute de tension à l'entrée de ce convertisseur. Cette étape est nécessaire au bon fonctionnement du convertisseur étudié. Pour ce faire, nous nous sommes intéressés à la tension moyenne à l'entrée de celui-ci. À la suite du processus d'optimisation, le condensateur *DC-link* à l'entrée du convertisseur présente une capacité de  $330\mu F$  et une ESR de  $0,0262\Omega$ . La figure 3.24 illustre la tension obtenue, à la suite de l'optimisation, à l'entrée du convertisseur. Cette tension d'une valeur de 9,29V respecte la contrainte fixée sur le niveau de tension.

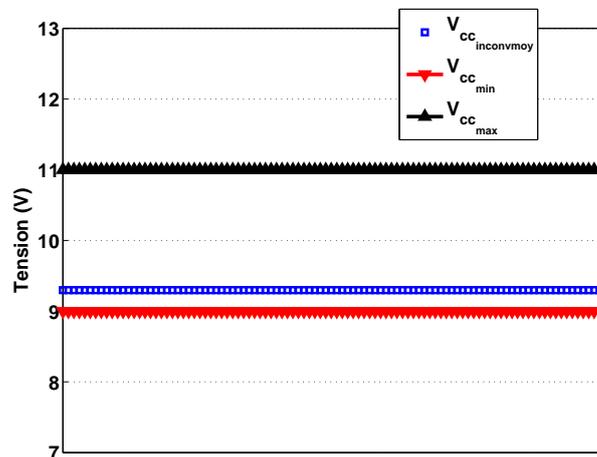


FIGURE 3.24 – Tension à l'entrée du convertisseur de puissance à la suite de la première optimisation.

Nous constatons également que cette contrainte limite l'ESR des composants de filtrage choisis et donc la chute de la tension à l'entrée du convertisseur. Malgré le respect de cette contrainte, nous observons une chute de tension liée à ces éléments résistifs.

3.3.2.3.2.2 Contrainte n°2 : respect de la norme CISPR25 (classe2) [Int08] Considérons maintenant le système obtenu, illustré par la figure 3.25, après l'introduction du filtre de mode différentiel dimensionné par le processus d'optimisation.

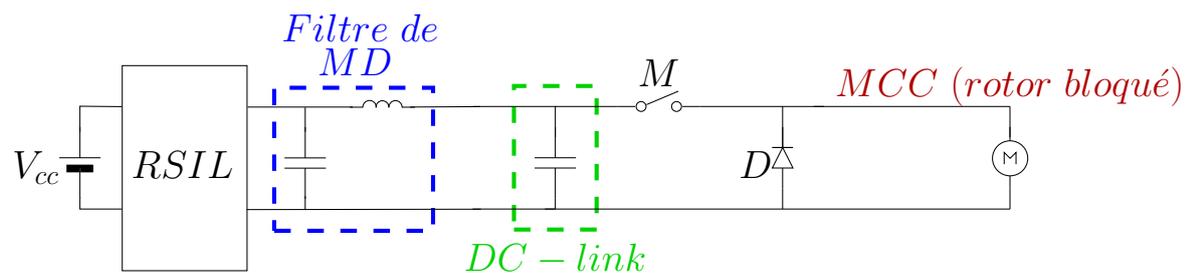


FIGURE 3.25 – Illustration de la topologie du filtre au sein du système.

Le filtre *LC* réalisé est présenté à la figure 3.26. Celui-ci comprend un condensateur avec une capacité de  $1,4763.10^{-7}$  F et une bobine avec une inductance de  $2,2339.10^{-5}$  H (tableau 3.5).

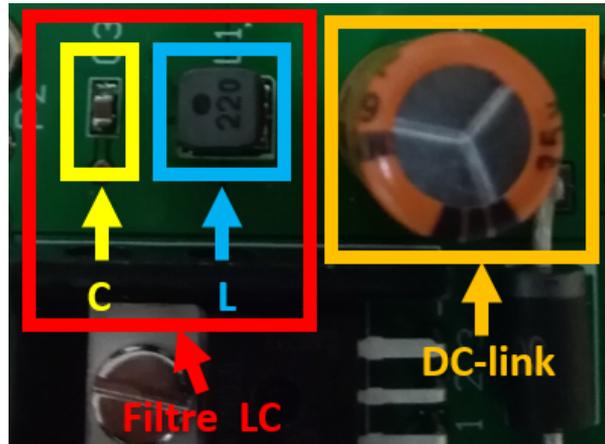


FIGURE 3.26 – Filtre *LC* de mode différentiel réalisé.

Afin d'estimer l'efficacité de notre approche, nous avons comparé (figure 3.27) la tension de perturbation en *mode différentiel* ( $V_{MD}$ ) avec et sans la présence du filtre optimisé à partir de la base de données de composants passifs.

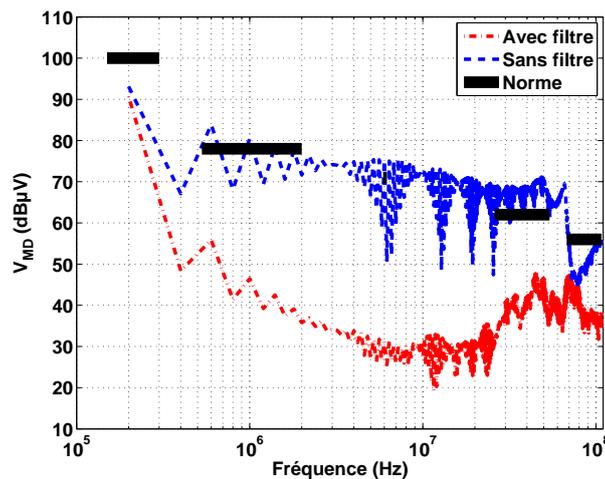


FIGURE 3.27 – Tension de perturbation de mode différentiel mesurée : avec vs sans filtre.

Cette mesure a été réalisée selon le protocole défini à la section 3.2.3.1. Ces résultats expérimentaux montrent que ce filtre permet de respecter la norme en *mode différentiel*, ce qui valide le respect de cette contrainte.

La contribution des courants de perturbation en *mode commun* et *mode différentiel*, sans filtre, a été mesurée à la pince de courant (FCC F-61) et est illustrée par la figure 3.28. Nous remarquons une prédominance du niveau des PEM en *mode différentiel* jusqu'à environ 30MHz. Au delà de cette fréquence, nous notons une contribution considérable du *mode commun* par rapport au *mode différentiel*.

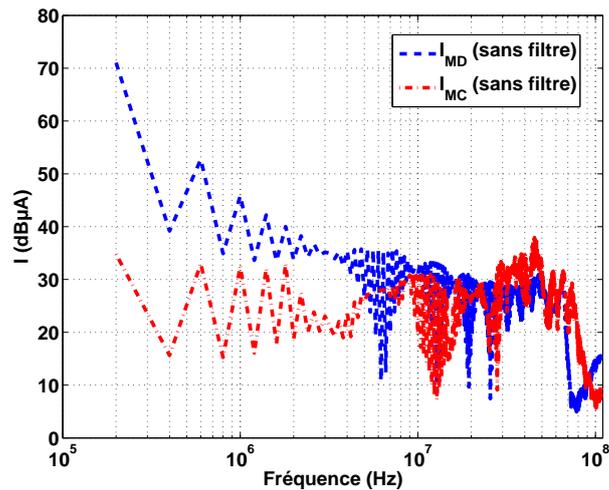


FIGURE 3.28 – Courant de perturbation mesuré sans filtre : MC vs MD.

De plus, nous avons comparé le courant de perturbation en **mode commun** avec et sans la présence de ce filtre. Ces résultats sont présentés à la figure 3.29.

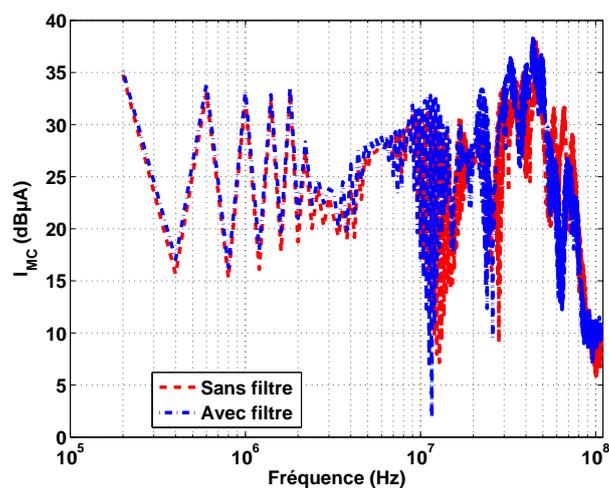


FIGURE 3.29 – Courant de perturbation de mode commun mesuré : avec vs sans filtre.

Le courant de perturbation de **mode commun** avec et sans filtre présente la même enveloppe en fonction de la fréquence. Cela s'explique par le fait que nous n'avons pas filtré ces perturbations. Le filtrage des PEM de **mode commun** représente, par conséquent, une perspective intéressante à notre travail. De plus, dans notre cas, l'application industrielle est dimensionnée dans un boîtier plastique ce qui ne favorise pas l'écoulement de ces courants.

### 3.3.2.4 Présentation des résultats de la deuxième optimisation

Nous rappelons que l'objectif de cette optimisation est de réduire le volume du *DC-link* en minimisant la valeur de son *ESR* et celle des composants du filtre *LC* de **mode différentiel** (équation 3.9), sous contraintes, d'une part de la réduction de la chute de tension à l'entrée du convertisseur de puissance et, d'autre part du respect de la norme *CISPR25*.

Avant de présenter les résultats obtenus, il convient de s'intéresser, dans un premier temps, à l'évolution du minimum de la fonction objectif au cours des itérations, ensuite, nous analyserons le respect des différentes contraintes lors du processus d'optimisation.

### 3.3.2.4.1 Évolution du minimum de la fonction objectif au cours des itérations

La figure 3.30 montre la variation du minimum de la fonction objectif au cours des itérations. Nous remarquons que nous n'observons plus d'amélioration de la fonction objectif à partir de 750 itérations.

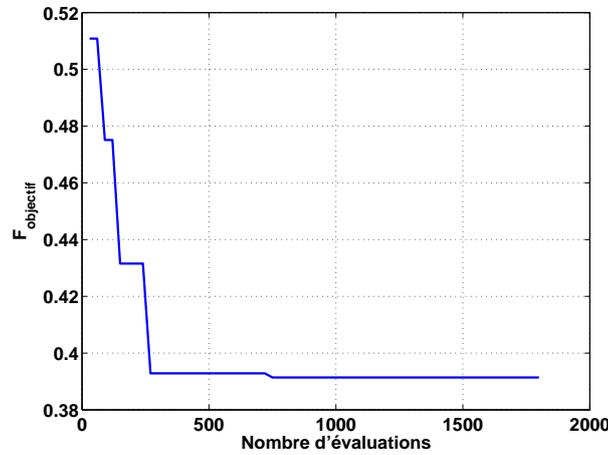


FIGURE 3.30 – Courbe de convergence de la deuxième optimisation.

Cette optimisation a duré 10 jours et 9 heures en utilisant un ordinateur de bureau avec un processeur Intel(R) core(TM) i7-4790 CPU @ 3.60GHz.

La solution est présentée dans le tableau 3.7.

TABLEAU 3.7 – Résultats de la deuxième optimisation

| Paramètre | Valeur nominale initiale | Valeur nominale optimale | Référence              |
|-----------|--------------------------|--------------------------|------------------------|
| $C$       | $3,1895 \cdot 10^{-7}$ F | $4,6415 \cdot 10^{-6}$ F | CGA6P3X7R1H475K250AB p |
| $L$       | $6,9045 \cdot 10^{-6}$ H | $1,0154 \cdot 10^{-6}$ H | CLF12555T 1R0N D s     |
| $DC-link$ | $330 \cdot 10^{-6}$ F    | $330 \cdot 10^{-6}$      | EGXE350ELL331MJ20S     |

De plus, le tableau 3.8 donne des indications, pour l'individu optimal, sur le volume et l'ESR du condensateur réservoir d'énergie ( $DC-link$ ). L'ESR de chacun des composants du filtre  $LC$ , spécifique au mode différentiel, est également précisée.

TABLEAU 3.8 – Volume du  $DC-link$  et ESR des composants de l'individu optimal

|                               | Valeur minimale       | Valeur maximale       | Individu initial      | Individu optimal      |
|-------------------------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|
| $ESR_C$ ( $\Omega$ )          | 0,0024                | 1,105                 | 0,0117                | 0,0043                |
| $ESR_L$ ( $\Omega$ )          | 0,0067                | 1,701                 | 0,0283                | 0,0074                |
| $ESR_{DC-link}$ ( $\Omega$ )  | 0,0262                | 0,1939                | 0,0756                | 0,0262                |
| Volume $_{DC-link}$ ( $m^3$ ) | $5,027 \cdot 10^{-7}$ | $6,333 \cdot 10^{-6}$ | $1,657 \cdot 10^{-6}$ | $1,571 \cdot 10^{-6}$ |
| $F_{objectif}$                | –                     | –                     | 0,679                 | 0,391                 |

Concernant le  $DC-link$ , nous remarquons que cet optimum est doté de la plus petite valeur d'ESR de la base de données. De plus, nous remarquons que la valeur de l'ESR de chacun des composants du filtre  $LC$ , spécifique au mode différentiel, a été réduite au cours de cette optimisation. Cela conduira à une réduction de la chute de tension liée à ces éléments résistifs. Nous reviendrons sur ce point au paragraphe 3.3.2.4.2.

### 3.3.2.4.2 Analyse du respect de la contrainte n°1 : réduction de la chute de tension à l'entrée du convertisseur

Nous rappelons que le convertisseur de puissance est alimenté par une tension de 10V. En raison des composants de filtrage (*mode différentiel*) ajoutés, et afin de limiter la chute de tension à l'entrée de ce convertisseur, nous avons choisi d'imposer une tolérance de  $\pm 1V$  à cette tension. À la suite du processus d'optimisation, le condensateur *DC-link* à l'entrée du convertisseur présente une capacité de  $330\mu F$  et une *ESR* de  $0,0262\Omega$ . Le condensateur et la bobine constituant le filtre *LC*, spécifique au *mode différentiel*, présentent, respectivement, une *ESR* de  $0,0043\Omega$  et  $0,0074\Omega$ . La figure 3.31 illustre la tension obtenue, à la suite de l'optimisation, à l'entrée du convertisseur. Cette tension d'une valeur de 9,9V respecte la contrainte fixée sur le niveau de tension.

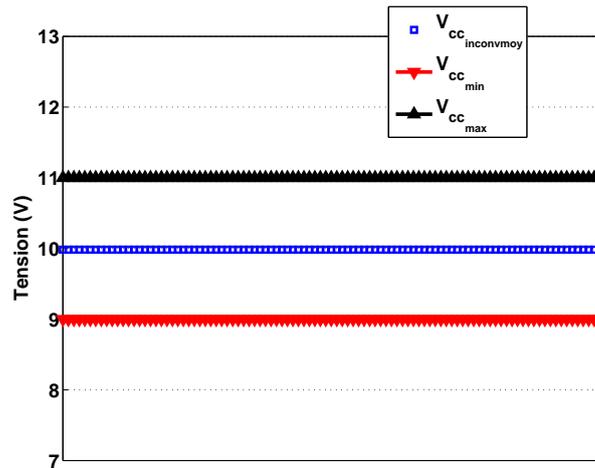


FIGURE 3.31 – Tension à l'entrée du convertisseur de puissance à la suite de la deuxième optimisation.

Nous pouvons alors corroborer le constat effectué à la suite de la première optimisation. En effet, minimiser l'*ESR* des composants qui constituent le filtre *LC*, spécifique au *mode différentiel*, en réduisant également celle du *DC-link* aboutit à une réduction de la chute de tension observée à l'entrée du convertisseur. Ainsi, la valeur de la tension d'entrée du convertisseur reste voisine de la tension nominale d'alimentation.

### 3.3.2.4.3 Analyse du respect de la contrainte n°2 : respect de la norme CISPR25 (classe2) [Int08]

L'individu optimal respecte la contrainte liée au respect de la norme CISPR25 [Int08] comme le montre le résultat de simulation de la figure 3.32.

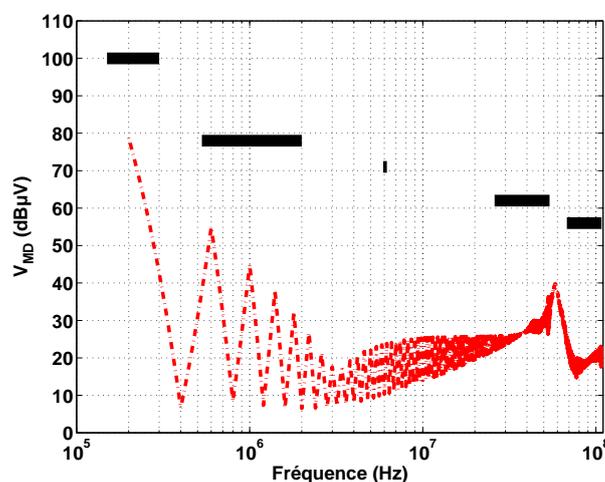


FIGURE 3.32 – Tension de perturbation de mode différentiel simulée.

Toutefois, contrairement à la première optimisation qui a fait l'objet d'une validation expérimentale, nous n'avons pas réalisé de mesures validant les résultats de la deuxième optimisation en raison de la non disponibilité des composants passifs constituant cette solution.

### 3.3.2.5 Comparaison des résultats des optimisations

Le tableau 3.9 présente la comparaison des solutions obtenues à la suite des optimisations présentées précédemment.

TABLEAU 3.9 – Comparaison des solutions obtenues par optimisation

|                               | Valeur minimale       | Valeur maximale       | Individu optimal n°1  | Individu optimal n°2  |
|-------------------------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|
| $ESR_C$ ( $\Omega$ )          | 0,0024                | 1,105                 | 0,012                 | 0,0043                |
| $ESR_L$ ( $\Omega$ )          | 0,0067                | 1,701                 | 0,413                 | 0,0074                |
| $ESR_{DC-link}$ ( $\Omega$ )  | 0,0262                | 0,1939                | 0,0262                | 0,0262                |
| Volume $_{DC-link}$ ( $m^3$ ) | $5,027 \cdot 10^{-7}$ | $6,333 \cdot 10^{-6}$ | $1,571 \cdot 10^{-6}$ | $1,571 \cdot 10^{-6}$ |

Nous observons que la modification de la fonction objectif via la deuxième optimisation amène à une solution différente de celle obtenue à la suite de la première optimisation. Cela s'explique par le fait que, en complément de la première optimisation, la fonction objectif de la deuxième optimisation intègre une réduction de la valeur d'ESR du *DC-link* et de celle des composants du filtre *LC* de *mode différentiel*. Cette démarche aboutit, d'une part à la réduction de la chute de tension à l'entrée du convertisseur de puissance et, d'autre part à des composants de filtrage, spécifiques au *mode différentiel*, permettant de respecter la norme CISPR25.

## 3.4 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons évoqué la réduction des PEM en émission conduite principalement basée sur le filtrage en *mode différentiel*. Une revue de la littérature non exhaustive des travaux sur ce sujet a été proposée. Cela nous a permis de présenter la méthodologie de filtrage proposée pour la réduction des PEM en *mode différentiel* par une approche d'optimisation. Pour ce faire, nous avons utilisé un algorithme d'évolution différentielle. Le processus d'optimisation a été exécuté au moins deux fois avec des résultats identiques. Les résultats obtenus ont permis de dimensionner un filtre respectant la contrainte normative en *mode différentiel*. De plus, ces résultats conduisent à un *DC-link* de moindre volume avec une faible valeur d'ESR. La réduction de la valeur d'ESR des composants du filtre *LC* de *mode différentiel* amène à une diminution de la chute de tension observée à l'entrée du convertisseur de puissance.

Notre méthodologie d'optimisation sous contraintes a permis, d'une part de dimensionner un filtre CEM, et d'autre part de limiter les sources d'échauffement.

En revanche, notre approche dépend de la diversité des composants constituant la base de données. Cela signifie qu'une éventuelle modification dans cette base pourrait aboutir à une solution différente.

En perspective de notre travail, il serait intéressant de mener une étude portant sur le filtrage des courants parasites en *mode commun* malgré la contrainte mécanique liée à la présence du boîtier plastique qui ne favorise pas l'écoulement de ces courants et le manque de connaissance des conditions d'installation au sein du véhicule.

Par ailleurs, il serait intéressant de mener différentes optimisations en modifiant la fonction objectif et éventuellement les contraintes. Cela permettrait, entre autres, d'intégrer le critère de coût qui est, somme toute, dans le domaine automobile un élément décisif lors du choix d'un composant. Pour cela, il nous faudrait enrichir la base de données avec des informations sur le prix des composants passifs. De plus, la fréquence de commutation du convertisseur de puissance pourrait être

intégrée à la fonction objectif.

### 3.5 Références

- [AGG<sup>+</sup>16] G. Ala, G. C. Giaconia, G. Giglia, M. C. Di Piazza, M. Luna, G. Vitale, and P. Zanchetta. Computer aided optimal design of high power density EMI filters. In *2016 IEEE 16th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC)*, pages 1–6, Florence, Italy, June 2016. IEEE. 101
- [ALCR12] Marwan Ali, Eric Labouré, François Costa, and Bertrand Revol. Design of a Hybrid Integrated EMC Filter for a DC–DC Power Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(11) :4380–4390, January 2012. 94
- [CGLR13] François Costa, Cyrille Gautier, Eric Labouré, and Bertrand Revol. *La compatibilité électromagnétique en électronique de puissance*. Sciences et Technologies de l’Energie Electrique. Lavoisier, hermes science edition, 2013. 98, 100
- [Cha17] Alain Charoy. *Guide pratique de la CEM : Les sources de perturbations. Les techniques de protection*. Technique Et Ingénierie. Dunod, 2017. 94
- [CR99] François Costa and Gérard Rojat. CEM en électronique de puissance - Réduction des perturbations, simulation. *Techniques de l’ingénieur Outils d’analyse en électronique de puissance et métrologie*, base documentaire : TIB278DUO.(ref. article : d3292v1), 1999. 93
- [DLV<sup>+</sup>16] M. C. Di Piazza, M. Luna, G. Vitale, G. Ala, G. C. Giaconia, G. Giglia, and P. Zanchetta. ODEF : An interactive tool for optimized design of EMI filters. In *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Florence, Italy, October 2016. IEEE. 101
- [FLALR14] P. Fernandez-Lopez, F. Ajebbar, F. Lafon, and A. Ramanujan. EMC filter optimization based on inter-component coupling. In *17th International Symposium on EMC (CEM 2014)*, 2014. 97
- [HBK17] Fahim Hami, Habib Boulzazen, and Moncef Kadi. High-Frequency Characterization and Modeling of EMI Filters Under Temperature Variations. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 59(6) :1906–1915, December 2017. xv, 97
- [Int08] International Electrotechnical Commission (IEC). CISPR 25 : Radio Disturbance Characteristics for the Protection of Receivers Used on Board Vehicles." Boats and on Devices-Limits and Methods of Measurement. Geneva., 2008. 92, 107, 108, 110, 114
- [KDI11] J. L. Kotny, T. Duquesne, and N. Idir. EMI Filter design using high frequency models of the passive components. In *2011 IEEE 15th Workshop on Signal Propagation on Interconnects (SPI)*, Naples, Italy, 2011. IEEE. xv, 98, 99
- [KNKS04] K. S. Kostov, A. Niinikoski, J. Kyyrä, and T. Suntio. Prediction of the conducted EMI from DC-DC switched mode power converters. In *11th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC 2004)*, Riga, Latvia, 2004. 98
- [KTKS04] K. S. Kostov, V. Tuomainen, J. Kyyrä, and T. Suntio. Designing power line filters for DC-DC converters. In *11th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC 2004)*, Riga, Latvia, 2004. 98
- [MO10] Krishna Mainali and Ramesh Oruganti. Conducted EMI Mitigation Techniques for Switch-Mode Power Converters : A Survey. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25(9) :2344–2356, September 2010. xv, 93

- [Pau06] Clayton R. Paul. *Introduction to electromagnetic compatibility*. Wiley series in microwave and optical engineering. Wiley, Hoboken, NJ, 2. ed edition, 2006. 95
- [PH88] Clayton R. Paul and Keith B. Hardin. Diagnosis and reduction of conducted noise emissions. *IEEE transactions on electromagnetic compatibility*, 30(4) :553–560, 1988. 98
- [RCBC99] L. Ran, J.C. Clare, K.J. Bradley, and C. Christopoulos. Measurement of conducted electromagnetic emissions in PWM motor drive systems without the need for an LISN. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 41(1) :50–55, February 1999. 99
- [SCWC96] F-Y. Shih, D.Y. Chen, Y.-P. Wu, and Y.-T. Chen. A procedure for designing EMI filters for AC line applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 11(1) :170 – 181, January 1996. 98
- [SLSN08] V. Serrao, A. Lidozzi, L. Solero, and A. Di Napoli. Common and differential mode EMI filters for power electronics. In *2008 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, pages 918–923, Ischia, Italy, June 2008. IEEE. 98
- [Sto18] Marine Stojanovic. Filtrage antiparasite dans les circuits électroniques. *Techniques de l'ingénieur Compatibilité électromagnétique dans les systèmes électroniques*, base documentaire : TIB580DUO.(ref. article : E3580 v3), 2018. 97
- [Tar12] Vuttipon Tarateeraseth. EMI filter design : Part III : Selection of filter topology for optimal performance. *IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine*, 1(2) :60–73, July 2012. xv, 94, 95, 103
- [Tou12] Baïdy Birame Touré. *Modélisation haute-fréquence des variateurs de vitesse pour avions : contribution au dimensionnement et à l'optimisation de filtres CEM*. PhD thesis, Université de Grenoble, 2012. xv, 100
- [WLO04] S. Wang, F.C. Lee, and W.G. Odendaal. Controlling the parasitic parameters to improve EMI filter performance. In *Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04.*, Anaheim, CA, USA, 2004. IEEE. 97
- [WLW08] S. Wang, F.C. Lee, and J.D. Van Wyk. A Study of Integration of Parasitic Cancellation Techniques for EMI Filter Design With Discrete Components. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 23(6) :3094–3102, November 2008. 97
- [Zho13] An Zhou. *Modèles de composants passifs et couplage électromagnétique pour filtres HF de puissance : optimisation du placement*. PhD thesis, Université Claude Bernard-Lyon I, 2013. xv, 95, 96, 97



# Conclusions générales et perspectives

*« J'ai besoin que ça bouge, que ça avance, besoin de croire qu'on peut changer les choses. »*

---

Frédéric Forte

LES contraintes écologiques demandent des véhicules plus performants, sans excès de masse ou de consommation, et l'intégration de plusieurs fonctions dans le même équipement peut faciliter cette démarche en obtenant des dimensionnements plus pertinents, au prix d'une gestion de contraintes multi-physiques plus exigeante. Les différentes interactions entre l'équipement et son environnement parfois sévère, ses performances, son coût et son intégration représentent une liste non exhaustive des contraintes à prendre en compte lors de sa conception.

Par ailleurs, nous constatons une augmentation du nombre d'équipements électriques et électroniques embarqués dans un véhicule automobile. Or ces équipements, à l'instar d'une CA, comprennent des convertisseurs de puissance. Les forts gradients de courant/tension au sein de ces convertisseurs associés aux divers couplages parasites engendrent un spectre étendu de PEM pouvant altérer le bon fonctionnement des systèmes électriques, d'où l'intérêt de prendre en compte la CEM au plus tôt dans la phase de conception. Cependant, la CEM ne représente qu'une partie des contraintes à prendre en compte pour un dimensionnement optimal du système étudié.

Afin d'unifier l'ensemble des contraintes dans une seule et même méthodologie de dimensionnement, nous avons pris le parti d'utiliser une méthode d'optimisation sous contraintes. L'utilisation de ces dernières est possible de deux manières. La première consiste à optimiser le système dans son intégralité. Dans ce cas, la CEM est intégrée dans un processus de co-dimensionnement. La seconde est liée à un processus d'optimisation plus restreinte, par exemple centrée sur la prise en compte de la contrainte CEM. Dans ces deux cas de figures, le développement de modèles présentant un bon compromis entre précision et temps de calcul est indispensable. Or, pour notre analyse, nous ne disposons pas de l'ensemble des modèles prenant en compte les différents comportements physiques permettant d'aborder une optimisation système. Plus encore, une méthodologie conduisant à optimiser des objectifs spécifiques à la CEM sous des contraintes diverses trouve sa place dans les démarches de l'industrie automobile. Dans le cadre de nos travaux, nous avons admis la présence d'un filtre CEM prévu pour réduire le niveau des PEM conduites. Ainsi, les travaux présentés dans ce manuscrit permettent, en utilisant un algorithme d'optimisation, de trouver un compromis entre l'encombrement du filtre sous contraintes du respect de la norme CEM en émission conduite et (modestement) les sources d'échauffement.

Pour ce faire, notre contribution a été de proposer une méthodologie de modélisation prédictive CEM en émission conduite, couvrant la gamme de fréquences [150kHz - 108MHz] imposée par la norme CISPR25. De plus, la stratégie élaborée vise à obtenir des temps de calcul faibles, ce qui est nécessaire à l'adoption industrielle de la démarche. À partir d'un algorithme d'optimisation par évolution différentielle et exploitant une base de données de composants passifs, ces modèles ont contribué à l'élaboration d'une méthode pour le dimensionnement d'un filtre adapté à la réduction des niveaux de PEM en mode différentiel en tenant compte des chutes de tension inhérentes à son intégration.

À partir d'une revue de la littérature, nous avons justifié notre choix pour une méthodologie de prédiction des PEM conduites par une modélisation dans le domaine temporel. Un inconvénient de ce type de modèles est lié à leur temps de calcul. C'est la raison pour laquelle nous nous sommes intéressés à l'application d'une technique de macromodélisation passive permettant de réduire le temps de calcul des modèles temporels tout en garantissant une précision satisfaisante. L'utilisation d'un logiciel de type circuit, comme LTspice IV, nous a permis de concilier les contraintes liées à nos travaux.

En partant de la revue de la littérature proposée, nous avons étayé l'ensemble de la stratégie de modélisation adoptée au cours de nos travaux. Nous rappelons que celle-ci avait pour objectif d'établir des modèles précis et associés à des temps de simulation faibles (adaptés pour être intégrés à un processus d'optimisation sous contraintes du filtre CEM). Les résultats obtenus amènent à plusieurs observations :

- un modèle de MOSFET basé sur un commutateur parfait permet de prédire le spectre des

PEM conduites jusqu'à environ 10MHz. L'amélioration de ce modèle en prenant en compte les éléments parasites (inductance série et capacité parallèle) permet une prédiction de ce spectre pour les fréquences supérieures à 10MHz. Dans le but d'accroître le niveau de précision sur cette prédiction, un modèle de MOSFET de type SPICE 3 serait adapté. L'intégration des divers modèles de MOSFET proposés conduit donc à des précisions différentes sur le spectre des PEM conduites mais aussi à des temps de calcul différents. Pour notre étude, nous avons choisi d'utiliser un modèle de MOSFET de type SPICE 3 malgré le temps de calcul associé à son intégration. Ce modèle permet d'interfacer nos modèles CEM avec des modèles plus spécifiques de la partie pilotage, non prise en compte dans notre étude. Par ailleurs, la perte de temps de calcul vis-à-vis d'un modèle plus simple peut-être atténuée par la mise en parallèle des simulation dans le processus d'optimisation ;

- dans le cadre d'une levée de risque en émission conduite, sur une gamme de fréquences allant jusqu'à 10MHz, il n'est pas nécessaire de prendre en compte le PCB. Cependant, la prise en compte du PCB dans la modélisation CEM du système étudié améliore la précision du spectre d'émission conduite prédit, notamment aux fréquences les plus élevées. Il faut également noter que cette prise en compte du PCB augmente le temps de calcul dans le domaine temporel. Un modèle de piste de type LC présente un bon compromis entre la précision et le temps de calcul obtenu ;
- nous avons proposé d'extraire un macromodèle passif et linéaire à partir du modèle 3D du PCB et des composants passifs ce qui amène à une réduction du temps de calcul du modèle CEM du système. La précision et le coût de calcul obtenus avec le macromodèle permettent d'en faire un prétendant idéal dans l'optique de son intégration dans un processus d'optimisation ;
- le modèle de l'impédance de la MCC (hors tension) développé est un modèle comportemental en  $\pi$  basé sur une caractérisation expérimentale au VNA. La MDP a permis de mesurer l'impédance (en mode différentiel) de cette MCC sous tension. La comparaison de l'impédance de la MCC (en mode différentiel) en l'absence et en présence d'une tension d'alimentation a permis de vérifier le fait que celle-ci ne présente pas de variation significative dans notre cas d'étude. Par ailleurs, le modèle en  $\pi$  représentant la MCC s'est avéré pertinent dans le cadre de la prédiction des émissions conduites sur la gamme de fréquences étudiée.

Dans le cadre de nos travaux, la CA comporte un filtre CEM. Ainsi, dans la dernière partie de ce manuscrit et dans le cadre d'une optimisation sous contraintes du filtre CEM, nous avons proposé une illustration de l'utilisation du modèle de la CA préalablement établi. Le processus d'optimisation s'est limité au dimensionnement de ce filtre en faisant intervenir à cette occasion des contraintes qui reflètent la prise en compte des sources d'échauffement.

Ainsi, nous avons abordé la réduction des PEM en émission conduite basée sur le filtrage en mode différentiel. Une revue de la littérature non exhaustive des travaux sur ce sujet a été proposée. Cela nous a permis de présenter la méthodologie proposée pour le filtrage des PEM conduites en mode différentiel par une approche d'optimisation sous contraintes et exploitant une base de données de composants passifs. Pour ce faire, nous avons utilisé un algorithme d'optimisation par évolution différentielle. Les résultats obtenus ont permis de dimensionner un filtre LC respectant la contrainte normative en mode différentiel. De plus, ces résultats conduisent à un condensateur réservoir d'énergie (*DC-link*) de moindre volume et avec une faible valeur d'ESR. La réduction de la valeur d'ESR des composants du filtre LC, spécifique au mode différentiel, d'une part, et d'autre part, la diminution de l'ESR du *DC-link* amènent à une réduction de la chute de tension observée à l'entrée du convertisseur de puissance.

En perspective de nos travaux, nous proposerons un ensemble non exhaustif de voies d'exploration à analyser, selon différents horizons de temps.

- Dans le cadre de la caractérisation des composants sous tension, il serait intéressant de mener une étude visant à étendre la bande de fréquences de validité de la **MDP**. Cela permettrait, par exemple, de caractériser l'impédance de la **MCC** sous tension au delà de 30MHz. Par suite, il serait envisageable de caractériser des composants passifs sous tension, tels que les condensateurs, pour lesquels l'impédance dépend de la tension de polarisation.
- Concernant le filtrage passif des **PEM**, nous pourrions mener une étude dédiée aux courants parasites de mode commun. En effet, la contrainte mécanique liée à la présence du boîtier plastique ne favorise pas l'écoulement de ces courants et le manque de connaissance des conditions d'installation au sein du véhicule est une contrainte supplémentaire.
- Par ailleurs, il serait enrichissant de faire évoluer les optimisations :
  - en tenant compte d'autres paramètres dimensionnants tels que la fréquence de commutation ;
  - en intégrant des modèles complémentaires prenant en compte le critère de coût, le placement/routage des composants, leurs interactions rayonnées et l'influence de la température ;
  - en étudiant le gain potentiel d'une optimisation multi-objectifs.
- La conception d'une **CA** est soumise à des contraintes multi-physiques (fonctionnelles, thermiques, vibratoires, **CEM**, ...). À partir des méthodes et modèles développés pour la prise en compte de la **CEM** (en émission conduite), il serait intéressant d'élaborer une stratégie permettant de concilier ces différentes contraintes par le biais d'une optimisation multi-physiques.
- Avec la multiplicité des boîtiers et composants de puissance « tout intégré », une étude sur la **CEM** des circuits intégrés paraît inévitable. En effet, celle-ci permettrait d'élaborer une stratégie de modélisation de ce type de composants utilisable dans nos simulations toujours dans l'objectif d'une conception sous contraintes.

Pour finir, nous nous sommes intéressés aux aspects d'émission conduite, or la **CEM** ne se limite pas uniquement à ces aspects. Tout d'abord, afin d'avoir une vision plus complète des émissions, il serait intéressant d'analyser les aspects d'émission rayonnée. Puis, un plus large spectre serait couvert en examinant les besoins en immunité.

Ces perspectives mettent en exergue l'intérêt d'associer modélisations, expérimentations, outils et méthodes pour le développement de modèles **CEM** dans l'optique d'une conception sous contraintes.

# Annexe A

## Annexes

### A.1 Annexe 1 : Résumé sur les lignes de transmission

#### A.1.1 Définition

Les lignes de transmission peuvent être définies comme étant des dispositifs utilisés de façon à transmettre de l'énergie d'un point à un autre (par exemple d'une source à une charge). Les lignes de transmission peuvent être constituées d'un seul ou d'un ensemble de conducteurs avec ou sans diélectrique. Au sein d'une ligne de transmission, la direction de propagation est définie selon l'axe de la longueur de celle-ci. En pratique, on constate que la propagation se fait selon l'axe de la plus grande dimension de la ligne de transmission. Dans sa coupe transversale, une ligne de transmission peut avoir une géométrie et un milieu diélectrique constants selon la direction de sa longueur : ce type de ligne de transmission est appelée ligne de transmission uniforme. Une ligne de transmission est caractérisée par ses paramètres linéiques (*RLCG*) dont les valeurs dépendent des paramètres géométriques et électriques de sa section. La figure A.1 présente le schéma équivalent d'une ligne de transmission à deux conducteurs de longueur  $dl$ , où  $dl$  est petit par rapport à la longueur d'onde  $\lambda_{min}$ .

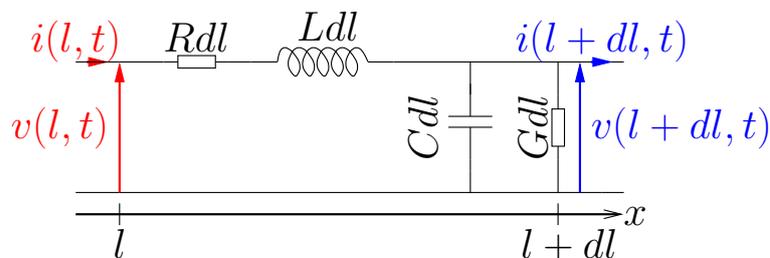


FIGURE A.1 – Schéma équivalent d'un tronçon de ligne de transmission.

Il convient donc d'étudier, maintenant, le comportement des éléments fondamentaux caractérisant les lignes de transmission, à savoir les paramètres linéiques (*RLCG*).

#### A.1.2 Étude des paramètres linéiques

##### A.1.2.1 La résistance linéique

La résistance série par unité de longueur est notée  $R$  ( $\Omega/m$ ). Cette grandeur représente les pertes ohmiques le long des conducteurs. Le comportement fréquentiel de la résistance correspond à une valeur constante en basses fréquences jusqu'à l'apparition de l'effet de peau représenté par l'épaisseur de peau  $\delta$ . L'effet de peau est un phénomène électromagnétique qui se traduit, en HF, par la circulation du courant sur la périphérie des conducteurs comme le montre la figure A.2.

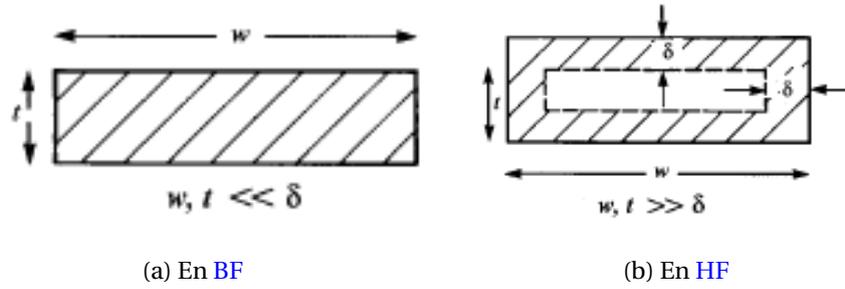


FIGURE A.2 – Illustration de l'effet de peau [Pau08].

Avec l'effet de peau, on observe une augmentation de la résistance du conducteur en fonction de la fréquence en  $\sqrt{f}$ . Ainsi, pour un conducteur à section rectangulaire, à fréquence élevée où les dimensions de la piste ( $w$  (largeur),  $t$  (épaisseur))  $\gg \delta$  sont très grandes devant  $\delta$ , le courant a tendance à circuler sur la périphérie du conducteur.

Cependant, en basse fréquence, où les dimensions de la piste ( $w, t \ll \delta$ ) sont très petites devant  $\delta$ , le courant circule sur la totalité du conducteur.

La définition mathématique de  $\delta$  est donnée par l'équation A.1.

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \times \mu \times f \times \sigma}} \quad (\text{A.1})$$

$\sigma$  et  $\mu$  sont respectivement la conductivité électrique du matériau et la perméabilité magnétique du milieu. Il existe aussi une autre façon de présenter cette épaisseur de peau, donnée par l'équation A.2, directement liée à notre cas (piste à section rectangulaire),

$$\delta = \frac{w \times t}{k \times (w + t)} \quad (\text{A.2})$$

Toujours d'après [Pau08], les calculs numériques ont montré que  $k$  est une constante dont la valeur varie entre 1 et 2.  $f_{\text{peau}}$  définit la fréquence de transition entre les fréquences dites basses (BF) et celles que l'on appelle communément les hautes fréquences (HF). La fréquence à partir de laquelle l'épaisseur de peau est du même ordre de grandeur que l'épaisseur du conducteur est donnée par l'équation A.3.

$$f_{\text{peau}} = \frac{k^2 \times \rho}{\pi \times \mu_0 \times t^2} \quad (\text{A.3})$$

$\rho$  et  $\mu_0$  sont respectivement la résistivité électrique du matériau et la perméabilité magnétique du vide. La constante  $k$  permet d'approcher la valeur de la fréquence à partir de laquelle on doit considérer l'effet de peau. L'équation A.3 est valable pour des structures PCB où l'épaisseur des pistes, notée  $t$ , est bien plus petite que la largeur, notée  $w$ .

On peut ainsi distinguer, d'une part une résistance en continu  $R_{DC}$ , et d'autre part, une résistance haute fréquence  $R_{HF}$ . Le calcul de la résistance  $R_{DC}$  en basse fréquence est relié à la conductivité  $\sigma$ , à la longueur  $l$  de la piste ainsi qu'à la section (transversale)  $S$  de celle-ci par l'équation A.4. Toutefois, l'équation A.5 reprend l'équation A.4 pour le cas d'application d'une piste à section rectangulaire.

$$R_{DC} = \frac{\rho \times l}{S} \quad (\text{A.4})$$

$$R_{DC} = \frac{\rho \times l}{w \times t} \quad (\text{A.5})$$

De même, le calcul de  $R_{HF}$  est relié à  $R_{DC}$ , à la fréquence  $f$  ainsi qu'à la fréquence à partir de laquelle on doit tenir compte de l'effet de peau  $f_{\text{peau}}$  par l'équation A.6 tirée de [Laf11].

$$R_{HF} = R_{DC} \times \sqrt{\frac{f}{f_{peau}}} \quad (\text{A.6})$$

On déduit donc de l'équation A.6 que  $R_{HF}$  sera aussi impactée par la valeur de  $k$ , car  $f_{peau}$  dépend de  $k$ . On obtient ainsi le « coude » à partir duquel on observera  $R_{HF}$ . On constate donc la transition entre  $R_{DC}$  et  $R_{HF}$ , ces deux grandeurs se rejoignent pour une valeur de la fréquence  $f$  qui est égale à  $f_{peau}$ . De cette façon, on définit les asymptotes qui encadreront le résultat de calcul de la résistance. Ce résultat se rapprochera d'un résultat analytique pour une valeur de  $k$ . La figure A.3 permet d'illustrer le comportement de la résistance d'une piste en fonction de la fréquence.

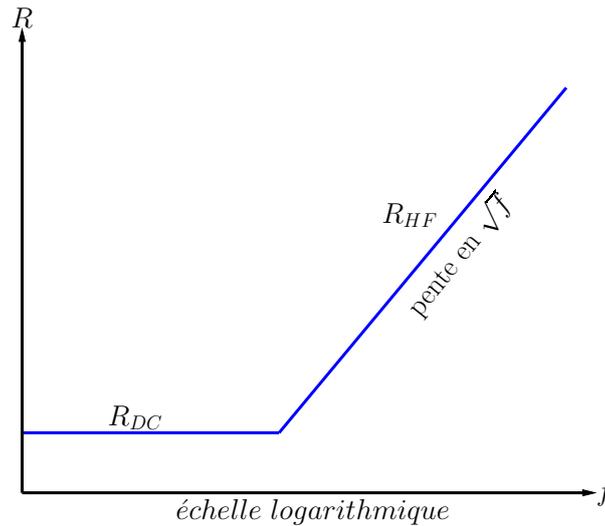


FIGURE A.3 – Approximation graphique de la résistance en fonction de la fréquence.

### A.1.2.2 L'inductance linéique

$L$  décrit l'inductance série par unité de longueur (H/m).

L'inductance est constituée de deux termes à savoir : l'inductance interne ( $L_{int}$ ) et l'inductance externe ( $L_{ext}$ ). L'inductance interne est due au flux magnétique interne au conducteur. En BF, l'inductance interne correspond à une constante :  $L_{intDC}$ . En BF, le courant est uniformément réparti dans le conducteur. On observe ainsi une surface de calcul du flux magnétique interne maximale, ce qui permet d'observer une inductance interne maximale en BF. Lorsque l'effet de peau joue un rôle important, le courant a tendance à circuler sur la périphérie du conducteur. On observe alors une réduction de la surface de calcul du flux magnétique interne. Cette diminution de flux va engendrer une décroissance de l'inductance interne en HF nommée ici  $L_{intHF}$ . L'effet de peau a donc une influence sur l'inductance interne. [Pau08] montre que  $L_{intHF}$  décroît en  $1/\sqrt{f}$ . Cette inductance va donc devenir négligeable en HF. La figure A.4 illustre le comportement de  $L_{int}$  pour une piste en fonction de la fréquence.

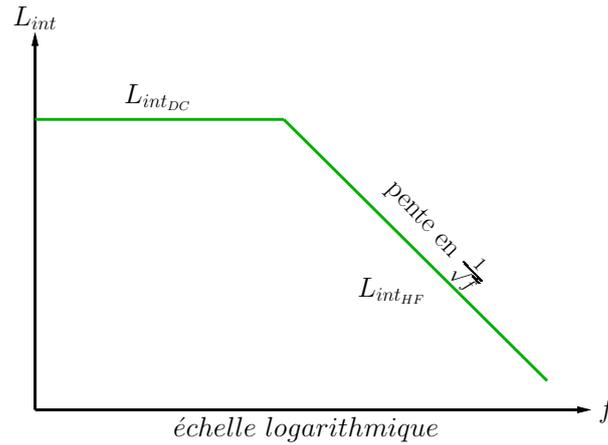


FIGURE A.4 – Approximation graphique de l'inductance interne en fonction de la fréquence.

Par ailleurs, le second terme de l'inductance à savoir  $L_{ext}$  est lié au flux magnétique externe au conducteur. La plupart des logiciels de calcul des paramètres linéiques (*RLCG*), prenant en compte l'ensemble de la section de la ligne, détermine la valeur numérique de l'inductance totale qui est la somme des inductances interne et externe.

L'inductance totale va donc diminuer au fur et à mesure que l'inductance interne diminue. C'est pour cette raison que l'on observe une décroissance de l'inductance totale en fonction de la fréquence. Peu de formules analytiques traitent le cas de  $L_{int}$  considérée seule, mais, une approche numérique par simulation peut permettre de retrouver  $L_{int}$ . Une astuce pour estimer l'inductance interne d'un conducteur à section rectangulaire consiste à faire la différence entre la valeur de l'inductance totale en basse et haute fréquence obtenue par simulation.

Peu de formules analytiques pour la détermination de l'inductance totale en fonction de la fréquence sont disponibles. Néanmoins, cette dépendance fréquentielle reste accessible via la simulation à travers des logiciels tels que Fast Henry [Fas08] (basé sur la méthode *generalized minimal residual method* (GMRES) combinée à la méthode des multipôles accélérés) ou Maxwell2D [Ans02b] (basé sur la *méthode des éléments finis* (MEF)). Aussi, l'équation A.7 tirée de [Pau08] donne l'inductance en BF pour une piste avec une section rectangulaire de largeur  $w$  très grande devant son épaisseur  $t$ , où  $h_{som}$  correspond à la somme des épaisseurs du plan de masse et du diélectrique, et  $c$  à la vitesse de la lumière.

$$L = \frac{60}{c} \times \ln \left( \frac{8 \times h_{som}}{w} + \frac{w}{4 \times h_{som}} \right), \frac{w}{h_{som}} \leq 1 \quad (\text{A.7})$$

### A.1.2.3 La capacité linéique

La capacité par unité de longueur (F/m) est modélisée par  $C$ .

L'un des éléments dimensionnant pour le calcul de la capacité linéique est le diélectrique. La connaissance de ses caractéristiques électriques est donc importante pour l'estimation de la capacité linéique. En milieu inhomogène, comme c'est le cas sur un PCB, prendre en compte seulement le diélectrique à travers sa permittivité relative  $\epsilon_r$  conduirait à des résultats erronés. Une alternative est d'utiliser des modèles où les milieux environnants les conducteurs sont homogénéisés comme le montre la figure A.5.

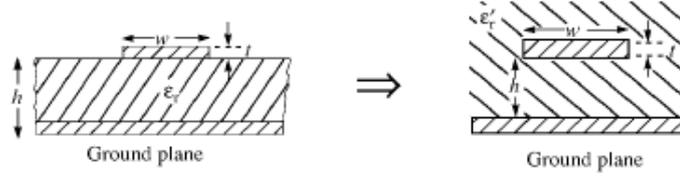


FIGURE A.5 – Homogénéisation d'un milieu [Pau08].

Par exemple, dans [Pau08] la capacité linéique d'une piste est donnée par l'équation A.8, avec la valeur de permittivité issue de l'homogénéisation  $\epsilon_{r_{hom}}$  décrit par l'équation A.9.

$$C = \frac{\epsilon_{r_{hom}}}{60 \times c \times \ln \left( \frac{8 \times h_{som}}{w} + \frac{w}{4 \times h_{som}} \right)}, \quad \frac{w}{h_{som}} \leq 1 \quad (\text{A.8})$$

$$\epsilon_{r_{hom}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \times \frac{1}{\sqrt{1 + \left( 12 \times \frac{h_{som}}{w} \right)}} \quad (\text{A.9})$$

En milieu homogène la capacité linéique d'une ligne de transmission peut être évaluée à partir de l'inductance linéique en utilisant la relation :  $LC = \mu\epsilon$ . Cependant, dans le cas étudié, les conducteurs sont situés en partie dans l'air et en partie dans un milieu diélectrique, d'où l'impossibilité d'utiliser cette relation.

Dans le milieu de l'automobile, le PCB est souvent basé sur du FR4 dont la permittivité dépend de la fréquence. À ce sujet, une étude détaillée et permettant d'estimer  $\epsilon$  en fonction de la fréquence est présentée dans [Laf11]. Cependant, nous avons choisi, dans la gamme de fréquences étudiée, de considérer  $\epsilon$  comme une grandeur constante. Dans ces conditions, le calcul de la capacité linéique est envisageable par la simulation avec des logiciels tels que TNT [Tec04] (basé sur la méthode *boundary element method* (BEM)) ou Maxwell2D [Ans02a].

#### A.1.2.4 La conductance linéique

La conductance par unité de longueur (S/m) est notée  $G$ .

Cette grandeur représente les pertes dans les milieux environnant les conducteurs. Selon [Laf11], la conductance varie de façon linéaire pour du FR4 qui représente le matériau de notre application. Cependant, toujours selon [Laf11], l'influence de la conductance peut, en général, être négligée jusqu'à des fréquences allant au-delà de la dizaine de GHz, soit bien au-dessus de notre bande de fréquences d'intérêt. Pour notre étude, nous avons donc négligé la conductance.

Pour une ligne de transmission, ne pas prendre en compte les pertes revient à négliger  $R$  et  $G$  dans son schéma équivalent.

Afin de prendre en compte les phénomènes de propagation se produisant lorsque la longueur de la ligne devient voisine de la longueur d'onde du signal transporté, la ligne peut alors être modélisée par une cascade de quadripôles identiques à celui représenté sur la figure A.1.

#### A.1.3 Équations fondamentales : dans le domaine fréquentiel

On rappelle que  $x$  représente la distance dans le sens de la longueur de la ligne.

Il est démontré notamment dans [Dé14] comment établir le système d'équations (A.10), appelé équations des télégraphistes, qui est fondamental.

$$\begin{cases} -\frac{dV(x)}{dx} = Z.I(x) \\ -\frac{dI(x)}{dx} = Y.V(x) \end{cases} \quad (\text{A.10})$$

avec  $Z = R + j\omega L$  et  $Y = G + j\omega C$ . En effet, ces équations différentielles permettent d'observer la dépendance spatio-temporelle du courant et de la tension en tout point de la ligne. En partant du système d'équations (A.10) on établit le système d'équations d'ondes (A.11) en courant et tension.

$$\begin{cases} -\frac{d^2V(x)}{dx^2} = Z.Y.V(x) \\ -\frac{d^2I(x)}{dx^2} = Y.Z.I(x) \end{cases} \quad (\text{A.11})$$

Le système d'équations d'ondes (A.11) a pour solution générale le système d'équations (A.12) où  $V_1, V_2, I_1,$  et  $I_2$  sont déterminés à partir des conditions d'extrémité de la ligne (CCL).

$$\begin{cases} V(x) = V_1 \cdot e^{-\gamma \cdot x} + V_2 \cdot e^{\gamma \cdot x} \\ I(x) = I_1 \cdot e^{-\gamma \cdot x} + I_2 \cdot e^{\gamma \cdot x} \end{cases} \quad (\text{A.12})$$

L'exposant linéique de propagation  $\gamma$  est représenté par l'équation (A.13).

$$\gamma = \sqrt{ZY} = \alpha + j\beta \quad (\text{A.13})$$

$\alpha$  représente le coefficient d'affaiblissement linéique (N/m) et  $\beta$  est appelé constante de phase (rad/m) et est donné par l'équation A.14 où  $v$  traduit la vitesse de propagation (m/s) et  $\lambda$  la longueur d'onde (m).  $\alpha$  et  $\beta$  sont des nombres réels positifs qui ont une influence sur le comportement physique des signaux transportés dans la ligne.

$$\beta = \frac{\omega}{v} = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (\text{A.14})$$

Le temps de propagation ( $T_d$ ) le long de la ligne est défini par l'équation A.15 avec  $l$  qui représente la longueur de la ligne (m).

$$T_d = \frac{l}{v} \quad (\text{A.15})$$

La ligne de transmission présente une impédance caractéristique  $Z_c$  ( $\Omega$ ) donnée par l'équation (A.16).

$$Z_c = \sqrt{\frac{Z}{Y}} \quad (\text{A.16})$$

En somme, il est intéressant de noter au passage qu'une ligne de transmission peut être caractérisée soit par :

- ses paramètres primaires (*RLCG*) ou,
- ses paramètres secondaires ( $Z_c$  et  $\gamma$ ).

#### A.1.4 Calcul de l'impédance ramenée

Soit une ligne de transmission de longueur  $l$  fermée sur une charge  $Z_L$  comme illustrée par la figure A.6.

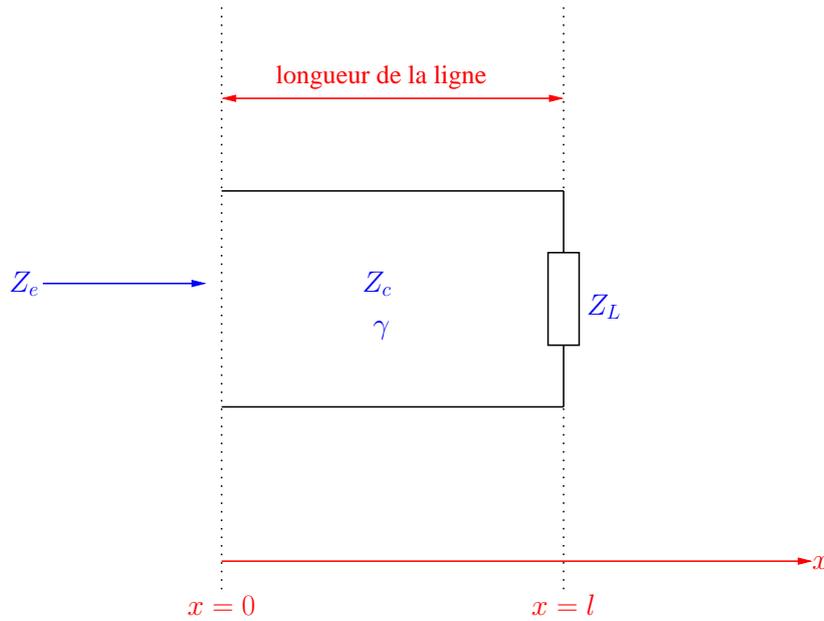


FIGURE A.6 – Impédance le long d'une ligne de transmission.

L'impédance ramenée, dans le cas général, en un point  $x$  de cette ligne de transmission est donnée par l'équation (A.17).

$$Z(x) = Z_c \cdot \frac{Z_L + Z_c \tanh(\gamma(l-x))}{Z_c + Z_L \tanh(\gamma(l-x))} \quad (\text{A.17})$$

Pour une ligne de transmission sans pertes ( $\alpha = 0$ ), l'équation (A.17) peut être simplifiée car dans ce cas  $\gamma = j\beta$ , donc  $\tanh(\gamma x) = \tanh(j\beta x) = j \tan(\beta x)$ , alors on obtient l'équation (A.18).

$$Z(x) = Z_c \cdot \frac{Z_L + jZ_c \tan(\beta(l-x))}{Z_c + jZ_L \tan(\beta(l-x))} \quad (\text{A.18})$$

### A.1.5 Calcul de l'impédance d'entrée

Pour le calcul de l'impédance d'entrée, on se place à  $x = 0$ , ce qui permet de réécrire l'équation (A.17). On obtient donc, dans le cas général, l'équation (A.19).

$$Z_e = Z_c \cdot \frac{Z_L + Z_c \tanh(\gamma(l))}{Z_c + Z_L \tanh(\gamma(l))} \quad (\text{A.19})$$

Il est possible d'exploiter deux conditions particulières de charge, il s'agit du court-circuit (CC) pour lequel  $Z_L = 0$  et du circuit ouvert (CO) pour lequel  $Z_L = \infty$ .

— Court-circuit (CC)

Lorsque la ligne est fermée sur un CC, l'équation (A.19) devient après quelques simplifications l'équation (A.20) :

$$Z_{ecc} = Z_c \cdot \tanh(\gamma l) \quad (\text{A.20})$$

— Circuit ouvert (CO)

Lorsque la ligne est fermée sur un CO, l'équation (A.19) devient après quelques simplifications l'équation (A.21) :

$$Z_{eco} = \frac{Z_c}{\tanh(\gamma l)} \quad (\text{A.21})$$

— Propriétés intéressantes

À partir de  $Z_{e_{cc}}$  et  $Z_{e_{co}}$ , il est possible de remonter à  $Z_c$  comme le démontre l'équation A.22.

$$Z_{e_{cc}} \times Z_{e_{co}} = Z_c^2 \Rightarrow Z_c = \sqrt{Z_{e_{cc}} \times Z_{e_{co}}} \quad (\text{A.22})$$

Partant de  $Z_{e_{co}}$  via l'équation (A.21), on remonte à  $\gamma$  tel que défini dans l'équation A.23.

$$\gamma = \frac{1}{l} \cdot \operatorname{arctanh}\left(\frac{Z_c}{Z_{e_{co}}}\right) \quad (\text{A.23})$$

On peut donc remonter à :

$$\alpha = \operatorname{Re}(\gamma) \quad (\text{A.24})$$

et

$$\beta = \operatorname{Im}(\gamma) \quad (\text{A.25})$$

De plus, on calcule  $Z = R + j\omega L$  grâce à l'équation (A.26).

$$\gamma \times Z_c = Z = R + j\omega L \quad (\text{A.26})$$

On obtient par ce biais, la résistance linéique  $R$  :

$$R = \operatorname{Re}(Z) \quad (\text{A.27})$$

et aussi l'inductance linéique  $L$  :

$$L = \frac{\operatorname{Im}(Z)}{\omega} \quad (\text{A.28})$$

Ensuite, nous calculons  $Y = G + j\omega C$  grâce à l'équation (A.29).

$$\frac{Y}{Z_c} = Y = G + j\omega C \quad (\text{A.29})$$

De la même façon, on retrouve la conductance linéique  $G$  :

$$G = \operatorname{Re}(Y) \quad (\text{A.30})$$

et aussi la capacité linéique  $C$  :

$$C = \frac{\operatorname{Im}(Y)}{\omega} \quad (\text{A.31})$$

## A.2 Annexe 2 : Étude de la diaphonie sur un cas canonique

Nous introduisons pour ce paragraphe les notions de conducteurs source (coupable) et victime. En couplage par **diaphonie**, on distingue deux cas [Cha17] :

**diaphonie** inductive : le courant traversant le conducteur source crée un champ magnétique. La boucle formée par le conducteur victime et sa référence est soumise à ce champ magnétique. Une tension induite naît de la variation du flux magnétique au sein de cette boucle.

**diaphonie** capacitive : la tension existant entre le conducteur source et sa référence crée un champ électrique. Le conducteur victime est soumis à ce champ électrique. Un courant induit naît de cette exposition au champ électrique.

Pour mieux comprendre et analyser les résultats obtenus suite à la prise en compte du couplage inter-pistes, nous nous sommes intéressés à un cas simple : une ligne de transmission à trois conducteurs représentée sur la figure A.7. Pour être encore plus précis, il s'agit ici de deux pistes, espacées de 5,8mm, au dessus d'un plan de masse. Les dimensions et paramètres de ces pistes sont identiques à ceux détaillés dans le tableau 2.4.

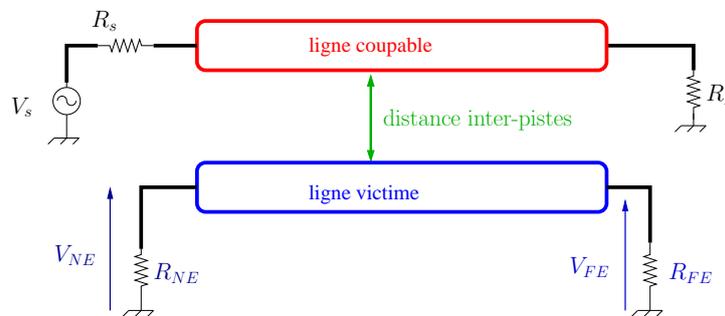


FIGURE A.7 – Illustration de la **diaphonie**.

[Pau06] propose une modélisation analytique de la **diaphonie** valable en **BF**. En effet, dans cette méthode, le couplage capacitif est représenté par un générateur équivalent de courant alors que le couplage inductif est modélisé par un générateur équivalent de tension. Nous verrons par la suite que ce type de modélisation donne des résultats très satisfaisants notamment dans notre bande de fréquences d'intérêt. Pour ce faire, il nous faut connaître les coefficients de mutuelle inductance et capacité. Ces coefficients sont donnés dans les matrices inductance et capacité linéiques obtenues à l'issue du calcul de paramètres linéiques. Afin de quantifier les paramètres influents sur la tension induite par **diaphonie** dans le circuit victime, nous nous intéresserons à deux conditions de charge de la ligne de transmission à trois conducteurs à savoir :

- charge de valeur faible :  $R_L = R_{FE} = R_{NE} = 5\Omega$
- charge de valeur élevée :  $R_L = R_{FE} = R_{NE} = 10k\Omega$

Le cas d'une charge faible ( $R_L = R_{FE} = R_{NE} = 5\Omega$ ) a été implémenté sous **LTspice IV** incluant à la fois les couplages capacitif et inductif. La valeur de la capacité inter-pistes est égale au produit de la capacité linéique mutuelle par la longueur des pistes couplées. Concernant la prise en compte de la mutuelle inductance, nous avons utilisé le coefficient de couplage mutuel  $K$  défini par l'équation A.32.

$$K = \frac{L_{ij}}{\sqrt{L_{ii} \times L_{jj}}} \quad (\text{A.32})$$

$L_{ii}$  et  $L_{jj}$  sont respectivement l'inductance propre de la piste coupable et l'inductance propre de la piste victime.  $L_{ij}$  représente l'inductance mutuelle entre les pistes coupable et victime.

La figure A.8 présente les résultats obtenus, avec  $R_L = R_{FE} = R_{NE} = 5\Omega$ , pour la tension induite  $V_{FE}$  à l'extrémité de la piste victime. On note une prédominance du couplage inductif. On remarque une pente en +20dB/décade ce qui est cohérent vis-à-vis de la théorie [Pau06]. La résonance que

l'on observe autour de 100MHz traduit l'apparition des effets de propagation. À partir de cette fréquence, les approximations BF ne sont plus totalement valides. Les résultats de la modélisation via l'approche de [Pau06] ne montrent pas de résonance, cela s'explique par les approximations BF qui sont faites dans cette méthode. Cependant, cette méthode propose quand même un bon moyen d'estimer les tensions induites par **diaphonie**.

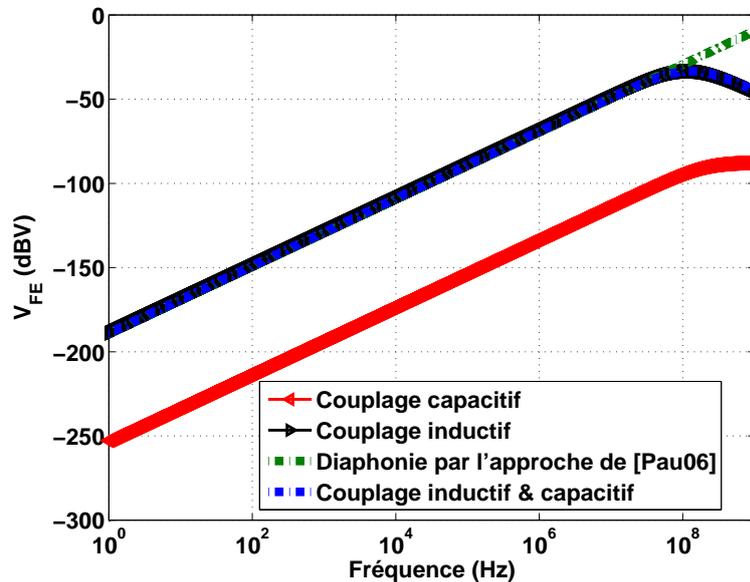


FIGURE A.8 – Prédominance du couplage inductif.

Les résultats de **LTspice IV** ont été confrontés à ceux de **CST Studio Suite**<sup>® 1</sup>. En effet, le problème de **diaphonie** a été modélisé en 3D comme le montre la figure A.9.

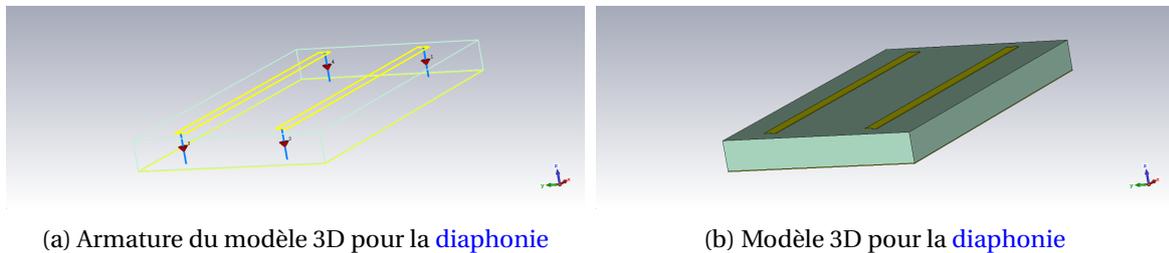


FIGURE A.9 – Modélisation de la **diaphonie** en 3D via **CST Studio Suite**<sup>®</sup>.

La figure A.10 confirme les résultats obtenus pour l'estimation de la tension induite  $V_{FE}$  par **diaphonie** en considérant des conditions de charge de valeurs faibles. On retrouve bien la pente en +20dB/décade.

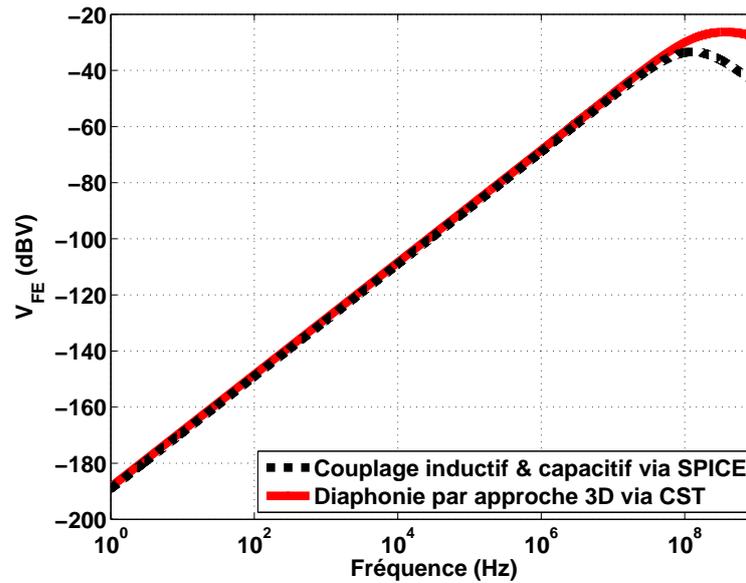


FIGURE A.10 – Comparaison SPICE vs CST Studio Suite® pour les charges de valeurs faibles.

Par ailleurs, que vaut la tension induite  $V_{FE}$  par diaphonie en considérant des conditions de charge de valeurs élevées ? Pour répondre à cette interrogation, nous avons traité le cas où les conditions de charge prennent des valeurs élevées, à savoir  $R_L = R_{FE} = R_{NE} = 10k\Omega$ . On remarque une prédominance du couplage capacitif sous ces conditions de charge comme le montre la figure A.11. On retrouve également la pente en +20dB/décade ce qui confirme la cohérence de ces résultats. On note encore une fois la pertinence des résultats obtenus avec la méthode proposée par [Pau06] pour estimer les tensions induites par diaphonie même si celle-ci présente des limitations en HF.

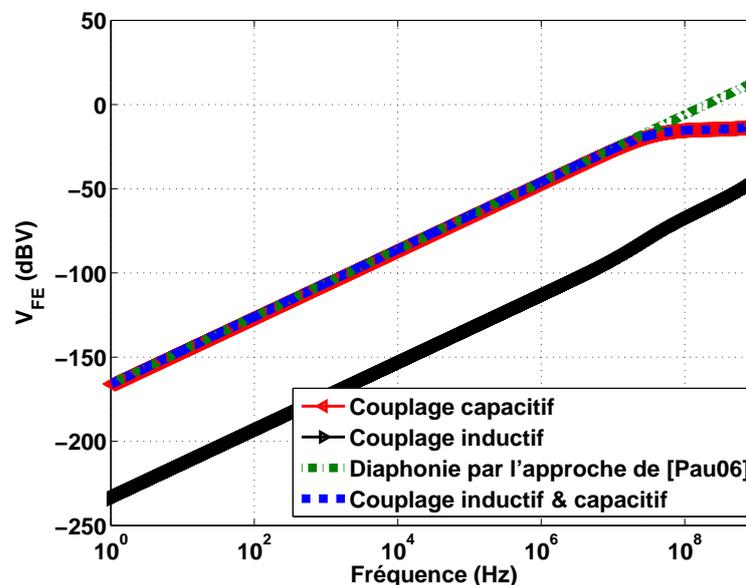


FIGURE A.11 – Prédominance du couplage capacitif.

Pour la comparaison des résultats (tension induite  $V_{FE}$ ) de SPICE par rapport à ceux de CST Studio Suite®, le modèle 3D utilisé est identique à celui de la figure A.9. En fait, seulement la valeur des charges change, à savoir  $R_L = R_{FE} = R_{NE} = 10k\Omega$ . On remarque une bonne concordance entre les résultats issus de SPICE par rapport à ceux de CST Studio Suite®. La pente obtenue est toujours de +20dB/décade comme le montre la figure A.12 ce qui confirme nos résultats pour l'estimation de la tension induite  $V_{FE}$  par diaphonie dans des conditions de charge de valeurs élevées. Cette étude montre l'influence des valeurs de charge sur les tensions induites par diaphonie. Les

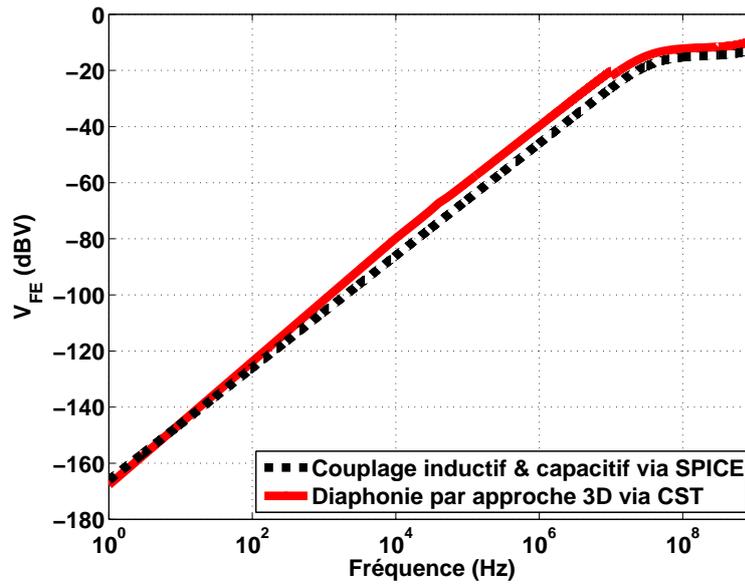


FIGURE A.12 – Comparaison SPICE vs CST Studio Suite<sup>®</sup> pour les charges de valeurs élevées.

résultats de tension induite par diaphonie se comportent comme une droite avec une pente de +20dB/décade jusqu'à l'apparition de la première résonance. Cette approximation pourrait être utilisée pour estimer rapidement la diaphonie. Pour finir, nous relevons que le couplage inductif est prédominant pour les charges faibles, tandis que pour les charges fortes le couplage capacitif est prépondérant.

### A.3 Annexe 3 : Comparaison des paramètres S (CST Studio Suite® vs Macromodèle)

Les figures A.13a à A.16b montrent la comparaison des paramètres S pour les résultats provenant du macromodèle en confrontation de ceux de CST Studio Suite® à l'exception du paramètre  $S_{11}$  déjà présenté sur la figure 2.34. On observe la précision du macromodèle. En effet, toutes les courbes sont superposées. De plus, il est intéressant de remarquer que la matrice de paramètres S est symétrique.

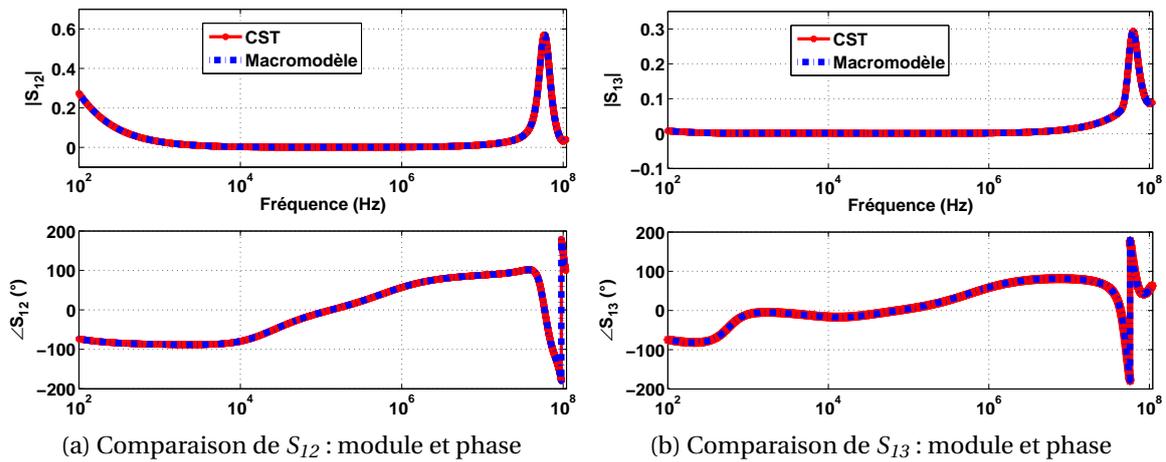


FIGURE A.13 – Comparaison de  $S_{12}$  et  $S_{13}$ .

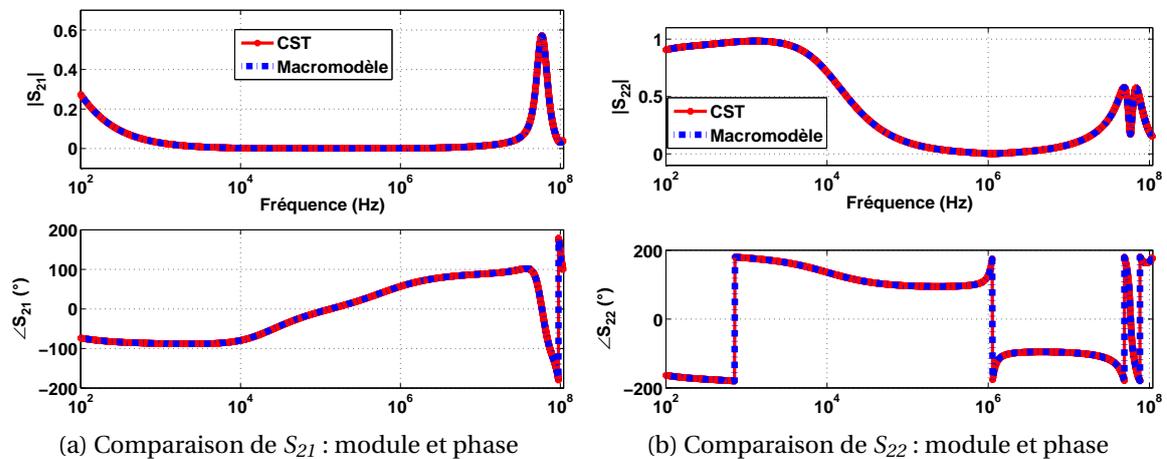
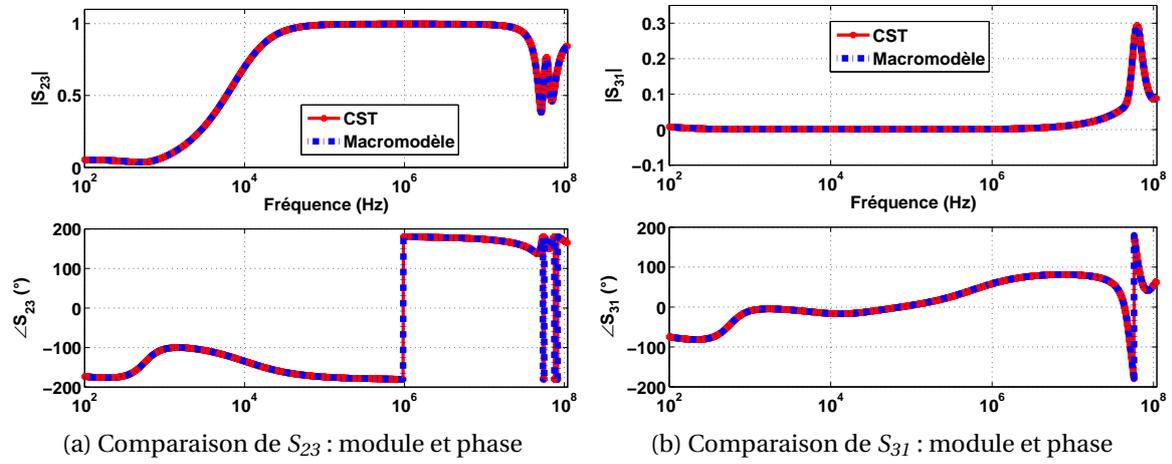
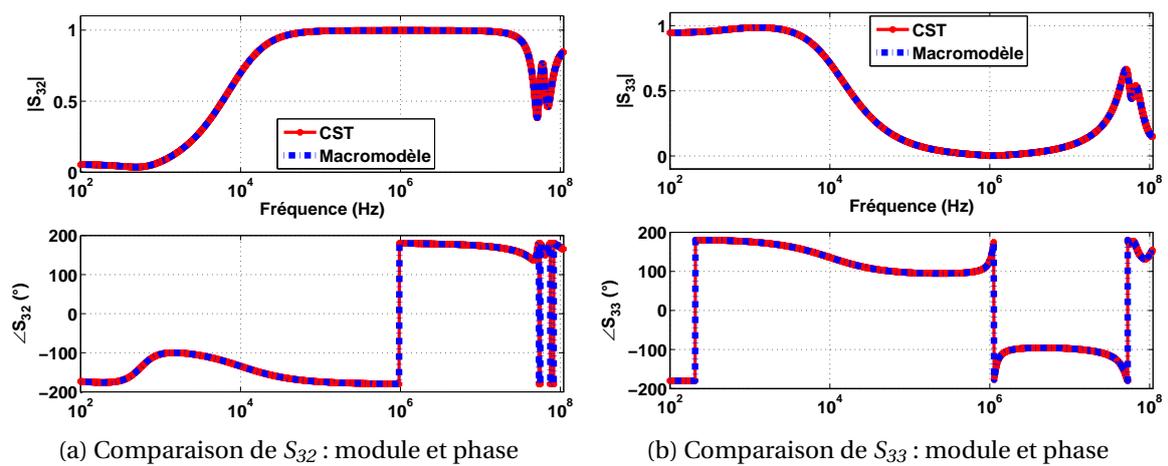


FIGURE A.14 – Comparaison de  $S_{21}$  et  $S_{22}$ .

FIGURE A.15 – Comparaison de  $S_{23}$  et  $S_{31}$ .FIGURE A.16 – Comparaison de  $S_{32}$  et  $S_{33}$ .

## A.4 Annexe 4 : Extrait de la base de données de composants passifs

La figure A.17 présente un extrait de la base de données pour les *DC-link*. Nous avons choisi des condensateurs de la technologie aluminium électrolytique provenant de fournisseurs divers (Nichicon, United Chemi-con, ...). Chaque composant de cette base a été caractérisé afin d'en déduire un modèle équivalent sur la gamme de fréquences d'intérêt.

| Reference          | Supplier         | Size | Type   | Temp, min | Temp, max | Rated voltage | Value    | Units | Value | Freq, Min | Units | Freq, Max | ESR    | ESL      | ESC      | Height   | Diameter |
|--------------------|------------------|------|--|-----------|-----------|---------------|----------|-------|-------|-----------|-------|-----------|--------|----------|----------|----------|----------|
| EMVH350ADA101MJA0G | United Chemi-Con | JA0  | SMD Aluminum Electrolytic Capacitors                           | -40       | 125       | 35            | 1,00E+02 | µF    | 100   | kHz       | 110   | MHz       | 0,1587 | 1,08E-08 | 1,00E-04 | 1,00E-02 | 1,00E-02 |
| EMVH350ADA221MJA0G | United Chemi-Con | JA0  | SMD Aluminum Electrolytic Capacitors                           | -40       | 125       | 35            | 2,20E+02 | µF    | 100   | kHz       | 110   | MHz       | 0,1559 | 1,05E-08 | 2,20E-04 | 1,00E-02 | 1,00E-02 |
| EMVH350ARA331MKE0S | United Chemi-Con | KE0  | SMD Aluminum Electrolytic Capacitors                           | -40       | 125       | 35            | 3,30E+02 | µF    | 100   | kHz       | 110   | MHz       | 0,0756 | 1,29E-08 | 3,30E-04 | 1,35E-02 | 1,25E-02 |
| EMVH350GDA331MLH0S | United Chemi-Con | LH0  | SMD Aluminum Electrolytic Capacitors                           | -40       | 125       | 35            | 3,30E+02 | µF    | 100   | kHz       | 110   | MHz       | 0,0593 | 1,59E-08 | 3,30E-04 | 1,65E-02 | 1,60E-02 |
| EMVH350ARA471MKG5S | United Chemi-Con | KG5  | SMD Aluminum Electrolytic Capacitors                           | -40       | 125       | 35            | 4,70E+02 | µF    | 100   | kHz       | 110   | MHz       | 0,0557 | 1,20E-08 | 4,70E-04 | 1,60E-02 | 1,25E-02 |
| EMVH350GDA471MLH0S | United Chemi-Con | LH0  | SMD Aluminum Electrolytic Capacitors                           | -40       | 125       | 35            | 4,70E+02 | µF    | 100   | kHz       | 110   | MHz       | 0,0544 | 1,59E-08 | 4,70E-04 | 1,65E-02 | 1,60E-02 |
| EGXF350ELL561MK15S | United Chemi-Con | K15  | Miniature Aluminum Electrolytic Capacitor                      | -40       | 125       | 35            | 5,60E+02 | µF    | 100   | kHz       | 110   | MHz       | 0,0666 | 1,77E-08 | 5,60E-04 | 1,50E-02 | 1,25E-02 |
| EGXF350ELL681MJ20S | United Chemi-Con | J20  | Miniature Aluminum Electrolytic Capacitor                      | -40       | 125       | 35            | 6,80E+02 | µF    | 100   | kHz       | 110   | MHz       | 0,0683 | 1,36E-08 | 6,80E-04 | 2,00E-02 | 1,00E-02 |
| EGXF350ELL821MJ25S | United Chemi-Con | J25  | Miniature Aluminum Electrolytic Capacitor                      | -40       | 125       | 35            | 8,20E+02 | µF    | 100   | kHz       | 110   | MHz       | 0,0426 | 1,64E-08 | 8,20E-04 | 2,50E-02 | 1,00E-02 |
| EGXE350ELL101MJC5S | United Chemi-Con | JC5  | Miniature Aluminum Electrolytic Capacitor                      | -40       | 125       | 35            | 1,00E+02 | µF    | 100   | kHz       | 110   | MHz       | 0,0835 | 1,63E-08 | 1,00E-04 | 1,25E-02 | 1,00E-02 |
| EGXE350ELL101MH12D | United Chemi-Con | H12  | Miniature Aluminum Electrolytic Capacitor                      | -40       | 125       | 35            | 1,00E+02 | µF    | 100   | kHz       | 110   | MHz       | 0,1775 | 1,52E-08 | 1,00E-04 | 1,20E-02 | 8,00E-03 |
| EGXE350ELL221MJ16S | United Chemi-Con | J16  | Miniature Aluminum Electrolytic Capacitor                      | -40       | 125       | 35            | 2,20E+02 | µF    | 100   | kHz       | 110   | MHz       | 0,054  | 1,80E-08 | 2,20E-04 | 1,60E-02 | 1,00E-02 |
| EGXE350ELL331MJ20S | United Chemi-Con | J20  | Miniature Aluminum Electrolytic Capacitor                      | -40       | 125       | 35            | 3,30E+02 | µF    | 100   | kHz       | 110   | MHz       | 0,0262 | 1,61E-08 | 3,30E-04 | 2,00E-02 | 1,00E-02 |
| UPW1V101MPD1TD     | Nichicon         | 1TD  | Miniature Sized, Low Impedance Aluminum Electrolytic Capacitor | -55       | 105       | 35            | 1,00E+02 | µF    | 100   | kHz       | 110   | MHz       | 0,1253 | 1,31E-08 | 1,00E-04 | 1,15E-02 | 8,00E-03 |
| UPW1V101MPDA2HTD   | Nichicon         | A2HT | Miniature Sized, Low Impedance Aluminum Electrolytic Capacitor | -55       | 105       | 35            | 1,00E+02 | µF    | 100   | kHz       | 110   | MHz       | 0,1101 | 1,56E-08 | 1,00E-04 | 1,15E-02 | 8,00E-03 |
| UPW1V101MPD1TA     | Nichicon         | 1TA  | Miniature Sized, Low Impedance Aluminum Electrolytic Capacitor | -55       | 105       | 35            | 1,00E+02 | µF    | 100   | kHz       | 110   | MHz       | 0,1443 | 1,41E-08 | 1,00E-04 | 1,15E-02 | 8,00E-03 |
| UPW1V151MPD1TD     | Nichicon         | 1TD  | Miniature Sized, Low Impedance Aluminum Electrolytic Capacitor | -55       | 105       | 35            | 1,50E+02 | µF    | 100   | kHz       | 110   | MHz       | 0,0799 | 1,26E-08 | 1,50E-04 | 1,15E-02 | 8,00E-03 |
| UPW1V221MPD6TD     | Nichicon         | 6TD  | Miniature Sized, Low Impedance Aluminum Electrolytic Capacitor | -55       | 105       | 35            | 2,20E+02 | µF    | 100   | kHz       | 110   | MHz       | 0,1095 | 1,36E-08 | 2,20E-04 | 1,50E-02 | 8,00E-03 |
| UPW1V221MPD6       | Nichicon         | 6    | Miniature Sized, Low Impedance Aluminum Electrolytic Capacitor | -55       | 105       | 35            | 2,20E+02 | µF    | 100   | kHz       | 110   | MHz       | 0,0839 | 1,14E-08 | 2,20E-04 | 1,50E-02 | 8,00E-03 |
| UPW1V221MPD1TD     | Nichicon         | 1TD  | Miniature Sized, Low Impedance Aluminum Electrolytic Capacitor | -55       | 105       | 35            | 2,20E+02 | µF    | 100   | kHz       | 110   | MHz       | 0,0659 | 1,44E-08 | 2,20E-04 | 1,25E-02 | 1,00E-02 |
| UPW1V331MPD6       | Nichicon         | 6    | Miniature Sized, Low Impedance Aluminum Electrolytic Capacitor | -55       | 105       | 35            | 3,30E+02 | µF    | 100   | kHz       | 110   | MHz       | 0,0661 | 1,33E-08 | 3,30E-04 | 2,00E-02 | 8,00E-03 |
| UPW1V331MPD1TD     | Nichicon         | 1TD  | Miniature Sized, Low Impedance Aluminum Electrolytic Capacitor | -55       | 105       | 35            | 3,30E+02 | µF    | 100   | kHz       | 110   | MHz       | 0,0509 | 1,40E-08 | 3,30E-04 | 1,60E-02 | 1,00E-02 |
| UPW1V331MPD        | Nichicon         |      | Miniature Sized, Low Impedance Aluminum Electrolytic Capacitor | -55       | 105       | 35            | 3,30E+02 | µF    | 100   | kHz       | 110   | MHz       | 0,0548 | 1,45E-08 | 3,30E-04 | 1,60E-02 | 1,00E-02 |
| UPW1V331MPD6TD     | Nichicon         | 6TD  | Miniature Sized, Low Impedance Aluminum Electrolytic Capacitor | -55       | 105       | 35            | 3,30E+02 | µF    | 100   | kHz       | 110   | MHz       | 0,0605 | 1,32E-08 | 3,30E-04 | 2,00E-02 | 8,00E-03 |
| UPW1V391MPD        | Nichicon         |      | Miniature Sized, Low Impedance Aluminum Electrolytic Capacitor | -55       | 105       | 35            | 3,90E+02 | µF    | 100   | kHz       | 110   | MHz       | 0,0496 | 1,69E-08 | 3,90E-04 | 2,00E-02 | 1,00E-02 |
| UPW1V471MPD        | Nichicon         |      | Miniature Sized, Low Impedance Aluminum Electrolytic Capacitor | -55       | 105       | 35            | 4,70E+02 | µF    | 100   | kHz       | 110   | MHz       | 0,0429 | 1,45E-08 | 4,70E-04 | 2,00E-02 | 1,00E-02 |
| UPW1V471MPD1TD     | Nichicon         | 1TD  | Miniature Sized, Low Impedance Aluminum Electrolytic Capacitor | -55       | 105       | 35            | 4,70E+02 | µF    | 100   | kHz       | 110   | MHz       | 0,0405 | 1,35E-08 | 4,70E-04 | 2,00E-02 | 1,00E-02 |

FIGURE A.17 – Extrait de la base de données pour les condensateurs *DC-link*.

La figure A.18 montre un extrait de la base de données pour les condensateurs (CMS) de filtrage.

| Reference              | Size | Temp. min | Temp. max | Rated Voltage | Value | Units | Value |
|------------------------|------|-----------|-----------|---------------|-------|-------|-------|
| CGA1A2C0G1E010C030BA_p | 603  | -55       | 125       | 25            | 1     | pF    |       |
| CGA1A2C0G1E020C030BA_p | 603  | -55       | 125       | 25            | 2     | pF    |       |
| CGA1A2C0G1E030C030BA_p | 603  | -55       | 125       | 25            | 3     | pF    |       |
| CGA1A2C0G1E040C030BA_p | 603  | -55       | 125       | 25            | 4     | pF    |       |
| CGA1A2C0G1E050C030BA_p | 603  | -55       | 125       | 25            | 5     | pF    |       |
| CGA1A2C0G1E060D030BA_p | 603  | -55       | 125       | 25            | 6     | pF    |       |
| CGA1A2C0G1E070D030BA_p | 603  | -55       | 125       | 25            | 7     | pF    |       |
| CGA1A2C0G1E080D030BA_p | 603  | -55       | 125       | 25            | 8     | pF    |       |
| CGA1A2C0G1E090D030BA_p | 603  | -55       | 125       | 25            | 9     | pF    |       |
| CGA1A2C0G1E100D030BA_p | 603  | -55       | 125       | 25            | 10    | pF    |       |
| CGA1A2C0G1E101J030BA_p | 603  | -55       | 125       | 25            | 100   | pF    |       |
| CGA1A2C0G1E120J030BA_p | 603  | -55       | 125       | 25            | 12    | pF    |       |
| CGA1A2C0G1E150J030BA_p | 603  | -55       | 125       | 25            | 15    | pF    |       |
| CGA1A2C0G1E180J030BA_p | 603  | -55       | 125       | 25            | 18    | pF    |       |
| CGA1A2C0G1E1R5C030BA_p | 603  | -55       | 125       | 25            | 1.5   | pF    |       |
| CGA1A2C0G1E220J030BA_p | 603  | -55       | 125       | 25            | 22    | pF    |       |
| CGA1A2C0G1E270J030BA_p | 603  | -55       | 125       | 25            | 27    | pF    |       |
| CGA1A2C0G1E2R2C030BA_p | 603  | -55       | 125       | 25            | 2.2   | pF    |       |
| CGA1A2C0G1E330J030BA_p | 603  | -55       | 125       | 25            | 33    | pF    |       |
| CGA1A2C0G1E390J030BA_p | 603  | -55       | 125       | 25            | 39    | pF    |       |
| CGA1A2C0G1E3R3C030BA_p | 603  | -55       | 125       | 25            | 3.3   | pF    |       |
| CGA1A2C0G1E470J030BA_p | 603  | -55       | 125       | 25            | 47    | pF    |       |
| CGA1A2C0G1E4R7C030BA_p | 603  | -55       | 125       | 25            | 4.7   | pF    |       |
| CGA1A2C0G1E560J030BA_p | 603  | -55       | 125       | 25            | 56    | pF    |       |
| CGA1A2C0G1E680J030BA_p | 603  | -55       | 125       | 25            | 68    | pF    |       |
| CGA1A2C0G1E6R8D030BA_p | 603  | -55       | 125       | 25            | 6.8   | pF    |       |
| CGA1A2C0G1E820J030BA_p | 603  | -55       | 125       | 25            | 82    | pF    |       |
| CGA1A2C0G1H010C030BA_p | 603  | -55       | 125       | 50            | 1     | pF    |       |

FIGURE A.18 – Extrait de la base de données pour les condensateurs CMS.

Ces données (modèle équivalent inclus) proviennent du fournisseur (TDK) de ces composants. Chaque modèle équivalent est fourni sous la forme d'une *netlist*.

## A.5 Références

- [Ans02a] Ansoft. Maxwell2D Student Version Revision 9.0, Getting started : A 2D Electrostatic Problem 2nd ed, November 2002. [V](#)
- [Ans02b] Ansoft. Maxwell2D Student Version Revision 9.0, Getting started : A 2D Magnetostatic Problem 2nd ed, November 2002. [IV](#)
- [Cha17] Alain Charoy. *Guide pratique de la CEM - 3e éd. : Les sources de perturbations. Les techniques de protection*. Technique Et Ingénierie. Dunod, 2017. [IX](#)
- [Dé14] Bernard Démoulin. Éléments sur la théorie des lignes de transmission. *Techniques de l'ingénieur Outils d'analyse en électronique de puissance et métrologie*, base documentaire : TIB278DUO(ref. article : d1322), 2014. [V](#)
- [Fas08] Fastfieldsolvers. FastHenry. <http://www.fastfieldsolvers.com>, 2008. [IV](#)

- [Laf11] Frédéric Lafon. *Développement de techniques et de méthodologies pour la prise en compte des contraintes CEM dans la conception d'équipements du domaine automobile. Etude de l'immunité, du composant à l'équipement*. PhD thesis, INSA Rennes, 2011. [II](#), [V](#)
- [Pau06] Clayton R. Paul. *Introduction to electromagnetic compatibility*. Wiley series in microwave and optical engineering. Wiley, Hoboken, NJ, 2. ed edition, 2006. [IX](#), [X](#), [XI](#)
- [Pau08] Clayton R. Paul. *Analysis of multiconductor transmission lines*. Wiley-Interscience : IEEE Press, Hoboken, N.J, 2nd ed edition, 2008. [xv](#), [xvi](#), [II](#), [III](#), [IV](#), [V](#)
- [Tec04] Bob Techentin. TNT 1.2 Users Guide, July 2004. [V](#)



## Annexe B

# Liste des acronymes

**BEM** *boundary element method*. V

**BF** basses fréquences. 87, II–IV, IX, X

**CA** chaîne d’actionnement. 2, 3, 7, 10–14, 18, 19, 30, 31, 34, 37, 42, 44, 45, 53, 57, 71, 78, 87, 93, 94, 120–122

**CCL** circuit à constantes localisées. 40–42, 57, 59, 60, 62, 67, 68, 74–76, VI

**CCR** circuit à constantes réparties. 42, 62, 68

**CEM** compatibilité électromagnétique. 2, 3, 7–9, 11, 13, 14, 16–20, 22–25, 29–32, 43–45, 61, 65–68, 79, 87, 93, 94, 98, 101, 102, 115, 120–122

**CISPR25** comité international spécial des perturbations radioélectriques: norme internationale. 18, 22, 24, 45, 61, 62, 101, 102, 107, 108, 110, 112, 114, 115, 120

**CMS** *composants montés en surface*. 98, 104–106, XVI

**DXF** format d’échange standard de plans, ou *Drawing eXchange Format*. 59

**EGR** recirculation des gaz d’échappement –ou *exhaust gas recirculation*–. 10, 12

**ESR** résistance équivalente série –ou *Equivalent Series Resistor*–. 3, 18, 103, 106, 108–110, 112–115, 121

**EST** équipement sous test. 23, 61, 62

**FFT** transformée de Fourier rapide –ou *fast fourier transform*–. 24

**GeePs** laboratoire de génie électrique et électronique de Paris. 16

**GMRES** *generalized minimal residual method*. IV

**HF** hautes fréquences. 37, 60, 62, 76, 78, 83, 87, I–III, XI

**MC** mode commun. 21, 22, 26, 28, 79, 82

**MCC** machine à courant continu. 13, 14, 19, 30, 35, 37, 38, 53, 78–87, 104, 121, 122

**MD** mode différentiel. 21, 22, 26, 28, 79–81, 83

**MDP** méthode des deux pinces. 19, 38–40, 80, 81, 87, 121, 122

**MEF** méthode des éléments finis. IV

**MOR** réduction d’ordre de modèle –ou *model order reduction*–. 72

**MOSFET** *metal oxide semiconductor field effect transistor*. 14, 31, 32, 53, 55, 63, 65, 67, 70, 77, 85–87, 120, 121

**MTB** *modular terminal behavioral*. 28

- ODEF** *optimized design of EMI filters*. 101
- paramètres S** paramètres de répartition –ou *scattering parameters*–. 35, 38, 71–75, XIII
- PCB** carte électronique –ou *printed circuit board*–. 13, 18, 22, 30, 34, 35, 40, 41, 43, 44, 53, 54, 57–60, 63–66, 70, 71, 74, 77, 86, 87, 121, II, IV, V
- PEEC** partial element equivalent circuit. 40
- PEM** perturbations électromagnétiques. 2, 3, 7, 8, 14, 17, 18, 20–26, 29–35, 42–45, 53, 62, 63, 65, 67–69, 76, 85–87, 93, 94, 97–100, 102–104, 106, 108, 110–112, 115, 120–122
- PI** perte d'insertion. 94–96
- Polito** Politecnico di Torino. 19, 70, 71
- RSIL** réseau de stabilisation d'impédance de ligne. 23–25, 32, 42, 61–63, 77, 85, 98, 99, 103, 107
- SMU** *source measure unit*. 54
- SPICE** *simulation program with integrated circuit emphasis*. 19, 31–33, 41, 42, 54–57, 60, 62, 63, 65, 67, 70, 71, 75–77, 85–87, 121, XI
- UTAC** union technique de l'automobile du motocycle et du cycle. 61
- VF** vector fitting. 72–74
- VNA** analyseur de réseau vectoriel –ou *vector network analyzer*–. 35, 38–40, 60, 79, 85, 87, 121
- YITP** young investigator training program. 70

## Annexe C

# Glossaire

**DC-link** condensateurs réservoir d'énergie. [103–110](#), [112–115](#), [121](#), [XV](#)

**diaphonie** Couplage électromagnétique non-intentionnel entre câbles ou entre pistes de PCB qui se trouvent en étroite proximité. [xvi](#), [21](#), [57](#), [59](#), [IX–XI](#)

**LTspice IV** Simulateur professionnel entièrement gratuit de type circuit. [19](#), [30](#), [31](#), [56](#), [63](#), [65](#), [72](#), [76](#), [77](#), [85](#), [108](#), [120](#), [IX](#), [X](#)

**mode commun** Mode de propagation parasite dans lequel le courant se propage sur tous les conducteurs dans le même sens et revient par la masse. [3](#), [21](#), [35](#), [37](#), [79](#), [93](#), [94](#), [97–99](#), [111](#), [112](#), [115](#)

**mode différentiel** Mode standard de transmission de signal électrique dans lequel le courant circule sur l'un des conducteurs et revient en opposition de phase sur les autres. [3](#), [21](#), [37](#), [38](#), [79](#), [87](#), [93](#), [94](#), [98](#), [99](#), [102–115](#), [120](#), [121](#)

**netlist** description de la connectivité d'un circuit électronique. [71](#), [74](#), [76](#), [XVI](#)

**perte d'insertion** Rapport de l'amplitude après la mise en place d'un filtre à celle sans filtre. [95](#)



## Annexe D

# Liste des symboles

- $a$  Rayon de la section circulaire d'une ligne de transmission (m). 42, 62
- $A_{harm}$  Amplitude de l'harmonique du spectre de perturbations à atténuer (dB $\mu$ V). 100
- $\alpha$  Rapport cyclique du signal de commande. 53
- $A_{req}$  Atténuation minimale requise pour dimensionner un filtre (dB). 100
- $c$  Vitesse de la lumière (m/s). IV, V
- $C_1$  Condensateur d'entrée du convertisseur buck. xiv, 51, 53, 54, 57, 85
- $C_2$  Condensateur de sortie du convertisseur buck. xiv, 51, 53, 54, 57
- $C$  Élément passif: capacité (F). xv, xvii, 83, 95, 96, 100–103, 105, 106, 109, 111–115, 121
- $C_b$  Capacité prenant en compte les effets de bord (F). 43, 44
- $C_{dg}$  Capacité parasite drain-grille du modèle de MOSFET. 31
- $C_{ds}$  Capacité parasite drain-source du modèle de MOSFET. 31, 55, 56
- $C_{gs}$  Capacité parasite grille-source du modèle de MOSFET. 31
- $C_i$  Capacité de la  $i$ -ième cellule  $RLC$ . 83
- $C_i$  Capacité interne existant même en l'absence d'un plan de masse de référence (F). 43, 44
- $C_d$  Capacité de jonction (transition) d'une diode (F). 34
- $C_{MC}$  Capacité de mode commun (F). 43, 44
- $C_{pb}$  Capacité regroupant  $C_b$  et  $C_p$  et tenant compte de l'effet de bord à travers une augmentation fictive de la surface (F). 44
- $C_p$  Capacité du condensateur plan dont les armatures sont formés par le plan de masse du PCB et son image sur le plan de masse de référence (F). 43, 44
- $C$  Capacité linéique d'un conducteur (F/m). 42, 58, 62, IV–VI, VIII
- $D$  Diode de roue libre du convertisseur buck. xiv, 53, 55, 70, 76, 85
- $D_{body}$  Diode interne au MOSFET. 31
- $\delta$  Épaisseur de peau. I, II
- $\epsilon$  Permittivité du milieu (F/m). V
- $\epsilon_0$  Permittivité du vide ( $\frac{1}{36\pi 10^9}$  F/m). 42, 44, 62
- $\epsilon_r$  Permittivité relative du milieu. 44, 58, IV, V
- $\epsilon_{r_{nom}}$  Permittivité relative du milieu. V
- $f$  Fréquence de travail. II, III
- $f_{harm}$  Fréquence d'une harmonique du spectre de perturbations à atténuer (Hz). 100

- $f_{peau}$  Fréquence d'apparition de l'effet de peau (Hz). II, III
- $G$  Conductance linéique d'un conducteur (S/m). V, VI, VIII
- $h$  Épaisseur du diélectrique du PCB. 58
- $h$  Hauteur du PCB par rapport au plan de masse de référence. 44
- $h$  Hauteur d'une ligne de transmission par rapport au plan de masse de référence. 42, 62
- $h_{som}$  Épaisseur du diélectrique du PCB. IV, V
- $I_d$  Courant traversant la diode de roue libre. 33, 55
- $I_{drain}$  Courant de drain. xiv, 52, 77
- $I_{MC}$  Courant de mode commun (A). 21, 99
- $I_{MD}$  Courant de mode différentiel (A). 21, 99
- $I_s$  Courant de saturation de la diode de roue libre. 33, 54, 55
- $k$  Coefficient d'ajustement compris entre 1 et 2 obtenu numériquement. II, III
- $K$  Coefficient de couplage entre deux bobines (il s'agit d'une directive de simulation placée sur le schéma dans LTspice IV). 59, IX
- $l$  Longueur d'une piste (ligne) (m). 62, II
- $L_2$  Bobine de sortie du convertisseur buck. xiv, 51, 53, 56
- $L$  Élément passif: inductance (H). xv, xvii, 83, 95, 96, 100–103, 105, 106, 109, 111–115, 121
- $\lambda_{min}$  Longueur d'onde minimum liée à la fréquence maximum de travail (m). 57, I
- $LC$  Cellule à constantes localisées représentant une piste sur PCB (sans pertes ohmiques). 63, 65, 77, 87
- $L_{ds}$  Inductance série parasite du modèle de commutateur amélioré. 31, 55, 56
- $L_i$  Inductance de la  $i$ -ième cellule  $RLC$ . 83
- $L_{ii}$  Inductance propre de la piste coupable (H). 59, IX
- $L_{ij}$  Inductance mutuelle entre les pistes coupable et victime (H). 59, IX
- $L_{lim}$  Limite imposée par la norme à la fréquence  $f_{harm}$  (dB $\mu$ V). 100
- $L_{jj}$  Inductance propre de la piste victime (H). 59, IX
- $L_{MC}$  Inductance de mode commun (H). 43, 44
- $dl$  Longueur élémentaire d'une ligne de transmission, petite devant  $\lambda_{min}$  (m). I
- $L$  Inductance linéique d'un conducteur (H/m). 42, 58, 62, III–VI, VIII
- $L_{ext}$  Inductance linéique externe d'un conducteur (H/m). III, IV
- $L_{int}$  Inductance linéique interne d'un conducteur (H/m). III, IV
- $L_{int_{DC}}$  Inductance linéique interne d'un conducteur en BF (H/m). III
- $L_{int_{HF}}$  Inductance linéique interne d'un conducteur en HF (H/m). III
- $M$  Transistor MOSFET du convertisseur buck. xvii, 52, 53, 63, 65, 66, 70, 76, 85
- $\mu$  Perméabilité magnétique du milieu (H/m). II, V
- $\mu_0$  Perméabilité magnétique du vide ( $4\pi 10^{-7}$  H/m). 42, 44, 62, II
- $N$  Coefficient d'émissions de la diode de roue libre (paramètre variable selon la technologie du composant). 33, 54, 55
- $R$  Résistance de charge du convertisseur buck. xiv, 51, 53, 56

- $R$  Élément passif: résistance ( $\Omega$ ). 83
- $R_D$  Résistance d'interconnexion parasite au niveau du drain du MOSFET. 31
- $R_{DC}$  Résistance basse fréquence ( $\Omega$ ). II, III
- $R_{d_{s_{off}}}$  Résistance à l'état bloqué de l'interrupteur parfait. 31, 55
- $R_{d_{s_{on}}}$  Résistance à l'état passant de l'interrupteur parfait. 31, 55
- $R_{d_{s_{on/off}}}$  Modèle de MOSFET basé sur un commutateur parfait. 65
- $R_{FE}$  Résistance de charge à l'extrémité (sortie) de la ligne victime ( $\Omega$ ). IX, XI
- $R_G$  Résistance d'interconnexion parasite au niveau de la grille du MOSFET. 31
- $R_{HF}$  Résistance haute fréquence ( $\Omega$ ). II, III
- $\rho$  Conductivité ( $\Omega.m$ ). II
- $R_i$  Résistance de la  $i$ -ième cellule  $RLC$ . 83
- $R_L$  Résistance de charge de la ligne coupable ( $\Omega$ ). IX, XI
- $RLC$  Cellule à constantes localisées représentant une piste sur PCB (incluant les pertes ohmiques). 36, 57, 63
- $RLC$  Modèle équivalent constitué d'éléments passifs  $R, L, C$ . 83, 85
- $RLCG$  Paramètres linéiques d'une ligne de transmission. 41, I, IV, VI
- $R_{MC}$  Résistance de mode commun ( $\Omega$ ). 43, 44
- $R_{NE}$  Résistance de charge à l'extrémité (entrée) de la ligne victime ( $\Omega$ ). IX, XI
- $R$  Résistance linéique d'un conducteur ( $\Omega/m$ ). 58, I, V, VI, VIII
- $R_S$  Résistance d'interconnexion parasite au niveau de la source du MOSFET. 31
- $S$  Surface d'une piste ( $m^2$ ). II
- $\sigma$  Conductivité ( $\Omega.m$ )<sup>-1</sup>. 58, II
- $S$  Surface du plan de masse du PCB ( $m^2$ ). 44
- $t$  Épaisseur d'une piste de PCB. 58, II, IV
- $V_d$  Tension aux bornes de la diode de roue libre. 33, 55
- $V_{FE}$  Tension induite à l'extrémité (sortie) de la ligne victime (V). IX–XI
- $V_{in}$  Tension d'entrée du convertisseur de puissance. 53
- $V_{MC}$  Tension de mode commun (V). 21, 99
- $V_{MD}$  Tension de mode différentiel (V). 21, 99, 111
- $V_{mes}$  Tension de perturbation générée au niveau du RSIL. 63, 77
- $V_{out}$  Tension de sortie du convertisseur de puissance. 53
- $V_r$  Tension inverse d'une diode (V). 34
- $V_t$  Tension thermodynamique de la diode de roue libre (paramètre lié à la température). 33, 54, 55
- $w$  Largeur d'une piste de PCB. 58, II, IV, V
- $Z_{entrée}$  Impédance d'entrée vue au niveau du PCB du convertisseur *buck* ( $\Omega$ ). xiv, 59, 60
- $Z_{MC}$  Impédance de mode commun ( $\Omega$ ). xiv, 6, 26, 35, 43, 52, 63, 68–70
- $Z_{MC_{MCC}}$  Impédance de mode commun de la MCC ( $\Omega$ ). xv, 82–84
- $Z_{MD_{MCC}}$  Impédance de mode différentiel de la MCC ( $\Omega$ ). xiv, xv, 80–84
- $Z_{mes_1}$  Impédance intermédiaire pour le calcul de  $Z_{MC_{MCC}}$  ( $\Omega$ ). xv, 82
- $Z_{port1}$  Impédance vue au niveau du port 1 ( $\Omega$ ). xiv, 70, 71, 75
- $Z_{port2}$  Impédance vue au niveau du port 2 ( $\Omega$ ). xiv, 71, 75
- $Z_{port3}$  Impédance vue au niveau du port 3 ( $\Omega$ ). xiv, 71, 75, 76



# Bibliographie personnelle

## Conférences nationales

M. Touré, F. Robert, L. Dufour, P-É. Lévy, F. Paladian and M. Bensetti. Modélisation prédictive CEM dans un contexte d'optimisations multi-physiques – Application à un convertisseur buck. *In 18th International symposium on EMC (CEM 2016)*, Rennes, 2016.

M. Touré, F. Robert, L. Dufour, F. Paladian and M. Bensetti. Modélisation de l'impédance d'une machine à courant continu à balais en vue de la prédiction des émissions conduites. *In 19th International symposium on EMC (CEM 2018)*, Paris, 2018.

## Conférences internationales

M. Touré, J. Taki, F. Robert, L. Dufour, P-É. Lévy, F. Paladian and M. Bensetti. Conducted EMI prediction using different levels of MOSFET models in a multi-physics optimizations context. *2016 International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM 2016)*, Marrakech, Morocco, 2016. IEEE.

M. Touré, S. Grivet-Talocia, F. G. Canavero, F. Robert, F. Paladian, M. Bensetti and L. Dufour. Fast and accurate modeling methodology using passive macromodeling techniques. *In 2018 International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE 2018)*, Amsterdam, Netherlands, 2018. IEEE.

## Journal

*Accepté et cours de révision EJEE (European Journal of Electrical Engineering)*



# Résumé

## **Titre : Contribution à la modélisation CEM d'une chaîne d'actionnement pour une application automobile**

Nos travaux portent sur l'étude d'une méthodologie de modélisation prédictive CEM en émission conduite pour une chaîne d'actionnement (CA). L'objectif ultime, lié à l'utilisation de ces modèles pour le dimensionnement de ce système, est basé sur une optimisation sous contraintes (conception sous contraintes).

Au delà de l'application, nous cherchons à mettre en exergue les bénéfices d'une modélisation multi-niveaux dans la recherche d'un compromis entre la précision et la durée de simulation de ces modèles. Dès lors, le but sera d'obtenir un modèle prédictif pour les perturbations électromagnétiques (PEM) d'émission conduite provenant de la CA étudiée et de confronter les résultats de simulations aux résultats expérimentaux.

Pour ce faire, le développement d'un premier modèle représentatif des différents phénomènes physiques intervenant dans le système est nécessaire de façon à simuler ces PEM. Dans le but d'améliorer la précision et la durée de simulation de ce premier modèle, nous nous sommes intéressés à l'application d'un algorithme de macromodélisation passive permettant d'obtenir un macromodèle précis et rapide à évaluer, ce qui permet d'en faire un prétendant idoine en vue d'une optimisation.

Ensuite, dans le cadre d'une optimisation sous contraintes, nous avons proposé une illustration de l'utilisation du modèle CEM établi pour la CA étudiée. Cette optimisation par évolution différentielle se limitera au dimensionnement d'un filtre CEM, en faisant intervenir, à cette occasion, des contraintes reflétant la réduction des sources d'échauffement.

**Mots clés : CEM, Conception sous contraintes, Modélisation, Macromodélisation, Simulation, Filtrage, Optimisation**



# Abstract

## **Title : Contribution to the EMC modeling of an actuating system for an automotive application**

This PhD dissertation is focused on the study of a methodology in order to predict the conducted electromagnetic interferences (EMI) arising from an actuating system (AS). The ultimate objective, linked to the use of these models for the sizing of this system, is based on an optimization under constraints (design under constraints).

Beyond the application, we try to highlight the profits of multilevel modeling in looking for a tradeoff between the accuracy and the time cost of these models. Thereupon, the purpose will be to get a predictive model for the AS conducted EMI and to compare the simulation results to measurements.

To that end, the development of a first representative model of the various physical phenomena occurring in the system is necessary so as to simulate the conducted EMI. In the purpose to improve the accuracy and the time cost of this first model, we were interested with care to a passive macromodeling algorithm allowing to obtain a fast and accurate macromodel to be estimated, what allows to make it an ideal pretender with the aim of an optimization.

Then, within the framework of an optimization under constraints, we proposed an illustration of the use of the EMC model established for the studied AS. This optimization based on differential evolution will limit itself to the sizing of an EMI filter, by bringing in, on this occasion, constraints which reflect, in our case, thermal losses.

**Keywords : EMC, Design under constraints, Modeling, Macromodeling, Simulation, Filtering, Optimization**