



**HAL**  
open science

# Contribution aux développement d'outils logiciels en vue de la conception des convertisseurs statiques intégrant la compatibilité électromagnétique

Cyrille Gautier

► **To cite this version:**

Cyrille Gautier. Contribution aux développement d'outils logiciels en vue de la conception des convertisseurs statiques intégrant la compatibilité électromagnétique. Autre. Université Pierre et Marie Curie - Paris VI, 2000. Français. NNT : . tel-00235952

**HAL Id: tel-00235952**

**<https://theses.hal.science/tel-00235952>**

Submitted on 4 Feb 2008

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

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

# THÈSE DE DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ PARIS 6

Spécialité :

GÉNIE ÉLECTRIQUE

présentée

Par Mr. GAUTIER Cyrille

Pour obtenir le grade de **DOCTEUR de l'UNIVERSITE PARIS 6**

SUJET DE LA THÈSE :

**Contribution au développement d'outils logiciels en vue de la conception des convertisseurs statiques intégrant la compatibilité électromagnétique.**

PRÉSENTÉE LE ..... DEVANT LE JURY COMPOSÉ DE :

<b>M.</b>	<b>COSTA François</b>	
<b>M.</b>	<b>FOREST François</b>	
<b>Mme</b>	<b>LABARRE Cécile</b>	
<b>M.</b>	<b>PICHON Lionel</b>	
<b>M.</b>	<b>ROJAT Gérard</b>	<b>Rapporteur</b>
<b>M.</b>	<b>ROUDET James</b>	<b>Rapporteur</b>

**LABORATOIRE D'ÉLECTRICITÉ SIGNAUX ET ROBOTIQUE (LESiR)**

Unité de Recherche Associée au C.N.R.S. n°D1375

E.N.S. de CACHAN

61, Avenue du Président Wilson - 94235 Cachan Cedex (FRANCE)



## REMERCIEMENTS

Le travail exposé dans ce mémoire a été effectué au sein du Laboratoire d'Electricité Signaux et Robotique de l'ENS de Cachan, en collaboration avec l'école des Mines de Douai. Il n'aurait pu être mené à bien sans la contribution de nombreuses personnes, qui m'ont apporté leur aide dans les différentes disciplines concernées par la C.E.M. appliquée au domaine de la conversion d'énergie statique.

Je commencerai par adresser mes remerciements aux personnalités qui ont accepté de faire partie du jury :

Je tiens à exprimer mes plus vifs remerciements à messieurs ROJAT et ROUDET, qui ont accepté la lourde tâche d'être rapporteur de ce mémoire.

Merci à monsieur PICHON, pour avoir accepté de participer à ce jury.

Madame LABARRE, pour sa participation à ce jury, et pour son expérience et sa compétence en électromagnétisme et vis-à-vis des fils-fins, que je remercie ici.

Monsieur F. FOREST, pour m'avoir accueilli au sein de l'équipe « conversion statique » du LESiR, et pour m'avoir proposé, en tant que directeur de thèse, ce sujet de recherche.

Je tiens tout particulièrement à remercier monsieur F. COSTA, qui m'a encadré et guidé tout au long de ces années de thèse, de m'avoir fait partager son expérience et sa vision de la C.E.M. Sa grande disponibilité, son soutien sans failles et ses conseils « monsieur PLUS » ont pour beaucoup contribué à l'évolution et à l'achèvement de ce travail.

Je remercie aussi messieurs Charles SOL et Jean-Paul LOUIS, qui m'ont successivement accueilli au LESiR.

Le travail au sein de l'équipe conversion statique constitue une étape intéressante et enrichissante, et je voudrais remercier Eric Labouré, pour ses conseils avisés en C.E.M. et en simulation, et Stéphane Lefebvre de m'avoir fait profiter de ses compétences en physique des semi-conducteurs. Merci aussi aux autres pour la bonne ambiance qui règne dans cette équipe, ceux du début : Marc Trousslard, Wissam Melhem, Khaled Elloumi, Serge Delbosc, Laurent Deprez, Frederic Mazaleyrat et Patrick Poulichet, ceux qui sont passés un peu plus rapidement, et ceux qui assurent la relève, Franck Wilmot, Amilcar Bernardino, ...

Plus au nord, il me faut également remercier Philippe Petit, monsieur fils-fins, et Arnaud Guena, qui a comme mission de continuer les travaux sur la modélisation du circuit imprimé.

## Avant-propos

---

Je souhaite remercier l'ensemble des chercheurs avec qui j'ai eu plaisir à travailler au LESiR., bien que je ne puisse pas tous les citer : François Monteil, Bernard Multon, Mohamed Gabsi, Isabelle Dufour, François Camus, Juliette Soulard,... Ainsi que Philippe « SBIB » Laurent, Stéphanie Prunet, Olivier Français, Emile Martincic, toujours entre Paris et Valencia, Yvan Bonnassieux, Frédéric Geraldo, et tout les autres.

Je n'oublie pas les techniciens et le personnel administratif du laboratoire, qui contribuent à son bon fonctionnement : Marie-Line Ellapin (pour les circuits imprimés et pour le sourire), Catherine Forestier, Micheline Lambert, Daniel Lebelly, Brigitte Van Elsen, et l'indispensable homme du réseau, Dominique Bach.

Je remercierai aussi tous mes collègues enseignants de l'I.U.T. de Ville d'Avray, pour m'avoir soutenu et encouragé tout au long de la rédaction de ce mémoire.

Enfin, je souhaiterais exprimer mes remerciements et ma gratitude à mes parents, qui m'ont soutenu dans les moments difficiles, et qui m'ont encouragé à mener à terme cette thèse.

Ces dernières lignes sont affectueusement dédiées à Anne-Valérie, qui m'a supporté et soutenu pendant la rédaction et qui m'a aidé lors de la relecture et des corrections.

A Claire et Romain

<b>Introduction générale</b>	<b>2</b>
<b>I. Eléments de choix des logiciels de C.A.O. en électronique de puissance et en C.E.M.</b>	<b>7</b>
<b>I.1 Introduction</b>	<b>7</b>
<b>I.2 Simulation orientée C.E.M. des convertisseurs statiques</b>	<b>9</b>
I.2.1 Quelle complexité de phénomènes ?	9
I.2.2 Utilisation de l'outil de simulation	14
I.2.3 Applications à la C.E.M. des convertisseurs statiques	15
I.2.4 Choix des modèles : compromis temps de simulation / précision	17
I.2.5 Conclusion	19
<b>I.3 Quels logiciels, pour quels modèles (ou l'inverse) ?</b>	<b>20</b>
I.3.1 Les modèles	20
I.3.2 Logiciels et méthodes de simulation	24
<b>I.4 Démarche de modélisation et outils associés</b>	<b>27</b>
I.4.1 Le logiciel de simulation	27
I.4.2 Démarche de modélisation	28
I.4.3 Limites de la méthode	31
<b>I.5 Conclusion</b>	<b>31</b>
<b>II. Modèles des composants à semi-conducteur en électronique de puissance</b>	<b>35</b>
<b>II.1 Problématique</b>	<b>35</b>
II.1.1 Composants bipolaires	35
II.1.2 Composants MOS	35
<b>II.2 Rappels bibliographiques : modélisation des composants bipolaires de puissance.</b>	<b>36</b>
II.2.1 Logiciels de calcul de la dynamique des charges par éléments finis	36
II.2.2 Résolution numérique des équations de la physique des semi-conducteurs (1D)	37
II.2.3. Modèles circuits	38
<b>II.3 Modèles SPICE des composants de puissance basés sur le contrôle de charge.</b>	<b>42</b>
II.3.1. Modèle de la diode	42
II.3.2 Modèle du transistor MOS	49
II.3.3 Modèle du transistor IGBT	55
II.3.4 Conclusion sur les modèles de composants silicium	61
<b>III. Calcul a priori des caractéristiques des pistes de circuit imprimé</b>	<b>66</b>
<b>III.1 Introduction</b>	<b>66</b>
<b>III.2 La méthode des fils fins</b>	<b>67</b>
III.2.1 Introduction	67
III.2.2 Présentation de la méthode	68
III.2.3 Calcul des courants et tensions pour le réseau de fils fins	69
III.2.4 Calcul des matrices d'impédance linéique et d'admittance linéique.	70
<b>III.3 Résistance et inductance interne en fonction de la fréquence</b>	<b>71</b>
III.3.1 Résistance et inductance interne en basse fréquence	72
III.3.2 Evolution de la résistance et de l'inductance interne en fonction de la fréquence dans les conducteurs cylindriques.	74
III.3.3 Application au cas des pistes de sections rectangulaires	77
III.3.4 Conclusion sur le calcul de résistance et d'inductance interne	82

<b>III.4 Calcul de l'inductance externe</b>	<b>83</b>
III.4.1 Inductance externe en fonction de la fréquence	83
III.4.2 Inductance externe des conducteurs cylindriques de longueur infinie	85
III.4.3 Inductance externe des conducteurs de longueur finie	87
III.4.4 Influence de la longueur sur les inductances et mutuelles calculées	91
III.4.5 Conclusion sur le calcul de la matrice d'inductance externe	94
<b>III.5 Calcul de la matrice admittance <math>[Y_C]</math> - Permittivité effective.</b>	<b>95</b>
III.5.1 Permittivité effective	95
III.5.2 Formules analytiques	96
III.5.3 Comparaison des résultats obtenus	96
III.5.4 Conclusion sur le calcul de la matrice $[Y_C]$	99
<b>III.6 Conclusion sur le calcul des paramètres linéiques</b>	<b>100</b>
<b>III.7 Résultats obtenus en utilisant la méthode des fils fins.</b>	<b>101</b>
III.7.1 Mesures	101
III.7.2 Conclusion	105
<b>IV. Modélisation électrique du circuit imprimé</b>	<b>109</b>
<b>IV.1 Introduction</b>	<b>109</b>
<b>IV.2 Caractéristiques électriques des segments de pistes – couplages</b>	<b>110</b>
IV.2.1 Segment de piste isolé	110
IV.2.2 Traitement des couplages	111
<b>IV.3 Modèles “ circuit ” pour les segments de pistes</b>	<b>116</b>
IV.3.1 Identification des paramètres	116
IV.3.2 Modèles “ circuit ” pour les segments de pistes isolés	117
IV.3.2 Modèles circuit pour les segments de pistes couplés	127
<b>IV.4 Traitement des nœuds</b>	<b>144</b>
IV.4.1 Schémas équivalents pour des configurations particulières	144
IV.4.2 Schémas équivalents pour le cas général	146
IV.4.3. Premières mesures	147
IV.4.4 Niveau de modélisation pour les nœuds	151
IV.4.5 Conclusion	152
<b>IV.5 Logiciel de décomposition et d'analyse du circuit imprimé</b>	<b>153</b>
IV.5.1 Introduction	153
IV.5.2 Analyse topologique du circuit imprimé	154
IV.5.3. Format des données géométriques	155
IV.5.4 Méthodes et algorithmes	156
IV.5.5 Conclusion	163
<b>IV.6 Création de la librairie SPICE</b>	<b>164</b>
IV.6.1 Composants génériques	165
IV.6.2 Librairie SPICE	165
<b>IV.7 Conclusion</b>	<b>166</b>
<b>V Application à un exemple significatif</b>	<b>169</b>
<b>V.1 Introduction</b>	<b>169</b>
<b>V.2 Description du convertisseur</b>	<b>169</b>
V.2.1 Schéma électrique	169
V.2.2 Composants utilisés	170
V.2.3 Circuit imprimé	170

<b>V.3 Analyse du circuit imprimé</b>	<b>171</b>
V.3.1 Décomposition du circuit imprimé	171
V.3.2 Etude des couplages	172
V.3.3 Calcul des caractéristiques électriques	174
V.3.4 Calcul des modèles équivalents	174
V.3.5 Génération des bibliothèques SPICE	175
V.3.6 Validation expérimentale	175
V.3.7 Conclusion	178
<b>V.4 Modélisation a priori du convertisseur</b>	<b>179</b>
<b>V.5 Analyse orientée C.E.M. du fonctionnement du convertisseur</b>	<b>181</b>
V.5.1 Formes d'onde des courants et tensions	181
V.5.2 Etude des commutations	183
V.5.3 Etude des spectres des courants de perturbation en mode différentiel	189
V.5.4 Etude des spectres en mode commun et mode différentiel	192
V.5.5 Conclusion sur l'étude des spectres	196
<b>Conclusion générale</b>	<b>198</b>
<b>Bibliographie</b>	<b>202</b>
<b>Annexe 1: Caractéristiques pour une ligne micro-ruban</b>	<b>208</b>
<b>Annexe 2: « Netlist » pour deux bandes couplées</b>	<b>211</b>



## Glossaire

### Abréviations

<b>C.A.O.</b>	Conception assistée par ordinateur
<b>C.E.M.</b>	Compatibilité électromagnétique
<b>R.S.I.L.</b>	Réseau stabilisé d'impédance de ligne

### Constantes

$c = 300.1e^6$	m/s	Vitesse de la lumière dans le vide
$\mu_0 = 4\pi \cdot 1e^{-7}$	H/m	Perméabilité du vide
$\varepsilon_0 = \frac{1}{36\pi} \cdot 1e^{-9}$	F/m	Permittivité du vide
$\sigma_{cu} = 58.1e^6$	S/m	Conductivité du cuivre

### Electromagnétisme

<b>A</b>	Potentiel vecteur magnétique
<b>B</b>	Vecteur induction magnétique
<b>E</b>	Vecteur champ électrique
<b>H</b>	Vecteur champ magnétique
<b>J</b>	Vecteur densité de courant de conduction
<b>Jd</b>	Vecteur densité de courant de déplacement
<b>V</b>	Potentiel électrique
$\varepsilon$	Permittivité
$\mu$	Perméabilité
$\sigma$	Conductivité
$\lambda$	Longueur d'onde
$v$	Célérité de l'onde dans une piste

### Electrocinétique

<b>C</b>	Capacité
<b>f</b>	Fréquence
<b>I</b>	Courant efficace
<b>L</b>	Inductance
$L_{p_{ij}}$	Inductance partielle
<b>R</b>	Résistance
<b>s</b>	Variable de LAPLACE
<b>V</b>	Tension efficace
$\omega$	Pulsation

### FONCTIONS DE BESSEL ET DE KELVIN

$J_n(x)$	Fonction de Bessel de première espèce d'ordre n
$Y_n(x)$	Fonction de Bessel de seconde espèce d'ordre n
$I_n(x)$	Fonction de Bessel modifiée de première espèce d'ordre n
$K_n(x)$	Fonction de Bessel modifiée de seconde espèce d'ordre n
$Be_{r_n}(x)$	Fonction de Kelvin Ber d'ordre n. Partie réelle de $J_n(x.e^{j3\pi/4})$
$Be_{i_n}(x)$	Fonction de Kelvin Bei d'ordre n. Partie imaginaire de $J_n(x.e^{j3\pi/4})$

**Physique des semi-conducteurs**

$D_a$	Constante de diffusion ambipolaire
$C_T$	Capacité de transition pour une diode
$\phi_0$	Tension de diffusion (jonction PN)
$n(x,t)$	Fonction de répartition de la concentration des électrons
$p(x,t)$	Fonction de répartition de la concentration des trous
$\tau_a$	Durée de vie ambipolaire des porteurs
$V_d$	Tension de polarisation directe pour une diode

**REPÈRES**

$(U_x, U_y, U_z)$	Repère cartésien
$(U_r, U_\theta, U_z)$	Repère cylindrique



## **INTRODUCTION GÉNÉRALE**

## **Introduction générale**

La Compatibilité Electromagnétique (C.E.M.) pose le problème général de la coexistence « pacifique » de différents appareils électriques dans un même environnement. Ce problème devenant de plus en plus crucial au fil du temps et de la multiplication des équipements, il fait aujourd'hui l'objet de normes strictes définissant d'une part les niveaux de perturbation qu'un équipement doit être capable de subir sans dysfonctionnement : la susceptibilité électromagnétique, et d'autre part les niveaux de perturbation électromagnétique que ce même équipement peut émettre. Les niveaux de susceptibilité électromagnétique et de perturbation autorisés pour un équipement sont définis en conduit (câbles, réseau électrique) et en rayonné (champs électriques et magnétiques).

Les convertisseurs statiques sont des sources de perturbations électromagnétiques importants : ils commutent des niveaux de tensions et de courants importants, à des fréquences élevées, et avec de forts gradients ( $di/dt$  et  $dv/dt$ ). La caractérisation de leur comportement électromagnétique est aujourd'hui une étape incontournable de la conception, et la solution qui consiste à régler les problèmes de C.E.M. à la fin de la conception est en général la moins efficace et la plus coûteuse (emploi de filtres importants en volume, donc en coût, blindages, modification partielle de la réalisation). Une vigilance continue tout au long de la conception permet d'obtenir de bien meilleurs résultats, mais demande de l'expérience au concepteur.

La simulation des convertisseurs statiques avec prise en compte des aspects de compatibilité électromagnétique s'inscrit dans cette démarche de conception comme un outil permettant de prévoir les perturbations générées sans réaliser le prototype complet du convertisseur. L'élaboration des modèles utilisés dans ces simulations demande des outils de modélisation, en particulier dans le cas des composants magnétiques et du câblage. Ces outils ayant pour but l'aide à la conception, ils doivent être relativement simples à utiliser et permettre d'obtenir assez rapidement des résultats, avec une bonne précision.

### **PRÉSENTATION DE L'ÉTUDE**

Le but de nos travaux est de contribuer à la constitution d'un outil de conception des convertisseurs statiques, qui permette de tenir compte des aspects C.E.M. Dans cet objectif, le travail que nous présentons ici se veut une synthèse d'études antérieures pour aboutir à un outil pratique de C.A.O. et de simulation, qui utilise la méthodologie adoptée au laboratoire et qui comble quelques lacunes en matière de modèles, notamment en ce qui concerne le câblage imprimé. Des outils logiciels ont été ainsi développés, ils doivent permettre d'obtenir assez simplement le modèle électrique du circuit imprimé sans générer des temps de simulation trop importants pour le modèle global qui

regroupe tous les composants (actifs et passifs) du convertisseur. Ces outils peuvent se diviser en trois modules :

- Un logiciel d'analyse et de décomposition du circuit imprimé.
- Un module de calcul des caractéristiques électriques et des couplages des pistes imprimées, qui se base sur les travaux antérieurs de Ph. PETIT [6].
- Un module de génération automatique des modèles «circuit» des différents éléments du circuit imprimé.

Le soucis d'obtenir des temps de simulation faibles nous a conduit à proposer plusieurs niveaux de complexité pour les modèles présentés dans ce document. Cette démarche s'inscrit dans un principe de modélisation « modulaire » déjà employée pour d'autres travaux [2] dans une approche analytique des phénomènes simulés.

Ce travail relatif à des structures non isolées complète ainsi les travaux réalisés au L.E.Si.R. par F. COSTA [1], sur les mécanismes de génération et de propagation des perturbations au sein des convertisseurs statiques, et par E. LABOURE [2], sur les alimentations DC/DC isolées. Ces outils, et les modèles de composants utilisés, permettent aujourd'hui de générer le modèle complet d'une structure de convertisseur non isolée en tenant compte du câblage imprimé, et de simuler son comportement afin de prévoir ou étudier les perturbations générées. Ils ont été développés de façon à constituer une trame dans laquelle d'autres modules peuvent venir s'insérer facilement. On peut ainsi imaginer par exemple un module spécifique pour les composants magnétiques.

Ce document se compose de cinq chapitres.

- Le chapitre I concerne les différents aspects liés à la simulation des convertisseurs statiques et les problèmes qui s'y rattachent en terme de modèles et de temps de calcul. On examinera divers types de logiciels qui peuvent être utilisés pour établir les modèles nécessaires à la simulation. Ce chapitre nous permettra de préciser les étapes nécessaires pour constituer un modèle de simulation a priori, et les outils que nous avons choisi d'utiliser dans chacune de ces étapes. En particulier, l'utilisation de SPICE comme outil de simulation «circuit» entraîne l'utilisation de modèles de composants spécifiques basés sur les possibilités du simulateur.
- Dans le second chapitre, nous présentons une synthèse sur la modélisation « circuit » des semi-conducteurs de puissance et sur les modèles SPICE que nous avons complétés et adaptés pour les contraintes propres à nos objectifs de simulation. Les résultats simulés obtenus lors des phases de commutation des semi-conducteurs en utilisant ces modèles sont comparés aux résultats de mesures effectuées dans des conditions similaires.

- Dans le troisième chapitre, nous présentons la méthode utilisée pour déterminer les caractéristiques électriques et les couplages des pistes de circuit imprimé à partir de leurs caractéristiques géométriques. Nous rappelons dans une première partie les principes de la méthode des fils fins. Dans une seconde partie, nous précisons l'évolution en fréquence des paramètres linéiques utilisés dans cette méthode. Nous nous sommes en particulier intéressés à la variation de la résistance et de l'inductance interne des pistes. La troisième partie nous permet d'introduire une formulation différente pour le calcul de l'inductance linéique externe, qui tient compte de la longueur finie des segments de piste. Dans la quatrième partie, nous avons adopté la notion de perméabilité effective, développée dans le domaine des hyper-fréquences, pour le calcul des capacités linéiques. Tous ces éléments permettent de mieux maîtriser les paramètres linéiques utilisés dans les calculs par la méthode des fils fins.
- Le quatrième chapitre est consacré aux modèles « circuit » des segments de pistes, ainsi qu'à la méthode utilisée pour déterminer automatiquement leurs paramètres à partir des caractéristiques électriques calculées par la méthode des fils fins. Une seconde partie est consacrée aux éléments de circuit imprimé dont la caractérisation ne peut pas être effectuée en utilisant cette méthode. Elle précise la méthode actuellement employée pour les modéliser. Nous présentons ensuite le logiciel d'analyse topologique et de décomposition du circuit imprimé que nous avons développé et qui permet de déterminer les caractéristiques géométriques et les couplages significatifs entre les différents éléments, à partir de la géométrie globale du circuit imprimé. L'ensemble de ces éléments permet d'établir le modèle électrique complet du circuit imprimé.
- Les résultats obtenus en utilisant ces différents outils sont présentés au chapitre cinq, dans le cas d'un bras de pont associé à un diviseur capacitif. Ces résultats sont présentés en trois étapes. La première concerne la modélisation du circuit imprimé et la validation expérimentale des résultats obtenus pour les admittances vues en entrée du convertisseur dans différentes configurations de connexion et pour deux positions relatives du circuit imprimé par rapport au plan de masse. Dans la deuxième étape, nous nous plaçons dans la démarche de conception avec a priori. Nous comparons les spectres des courants de perturbations obtenus en simulation avec a priori aux spectres mesurés aux bornes du R.S.I.L. La troisième étape est consacrée à l'analyse de l'évolution des perturbations simulées selon le degré de complexité des modèles. La notion de niveaux de modélisation du circuit imprimé y sera pleinement exploitée. Les résultats présentés nous permettront de conclure sur la complexité de la simulation avec a priori des convertisseurs statiques non isolés. Nous en déduisons quelques remarques relatives à l'évolution des spectres électromagnétiques avec les paramètres physiques et de commande du convertisseur.

**I. ÉLÉMENTS DE CHOIX DES LOGICIELS DE C.A.O.  
EN ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE ET EN C.E.M.**



<b>I. Eléments de choix des logiciels de C.A.O. en électronique de puissance et en C.E.M.</b>	<b>7</b>
<b>I.1 Introduction</b>	<b>7</b>
<b>I.2 Simulation orientée C.E.M. des convertisseurs statiques</b>	<b>9</b>
I.2.1 Quelle complexité de phénomènes ?	9
• I.2.1.1 Fonctionnement théorique	9
• I.2.1.2 Fonctionnement en boucle fermée	9
• I.2.1.3 Prise en compte des pertes et des aspects thermiques	10
• I.2.1.4 Prise en compte de la C.E.M.	11
• I.2.1.5 Fiabilité et sûreté de fonctionnement.	12
• I.2.1.6 Synthèse sur les différents niveaux de simulation	13
I.2.2 Utilisation de l'outil de simulation	14
• I.2.2.1 Analyse	14
• I.2.2.2 Conception	14
• I.2.2.3 Choix du mode d'utilisation	15
I.2.3 Applications à la C.E.M. des convertisseurs statiques	15
• I.2.3.1 Identification des perturbations et des surcontraintes sur les composants	16
• I.2.3.2 Couplages des perturbations	16
• I.2.3.3 Représentation spectrale des courants de mode commun et de mode différentiel	16
• I.2.3.4 Perturbations rayonnées	16
• I.2.3.5 Réduction des perturbations	17
• I.2.3.6 Autres domaines d'applications	17
I.2.4. Choix des modèles : compromis temps de simulation / précision	17
• I.2.4.1 Contraintes sur les modèles	17
• I.2.4.2 Compromis temps de simulation / précision	18
I.2.5 Conclusion	19
<b>I.3 Quels logiciels, pour quels modèles (ou l'inverse) ?</b>	<b>20</b>
I.3.1 Les modèles	20
• I.3.1.1 Modèles physiques	20
• I.3.1.2 Modèles comportementaux	21
• I.3.1.3 Paramètres des modèles	22
• I.3.1.4 Conclusion	23
I.3.2 Logiciels et méthodes de simulation	24
• I.3.2.1 MATLAB	24
• I.3.2.2 SABER	25
• I.3.2.3 SUCCESS	25
• I.3.2.4 SPICE	26
• I.3.2.5 Conclusion à propos des différents logiciels	27
<b>I.4 Démarche de modélisation et outils associés</b>	<b>27</b>
I.4.1 Le logiciel de simulation	27
I.4.2. Démarche de modélisation	28
• I.4.2.1 Modèles des composants discrets	29
• I.4.2.2 Outils de modélisation du circuit imprimé	30
I.4.3 Limites de la méthode	31
<b>I.5 Conclusion</b>	<b>31</b>

## **I. Eléments de choix des logiciels de C.A.O. en électronique de puissance et en C.E.M.**

### **I.1 INTRODUCTION**

La caractérisation en terme de C.E.M. d'un convertisseur statique implique la possibilité de simuler ses perturbations conduites et rayonnées. En outre, elle peut être complétée par l'étude de sa susceptibilité électromagnétique et de sa sûreté de fonctionnement.

Ces contraintes de caractérisation imposent de pouvoir simuler une très large diversité de phénomènes :

- le comportement électrique du circuit d'un point de vue fonctionnel
- le comportement des composants du circuit :
  - phénomènes physiques dans les semi-conducteurs pour les composants actifs
  - phénomènes électromagnétiques pour les composants passifs et de câblage (pistes du circuit imprimé, câbles)
- le comportement électromagnétique du convertisseur : champs rayonnés
- les interactions entre le circuit de puissance et le circuit de commande
- le comportement thermique du convertisseur.

La caractérisation complète du convertisseur nécessite donc la modélisation et la simulation d'une grande variété de phénomènes. Par conséquent, elle requière l'utilisation d'outils de calculs et de logiciels variés. Nous pouvons classer les différents outils de calcul numérique utilisés en électronique de puissance en trois familles, compte tenu des phénomènes à représenter :

- les logiciels basés sur des techniques de différence finies ou d'éléments finis pour la modélisation de tout ce qui à trait à l'électromagnétisme (composants passifs, connectique, etc. ... ) ou à la physique des semi-conducteurs.
- les logiciels de simulation de circuits électriques,
- les logiciels de calcul et de simulation numérique d'usage général (régulation, comportement dynamique).

Nous ne tenons pas compte, dans cette classification, de la solution qui consiste à développer un code numérique spécifique.

Dans le cas des logiciels de type différences finies ou éléments finis, le système étudié est décrit par sa géométrie, par les caractéristiques de ses différents matériaux, et par les conditions aux limites. Il est possible, par exemple, de calculer la répartition des charges dans un composant silicium ou de fournir un schéma équivalent pour un composant magnétique. Les problèmes traités par cette méthode ne peuvent se limiter qu'à un composant ou à un système relativement simple.

Dans le cas des deux autres familles de logiciels, il est nécessaire d'utiliser des modèles, plus ou moins élaborés selon les différents composants utilisés. Certains modèles, tels les modèles basés sur des équations analytiques, sont utilisables dans tout les logiciels de calcul (Matlab, Mathematica, MathCad, ...). D'autres ont une utilisation plus réduite : des modèles équivalents électriques ne pourront être introduits que dans des simulateurs de type "circuit". Les logiciels de simulation de circuits électriques sont surtout utilisés pour étudier des systèmes complexes intégrant de nombreux composants, telle une structure de convertisseur statique.

Dans le domaine de l'électromagnétisme, les modèles analytiques sont utilisés lorsque les problèmes sont géométriquement suffisamment simples, en 1D ou présentant des symétries. Les logiciels de type différences finies ou éléments finis sont utilisés lorsque ces problèmes deviennent trop complexes. Les calculs d'électromagnétisme sont utilisés en électronique de puissance pour caractériser les composants magnétiques, les câbles ou les pistes de circuit imprimé par exemple. Ils demandent souvent de développer ensuite des modèles électriques équivalents implantés dans un logiciel de simulation de type "circuit".

Si l'on souhaite de plus tenir compte des aspects de compatibilité électromagnétique dans le comportement des convertisseurs statiques, il faut ajouter des contraintes supplémentaires :

- 1) représenter l'environnement physique et électrique du convertisseur, et donc déterminer la complexité des phénomènes à modéliser,
- 2) définir dans quel but on souhaite utiliser les outils de simulation (C.A.O. ou analyse),
- 3) se fixer des objectifs en terme de précision et de temps de simulation,
- 4) respecter les contraintes économiques.

L'ensemble de ces éléments doit orienter le choix de logiciels et de modèles adaptés aux problèmes à traiter.

Dans ce chapitre, nous allons d'abord décrire les objectifs et les contraintes liés à la simulation orientée C.E.M. des convertisseurs statiques. Nous présenterons ensuite les principales méthodes de modélisation, ainsi que différents logiciels adaptés à ce type de simulation, en détaillant les méthodes de résolution utilisées. Enfin, nous aborderons les différentes étapes nécessaires à la simulation « circuit » d'un convertisseur statique lorsque les aspects de C.E.M. doivent être pris en compte.

## **I.2 SIMULATION ORIENTÉE C.E.M. DES CONVERTISSEURS STATIQUES**

Les logiciels utilisés pour simuler le comportement temporel d'une structure de conversion sont des logiciels de simulation "circuit" ou des logiciels de calcul numérique d'usage général. Il apparaît nécessaire de s'interroger sur la complexité des phénomènes que l'on souhaite pouvoir simuler pour décider de l'adéquation de tel logiciel à l'objectif assigné.

### **I.2.1 QUELLE COMPLEXITÉ DE PHÉNOMÈNES ?**

La simulation du fonctionnement d'un convertisseur de puissance peut être effectuée selon des niveaux de complexité croissante, en fonction des phénomènes à représenter :

#### **• I.2.1.1 Fonctionnement théorique**

La simulation du fonctionnement théorique permet de vérifier que le dimensionnement des différents éléments du convertisseur mène bien aux formes d'onde attendues. On suppose un fonctionnement électrique idéal des différents composants, afin d'avoir les temps de simulation les plus courts possibles.

- Le réseau et les charges sont représentées par des sources idéales.
- Les composants actifs sont modélisés comme des interrupteurs parfaits.
- Les composants passifs (R, L, C, M) et les transformateurs sont parfaits.
- Le câblage n'est pas pris en compte.
- Les constantes de temps sont liées à la période de fonctionnement du convertisseur ( $\tau_c$ ).

#### **• I.2.1.2 Fonctionnement en boucle fermée**

Un deuxième niveau de simulation et de modélisation correspond à l'étude du fonctionnement dynamique en boucle fermée du convertisseur. La régulation et la réponse du système aux perturbations de la charge et du réseau sont étudiées sur un grand nombre de périodes de commutation car les constantes de temps qui interviennent sont grandes par rapport à la période de fonctionnement du convertisseur. Cette contrainte implique donc une modélisation globale du convertisseur, à l'opposé du cas précédent.

Dans ce type de simulation, il est nécessaire de prendre en compte l'environnement du convertisseur et donc de modéliser le réseau et la charge de façon assez précise.

- Le réseau et la charge sont représentés par un modèle électrique équivalent.
  - Dans cette problématique, on utilise souvent une modélisation en valeur moyenne du fonctionnement du convertisseur pour se ramener à une approche plus "automaticienne" du système.

Dans ce cas des logiciels d'automatique ou de simulation numérique d'usage général peuvent être utilisés (MATLAB, SIMULINK). Cette approche permet de garder des temps de simulation tout à fait raisonnables.

- Certains logiciels de simulation “ circuit ” permettent toutefois de simuler le fonctionnement du système complet. Des logiciels comme SABER ou SUCCESS permettent de programmer les fonctions de correction et de régulation de l'asservissement, possibilité qui n'est pas offerte par tous les logiciels “ circuit ”. Les temps de calcul dans cette configuration peuvent être assez longs, puisqu'il faut un certain nombre de points par période de fonctionnement du convertisseur et un grand nombre de périodes pour déterminer la réponse du système.

- **I.2.1.3 Prise en compte des pertes et des aspects thermiques**

La prise en compte des pertes et de l'environnement thermique du convertisseur est un problème complexe qui est difficilement traité au niveau de la C.A.O. aujourd'hui [36]. Les pertes des composants actifs sont liées aux commutations et à la chute de tension à l'état passant. Leurs modèles électriques doivent donc permettre de décrire de façon précise les commutations, et intégrer un modèle thermique [46]. Les paramètres du modèle électrique dépendent souvent de la température, le modèle global est d'une grande complexité car résultant de phénomènes couplés.

Concernant les composants passifs, les pertes dépendent de phénomènes complexes, liés aux matériaux, à la répartition des champs électriques pour les condensateurs, et à la répartition du champ magnétique pour les inductances et les transformateurs. L'étude de ces phénomènes demande l'utilisation de logiciels de simulation en électromagnétisme (2D ou 3D), et les résultats obtenus doivent être associés à un modèle thermique. Notons qu'à l'heure actuelle les pertes magnétiques sont très mal modélisées quelque soit la méthode utilisée ( éléments finis, différences finies, etc...) car les modèles physiques de ces pertes sont encore à mettre au point. Les modèles de pertes utilisés étant incomplets, les résultats obtenus avec la méthode des éléments finis ne sont pas toujours réalistes.

L'utilisation de ces résultats pour l'étude d'un système complexe demande, de plus, le développement d'un circuit électrique et thermique équivalent pour chaque composant. On peut cependant limiter cette approche aux seuls composants passifs qui ont beaucoup de pertes.

Le modèle thermique doit être complété par celui du dissipateur, qui doit tenir compte de l'implantation physique des différents composants de puissance.

- Les composants actifs sont représentés par un modèle électro-thermique.
- Les composants passifs qui présentent beaucoup de pertes nécessitent un modèle électro-thermique, les autres sont représentés par un modèle électrique.
- Il faut un modèle thermique du dissipateur, lié à l'implantation des composants.

La nécessité de simuler finement les commutations, pour connaître les pertes dans les composants actifs, impose la prise en compte de constantes de temps faibles par rapport à la période de fonctionnement du convertisseur. A l'opposé, les constantes de temps thermiques sont très importantes vis à vis de cette même période de fonctionnement. Ces deux constantes de temps très éloignées posent un problème pour la simulation et peuvent mener à des temps de calcul très importants, ou poser des problèmes de convergence au solveur. On pourrait envisager une solution qui consisterait à traiter d'abord les sources de pertes liées aux temps courts, puis utiliser un second simulateur qui exploiterait les résultats du premier et permettrait de résoudre le problème thermique. Cette solution nécessiterait deux logiciels capables de fonctionner en parallèle. A notre connaissance, ce couplage n'existe pas encore.

#### • I.2.1.4 Prise en compte de la C.E.M.

La prise en compte des aspects liés à la compatibilité électromagnétique nécessite de modéliser les éléments parasites des différents composants, le câblage, ainsi que les relations avec l'environnement électrique [1], [2],[30] :

- impédance du réseau et de la charge,
- couplages en mode commun.

D'une part, les modèles des composants silicium doivent permettre de simuler finement les commutations, qui représentent les principales sources de perturbations du convertisseur, d'autre part, tous les modèles utilisés doivent être valables sur une gamme de fréquence importante, afin d'obtenir une représentation spectrale réaliste des courants et des tensions. Les normes C.E.M. de perturbations conduites définissent cette gamme de fréquences de 10 kHz à 30 MHz, nous l'avons étendue, lorsque c'est possible, à 100 MHz. Nous définissons ainsi la notion de " bande passante " des modèles.

- Les modèles des composants actifs doivent reproduire précisément les phénomènes de commutation.
- Le réseau et les charges sont représentés par des modèles électriques équivalents, tant en mode différentiel que en mode commun.
- Les composants passifs sont modélisés en tenant compte des effets parasites en mode différentiel et en mode commun.

- La câblage et la connectique ne peuvent plus être considérés comme neutre et doivent être modélisés.

La simulation orientée C.E.M. des convertisseurs statiques nécessite des modèles électriques précis pour tous les éléments qui interviennent dans le fonctionnement du convertisseur, pour le câblage, et pour les éléments qui participent aux couplages des perturbations. Cela implique un modèle complexe pour l'ensemble du convertisseur. De plus, la nécessité de représenter finement les phénomènes de commutation sur plusieurs périodes de fonctionnement entraîne des temps de simulation importants. Ce problème est particulièrement important dans le cas de la Modulation de Largeur d'Impulsion (M.L.I.). En effet le temps d'analyse est très long puisqu'il faut simuler le fonctionnement du convertisseur sur plusieurs périodes du signal modulant. Tous ces éléments imposent de trouver un compromis entre la complexité des modèles et leur précision afin de garder des temps de simulation raisonnables.

- **I.2.1.5 Fiabilité et sûreté de fonctionnement.**

L'analyse de la fiabilité et de la durée de vie des composants au sein d'un ensemble est basée sur des méthodes statistiques. L'évaluation prévisionnelle de la fiabilité nécessite l'utilisation de banques de données (C.N.E.T., MIL HDBK 217D) qui permettent de prévoir les taux de défaillance des composants électroniques connus. Ce taux de défaillance dépend entre autres des contraintes de fonctionnement :

- Température, puissance, tension, cycles thermiques, ventilation, environnement...

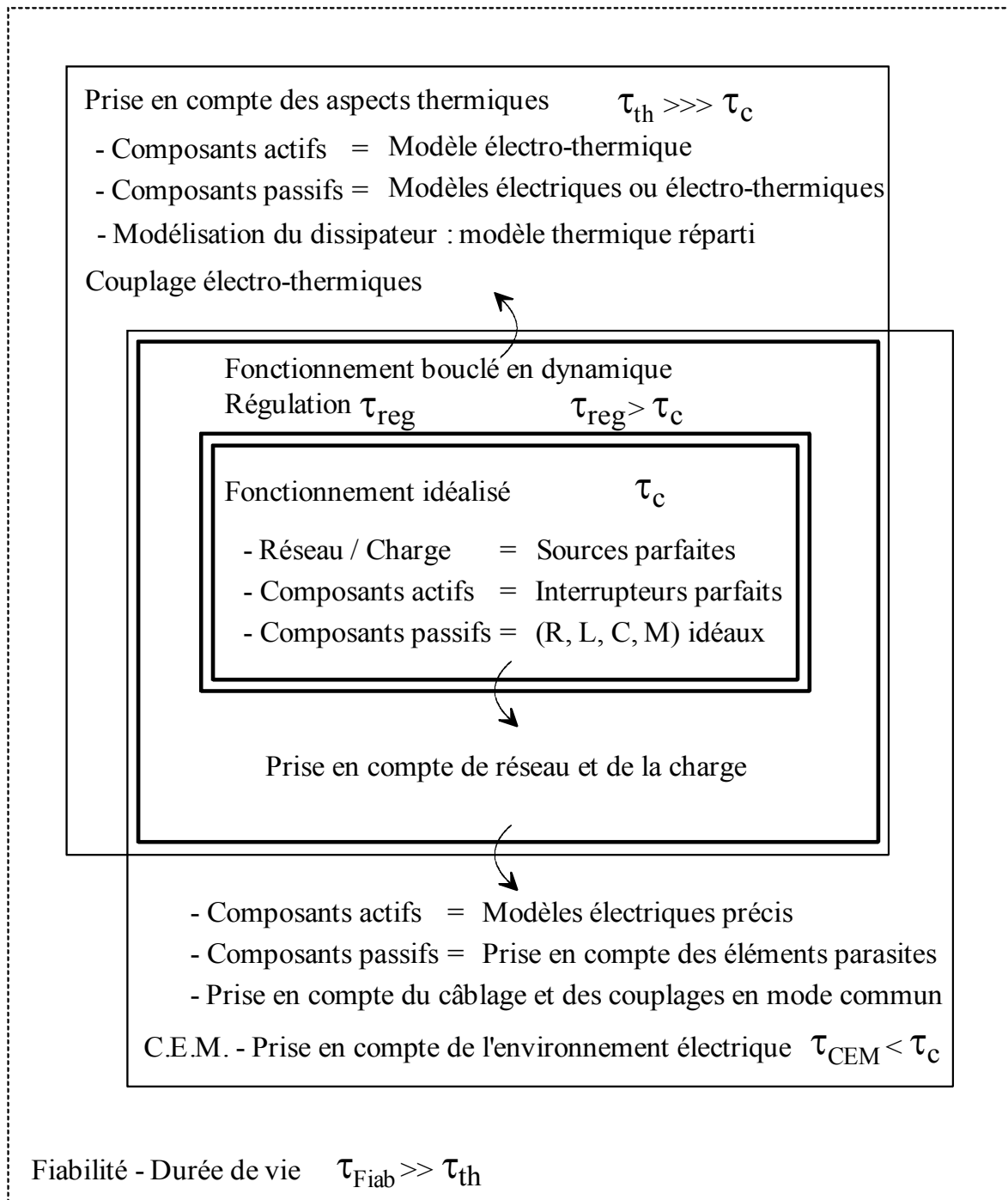
La simulation peut être utilisée pour déterminer la température d'un composant (prise en compte des aspects thermiques) ou ses conditions de fonctionnement électrique (puissance dissipée, surcontraintes en courant ou en tension,...) et ainsi permettre de déterminer plus précisément ce taux de défaillance.

Les aspects de sûreté de fonctionnement peuvent être mis en lumière lors de la simulation avec prise en compte des aspects C.E.M.. En effet, elle peut mettre en évidence des problèmes de surtensions ou de surintensités dans les composants, dues par exemple au câblage ou à la connectique. Elle peut aussi faire apparaître des problèmes de perturbation des commandes.

L'analyse d'un système en terme de fiabilité englobe donc les différents aspects (thermique, C.E.M.) décrits auparavant. Les données nécessaires pour prévoir les taux de défaillance des différents composants peuvent être déterminées en tenant compte successivement de ces deux aspects, ou en réalisant un modèle global, thermique et C.E.M., du système. Cette dernière approche reste pour l'instant encore trop complexe.

• **I.2.1.6 Synthèse sur les différents niveaux de simulation**

La définition des phénomènes que l'on veut prendre en compte lors des simulations, et le domaine de validité en fréquence désiré, permettent de déterminer la complexité des modèles à employer. La Figure 1 synthétise les différents niveaux de simulation envisageables dans un convertisseur statique.



**Figure 1 : Différents niveaux de modélisation**

Dans le cadre de la prise en compte des aspects liés à la compatibilité électromagnétique, qui nous intéressent plus précisément, la seconde étape consiste à définir l'utilisation que l'on envisage pour l'outil de simulation.



## **I.2.2 UTILISATION DE L'OUTIL DE SIMULATION**

Nous avons principalement différencié deux utilisations de la simulation dans une approche C.E.M. en conversion statique :

- L'utilisation dans un but d'analyse des phénomènes liés aux perturbations,
- L'utilisation en Conception Assistée par Ordinateur (C.A.O.).

### **• I.2.2.1 Analyse**

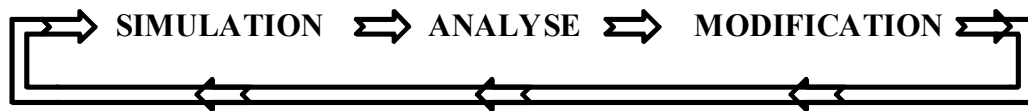
La démarche d'analyse consiste, à partir d'une structure de principe du convertisseur, à élaborer par étapes successives un schéma complexe prenant en compte les éléments parasites des différents composants. A chaque étape, l'étude du spectre des perturbations permet de valider certaines hypothèses d'analyse des phénomènes de génération et de propagation des perturbations.

Le facteur le plus important concernant l'analyse est la précision des résultats. Les modèles employés doivent être suffisamment précis pour permettre de reproduire tous les phénomènes parasites, et il faut se donner le temps de calcul nécessaire à l'obtention de la précision désirée. D'une part, certains paramètres des modèles peuvent être déterminés a posteriori, par mesure, pour obtenir la meilleure précision possible. Dans ce cas, il faut utiliser des simulateurs évolués permettant l'utilisation de modèles très précis. D'autre part, on peut se servir de simulateurs "circuit" plus classiques si les modèles disponibles pour les différents composants sont suffisamment performants.

Au sein du laboratoire, la démarche employée consiste à complexifier progressivement le modèle [2], afin de faire apparaître les régimes parasites résultants successifs. Les différences observées selon la complexité choisie permettent de déterminer l'impact des éléments parasites introduits dans le modèle sur le comportement C.E.M. du convertisseur. Cette démarche peut être particulièrement efficace dans la recherche des chemins de couplage des perturbations, ou pour l'identification des phénomènes parasites.

### **• I.2.2.2 Conception**

L'utilisation de la simulation pour la C.A.O. a pour but général de limiter les réalisations de prototypes. Du point de vue C.E.M., cela revient à avoir pour objectif, lors de la conception, d'obtenir un produit conforme aux normes C.E.M.. La simulation doit permettre d'évaluer a priori le comportement d'un convertisseur et de tester l'efficacité des solutions employées pour réduire les perturbations. L'étude des résultats de simulation, et leur comparaison à un cahier des charges, peut entraîner la modification de certains paramètres du système étudié et nécessiter un rebouclage de la simulation :



C'est seulement au bout d'un certain nombre de cycles que le résultat obtenu correspond au cahier des charges, et le temps de calcul nécessaire à chaque simulation est dans ce cas un paramètre primordial.

Du point de vue simulation, il faut optimiser les temps de calcul tout en gardant des résultats assez précis. Les modèles de composants employés sont plus simples dans le cas de l'analyse, mais doivent, malgré tout, reproduire les différents comportements de façon précise. La grande différence tient à ce que les paramètres de ces modèles doivent pouvoir être déterminés a priori, ce qui nécessite souvent l'utilisation d'autres outils logiciels (éléments finis, différences finies, ...). Pour les éléments standardisés comme les condensateurs ou les semi-conducteurs, l'utilisation d'une bibliothèque de modèles permet de simplifier cette étape. En revanche, la détermination a priori des paramètres des modèles des composants magnétiques non standardisés, des éléments de câblage et des phénomènes de couplages de mode commun pose de gros problèmes. Ces paramètres dépendent fortement de la géométrie et de leur réalisation, mais aussi, concernant le câblage et les couplages en mode commun, de l'environnement physique du convertisseur. La détermination a priori des modèles de tous les éléments d'un convertisseur reste donc un problème difficile pour la C.A.O.. La réalisation de prototypes associée à une modélisation électrique et à l'identification des paramètres reste encore nécessaire pour les composants magnétiques.

### • I.2.2.3 Choix du mode d'utilisation

La définition d'un objectif d'utilisation permet de fixer en partie le compromis entre temps de simulation et précision. Dans le cas de l'analyse du comportement C.E.M. d'un convertisseur, on peut se permettre d'avoir des temps de simulation importants, donc d'utiliser des modèles très complexes. Dans le cas de la C.A.O., il est important d'optimiser au maximum la complexité des modèles utilisés par rapport à leur précision. Afin de mieux définir les caractéristiques de ces modèles, nous allons préciser les différents champs d'applications de la modélisation.

## I.2.3 APPLICATIONS À LA C.E.M. DES CONVERTISSEURS STATIQUES

Nous allons détailler plus précisément les différents aspects qu'implique la prise en compte de la Compatibilité Electromagnétique dans la simulation des convertisseurs statiques, ainsi que les phénomènes qui doivent être représentés par les différents modèles utilisés.

- **I.2.3.1 Identification des perturbations et des surcontraintes sur les composants**

Le premier objectif de la simulation orientée C.E.M. est la représentation précise des phénomènes transitoires de commutation. Elle permet aussi :

- L'évaluation des surcontraintes en tension et en courant sur les composants. Ces surcontraintes sont liées d'une part au comportement en commutation des composants (courant de recouvrement inverse des diodes, par exemple), et d'autre part aux oscillations parasites liées :
  - aux inductances parasites des composants, aux inductances de câblage,
  - aux capacités parasites, et aux capacités des composants actifs.

- **I.2.3.2 Couplages des perturbations**

Un deuxième objectif est d'identifier précisément les différentes voies de couplages pour les perturbations :

- Le but est de prévoir les problèmes d'autoperturbation des commandes proches et des commandes plus éloignées. Il faut pour cela identifier les différents couplages capacitifs, notamment pour les composants devant assurer un isolement galvanique, et les couplages inductifs, liés au câblage. Il faut aussi modéliser précisément les capacités structurelles des transistors MOS et des transistors I.G.B.T., qui constituent des voies de couplage privilégiées des perturbations vers la commande rapprochée.

- **I.2.3.3 Représentation spectrale des courants de mode commun et de mode différentiel**

Un troisième objectif est de pouvoir déterminer a priori la représentation spectrale des courants de mode commun et de mode différentiel au niveau du réseau de stabilisation d'impédance de ligne (R.S.I.L.) placé en amont du convertisseur.

- Le spectre des courants obtenu par simulation doit permettre d'établir une comparaison avec les niveaux imposés par les normes. Il faut en particulier que le modèle de simulation représente les couplages de mode commun, pour que le courant de mode commun soit représenté de façon réaliste. Il faut surtout que les modèles des différents composants soient valables sur la plage de fréquence définie par la norme.

- **I.2.3.4 Perturbations rayonnées**

Un autre besoin concerne la simulation des perturbations rayonnées. Une méthode employée pour le calcul des champs rayonnés par un convertisseur est la méthode des moments [13]. D'autres méthodes, basées par exemple sur les éléments finis, sont aussi envisageables. La méthode des moments demande de connaître avec précision l'évolution temporelle des tensions aux bornes des différents interrupteurs, qui sont considérés comme autant de sources de perturbations. A partir de la décomposition en série de Fourier de ces tensions, et de la topologie des conducteurs du

convertisseur, elle permet de calculer les courants dans les différents conducteurs pour chaque fréquence, ainsi que le champ rayonné en tout point de l'espace. Cette méthode nécessite une première étape de simulation de type "circuit" pour le calcul précis des tensions aux bornes de différents interrupteurs, avant de pouvoir effectuer le calcul des perturbations rayonnées par la méthode des moments. Cette démarche suppose que les effets rayonnés ne sont pas prépondérants dans le fonctionnement du convertisseur et que le calcul des grandeurs électrique peut se faire précisément sans en tenir compte, ce qui est pratiquement toujours le cas. Une autre approche, plus complexe, consisterait à coupler le calcul des grandeurs conduites et des grandeurs rayonnées pour chaque itération de calcul. A notre connaissance, un tel couplage n'existe pas encore.

- **I.2.3.5 Réduction des perturbations**

Dans toutes les applications, la simulation permet de tester et d'optimiser des solutions pour la réduction des perturbations : filtrage, câblage et implantation des composants, mode de commande des transistors, compensation de la tension de mode commun. La validité des résultats obtenus lors de ces simulations est cependant entièrement dépendante de la validité des modèles utilisés.

- **I.2.3.6 Autres domaines d'applications**

La liaison par câble entre onduleur et machine alternative est un exemple de l'utilisation de la simulation appliquée à d'autres aspects de la C.E.M.. Deux effets sont principalement étudiés :

- Les surtensions dues aux effets de désadaptation des câbles au niveau de la machine [37].
- La propagation et les effets des courant de mode commun dans la machine, liée à l'utilisation d'onduleurs à découpage haute fréquence [38], [39]. Dans ces deux cas, il faut modéliser en mode commun le câble et la machine afin de déterminer les courants parasites.

## **I.2.4. CHOIX DES MODÈLES : COMPROMIS TEMPS DE SIMULATION / PRÉCISION**

- **I.2.4.1 Contraintes sur les modèles**

La principale contrainte sur les modèles utilisés pour la simulation orientée C.E.M. vient de la large plage de fréquence dans laquelle ils doivent être valables. Dans cette gamme de fréquence, les composants passifs, tels que les inductances [8], les capacités [7], les résistances ou les transformateurs [7], [2] ne peuvent plus être considérés comme des éléments parfaits, et les modèles électriques doivent représenter les éléments parasites de ces composants.

En matière de composants silicium, les modèles doivent décrire avec précision les phénomènes qui apparaissent lors des commutations, et modéliser correctement les impédances à l'état bloqué et à l'état passant sur toute la plage de fréquence [2], [11], [12].

Il faut enfin tenir compte du câblage (circuit imprimé, bus-barre, barres de cuivre ou câbles) qui doit être considéré comme un élément à part entière [1] [3] [4]. Le modèle du câblage doit permettre de représenter les inductances et les effets capacitifs des pistes, ainsi que les différents couplages entre les conducteurs.

La prise en compte du câblage, sous forme d'éléments localisés, et la modélisation des capacités de mode commun, participent à augmenter la taille du modèle complet du convertisseur.

#### • I.2.4.2 Compromis temps de simulation / précision

Tous les éléments, que nous venons de décrire, contribuent à générer un schéma très complexe qui demande des moyens numériques importants pour la résolution du système correspondant. L'efficacité du compromis temps de simulation / précision est de ce fait un aspect important de la simulation orientée C.E.M. des convertisseurs statiques :

D'une part, il faut faire un compromis sur les modèles de composants actifs utilisés. Il existe en effet une variété importante de modèles pour les diodes, transistors MOS ou I.G.B.T., qui vont du plus simple au plus complexe. Nous détaillerons cet aspect dans le chapitre II.

D'autre part, il nous semble important de pouvoir adapter la complexité des modèles employés, selon leur environnement ou les contraintes auxquelles ils sont soumis, pour optimiser la complexité du modèle global : c'est l'aspect de modularité des modèles.

➤ Par exemple, dans le cas du hacheur présenté Figure 2, nous pouvons distinguer les pistes dont le potentiel varie peu et les pistes dont le potentiel subit de fortes variations.

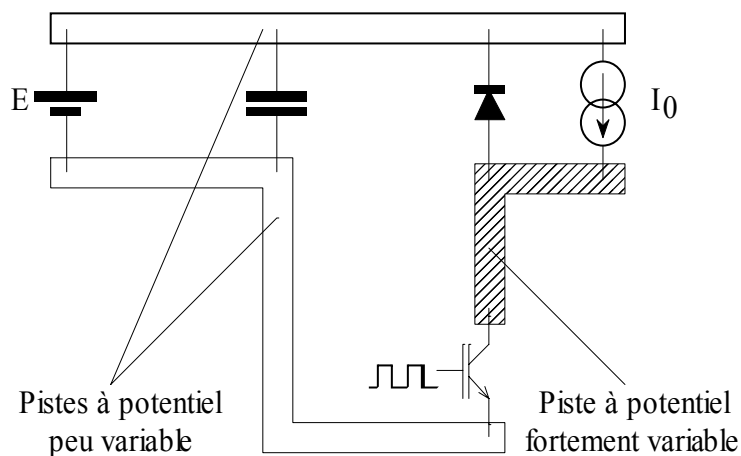


Figure 2 : Différences des contraintes en tension pour les pistes d'un hacheur

Les capacités de couplage en mode commun doivent être prise en compte dans le modèle de ces dernières, alors qu'elles peuvent être ignorées dans les pistes dont le potentiel est fixe.

Le niveau de complexité du modèle dépend des contraintes électriques (courants haute fréquence, tensions). L'établissement des modèles peut être basé sur les connaissances empiriques du concepteur. Il est aussi possible de déterminer les contraintes électriques des composants d'un convertisseur à partir de son fonctionnement théorique, puis d'en déduire automatiquement la complexité des modèles à utiliser. Dans ce cas, les résultats de la simulation avec prise en compte des aspects C.E.M. permettent parfois de faire apparaître de nouvelles contraintes, qui entraînent la modification des modèles initiaux par le concepteur.

### **I.2.5 CONCLUSION**

Nous avons défini plusieurs niveaux pour la simulation d'un convertisseur statique, qui dépendent des aspects que l'on souhaite étudier :

- Fonctionnement théorique
- Fonctionnement en boucle fermée
- Aspects C.E.M.
- Fiabilité et sûreté de fonctionnement
- Aspects thermiques

Cette classification nous a permis de positionner la simulation orientée C.E.M. par rapport aux autres modes de simulation. Nous avons ensuite défini deux utilisations différentes de l'outil de simulation pour la C.E.M., qui entraînent des contraintes de temps de simulation et de précision de résultats différentes :

- L'analyse de la génération et du couplage des perturbations
- La conception (C.A.O.) avec évaluation a priori du comportement C.E.M.

Nous avons détaillé les différentes applications de la simulation orientée C.E.M., et les contraintes qu'elles entraînent sur les modèles des composants et sur le modèle complet du convertisseur :

- Modélisation du câblage et des couplages en mode commun
- Modèles précis mais pas trop complexes des composants semi-conducteurs
- Modèles des différents composants valables sur une large bande de fréquence
- Optimisation de la complexité du modèle global

Nous allons maintenant présenter différentes méthodes de modélisation, ainsi que les différents logiciels qui peuvent être utilisés pour la simulation orientée C.E.M., en détaillant les méthodes de résolution utilisées.

### I.3 QUELS LOGICIELS, POUR QUELS MODÈLES (OU L'INVERSE) ?

#### I.3.1 LES MODÈLES

La notion de modèle est fondamentale et recouvre plusieurs aspects. Il y a d'abord la façon de modéliser le comportement : modèle physique, modèle comportemental. Le modèle physique est basé sur des équations locales, par exemple pour une diode sur les équations des semi-conducteurs. Le modèle comportemental est plus simple que le précédent, il est établi à partir de fonctions approchées des caractéristiques du composant. Pour la diode, le modèle comportemental peut être constitué d'éléments déduits de la caractéristique statique, d'éléments modélisant le comportement dynamique à l'amorçage et au blocage et d'éléments caractérisant son impédance sur une plage de fréquences donnée. Ces fonctions approchées sont déduites de résultats de mesures ou éventuellement de calculs issus du modèle physique.

Il y a ensuite la complexité du modèle et sa capacité à reproduire avec précision le comportement d'un composant. Cette complexité est liée à la nécessité de tenir compte de plusieurs dimensions spatiales (modèles 1D, 2D, 3D) ou au contraire à la possibilité de pouvoir faire l'hypothèse de constantes localisées (modèle électrique équivalent). La précision est aussi liée aux paramètres du modèle et à la façon de les calculer ou de les mesurer, suivant que l'on cherche à établir un modèle a priori ou a posteriori.

##### • I.3.1.1 Modèles physiques

Les paramètres des modèles physiques sont des données géométriques et des données physiques caractérisant les matériaux (dopages, permittivité, ...). Pour des modèles 2D et 3D, les méthodes de résolution sont de type éléments finis ou différences finies, et ne s'appliquent généralement qu'à la représentation d'un seul composant. La précision obtenue peut être très bonne, mais les résultats peuvent difficilement être utilisés directement pour simuler le comportement d'un composant dans une structure complexe de convertisseur.

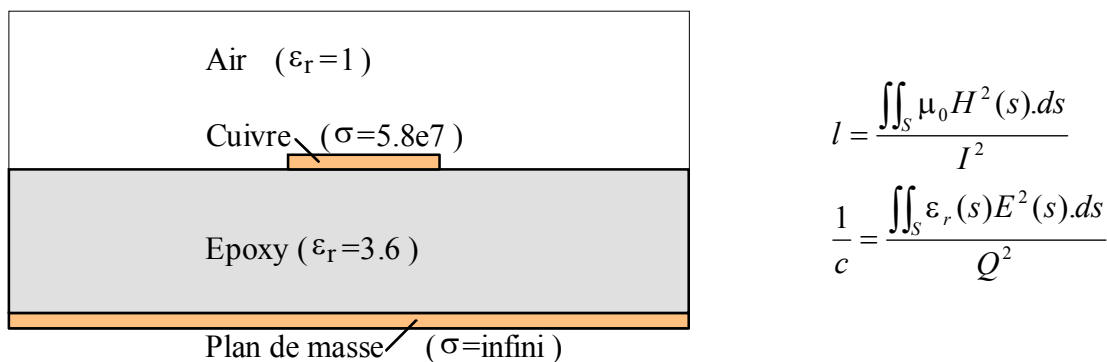


Figure 3 : Modèle physique d'une piste de circuit imprimé (2D)

Nous avons représenté Figure 3 le modèle physique utilisé pour calculer l'inductance linéique  $L$  et la capacité linéique  $c$  d'un segment de piste de circuit imprimé. Ce modèle est utilisé dans deux logiciels qui utilisent le calcul par les éléments finis :

- Un solveur qui résout les équations liées au champ magnétique, pour le calcul de  $L$ . Il faut dans ce cas imposer l'amplitude et la fréquence du courant  $I$  dans la piste.
- Un solveur qui résout les équations liées au champ électrique, pour le calcul de  $c$ . La charge de la piste est représentée par  $Q$ .

La complexité des méthodes utilisées pour traiter des modèles physiques dépend avant tout du nombre de dimensions géométriques dont il faut tenir compte. Dans le cas de problèmes monodimensionnels, le système d'équations peut être suffisamment simple pour être résolu en utilisant des techniques numériques plus simples que les éléments finis. C'est le cas par exemple de la méthode des fils fins.

#### • I.3.1.2 Modèles comportementaux

A la différence des modèles physiques, les modèles comportementaux ne s'appuient pas directement sur les équations physiques locales qui caractérisent le fonctionnement d'un composant, mais sont souvent basés sur des analogies physiques. Ce sont généralement des modèles électriques équivalents, qui permettent de simuler globalement le comportement d'un composant, ou un ensemble d'équations analytiques permettant de décrire ce comportement. Ces modèles sont forcément à constantes localisées, ce qui limite leur utilisation lorsque des effets liés à la dimension géométrique ou à la propagation deviennent prépondérants. Ils sont simples à mettre en œuvre et font appel à un nombre limité de paramètres, qu'il faut pouvoir déterminer simplement à partir de la documentation constructeur, de mesures, ou de résultats obtenus à partir d'un modèle physique plus précis [33]. Ces modèles doivent représenter avec précision les différents comportements vus de l'extérieur du composant, tels qu'ils peuvent être mesurés. Par exemple :

- Pour les composants actifs, les caractéristiques de commutation et les caractéristiques d'impédance sont importantes.
- Dans le cas d'un modèle comportemental destiné à simuler le comportement des circuits magnétiques utilisés dans les transformateurs, la difficulté vient de la bonne représentation des pertes magnétiques [64].

Par rapport aux modèles physiques, ces modèles permettent de simuler précisément le comportement d'un composant autour d'un point de fonctionnement, pour lequel les paramètres sont déterminés. La précision du modèle diminue généralement lorsque l'on s'éloigne du point de fonctionnement, un bon modèle comportemental doit avoir une plage de validité la plus large possible.



• **I.3.1.3 Paramètres des modèles**

La précision des modèles dépend des paramètres utilisés.

- Pour les modèles physiques, cet aspect pose en général peu de problèmes, sauf pour les composants semiconducteurs : les constructeurs de ces composants ne divulguent pas les informations relatives à leur fabrication. Les paramètres relatifs aux différents matériaux (magnétiques, diélectriques) peuvent aussi limiter la précision des résultats obtenus, il faut donc les caractériser précisément.
- Pour les modèles comportementaux, les paramètres ne sont pas directement liés (ou par des relations compliquées) aux données physiques ou géométriques. Il faut donc une méthode pour les déterminer, qui dépend de l'approche (a posteriori ou a priori) employée.
  - Dans une approche a posteriori, la solution consiste à déterminer les paramètres à partir de mesures : il faut dans ce cas une méthode indiquant les mesures à effectuer et les relations à utiliser pour calculer ces paramètres [2].
  - Dans une approche a priori, nous pouvons distinguer trois cas :
    - 1) Les modèles de composants standardisés (composants semi-conducteurs, condensateurs, ...)
    - 2) Les modèles de composants non standardisés (inductances ou transformateurs réalisées spécifiquement, ...)
    - 3) Les modèles des éléments qui dépendent de la géométrie et de l'environnement physique du système. (câblage, capacités de mode commun).

Pour les composants standardisés, une solution efficace consiste à développer sa propre bibliothèque de modèles. Une fois le modèle validé, ses paramètres peuvent être déterminés une fois pour toute à partir de mesures, comme dans une approche a posteriori. Ainsi, les constructeurs de composants de puissance (Motorola, International Rectifier, ...) proposent de plus en plus souvent des modèles (SABER, SPICE) pour chaque type de composant. De plus, ils fournissent les paramètres à utiliser pour un composant donné afin de reproduire au mieux les commutations.

Pour les composants non standardisés, il faut déterminer les paramètres du modèles comportemental à partir des données géométriques et de réalisation. Il est possible :

- de constituer un modèle comportemental à partir des résultats obtenus en utilisant un logiciel de type éléments finis,
- d'utiliser un modèle analytique, associé à une résolution numérique.

Pour certains composants, telle que les inductances, ces paramètres restent très difficiles à déterminer a priori, du fait d'effets électromagnétiques tri-dimensionnels très marqués. La solution consiste dans ce cas à extraire expérimentalement les paramètres.

Pour les éléments qui dépendent de la géométrie du système, Il faut une étape supplémentaire qui consiste à décrire cette géométrie. Cette approche est par exemple employée pour caractériser le câblage des convertisseurs statiques [3], [4]. Il faut ensuite déterminer un modèle électrique équivalent à partir des données géométriques, et utiliser soit un logiciel de type éléments finis, soit un modèle analytique, pour calculer les paramètres de ce modèle.

#### • I.3.1.4 Conclusion

Nous avons distingué les modèles physiques et les modèles comportementaux, et nous avons détaillé les différentes manières de déterminer leurs paramètres.

- Les modèles physiques sont basés sur des équations locales de la physique, et sur des paramètres liés à la géométrie et aux propriétés physiques des matériaux.
- Les modèles comportementaux doivent représenter de façon simple mais précise, souvent sous forme de circuit électrique équivalent, les comportements caractéristiques des composants. Leurs paramètres peuvent être déterminés soit a posteriori, à partir de mesures, soit a priori. Dans ce dernier cas, il faut revenir à un modèle physique ou utiliser des formulations analytiques, associées à une résolution numérique, pour déterminer ces paramètres.

Dans le cadre de simulation de systèmes complexes, la constitution d'une bibliothèque de modèles pour les composants standardisés permet de simplifier la constitution du modèle global du système.

Les modèles ne peuvent pas être dissociés des logiciels dans lesquels ils peuvent être utilisés. Certains modèles sont généraux, et peuvent être facilement adaptés dans différents logiciels de calcul, alors que d'autres utilisent les spécificités d'un logiciel, auquel ils sont dédiés. Il est intéressant de détailler les possibilités et les méthodes de simulation pour les logiciels qui nous semblent le mieux convenir à la simulation orientée C.E.M. des convertisseurs statiques. Cette approche est loin d'être exhaustive, et d'autres logiciels que nous ne citons pas peuvent aussi être adaptés pour traiter ces problèmes. Nous avons choisi de nous intéresser au logiciel SABER car il est très utilisé en recherche, et il offre de nombreuses possibilités pour la constitution des modèles. Nous avons d'autre part été amené à comparer les possibilités du logiciel SUCCESS à celles des logiciels de type SPICE [14], et nous utilisons ces deux logiciels au sein du L.E.Si.R.

### **I.3.2 LOGICIELS ET MÉTHODES DE SIMULATION**

Les logiciels dédiés à la simulation de circuits analogiques constituent le choix le plus évident en première approche pour la simulation des convertisseurs de puissance. L'utilisation de logiciels de type circuit, tels que SABER, SUCCESS ou SPICE est une solution intéressante car les codes numériques sont optimisés pour le calcul des circuits électriques. D'autre part, de nombreux modèles de composants de puissance ont été présentés dans la littérature pour chacun de ces logiciels, ce qui permet d'espérer des comportements satisfaisants pour les commutations.

Cependant, d'autres logiciels de calcul numérique peuvent aussi être utilisés, tel que MATLAB, qui est un logiciel de calcul matriciel, beaucoup plus ouvert, qui offre plus de liberté pour la programmation de modèles complexes. Il permet surtout, grâce à de nombreuses « toolbox », de traiter aussi bien des éléments finis 2D que des modèles « circuit ».

#### **• I.3.2.1 MATLAB**

Le logiciel MATLAB-Simulink est un outil de calcul numérique général, optimisé pour le calcul matriciel. Il permet de programmer simplement les fonctions numériques nécessaires à la résolution des équations de la physique des semi-conducteurs en 1D, ou de l'électromagnétisme en 1D ou en 2D. Dans le cas de modèles monodimensionnels, il permet d'utiliser un modèle à deux niveaux reliant les éléments déterminés par le module de calcul numérique de MATLAB, aux paramètres extérieurs ou aux variables d'état d'un composant, afin de définir un modèle utilisable dans le module Simulink. Par exemple, la répartition des charges dans les jonctions d'un composant silicium peut être obtenue par le module de calcul numérique de MATLAB. Un modèle Simulink, permettant de calculer les caractéristiques électriques (courants, tensions) du composant, pourra utiliser ces données. Ce module permet d'utiliser plusieurs algorithmes pour la résolution des systèmes d'équations différentielles linéaires et offre un système de modèles et de schémas hiérarchisés évolués. Il est particulièrement bien adapté à la représentation par variables d'état. Le module Simulink n'est pas spécifiquement dédié à la simulation des circuits électriques et il est nécessaire de réécrire les équations électriques pour chaque composant en utilisant une représentation d'état. La puissance du module de simulation et la facilité de programmation de ses propres algorithmes permet d'envisager la simulation de systèmes complexes avec des modèles de composants évolués. L'apparition d'une boîte à outils pour Simulink, dédiée au domaine du génie électrique (Power Toolbox) donne un exemple de l'utilisation de ce logiciel pour la simulation des circuits électriques complexes. Cette boîte à outils est dédiée au domaine du génie électrique et permet d'envisager la simulation des convertisseurs statiques du point de vue C.E.M..

- **I.3.2.2 SABER**

Le logiciel SABER est un logiciel spécifiquement conçu pour la simulation de circuits électriques intégrant un grand nombre de composants. Il offre de plus la possibilité de programmer ses propres fonctions numériques (langage MAST) ou d'utiliser directement des expressions analytiques dans les modèles de composants. De nombreux modèles de composants semi-conducteurs évolués sont proposés pour ce logiciel, en particulier pour les composants bipolaires. Il est donc tout à fait adapté à la simulation orientée C.E.M. des convertisseurs statiques. La contrepartie tient aux moyens de calculs nécessaires pour effectuer ces simulations et aux connaissances nécessaires pour mettre en œuvre ces modèles en respectant des situations réelles. L'utilisation du logiciel SABER n'est pas accessible à tous les utilisateurs potentiels de modèles de composants, du fait de son coût élevé, mais il reste un outil très utilisé en recherche [41] [45] [49]. Ce logiciel est sans doute le mieux adapté à la simulation orientée C.E.M. des convertisseurs statiques, et nous l'aurions utilisé si nous en avions eu la possibilité.

- **I.3.2.3 SUCCESS**

Le logiciel SUCCESS, développé initialement au L.E.E.I., est plus particulièrement destiné à l'étude du fonctionnement des convertisseurs de puissance. Il utilise la notion globale d'interrupteur, modélisé par des résistances  $R_{on}$  /  $R_{off}$ , mais n'intègre pas d'équations ou de modèles spécifiques pour les différents types de composants silicium. Il faut donc définir les modèles pour obtenir un comportement réaliste lors des commutations : de tels modèles ont été présentés pour les principaux composants de puissance [34] [9]. La méthode de résolution est basée sur le calcul des exponentielles de matrice et prend en compte la topologie variable du convertisseur. Pour une configuration donnée des interrupteurs, le système doit être linéaire, ce qui limite les possibilités de prendre en compte des effets non-linéaires, tels que les capacités de transition dans les jonctions bipolaires, par exemple. En contrepartie, la méthode de résolution à pas variable est rapide et ne pose pas de problème de convergence, y compris dans le cas de constantes de temps très différentes [14]. Ce logiciel permet de plus la programmation en FORTRAN de fonctions d'asservissements; dans ce cas, une méthode de résolution à pas fixe est employée. Son utilisation pour la simulation des convertisseurs statiques d'un point de vue C.E.M. est envisageable, mais les modèles des composants silicium ne pourront pas être aussi précis que dans les autres logiciels du fait que qu'il ne peut pas traiter simplement les effets non-linéaires.

• **I.3.2.4 SPICE**

Les simulateurs “ circuit ” de la famille SPICE, tel que PSPICE, ont été conçus initialement pour la simulation des circuits intégrés (SPICE pour Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis). Les équations des modèles de composants semi-conducteurs sont prévues pour des composants de faible puissance, petits et rapides. Les valeurs définissant par défaut la précision absolue sur les courants (  $ABSTOL = 1 \text{ pA}$  ) et sur les tensions (  $VNTOL = 1 \text{ }\mu\text{V}$  ) sont aussi adaptées au cas des circuits intégrés.

Cependant, cette famille de logiciels constitue un standard pour la simulation de circuits électriques, et le cœur de l’algorithme (Newton-Raphson) fonctionne très bien pour tous les types de circuits électriques. Il permet de résoudre de façon itérative un ensemble d’équations non-linéaires caractérisant le comportement du système étudié. Ces équations doivent cependant être continues et dérivables pour que l’algorithme converge. Le module de modélisation comportementale (“ Analog Behavioral Modeling ”) permet l’introduction de fonctions analytiques sous forme de sources de tension ou de courant commandées [25].

Dans l’optique de simuler des circuits de puissance, il faut adapter et développer les modèles pour les composants utilisés en électronique de puissance, et il faut modifier les options de simulation pour éviter les problèmes de convergence

Un nombre important de modèles de composants de puissance ont été proposés pour cet environnement. Les modèles les plus complexes utilisent des lignes RC ou des fonctions approchées pour modéliser finement les effets 1D dans la zone intrinsèque des composants bipolaires, à partir de l’équation de diffusion ambipolaire [11], [12], [41], [45], [47]. D’autres modèles reproduisent de façon purement comportementale les principaux phénomènes de commutation [2], [9]. Il faut préciser que certains modèles utilisent les équations implantées initialement dans SPICE pour modéliser le comportement des diodes ou des transistors MOS faibles puissances afin de représenter simplement des effets non-linéaires. Ces modèles sont dédiés et ne peuvent pas être adaptés simplement à d’autres simulateurs. Les deux atouts majeurs de cette famille de logiciels sont :

La très grande diffusion de SPICE,

Le fait que SPICE constitue un standard pour la simulation des circuits analogiques.

Ce logiciel est bien adapté à la simulation de tout les systèmes analogiques, et son utilisation dans le cadre de la simulation orientée C.E.M. en électronique de puissance est tout à fait possible. Il faut dans ce cas utiliser des modèles spécifiques pour les composants silicium.

• **I.3.2.5 Conclusion à propos des différents logiciels**

Nous avons défini les caractéristiques des différents logiciels, qui nous semblent adaptés à la simulation orientée C.E.M. des convertisseurs statiques. Chaque logiciel offre des avantages et présente des limites :

- MATLAB est un logiciel de calcul numérique très général et très ouvert. De ce fait, il n'est pas optimisé pour le calcul des circuits électriques, bien qu'une boîte à outils dédié à la simulation des circuits électriques et des systèmes de puissance soit aujourd'hui disponible.
- SABER, logiciel dédié à la simulation de systèmes électriques complexes, intègre en sus un langage de programmation. Toutefois, il est très cher et relativement peu diffusé. Il constitue cependant un choix intéressant pour cette application.
- SUCCESS, logiciel conçu pour la simulation des convertisseurs de puissance, mais ne permet pas de simuler simplement les effets non-linéaires.
- SPICE constitue un standard pour la simulation des circuits analogiques, bien qu'il soit à l'origine plutôt destiné à la simulation des circuits intégrés. Son utilisation dans le domaine de l'électronique de puissance nécessite d'utiliser des modèles de composants silicium plus élaborés que ceux fournis par défaut dans les bibliothèques.

Le choix d'un logiciel dépend ensuite d'autres critères, très divers : de critères financiers, ou bien d'une volonté d'harmonisation des outils de simulation utilisés dans un établissement. Ce choix peut enfin être lié à l'histoire et à l'expérience d'une équipe vis à vis d'un outil de simulation. Tous ces logiciels permettent plus ou moins simplement de simuler un circuit électrique complexe, et ce sont les modèles utilisés qui font la différence finalement.

**I.4 DÉMARCHÉ DE MODÉLISATION ET OUTILS ASSOCIÉS**

**I.4.1 LE LOGICIEL DE SIMULATION**

Au sein du laboratoire, les résultats positifs obtenus par F. COSTA en utilisant un logiciel de simulation "circuit", de type SPICE-2 (environnement CADENCE, sur station de travail) pour la simulation des perturbations électromagnétiques conduites dans les convertisseurs statiques [1] nous ont conduits à choisir cette famille de logiciel. Les travaux de E. LABOURE sur les perturbations électromagnétiques conduites dans les alimentations continu-continu isolées [2] ont confirmé les possibilités offertes par ce type de logiciel. Ce choix a aussi été conforté par le nombre de modèles de composants de puissance plus ou moins complexes proposés de façon internationale. L'évolution très rapide des outils informatiques permet d'envisager aujourd'hui la simulation de systèmes très complexes intégrant un grand nombre de composants.

Même si nous considérons que ce type de logiciel est le mieux adapté pour la simulation globale de l'ensemble des éléments qui interviennent dans le fonctionnement d'un convertisseur statique, le calcul a priori des paramètres des circuits équivalents pour chaque composant ou chaque élément peut nous obliger conjointement à utiliser d'autres outils de calcul ou de simulation. Dans ce sens, le logiciel de simulation de circuits analogiques n'est que le dernier maillon de la chaîne, celui qui permet de faire la synthèse, et il ne permet pas seul de caractériser a priori le comportement C.E.M. d'un convertisseur statique. Nous allons présenter la démarche de modélisation que nous utilisons pour établir le modèle d'un convertisseur statique.

#### **I.4.2. DÉMARCHE DE MODÉLISATION**

L'objectif à terme est de pouvoir modéliser et simuler a priori le comportement C.E.M. des convertisseurs statiques. Les structures des convertisseurs peuvent être classées en deux catégories pour lesquels les éléments à prendre en compte sont différents.

- D'une part, les structures isolées, où le rôle du transformateur est prépondérant dans le comportement C.E.M. Cette partie a été étudiée en détail dans le travail de thèse de E. LABOURE [2].
- D'autre part les structures à conversion directe non isolées pour lesquelles la forme des perturbations générées et leur mode de propagation dépendent entièrement des composants actifs, des composants passifs et du câblage.

Notre travail correspond à cette deuxième catégorie de convertisseurs, dans le cas où le câblage du convertisseur est réalisé en circuit imprimé. Dans un objectif de simulation a priori avec en vue la CAO de la C.E.M. des convertisseurs, et parallèlement aux travaux de P. PETIT sur la modélisation du câblage imprimé par la méthode des fils fins [6], nous avons développé un ensemble d'outils permettant la modélisation a priori du circuit imprimé dans un logiciel de type "circuit". Nous allons donc détailler les différentes étapes qui mènent au schéma complet adapté à la simulation orientée C.E.M.. Le principe retenu est représenté sur la Figure 4.

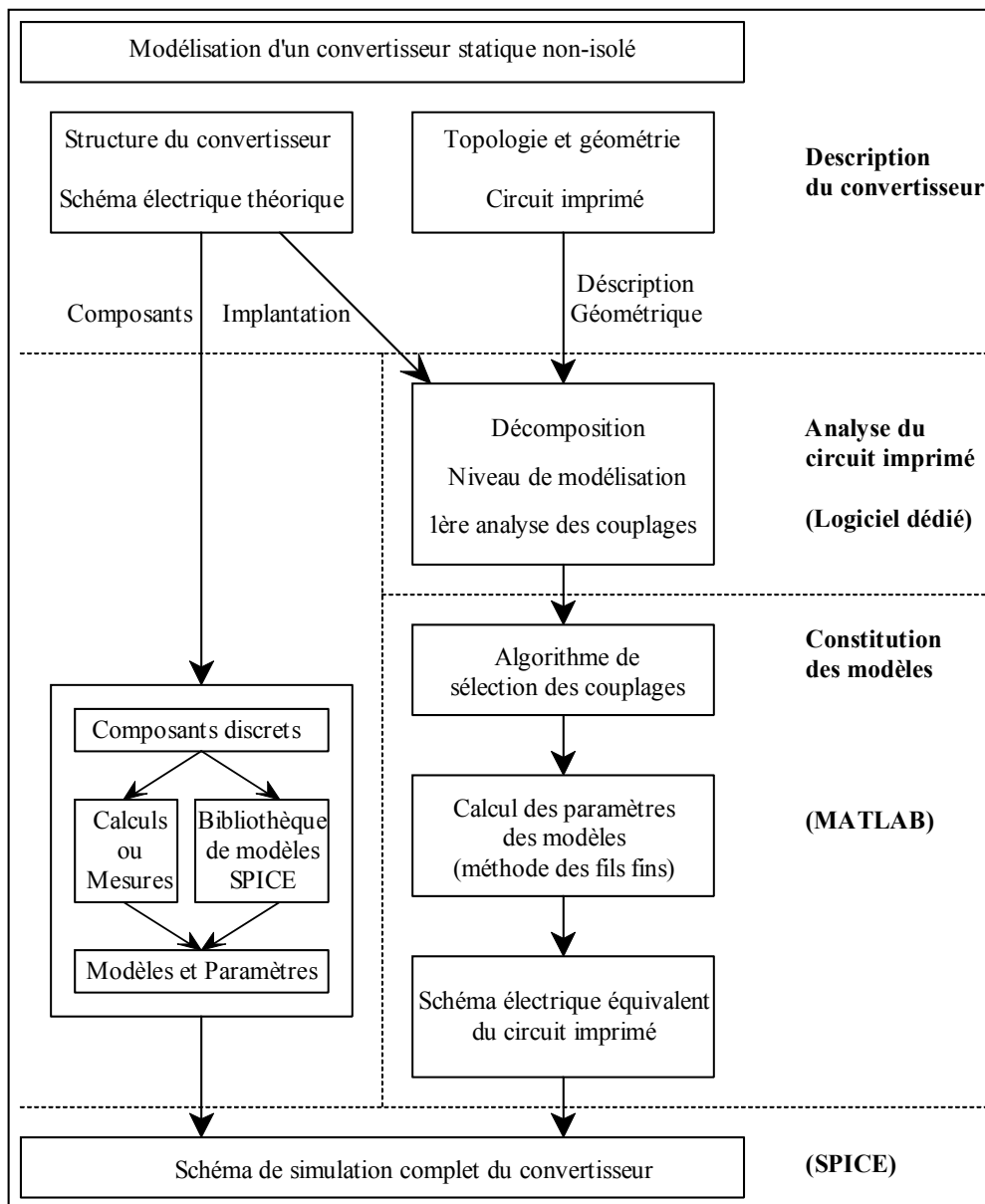


Figure 4 : Etapes de Modélisation

• 1.4.2.1 Modèles des composants discrets

Les caractéristiques et les limites des modèles de composants actifs que nous utilisons sont détaillés dans le chapitre II. Ces modèles sont basés sur l'équation de contrôle de charge, ce qui permet de prendre simplement en compte les phénomènes de charges stockées. Les modèles du transistor bipolaire et du transistor MOS existaient déjà et n'ont pas été modifiés, nous les présentons afin d'avoir un panorama complet des modèles utilisés. Les modèles de la diode et du transistor I.G.B.T. sont basés sur des modèles existants ; ils ont été adaptés et améliorés afin de mieux reproduire les phénomènes de commutation.

Pour les composants passifs, nous déterminons encore les paramètres des modèles à partir de mesures.



• **I.4.2.2 Outils de modélisation du circuit imprimé**

L'ensemble des outils, que nous avons développés, permet d'obtenir a priori un modèle électrique équivalent du circuit imprimé qui prend en compte les aspects résistifs, inductifs, capacitifs des différentes pistes. Les effets de couplages entre les segments de pistes parallèles sont évalués et les couplages significatifs sont également modélisés.

▪ **Analyse du circuit imprimé**

Afin de réaliser l'analyse et la décomposition géométrique du circuit imprimé en éléments unidimensionnels, nous avons développé un logiciel distinct, en Pascal (environnement Delphi©). Ce logiciel permet également à l'utilisateur de préciser un niveau de complexité de modélisation pour les différents éléments issus de la décomposition et réalise une première analyse des couplages possibles entre pistes. Les résultats sont stockés dans un fichier sous un format matriciel, facilement utilisable par MATLAB. Nous reviendrons au chapitre IV sur ce logiciel.

▪ **Algorithme de sélection des couplages**

L'algorithme de sélection des couplages a été implémenté sous MATLAB. Cet algorithme est basé sur la méthode des fils fins et permet de déterminer les couplages significatifs entre les différents segments de pistes du circuit imprimé.

▪ **Calcul des paramètres des modèles**

La méthode des fils fins, implantée aussi sous MATLAB, permet de déterminer les caractéristiques électriques (matrice admittance  $Y$ ) des différents éléments simples (rectangles élémentaires) issus de la décomposition. Enfin, un autre outil, toujours implanté sous MATLAB, permet de déterminer les paramètres des modèles électriques à partir de ces matrices admittances.

▪ **Schéma électrique équivalent du circuit imprimé**

Afin de simplifier leurs utilisation, ces résultats sont enregistrés dans une librairie, au format SPICE. Une librairie spécifique est créée pour chaque circuit imprimé à partir des modèles élaborés. Elle permet de faire simplement le lien entre les paramètres des modèles et les macro-composants utilisés pour représenter les éléments du circuit imprimé dans le schéma électrique complet du convertisseur. Plusieurs bibliothèques peuvent être générées pour un même circuit imprimé, pour des niveaux de complexité différents : le choix de la librairie à utiliser se fait au moment de la simulation, sans nécessiter de modification du schéma.

### **I.4.3 LIMITES DE LA MÉTHODE**

Cette démarche de modélisation trouve sa limite dès que les effets de géométrie (2D, 3D) deviennent prépondérants et que les comportements ne peuvent plus être modélisés par des éléments à constantes localisées ou de façon analytique simple. Pratiquement, cela restreint son application au domaine de la moyenne puissance. C'est dans ce cadre que nous nous situons.

### **I.5 CONCLUSION**

Nous avons présenté dans ce premier chapitre plusieurs niveaux de simulation possibles en vue de caractériser le fonctionnement d'un convertisseur de puissance. Il est possible d'étudier le fonctionnement théorique du convertisseur, son comportement dans un asservissement, son comportement thermique, ou son comportement C.E.M.. Ces derniers aspects nécessitent la simulation et la modélisation d'une grande variété de phénomènes, ayant des constantes de temps très différentes. L'étude de ces phénomènes est spécifique et requiert par conséquent différents types de logiciels. Des logiciels de type éléments finis permettent la caractérisation physique des composants semi-conducteurs et la modélisation électromagnétisme des composants magnétiques et des éléments de câblage. Des logiciels de calcul numérique sont utilisés pour établir les modèles des différents éléments. Enfin, la simulation du convertisseur nécessite l'utilisation de logiciel de calcul numérique ou de logiciel de type "circuit".

Dans le cadre de notre travail, nous nous sommes intéressés particulièrement à la modélisation et à la simulation des éléments de câblage imprimé. Les modèles des composants semi-conducteurs que nous utilisons sont basés sur des modèles existants que nous avons étendus.

Le logiciel de simulation "circuit" SPICE a été choisi pour la simulation globale du convertisseur. Il est largement diffusé et constitue un standard dans la simulation analogique; de plus il a apporté de nombreux résultats satisfaisants dans différentes études menées au sein de notre équipe. Ce choix implique d'utiliser des modèles de type schémas équivalents pour les différents éléments de la structure. Des logiciels de type éléments finis 2D ont été utilisés pour la caractérisation du câblage et le logiciel MATLAB a été choisi pour le calcul des modèles à partir de la géométrie des éléments de câblage. L'utilisation de ces différents logiciels et les résultats obtenus seront présentés dans les chapitres suivants.



## **II. MODÈLES DES COMPOSANTS À SEMI-CONDUCTEUR EN ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE**

<b>II. Modèles des composants à semi-conducteur en électronique de puissance</b>	<b>35</b>
<b>II.1 Problématique</b>	<b>35</b>
II.1.1 Composants bipolaires	35
II.1.2 Composants MOS	35
<b>II.2 Rappels bibliographiques : modélisation des composants bipolaires de puissance.</b>	<b>36</b>
II.2.1 Logiciels de calcul de la dynamique des charges par éléments finis	36
II.2.2 Résolution numérique des équations de la physique des semi-conducteurs (1D)	37
• II.2.2.1 Modélisation par charges localisées	37
• II.2.2.2 Résolution de l'équation ambipolaire	37
• II.2.2.3 Conclusion	38
II.2.3. Modèles circuits	38
• II.2.3.1 Modèles basés sur l'équation ambipolaire	39
• II.2.3.2 Approximation de la répartition des concentrations de porteurs	40
• II.2.3.3 Modèles basés sur le contrôle de charge	41
• II.2.3.4 Conclusion	42
<b>II.3 Modèles SPICE des composants de puissance basés sur le contrôle de charge.</b>	<b>42</b>
II.3.1. Modèle de la diode	42
• II.3.1.1 Modélisation de la charge stockée	42
• II.3.1.2 Blocage de la diode - Recouvrement inverse	44
• II.3.1.3 Mise en conduction de la diode	45
• II.3.1.4 Diode à l'état bloqué – capacité de transition.	47
• II.3.1.5 Conclusion sur le modèle de la diode	49
II.3.2 Modèle du transistor MOS	49
• II.3.2.1 Modèle électrique et modèle SPICE	49
• II.3.2.2 Paramètres du modèle	50
• II.3.2.3 Modèle utilisé en simulation	52
• II.3.2.4 Validation expérimentale	52
II.3.3 Modèle du transistor IGBT	55
• II.3.3.1 Structure de l'IGBT : association MOS-Bipolaire	55
• II.3.3.2 Modèle statique	56
• II.3.3.3 Paramètres du modèle statique	56
• II.3.3.4 Modèle complet du transistor IGBT	57
• II.3.3.5 Modélisation du comportement dynamique.	58
• II.3.3.5 Validation expérimentale	59
• II.3.3.6 Conclusion sur le modèle de l'I.G.B.T.	61
II.3.4 Conclusion sur les modèles de composants silicium	61

## II. Modèles des composants à semi-conducteur en électronique de puissance

### II.1 PROBLÉMATIQUE

Les commutations des composants à semi-conducteurs dans les convertisseurs statiques sont les sources primaires de perturbations électromagnétiques, du fait des forts gradients de courants et de tensions qu'ils génèrent. Aussi leurs modèles doivent les représenter avec précision.

La tenue en tension des semi-conducteurs de puissance est assurée par une couche de silicium épaisse et faiblement dopée (N- couche intrinsèque). Par exemple, pour une tenue en tension de 1000V, l'épaisseur de cette couche est de l'ordre de 100 $\mu$ m, avec une concentration de 10<sup>14</sup> atomes/cm<sup>3</sup>. L'évolution des concentrations de charges, dans cette zone, doit être modélisée précisément afin d'obtenir un comportement réaliste lors des simulations des commutations.

#### II.1.1 COMPOSANTS BIPOLAIRES

Le courant direct des composants bipolaires est dû à l'injection de porteurs dans la zone N- à travers une jonction. L'état passant du composant engendre une **charge stockée** dans cette zone. Du fait de l'épaisseur et du faible dopage, la dynamique de ces charges fait intervenir des constantes de temps (durée de vie des porteurs, temps de transit, temps de recombinaison) qui ne sont pas négligeables devant les temps de commutation, voire devant la période de fonctionnement des convertisseurs. Compte tenu des dimensions de ces semi-conducteurs, on ne peut plus modéliser le comportement des charges dans cette zone par des constantes localisées sans commettre une erreur importante : les modèles développés pour la micro-électronique ne sont plus adaptés.

Toute la difficulté de modélisation des composants bipolaires de puissance réside dans la représentation de la dynamique des charges et de l'évolution de la charge stockée dans la zone intrinsèque. Il faut en effet considérer la nature répartie de l'évolution des charges dans cette zone. La modélisation des autres zones se fait souvent avec l'hypothèse de constantes localisées, du fait des épaisseurs plus faibles et des dopages beaucoup plus importants.

#### II.1.2 COMPOSANTS MOS

Le problème est différent pour les transistors MOS, tout du moins en polarisation directe, car le courant est constitué de porteurs majoritaires contrôlés par effet de champ. Il n'y a pas de charge stockée, ce qui rend le comportement dynamique des transistors MOS plus simple à modéliser. Cependant, la difficulté concernant ces composants est liée aux variations des capacités de transition en fonction des tensions inter-électrodes.

Nous allons traiter dans une première partie les différentes méthodes utilisées pour simuler le comportement des semi-conducteurs, toujours en fonction du compromis temps de simulation / précision. Nous détaillerons ensuite les modèles de composants que nous utilisons, modèles basés sur l'équation de contrôle de charge.

## **II.2 RAPPELS BIBLIOGRAPHIQUES : MODÉLISATION DES COMPOSANTS BIPOLAIRES DE PUISSANCE.**

Différents niveaux de modélisation existent dans la littérature concernant les composants semi-conducteurs. Nous allons les présenter en fonction de leur complexité et des outils logiciels qu'ils nécessitent. Nous pouvons définir 3 niveaux, par ordre de complexité décroissante :

- 1) Logiciels de modélisation de la dynamique des charges par éléments finis (2D).
- 2) Algorithmes de résolution numérique, en 1D (SABER)
  - Résolution numérique des équations de la physique des semi-conducteurs.
  - Résolution numérique de l'équation de diffusion ambipolaire.
- 3) Modèles circuits (SABER - SPICE)
  - Modèles circuits basés sur l'équation de diffusion ambipolaire
  - Modèles circuits basés sur l'équation de contrôle de charge

### **II.2.1 LOGICIELS DE CALCUL DE LA DYNAMIQUE DES CHARGES PAR ÉLÉMENTS FINIS**

A partir de la structure du composant étudié, il est possible de calculer la répartition dynamique des charges en une ou deux dimensions, en fonction des contraintes (courant, tension, température) extérieures. Les calculs se font en utilisant des logiciels dédiés, dans lesquels on saisit les dimensions géométriques des différents matériaux et les dopages. On peut citer les logiciels GIGA, MEDICI [49] de TMA, ou ATLAS de la société Silvaco, pour les composants bipolaires

La précision apportée par l'utilisation de ces outils permet de simuler un petit nombre de composants mais n'est pas directement utilisable pour la simulation de systèmes complexes. Il faut de plus des connaissances précises sur la structure interne des composants à simuler (dimensions des différentes couches, profil des jonctions, concentrations et dopages utilisés). Ces outils sont donc plutôt destinés à la conception des composants ou à l'étude du comportement d'un composant spécifique lors d'une phase de commutation (blocage d'une diode ou d'un IGBT par exemple).[10]

Pour les composants bipolaires, ces outils sont souvent utilisés pour connaître avec précision l'évolution des charges dans la zone faiblement dopée, afin d'en tirer des modèles approchés [49]. On peut vérifier que certaines hypothèses, permettant de simplifier les équations de la physique des semi-conducteurs sont valables, ou encore utiliser des fonctions d'approximation pour retranscrire l'évolution des charges de façon purement comportementale.

## II.2.2 RÉOLUTION NUMÉRIQUE DES ÉQUATIONS DE LA PHYSIQUE DES SEMI-CONDUCTEURS (1D)

Dans le cas de problèmes unidimensionnels, la solution des équations liées à la physique des semi-conducteurs peut être obtenue en programmant directement un algorithme numérique. Le but est de pouvoir implanter cet algorithme dans les modèles des composants, afin de déterminer avec une bonne précision les fonctions de répartition des concentrations de porteurs dans la zone faiblement dopée pendant la simulation. Ainsi, dans un logiciel tel que SABER, cet algorithme peut être implanté dans des modèles de composants utilisés dans la simulation « circuit » [44]. La précision du modèle, et le temps de calcul associé, dépendent des hypothèses utilisées pour simplifier le système d'équations.

### • II.2.2.1 Modélisation par charges localisées

Une méthode utilisée, pour obtenir une description assez fine du comportement des charges dans la zone faiblement dopée, consiste à la subdiviser en plusieurs régions bien choisies (Figure 5 : exemple pour une diode PIN). Chacune de ces régions peut être associée à une charge localisée [45], ou à une fonction d'approximation de la répartition des porteurs [49], ce qui permet de représenter l'évolution dynamique des charges.

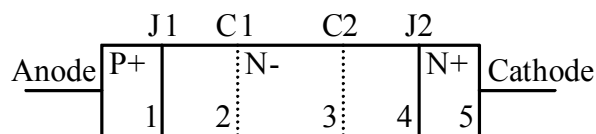


Figure 5 : Subdivision pour la modélisation par charges localisées, d'après [45].

Des hypothèses différentes peuvent être faites dans chacune des zones pour la recombinaison des porteurs ou le niveau d'injection considéré. En particulier, l'hypothèse de faible injection ou de forte injection peut être appliquée dans chaque région selon les concentrations de porteurs.

Ces modèles donnent de bons résultats aussi bien pour la mise en conduction que pour le blocage des diodes de puissances et peuvent être adaptés aux autres composants de puissance. Les paramètres peuvent être extraits par des mesures assez simples sur le recouvrement direct et inverse de la diode à modéliser.

### • II.2.2.2 Résolution de l'équation ambipolaire

Les hypothèses de haut niveau d'injection et de quasi-neutralité permettent d'obtenir une seule équation différentielle pour décrire l'évolution des charges dans la zone faiblement dopée, appelée équation de diffusion ambipolaire.



Cette équation est la fonction la plus utilisée pour modéliser l'évolution des porteurs dans la zone faiblement dopée des composants bipolaires de puissance.

Son expression est de la forme :

$$D_a \frac{\partial^2 p(x,t)}{\partial x^2} = \frac{p(x,t)}{\tau_a} + \frac{\partial p(x,t)}{\partial t} \quad [\text{Eq 1}]$$

$D_a$  correspond à la constante de diffusion ambipolaire et  $\tau_a$  à la durée de vie ambipolaire. L'hypothèse de quasi-neutralité dans le cas d'un haut niveau d'injection permet en outre d'écrire que  $p(x,t) = n(x,t)$ .

L'équation de diffusion ambipolaire peut être résolue en utilisant des techniques numériques telles que les différences finies [44] ou l'utilisation de fonctions de Green [47]. Une autre solution, développée au LAAS [11] [12], consiste à utiliser une décomposition spectrale de la fonction de répartition des porteurs  $p(x,t)$  afin de substituer à l'équation de diffusion ambipolaire un système d'équations différentielles du premier ordre.

### • II.2.2.3 Conclusion

Les résultats obtenus par ces méthodes sont en général très proches des résultats obtenus par les logiciels de calcul basés sur les éléments finis [41], tant que les effets 2D peuvent être négligés [42]. L'hypothèse de haute injection, qui permet d'obtenir l'équation de diffusion ambipolaire, n'est pas vérifiée dans toutes les phases de fonctionnement des composants bipolaires. En particulier, la mise en conduction des diodes de puissance fait intervenir une phase où les conditions de faible injection pour les trous sont prépondérantes, et la modélisation par charges localisées donne alors de meilleurs résultats [49].

Les répartitions des porteurs calculées par ces méthodes doivent être reliées aux paramètres extérieurs (courants et tensions) des composants modélisés. Le logiciel de simulation doit permettre de programmer l'algorithme de calcul numérique; le logiciel SABER est le plus souvent utilisé dans la mise en œuvre de ces modèles [44], [41].

### II.2.3. MODÈLES CIRCUITS

Les modèles "circuits" ne nécessitent pas le développement spécifique d'un code numérique. Ils sont construits autour des composants classiques disponibles dans les bibliothèques des simulateurs, et peuvent aussi faire appel à des fonctions analytiques. Ils sont généralement basés sur l'équation de diffusion ambipolaire ou sur l'équation de contrôle de charge.

• II.2.3.1 Modèles basés sur l'équation ambipolaire

Les modèles basés sur l'équation de diffusion ambipolaire utilisent des circuits électriques équivalents pour traduire une solution approchée de la répartition des porteurs  $p(x,t)$ .

La solution utilisée par le LAAS [11] consiste à traduire le système d'équations linéaires, en le limitant à un nombre fini d'équations, sous forme de lignes R.C. (Figure 6)

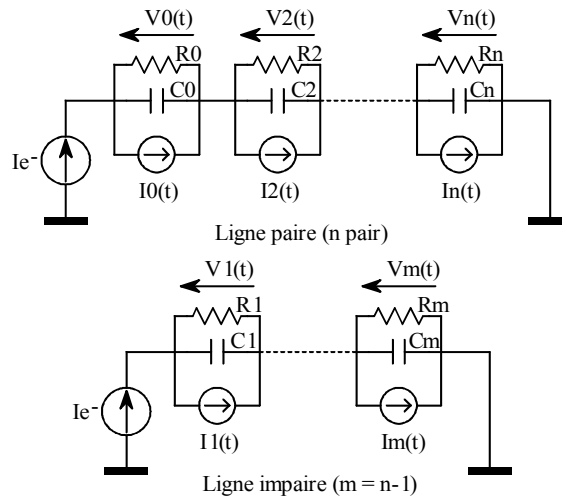


Figure 6 : Représentation générale par ligne RC [11].

Une autre solution, présentée par G.M. Strollo [48], consiste à calculer la transformée de Laplace de l'équation [Eq 1]. Après avoir fait une hypothèse sur la forme de la répartition, la solution est exprimée en fonction de la variable  $s$ . Une approximation polynomiale de cette solution est obtenue par la méthode AWE (Asymptotic Waveform Evaluation) et peut être traduite sous forme d'un circuit électrique équivalent (Figure 7).

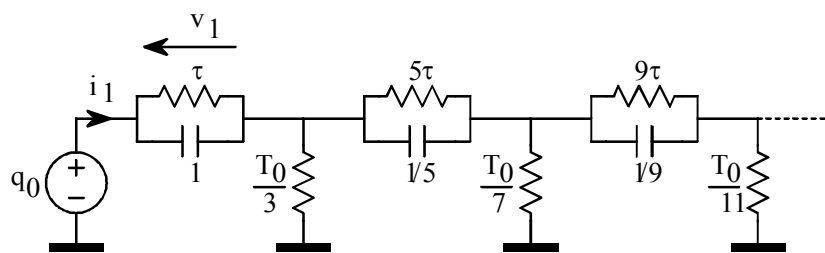


Figure 7 : Réseau électrique équivalent utilisé dans [48]

Le générateur de tension  $q_0$  correspond à la charge au droit de la jonction PN, et le courant  $i_1$  au courant provoqué par l'injection de porteurs dans la base.

La précision des résultats obtenus en utilisant ces méthodes est directement liée au nombre de cellules utilisés dans le modèle.

• II.2.3.2 Approximation de la répartition des concentrations de porteurs

La solution proposée par C. Xu et D. Schröder [43] consiste à utiliser des fonctions analytiques comme solutions approchées de l'équation ambipolaire. La zone N- est divisée en un nombre très limité de régions, et la variation de la fonction de répartition des porteurs  $p(x,t)$  est supposée linéaire par rapport au temps dans chacune de ces régions :

$$\frac{\partial p(x,t)}{\partial t} = \frac{p(x,t)}{T} \tag{Eq 2}$$

Où T représente une constante de temps, indépendante de la position, pour une région donnée. L'équation de diffusion ambipolaire peut alors s'écrire dans ce cas, et pour chaque région :

$$\frac{\partial^2 p(x,t)}{\partial x^2} = \frac{1 + \frac{\tau_a}{T}}{D_a \tau_a} \cdot p(x,t) = \pm \frac{1}{\lambda^2} \cdot p(x,t) \tag{Eq 3}$$

La valeur de  $\tau_a/T$  dépend de la variation de la charge stockée et conduit à des solutions analytiques différentes pour  $p(x,t)$ . Dans l'exemple présenté Figure 8, la zone faiblement dopée est considérée comme une seule région dans les cas (a), (b) et (c), et est divisée en deux régions pour le cas (d).

- $\frac{dQ}{dt} > 0 \Rightarrow \frac{\tau_a}{T} > 0$       Mise en conduction      Fonction hyperbolique - cas (a).
- $0 > \frac{dQ}{dt} > -\frac{Q}{\tau_a} \Rightarrow \frac{\tau_a}{T} > -1$       Blocage – 1<sup>er</sup> cas      Fonction hyperbolique - cas (a).
- $\frac{dQ}{dt} = -\frac{Q}{\tau_a} \Rightarrow \frac{\tau_a}{T} = -1$       Blocage – 2<sup>ème</sup> cas      Fonction linéaire – cas (b).
- $\frac{dQ}{dt} < -\frac{Q}{\tau_a} \Rightarrow \frac{\tau_a}{T} < -1$       Blocage – 3<sup>ème</sup> cas      Fonction sinusoïdale – cas (c) et (d).

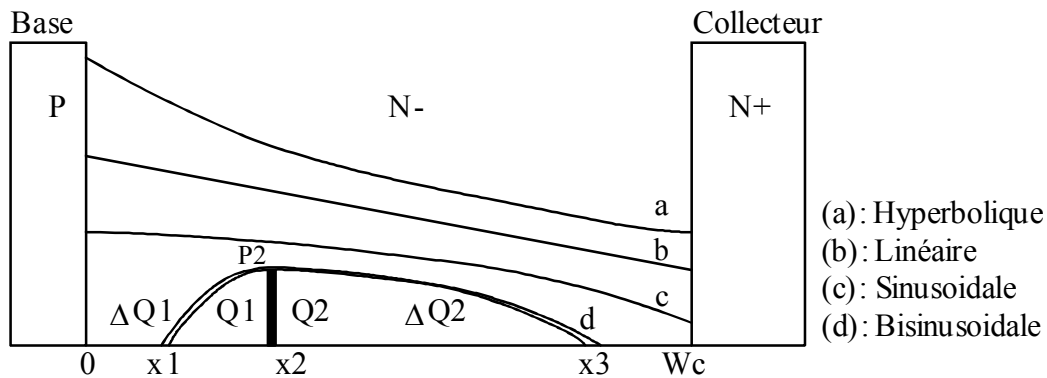


Figure 8 : Les différentes distributions de charges possibles dans la zone faiblement dopée

L'utilisation de ce modèle dans un simulateur de type "circuit" nécessite d'avoir accès aux fonctions mathématiques, généralement disponibles dans les parties de modélisation comportementale des simulateurs actuels. ("Analog Behavioral Modeling" pour PSPICE).

Il présente un bon compromis entre la précision des résultats obtenus et la complexité du modèle.

### • II.2.3.3 Modèles basés sur le contrôle de charge

Les modèles basés sur le contrôle de charge ne prennent en compte que l'évolution de la charge stockée dans la zone faiblement dopée, et ne rendent pas compte de la répartition dynamique des charges dans cette zone. Cela revient à considérer une charge localisée pour la région faiblement dopée avec une évolution quasi-statique.

Pour la diode, la relation entre la charge stockée  $Q_s$  et le courant est de la forme :

$$I_d = \frac{dQ_s}{dt} + \frac{Q_s}{\tau} \quad [\text{Eq 4}]$$

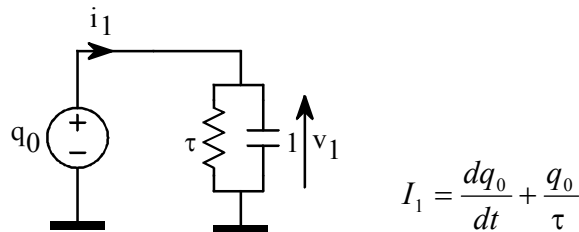
où la constante de temps  $\tau$  correspond à la durée de vie des porteurs dans la zone intrinsèque. Pour un transistor bipolaire, les équations sont de la même forme :

$$I_B = \frac{dQ_s}{dt} + \frac{Q_s}{\tau_b} \quad I_C = \frac{Q_s}{\tau_c} \quad [\text{Eq 5}]$$

Dans tous ces modèles, les constantes de temps  $\tau$ ,  $\tau_b$  et  $\tau_c$  sont considérées comme constantes.

On peut citer parmi les premiers modèles élaborés sur ce principe les travaux de GUMMEL et POON [40]. Nous nous sommes plus spécialement inspirés des travaux plus récents de C. BATARD [9] comme base des modèles à contrôle de charge.

L'équation [Eq 4] peut être représentée par un circuit RC du premier ordre :



**Figure 9 : Réseau équivalent pour l'équation de contrôle de charge.**

On peut considérer que cette équation correspond au niveau le plus simple du réseau présenté Figure 7, ce qui donne un élément de comparaison entre les deux modèles [48].

Afin de mieux reproduire les caractéristiques en commutation des composants et leur impédance à l'état bloqué, ces modèles intègrent souvent d'autres éléments que la charge stockée, telles que des capacités variables ou des résistances variables [2].

### • II.2.3.4 Conclusion

Les modèles basés sur l'équation de contrôle de charge sont moins précis que les modèles basés sur la résolution de l'équation ambipolaire [46], [47]. Ils permettent néanmoins de rendre compte des principaux effets observés lors des commutations. D'autre part, leur relative simplicité les rend facile à implanter dans tout type de simulateur sans avoir des temps de calcul trop importants.

Ces modèles étant utilisés dans notre équipe pour simuler le comportement des convertisseurs statiques, nous allons maintenant les détailler plus précisément.

## II.3 MODÈLES SPICE DES COMPOSANTS DE PUISSANCE BASÉS SUR LE CONTRÔLE DE CHARGE.

Nous présentons dans cette partie les modèles « circuit » de type SPICE des principaux composants silicium utilisés dans les convertisseurs statiques hautes fréquences (diode, transistor MOS et transistor IGBT).

### II.3.1. MODÈLE DE LA DIODE

Le modèle de la diode est construit autour de l'équation de contrôle de charge, qui permet de tenir compte de la charge stockée et de reproduire le recouvrement inverse de la diode au blocage. Ce modèle a été complété de façon modulaire pour tenir compte de la variation de la capacité de transition et de sa résistance d'accès, ainsi que de la modulation de la conductivité de la zone intrinsèque à l'amorçage (recouvrement direct).

#### • II.3.1.1 Modélisation de la charge stockée

Ce modèle de base, présenté sur le schéma Figure 10 est basé sur les travaux de C. Batard au LEEI [9] [2]. Il permet de traduire simplement l'équation de contrôle de charge pour une diode dans un modèle de type “ circuit ”.

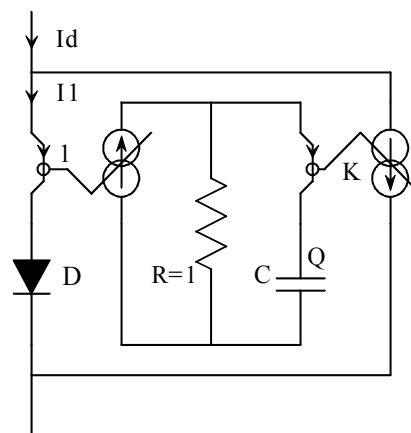


Figure 10 : Modélisation de la charge stockée

La diode D correspond au fonctionnement statique du composant .

En posant  $\tau_m = RC$ , les relations entre le courant  $I_d$  dans la diode et la charge stockée s'écrivent :

$$\begin{cases} I_d = I_1 + K \cdot \frac{dQ}{dt} \\ I_1 = \frac{dQ}{dt} + \frac{Q}{\tau_m} \end{cases} \Rightarrow I_d = (1 + K) \cdot \frac{dQ}{dt} + \frac{Q}{\tau_m} \quad [\text{Eq 6}]$$

D'après l'équation [Eq 6], il faut prendre  $Q_s = (1 + K) \cdot Q$  et  $\tau = (1 + K) \cdot \tau_m$  pour retrouver l'équation de contrôle de charge présentée au paragraphe précédent. La tension aux bornes de la capacité est représentative de la charge stockée dans la jonction à un instant donné. Cet élément de base est utilisé dans tous les modèles de composants bipolaires présentés pour représenter les effets de la charge stockée sur le courant. Dans le cas de la diode, cela permet de simuler le recouvrement de la diode au blocage. Les paramètres  $\tau_m$  et  $K$  peuvent être calculés facilement à partir de la documentation fournie par les constructeurs concernant la charge recouvrée  $Q_{rr}$  et sur le courant inverse maximum  $I_{RM}$ . Ces deux valeurs dépendent du taux de variation  $dI_d/dt$  du courant dans la diode. Il faut déterminer  $Q_{rr}$  et  $I_{RM}$  pour un  $dI_d/dt$  donné, ce qui permet de calculer les valeurs des paramètres  $\tau_m$  et  $K$  [2].

- Par exemple, pour une diode BYT 08 PI 400 (8A, 400V), d'après la documentation :

$$\frac{dI_d}{dt} = 50 \text{ A} \cdot \mu\text{s}^{-1} \Rightarrow I_{RM} = 2.5 \text{ A} \text{ et } Q_{rr} = 120 \text{ nC, ce qui correspond à } K = 2.2 \text{ et } \tau_m = 23 \text{ ns.}$$

La simulation du recouvrement inverse théorique est représenté Figure 11.

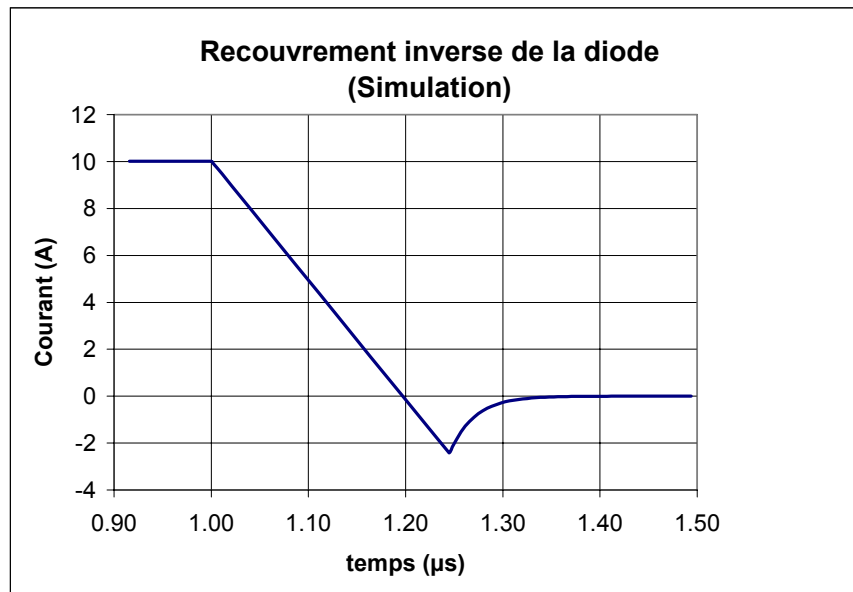


Figure 11 : Exemple de simulation du recouvrement inverse (50 A/µs)

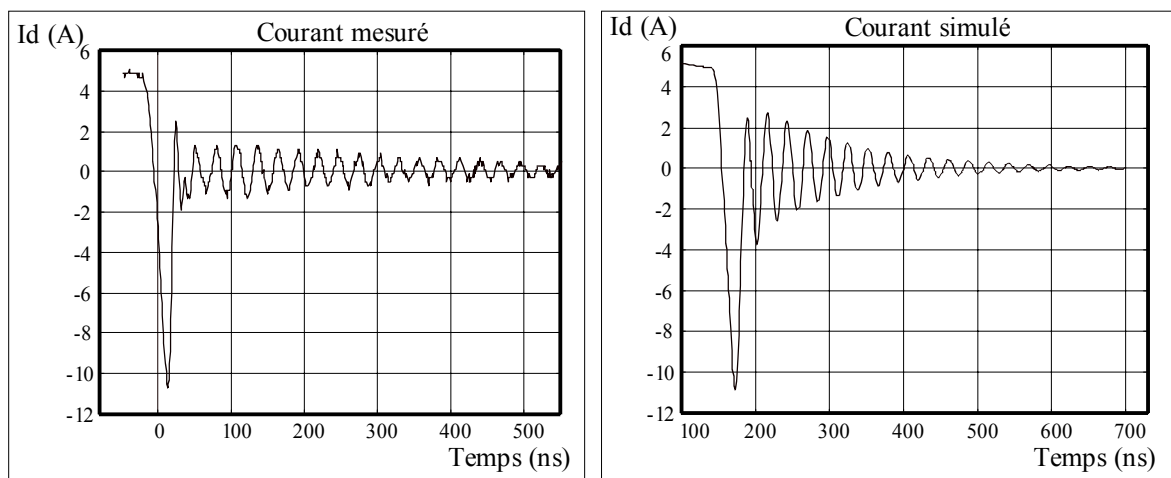
### • II.3.1.2 Blocage de la diode - Recouvrement inverse

Le phénomène de recouvrement inverse et l'inductance de la maille de conduction sont à l'origine de fortes surtensions lors du blocage des diodes rapides. Ces fortes variations de tension sont des sources de perturbations. Il est donc important de modéliser cet effet le plus précisément possible pour avoir des résultats précis en terme de spectre généré par le convertisseur.

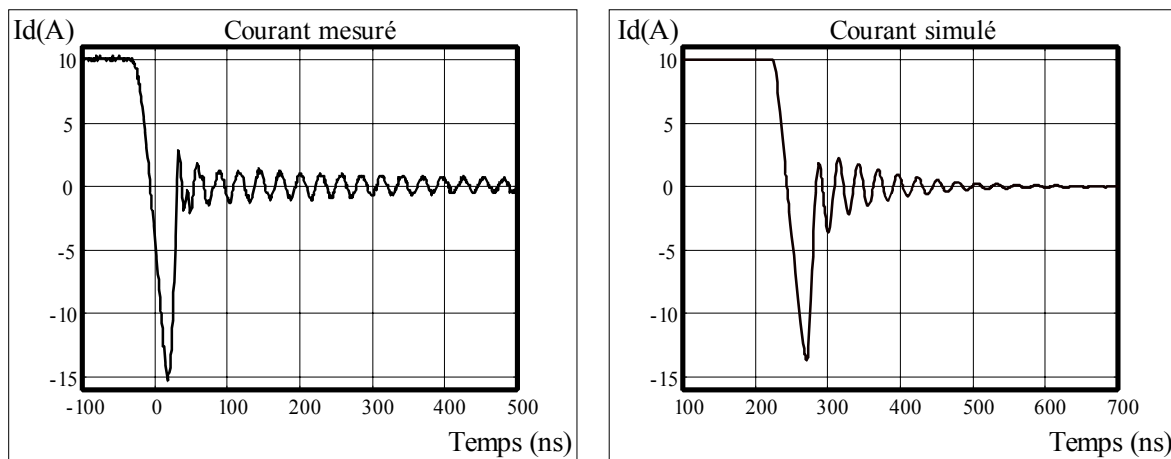
Nous présentons ici les résultats obtenus pour un hacheur 150V 10A pour un courant de 5A et de 10A dans une diode BYT 30 PI 400 (30A, 400V) au moment du blocage.

- Les paramètres de cette diode ont été calculés pour un  $\frac{dI_d}{dt} = 100 A \cdot \mu s^{-1}$  :

$I_{RM}=6A$  et  $Q_{rr}=250nC$ , ce qui correspond à  $K=5$  et  $\tau_m=12ns$ .



**Figure 12 : Comparaison mesures / simulations pour un courant de 5A.**



**Figure 13 : Comparaison mesures / simulations pour un courant de 10A.**

Nous pouvons comparer l'évolution du courant de recouvrement pour 5A et pour 10A obtenu en simulation, aux mesures : les courbes présentent de grandes similitudes, sauf pour l'amortissement des oscillations, qui est plus rapide en simulation.

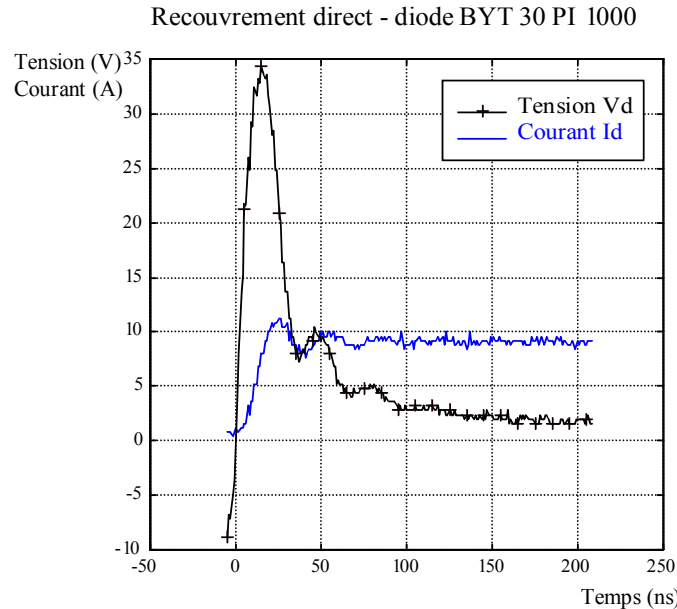
L'évolution du courant inverse maximum  $I_{RRM}$  est correctement respectée, bien qu'il soit un peu moins important dans le cas 10A en simulation par rapport aux mesures. La remontée du courant de recouvrement met en jeu des phénomènes plus complexes que ceux pris en compte dans le modèle.

Une limitation de ce modèle est liée à la forte dépendance de la charge stockée vis à vis de la température : Il existe un facteur 3 entre la charge stockée pour une température de jonction de 25°C et la charge stockée pour une température de jonction de 150 °C. Il est donc important de calculer les paramètres  $\tau_m$  et K pour la température de jonction de la diode en fonctionnement.

### • II.3.1.3 Mise en conduction de la diode

Lors de la mise en conduction d'une diode de puissance, il existe une surtension (peak-on) due à la résistivité initiale importante de la région large et faiblement dopée en l'absence de charges injectées. Cette résistance est de l'ordre de  $0.44 \Omega/\text{cm}^2$  pour un dopage  $N=10^{14}$  atomes/ $\text{cm}^3$  et une largeur  $W=100\mu\text{m}$  (tenue en tension d'environ 1000V). L'établissement des charges dans la zone faiblement dopée, dû aux porteurs injectés, va se faire progressivement et entraîner la diminution de cette résistance, c'est l'effet de *modulation de résistance* [27] [49].

Nous avons représenté Figure 14 un relevé de la surtension observée expérimentalement lors de la mise en conduction d'une diode rapide 30A : BYT 30 PI1000.



**Figure 14 : Surtension lors du recouvrement direct.**

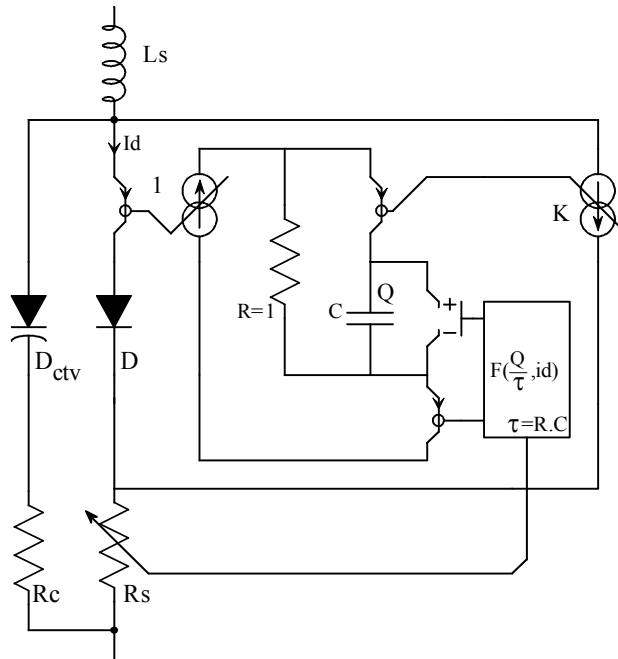
La surtension est d'autant plus élevée que le taux de croissance  $dI_d/dt$  du courant direct est important. Cet effet est amplifié par l'inductance parasite de connexion qui participe aussi à la surtension. La tension directe  $V_d$  diminue en même temps que la résistance pour atteindre sa valeur de régime permanent.



La durée de ce régime transitoire est directement liée au temps d'établissement des charges dans la région centrale, donc à la durée de vie  $\tau$  des porteurs dans cette région. A la fin du régime transitoire, la résistance apparente de la diode correspond à la résistance spécifiée par les constructeurs (de l'ordre de quelques dizaines de  $m\Omega$ ). Les constructeurs spécifient le temps de recouvrement direct et l'amplitude de la surtension en fonction du taux de variation du courant.

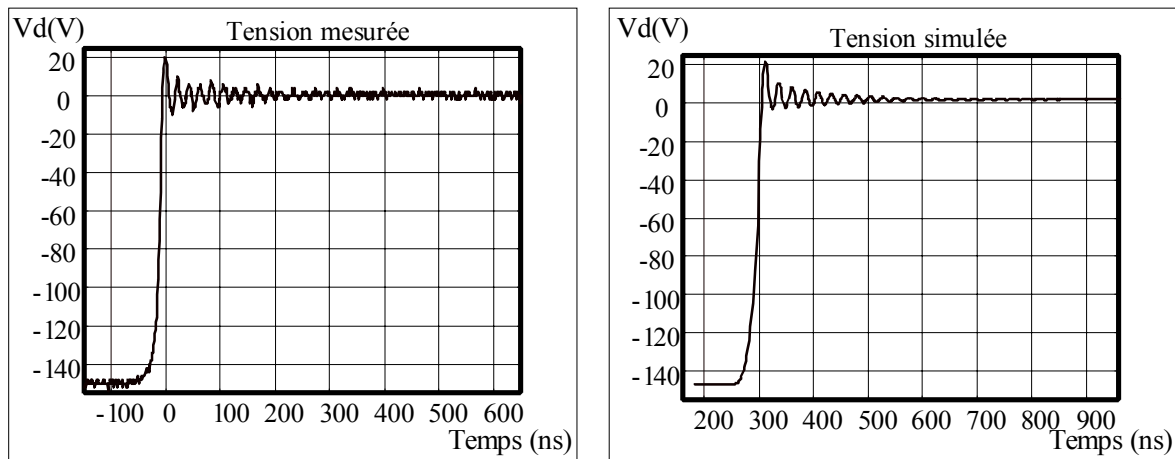
Afin de prendre en compte la modulation de résistance dans la simulation lors de la mise en conduction de la diode, nous avons introduit dans le modèle une résistance variable commandée en fonction de la charge, ainsi qu'une inductance de connexion, de l'ordre de 10nH.

Le modèle complet de la diode est représenté Figure 15 :



**Figure 15 : Modèle complet de la diode**

La résistance variable et l'inductance de connexion implantées dans ce modèle permettent de rendre compte de la surtension qui se produit lors de la mise en conduction (Figure 16).



**Figure 16 : Comparaison mesure / simulation pour la tension directe Vd (Id=5A)**

Il reste assez difficile de séparer la part de la surtension due à l'inductance et celle due à la modulation de la résistance; on peut cependant comparer l'évolution de l'amplitude maximale entre les trois premières oscillations.

• **II.3.1.4 Diode à l'état bloqué – capacité de transition.**

La capacité de transition de la diode est liée à la zone de charge d'espace qui existe au niveau de la jonction P+ N- lorsque la diode est polarisée en inverse. La largeur de la zone de charge d'espace varie avec la tension inverse appliquée, ce qui explique que la capacité de transition ait un comportement non linéaire et varie en fonction de la tension inverse appliquée à la diode [26] [2].

L'expression théorique de la capacité de transition est de la forme :

$$C_T = \frac{C_{j0}}{\left(1 - \frac{V_d}{\phi_0}\right)^m} \quad [\text{Eq 7a}]$$

$\phi_0$  est la tension de diffusion et  $C_{j0}$  représente la capacité de transition lorsque la diode n'est pas polarisée. Le coefficient  $m$  dépend de la forme de la jonction ; il vaut 1/2 pour une jonction abrupte et 1/3 pour une jonction graduelle.

Cette capacité variable peut être représentée en utilisant le modèle SPICE de la capacité de transition des diodes. Lorsque la diode est polarisée en inverse, la loi de variation de la capacité de jonction  $C_j$  est régie par cette équation dans le modèle SPICE [25].

Les paramètres du modèle à utiliser sont :

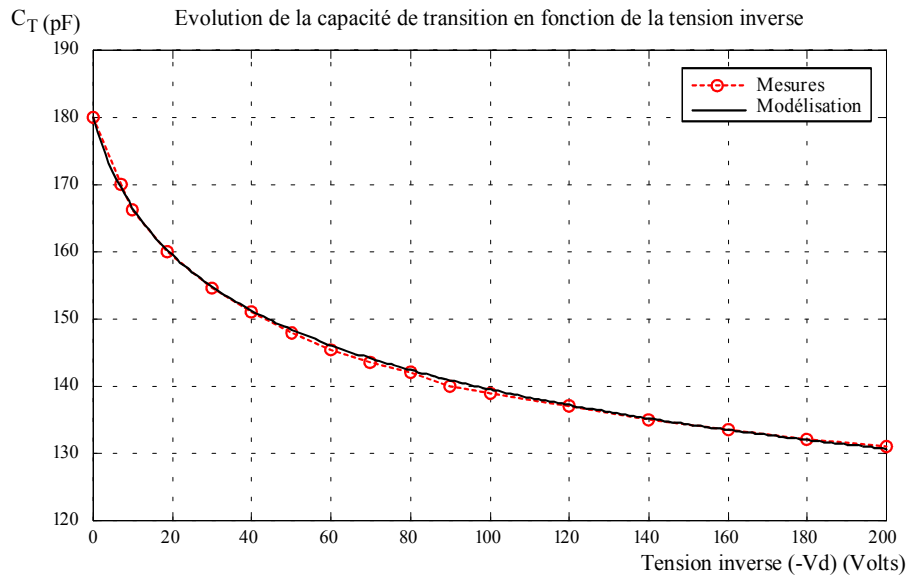
- CJ0 Capacité pour la jonction p-n non polarisée.
- VJ Potentiel de la jonction p-n à l'équilibre. Correspond à la tension de diffusion.
- M Coefficient lié à la forme de la jonction p-n (coefficient  $m$ ).
- FC coefficient de passage en polarisation inverse (0.5 par défaut)

Pour  $V_d \leq FC \cdot VJ$ ,

$$C_j = \frac{CJ0}{\left(1 - \frac{V_d}{VJ}\right)^M} \quad [\text{Eq 7b}]$$

Le coefficient FC permet de changer d'expression pour  $C_j$  lorsque la tension  $V_d$  tend vers VJ, et d'assimiler la capacité de transition à sa tangente lorsque  $V_d > FC \cdot VJ$ . La relative liberté de choix pour les valeurs des paramètres VJ ( $VJ > 0$ ) et M ( $0 < M < 0.9$ ) permet d'adapter ce modèle à la capacité à modéliser.

La Figure 17 présente les résultats obtenus pour une diode BYT30PI200 de SGS-THOMSON. Les résultats de mesures sont comparés à la fonction théorique après identification des paramètres.



**Figure 17 : Capacité mesurée et modélisée pour la diode BYT30PI200**

Les paramètres utilisés pendant la simulation sont  $C_{J0} = 180\text{pF}$ ,  $V_J = 8.5\text{V}$  et  $M = 0.1$ .

Le modèle de la diode utilisée pour simuler la capacité dans ce cas la dans PSPICE s'écrit :

**.model DiodeCVar D( Rs=0 Cjo=180p M=.1 Vj=8.5 Fc=.5 Bv=200)**

**RS** correspond à une résistance en série avec la diode, qui n'est pas utilisée ici

**BV** correspond à la tension inverse maximale.

Les paramètres calculés pour la capacité de transition ne correspondent pas aux valeurs théoriques usuelles car le modèle est prévu pour une jonction P-N classique et non pour une diode de puissance avec une zone N faiblement dopée. Dans le modèle complet de la diode de puissance, la capacité variable est ajoutée en parallèle au reste du modèle pour ne pas modifier les équations relatives à la charge stockée.

Lorsque la diode est bloquée, la résistance de la zone faiblement dopée n'est pas modulée et présente une impédance importante qui est prise en compte dans le modèle par une résistance en série avec la capacité variable. Cette résistance pourrait être directement intégrée dans le modèle en utilisant le paramètre RS de la diode. Pour les différentes diodes utilisées, cette résistance est mesurée en utilisant un analyseur de réseau (mode mesure d'impédance). Il est important de prendre en compte cette résistance dans le modèle car elle participe à l'amortissement des oscillations lors de la phase de blocage.

L'utilisation du modèle SPICE de la diode pour modéliser la capacité de transition permet d'obtenir une très bonne représentation de l'impédance de la diode à l'état bloqué avec un coût minimal au niveau du modèle.

### • II.3.1.5 Conclusion sur le modèle de la diode

Le modèle de la diode est dérivé du modèle utilisé jusqu'à présent au laboratoire [2]. Les différences viennent de la prise en compte de l'effet de modulation de résistance, et de la façon de modéliser la capacité variable dans le simulateur. Ce modèle permet de prendre en compte correctement les différents phénomènes de commutation à l'amorçage et au blocage de la diode, tout en restant simple à utiliser. Il représente un bon compromis entre la simplicité et la précision dans le cas de la simulation orientée C.E.M. des convertisseurs statiques.

### II.3.2 MODÈLE DU TRANSISTOR MOS

Les transistors MOS mettent en jeu des courants de porteurs majoritaires contrôlés par effet de champ. La région N- faiblement dopée, qui assure la tenue en tension, n'est donc pas modulée lorsque le transistor MOS conduit.

Cela a deux conséquences majeures :

- Il n'y a pas d'effet de charge stockée dans la zone N- : les transistors MOS sont plus rapides que les transistors qui intègrent une structure bipolaire.
- La résistance présentée par la zone N- est sensiblement constante : le compromis entre tension bloquée et courant passant est moins favorable.

Le fait qu'il n'y ait pas de charge stockée en polarisation directe rend la modélisation par circuit électrique équivalent plus simple. Nous utilisons un modèle existant [51], et nous allons surtout nous intéresser à la détermination de ses différents paramètres.

#### • II.3.2.1 Modèle électrique et modèle SPICE

Les transistors MOS utilisés en électronique de puissance ont souvent une structure verticale de type VDMOS (Vertical Diffused MOS). Le schéma électrique équivalent utilisé pour modéliser son comportement est directement superposable avec la structure technologique du composant et permet une bonne représentation des équations du modèle.

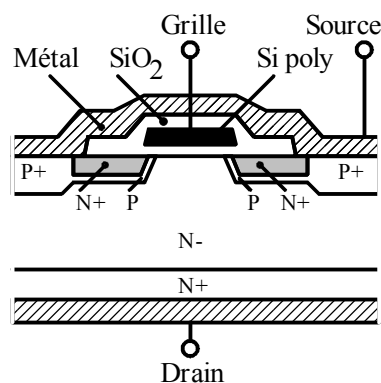
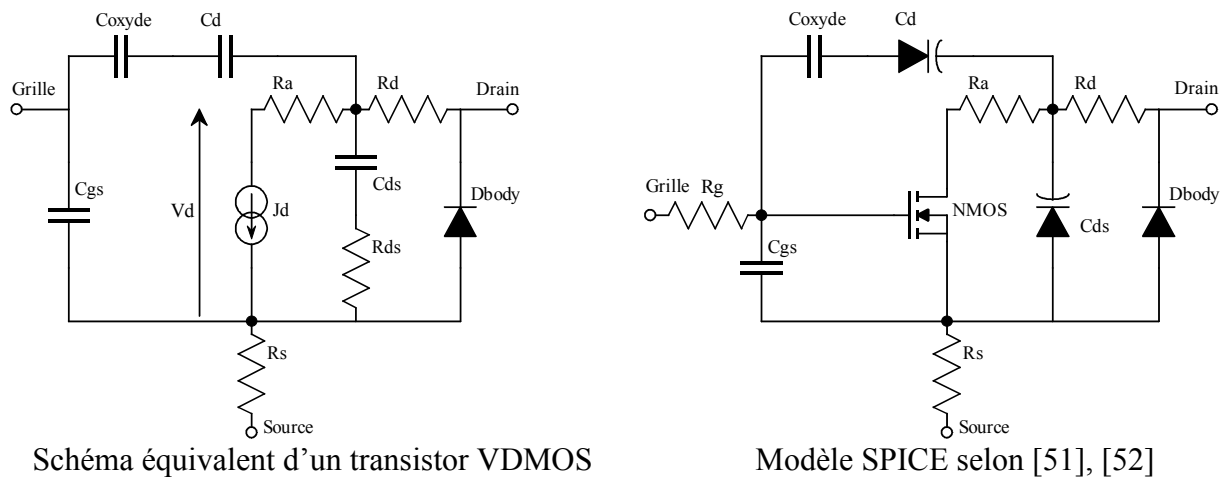
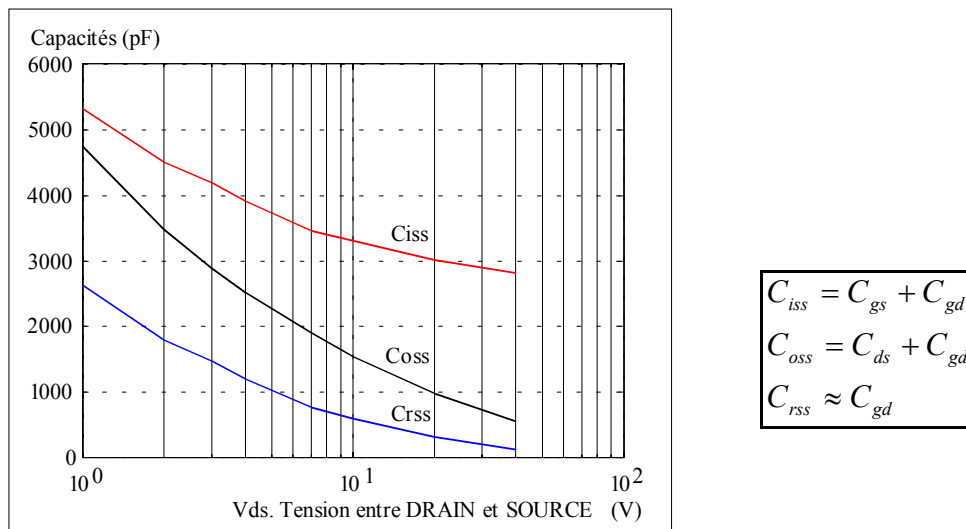


Figure 18 : Structure schématisée d'une cellule de transistor VDMOS



**Figure 19 : Modèle électrique et modèle SPICE**

Le modèle que nous utilisons a été proposé par C.E. CORDONNIER (Motorola) et R. MAIMOUNI (LAAS) [51] [52]. Ce modèle utilise le transistor NMOS de SPICE pour représenter les caractéristiques statiques du transistor VDMOS, liées à la source de courant non linéaire  $J_d$ , et comprend les éléments supplémentaires qui permettent de correctement modéliser les effets dynamiques, en particulier les capacités  $C_{gd}$  et  $C_{ds}$ , qui varient de façon non linéaire en fonction de  $V_{ds}$  (Figure 20). Nous avons de plus ajouté une résistance en série avec la capacité  $C_{ds}$  (résistance d'accès), et une inductance série.



**Figure 20 : Courbes constructeur pour le transistor MOS IRFP250, pour  $V_{gs}=0$ .**

• **II.3.2.2 Paramètres du modèle**

La difficulté dans ce modèle provient du nombre de paramètres à identifier. Cette difficulté est diminuée en partie par les concepteurs du modèle qui décrivent de façon précise les procédures à utiliser et les mesures à effectuer pour les déterminer. Ces procédures sont détaillées dans une note d'application de Motorola [51]. Les paramètres fournis par les constructeurs pour le modèle SPICE du transistor NMOS donnent aussi des indications intéressantes, notamment pour ce qui concerne

les caractéristiques statiques. Nous allons décrire plus précisément quels sont ces paramètres et donner les résultats obtenus pour le transistor MOS IRFP250.

### ▪ Transistor NMOS [25]

Le transistor NMOS est utilisé pour reproduire la caractéristique statique  $I_d=f(V_{gs})$ . Ses paramètres concernent la tension de seuil  $V_{to}$  et la transconductance  $K_p$ , ainsi que la longueur du canal  $L$  et le périmètre  $W$  (souvent notée  $Z$ ) du canal. Pour le modèle niveau 1 :

$$0 \leq V_{gs} - V_{to} \leq V_{ds} \quad I_d = \frac{W}{L} \frac{K_p}{2} (V_{gs} - V_{to})^2 \quad [\text{Eq 8}]$$

Ces paramètres sont souvent fournis dans les modèles SPICE des constructeurs.

Par exemple, pour le transistor MOS IRFP250 :

```
.model IRFP250 NMOS(Level=3 Gamma=0 Delta=0 Eta=0 Theta=0 Kappa=0
+ Vmax=0 Xj=0 Tox=100n Uo=600 Phi=.6 Rs=7.336m Kp=21.04u W=1.2
+ L=2u Vto=3.573 Rd=49.88m Rds=888.9K Cbd=4.368n Pb=.8 Mj=.5
+ Fc=.5 Cgso=1.458n Cgdo=367.4p Rg=5.029 Is=17.84p N=1 Tt=340n)
```

Pour représenter la caractéristique statique, le modèle SPICE du transistor NMOS s'écrit :

✓ `.model MJd NMOS(Level=3 Theta=0 Vmax=0 Kp=21.04u W=1.2 L=2u Vto=3.573)`

Ces caractéristiques statiques varient de façon importante avec la température. Il est donc indispensable de calculer ces paramètres pour reproduire la caractéristique statique du composant à la température où il sera utilisé.

### ▪ Diode de structure

Les paramètres de la diode  $D_{body}$  sont déterminés pour rendre compte, de façon comportementale, de la conduction du transistor VDMOS en inverse. Les paramètres à définir sont liés à la caractéristique statique de la diode,  $I_S$  et  $N$ , et au temps de transit  $T_T$  :

```
.model Dbody D(Is=17.84p N=1 Rs=1m Tt=340n)
```

Le recouvrement inverse de la diode de structure du MOS est en tout point identique à ce qui se passe pour une diode de puissance. Cependant, elle est lente comparée aux diodes rapides disponibles, ce qui entraîne une charge stockée importante. Nous avons remplacé la diode  $D_{body}$  par une diode intégrant le modèle de charge stockée, afin de mieux contrôler ce phénomène de recouvrement inverse. Les paramètres sont alors calculés à partir des données constructeur sur la charge stockée  $Q_{rr}$  et le temps de recouvrement inverse  $t_{rr}$ , pour un  $di_d/dt$  donné :

✓ IRFP250 :  $Q_{rr}=5\mu C$   $t_{rr}=400ns$  pour  $di_d/dt = 100A/\mu s$   
 $K=4.29$   $\tau=43ns$  ( $R=1\Omega$  et  $C=43nF$ )

### ▪ Capacités

La capacité  $C_{oxyde}$  correspond à la valeur maximale de la capacité  $C_{gd}$  lorsque le transistor est polarisé en inverse ( $V_{ds} < 0$ ). Cette capacité doit être déterminée expérimentalement.

La capacité constante  $C_{gs}$ , et les capacités variables  $C_d(V_{ds})$  et  $C_{ds}(V_{ds})$  sont déterminées à partir des courbes des capacités  $C_{iss}$ ,  $C_{oss}$  et  $C_{rss}$  en fonction de  $V_{ds}$  (Figure 20).

$$C_{ds} = C_{oss} - C_{rss} \quad C_d = \frac{C_{oxyde} \cdot C_{rss}}{C_{oxyde} - C_{rss}}$$

Les coefficients des modèles de capacité variable sont déterminés à partir des courbes  $C_{ds}(V_d)$  et  $C_d(V_d)$  obtenues [52].

La valeur de la capacité  $C_{gs}$  est déterminée en faisant la différence entre  $C_{iss}$  et  $C_{rss}$ .

✓ IRFP250 :	$C_{gs}$	2700pF		
	$C_{oxyde}$	5580pF		
	$C_{ds}$	$C_{jo}=2950pF$	$V_j=1.12V$	$M=0.51$
	$C_d$	$C_{jo}=17200pF$	$V_j=0.4V$	$M=1$

#### ▪ Résistances du modèle et inductance série

- ✓  $R_d=48m\Omega$ .  $R_g=5\Omega$ .  $R_{ds}=1\Omega$ .  $R_a$  et  $R_s$  sont choisies par défaut égales à  $1m\Omega$ .
- ✓  $L_s=6nH$ .

#### • II.3.2.3 Modèle utilisé en simulation

Le modèle utilisé en simulation est assez peu différent de celui présenté Figure 19, du moins en ce qui concerne le fonctionnement MOS en polarisation directe.

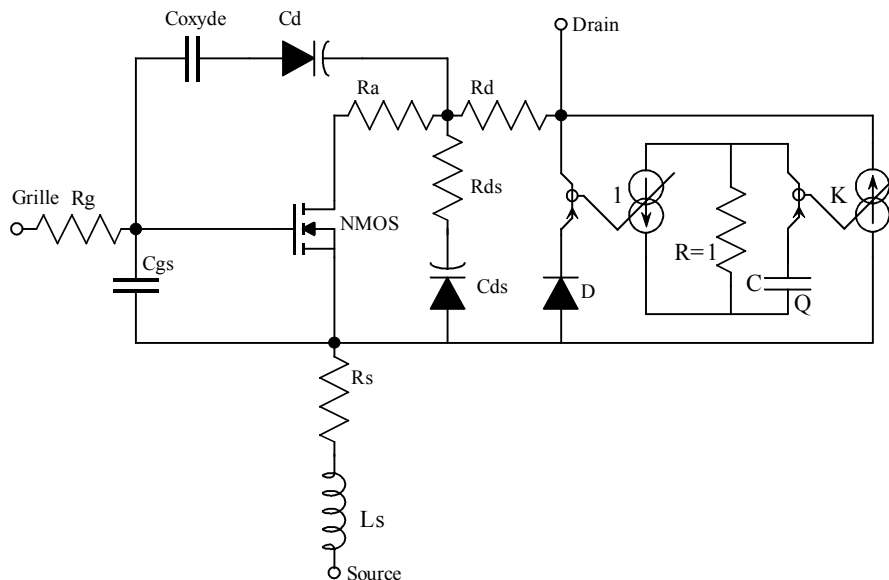


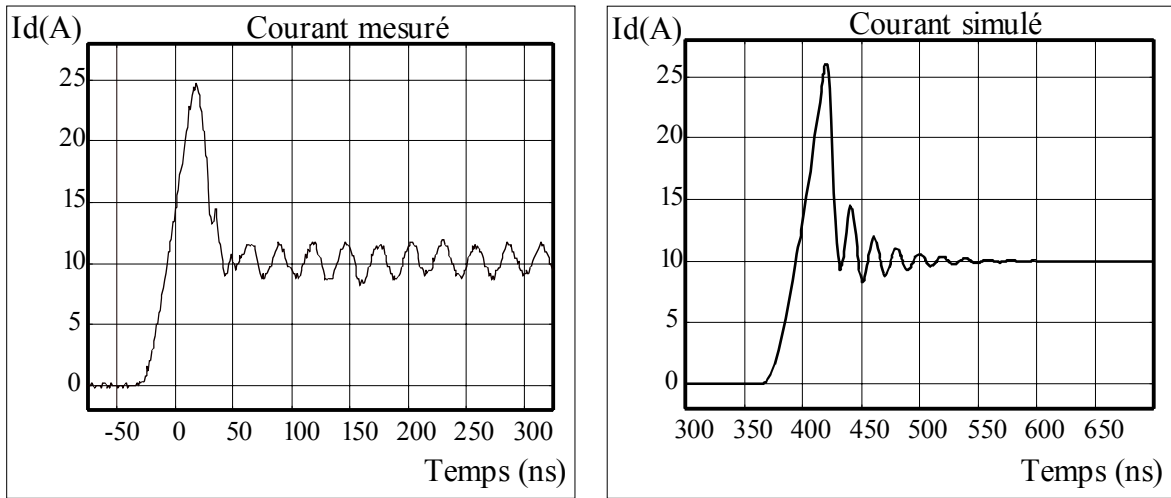
Figure 21 : Modèle C.E.M. du transistor MOS.

#### • II.3.2.4 Validation expérimentale

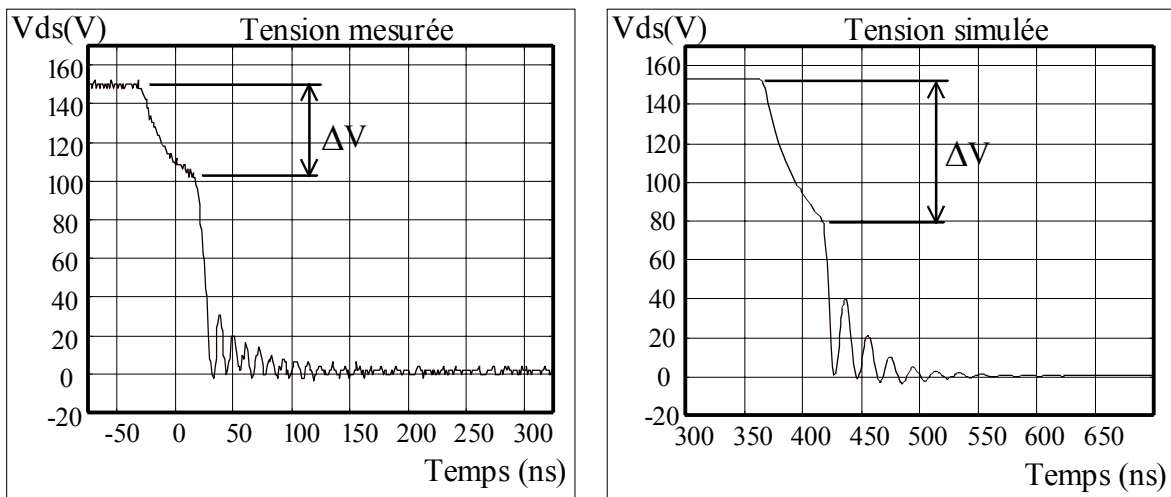
La validation a été faite en utilisant le même hacheur que pour la diode (150V 10A) en utilisant un transistor MOS IRFP 250 et une diode BYT30PI400. Nous présentons Figure 21 à 24 les résultats

comparés des mesures et des simulations pour le courant  $I_d$  et la tension  $V_{ds}$  pendant la mise en conduction et le blocage du transistor MOS.

✓ **Mise en conduction du transistor MOS**

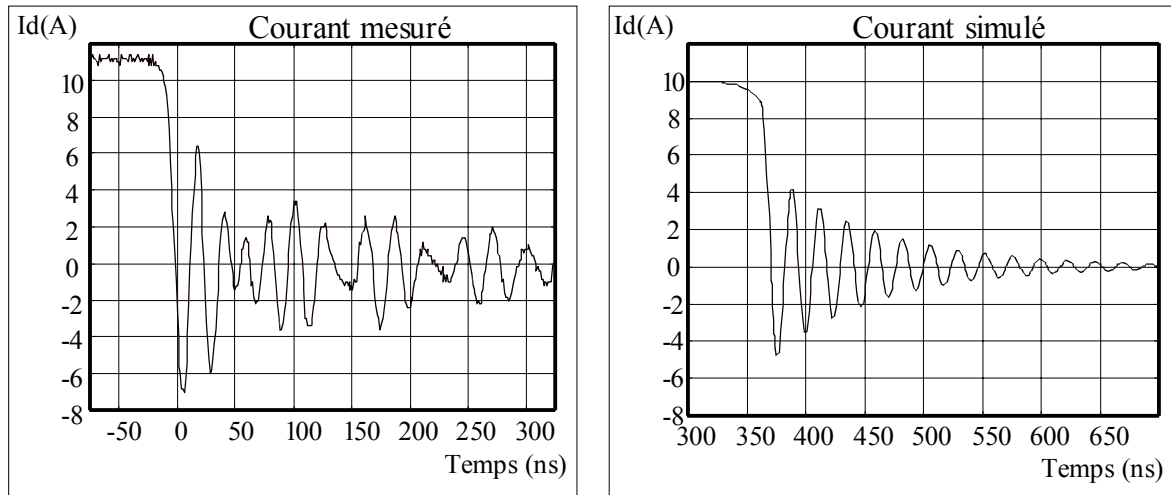
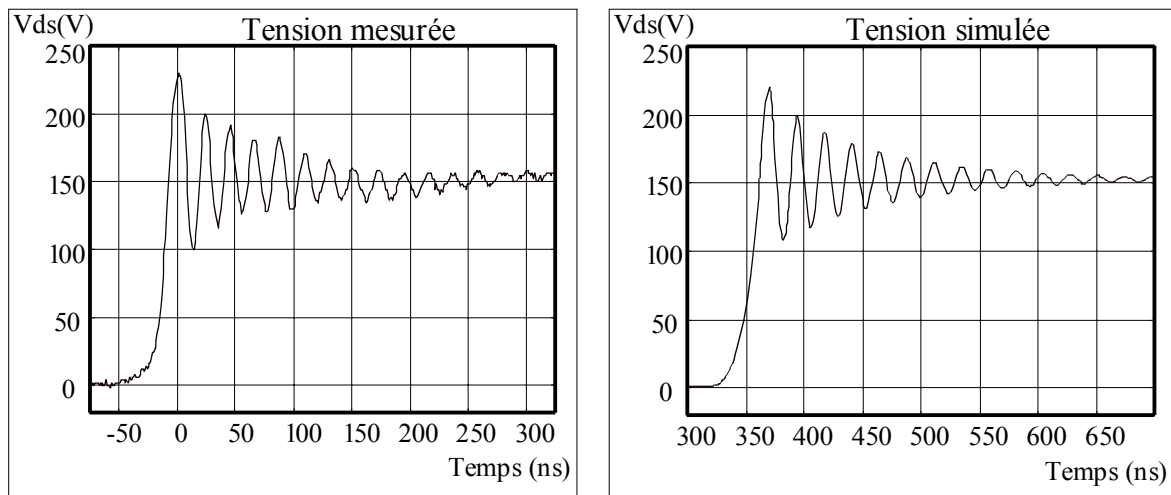


**Figure 21 : Comparaison mesure / simulation pour le courant de drain  $I_d$**



**Figure 22 : Comparaison mesure / simulation pour la tension  $V_{ds}$**



✓ **Blocage du transistor MOS****Figure 23 : Comparaison mesure / simulation pour le courant de drain Id****Figure 24 : Comparaison mesure / simulation pour la tension Vds**

Nous obtenons des résultats similaires pour les tensions en mesure et en simulation. Cependant, les régimes oscillatoires mesurés sont plus rapides et la décroissance  $\Delta V$  sur  $V_{ds}$  moins prononcée en mesure ( $\Delta V \approx 50V$ ) qu'en simulation ( $\Delta V \approx 70V$ ); ces résultats peuvent s'expliquer par le fait que l'inductance de la maille de conduction est probablement plus faible pour la mesure. Les résultats obtenus en simulation pour la tension  $V_{ds}$  à l'amorçage dépendent beaucoup du modèle de la commande de grille. Pour que les résultats soient satisfaisants, il faut prévoir une limitation du courant comparable à celle qu'impose la commande de grille utilisée lors des mesures.

Les différences entre les mesures et les simulations sur les courants sont dues d'une part au fait que la mesure n'est pas directe (c'est la différence du courant mesuré dans la charge et du courant mesuré dans la diode), et d'autre part à un modèle trop simple de la charge ; celle-ci présente des effets parasites non représentés dans la simulation.

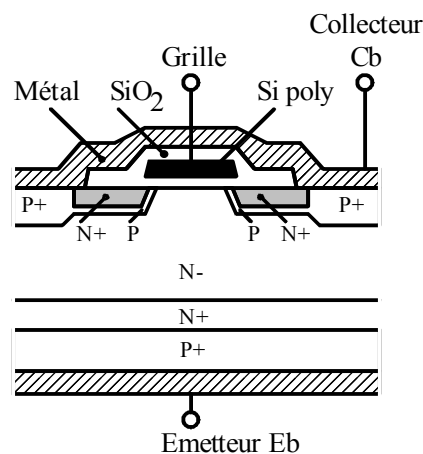
Les résultats restent cependant satisfaisants.

### II.3.3 MODÈLE DU TRANSISTOR IGBT

Les transistors IGBT associent les qualités complémentaires des transistors MOS et des transistors bipolaires. La grille isolée permet d'avoir une forte impédance d'entrée, au moins en basses fréquences, et donc une commande assez simple. La structure bipolaire permet d'obtenir une densité de courant plus élevée (2 à 3 fois celle d'un transistor MOS), et une faible résistance à l'état passant. Le composant est mieux adapté que le transistor MOS pour les tensions élevées (supérieures à 500 volts) et les forts courants, mais moins rapide.

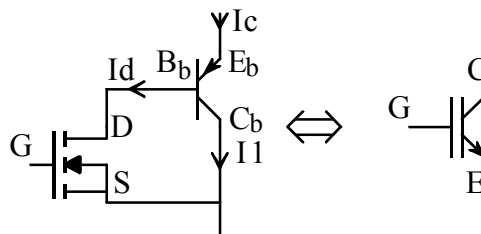
#### • II.3.3.1 Structure de l'IGBT : association MOS-Bipolaire

La structure de l'IGBT est dérivée de celle du transistor MOS, à laquelle on a ajouté une couche P+ coté drain pour injecter des porteurs dans la zone N- et diminuer sa résistance apparente à l'état passant. La présence d'une couche tampon N+ entre la région dopée P+ et la région dopée N- permet d'ajuster le coefficient d'injection (en modifiant le dopage et l'épaisseur de la couche N+), et de mieux contrôler la charge stockée [10].



**Figure 25 : Structure schématique d'une cellule de transistor IGBT à couche tampon**

Le schéma équivalent le plus simple de l'association MOS-BIPOLAIRE est présenté Figure 26. Les générations actuelles de transistors IGBT ne pouvant pratiquement plus se verrouiller (latch-up), le transistor NPN interne n'est pas représenté.

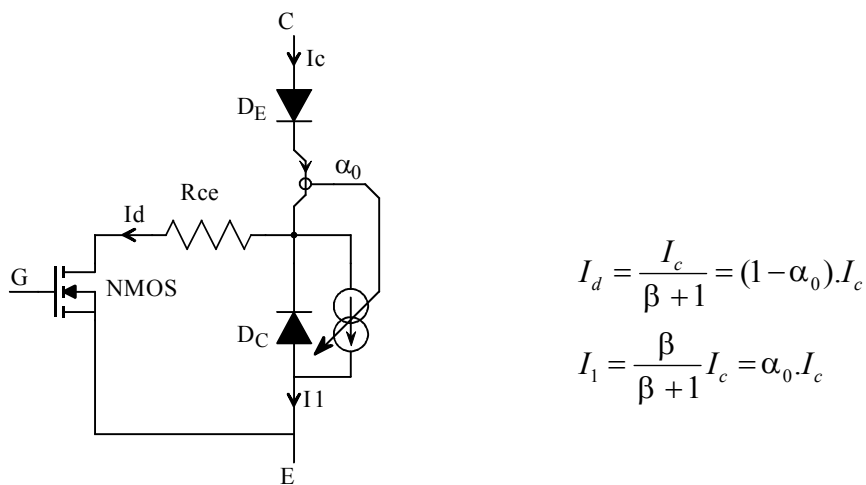


**Figure 26 : Schéma équivalent simplifié pour le transistor IGBT**

Le modèle utilisé pour simuler le comportement des transistors IGBT est basé sur ce schéma équivalent. C'est un modèle original, basé sur le travail de E. Labouré au sein du L.E.Si.R. [2] et sur le modèle présenté par C. Alonso du L.E.E.I. [55]. Il exploite le modèle du transistor MOS détaillé auparavant. Le but recherché est d'obtenir un compromis satisfaisant entre la complexité du modèle et la précision des résultats qu'il permet d'obtenir.

### • II.3.3.2 Modèle statique

La modélisation du comportement statique, qui associe le modèle MOS de SPICE et la modélisation de la partie bipolaire, correspond au schéma équivalent simplifié suivant.



$$I_d = \frac{I_c}{\beta + 1} = (1 - \alpha_0) \cdot I_c$$

$$I_1 = \frac{\beta}{\beta + 1} I_c = \alpha_0 \cdot I_c$$

**Figure 27 : Modèle statique**

Le coefficient  $\alpha_0$  permet de régler la proportion du courant total qui passe dans la partie bipolaire du transistor. On appelle  $\beta$  le gain du transistor PNP ( $\beta$  inférieur à 1).

La résistance  $R_{ce}$  permet d'ajuster la chute de tension à l'état passant de l'IGBT :

$$V_{ce} = V_{de} + R_{ce} \cdot (1 - \alpha_0) \cdot I_c + R_{dson} \cdot (1 - \alpha_0) \cdot I_c \quad [\text{Eq 9}]$$

$R_{dson}$  est la résistance à l'état passant de transistor NMOS et varie en fonction de  $V_{ge}$ .

### • II.3.3.3 Paramètres du modèle statique

Les réseaux de courbe  $(I_c, V_{ce})$  ( $I_c, V_{ge}$ ) et  $(V_{ce}, V_{ge})$  permettent de déterminer les paramètres à utiliser pour le transistor NMOS, comme dans le cas du transistor MOS de puissance, et la valeur à donner à la résistance  $R_{ce}$ .

Le coefficient  $\alpha_0$  est déterminé à partir de la mesure du traînage du courant lors du blocage. Cette mesure dynamique permet d'avoir une estimation de la répartition des courants entre la partie MOS et la partie bipolaire du transistor.

Les paramètres statiques ont été calculés pour un transistor IRGPC50U (600V – 55A).

#### ▪ Transistor NMOS

Le modèle niveau 3 du transistor NMOS [25] a été utilisé afin d'avoir une chute de tension  $V_{ds}$  suffisamment faible au niveau du transistor MOS, pour que la chute de tension totale  $V_{ce}$  corresponde aux courbes  $V_{ce}=f(I_c)$ . La relation  $I_d=f(V_{gs})$  dans ce cas est plus compliquée que dans l'équation [Eq 8], qui correspond en fait au niveau 1. ( $V_{max}=0$ ).

Le paramètre  $V_{max}$ , couplé à  $UO$ , a été utilisé et calculé dans cet objectif, tout en respectant la caractéristique  $I_c=f(V_{ge})$ . La résistance  $R_{ce}$  n'étant pas nécessaire dans ce cas, nous l'avons fixée à une valeur de  $1m\Omega$ . Les paramètres calculés sont :

✓ `.model M_IGBT NMOS( Level=3 UO=600 Vmax=150k Kp=7.2u W=1 L=1u  
+ Vto=3.5 Is=1f)`

#### ▪ Coefficient $\alpha$

✓ Le coefficient  $\alpha_0$  a été estimé à 0.3 pour ce composant

Cet ensemble de paramètres permet de parfaitement respecter la caractéristique statique en polarisation directe du composant.

#### • II.3.3.4 Modèle complet du transistor IGBT

Le modèle complet du transistor I.G.B.T. que nous utilisons est présenté Figure 28. On y retrouve différents éléments : modèle statique, modèle pour le contrôle de charge, et capacités inter électrodes non linéaires.

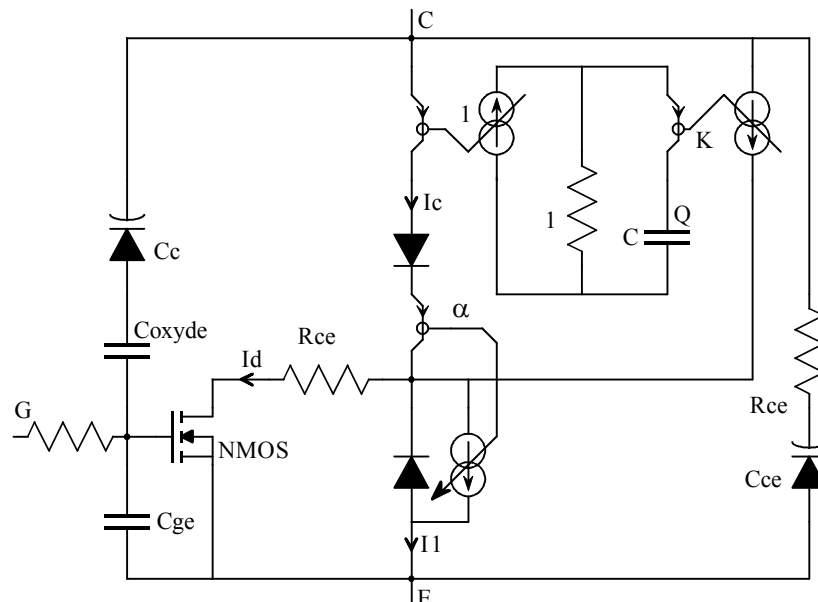


Figure 28 : Modèle complet du transistor I.G.B.T.

### • II.3.3.5 Modélisation du comportement dynamique.

Le comportement dynamique d'un transistor IGBT est identique à celui d'un transistor MOS lors de la mise en conduction. En revanche, le blocage s'effectue en deux étapes :

- Première étape : le courant qui circule dans la partie MOS s'annule assez rapidement. Le transistor bipolaire de la structure se retrouve alors base ouverte.
- Deuxième étape : la partie bipolaire du courant s'annule plus lentement, ce qui correspond au phénomène de traînage. Le comportement des charges stockées peut être modélisé de la même façon que pour les diodes.

#### ▪ Mise en conduction

Afin de rendre compte du comportement dynamique du transistor IGBT lors de sa mise en conduction, nous utilisons le même principe que pour le transistor MOS. Il s'agit de modéliser les capacités inter électrodes, qui déterminent ce comportement dynamique. Ces capacités sont déterminées à partir des courbes  $C_{ies}$ ,  $C_{oes}$  et  $C_{res}$  en fonction de  $V_{ce}$ .

- La capacité  $C_{ge}$  est considérée comme constante.
- La capacité  $C_{gc}$  est modélisée par une capacité d'oxyde en série avec une capacité variable.
- La capacité  $C_{ce}$  est modélisée par une capacité variable en série avec sa résistance d'accès.

La méthode utilisée pour déterminer ces capacités est la même que celle employée pour le transistor MOS.

La résistance d'accès  $R_{ce}$ , en série avec la capacité  $C_{ce}$ , est déterminée par une mesure à l'analyseur de réseau, pour  $V_{ge}=0V$ .

#### ▪ Blocage

Afin de rendre compte du phénomène de traînage lors du blocage du transistor IGBT, il faut modéliser les charges stockées dans la zone N. L'évacuation de ces charges crée le courant de traînage lorsque le courant MOS s'est annulé.

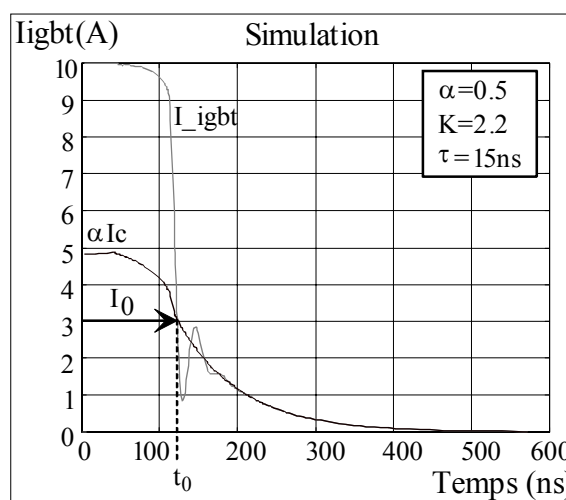


Figure 29 : Courant dans l'IGBT au blocage

La modélisation des charges stockées a été réalisée en utilisant le même principe que pour la diode au niveau de la jonction émetteur base (diode  $D_E$ ). En dynamique, du fait de la variation de la charge stockée,  $\alpha$  ne représente plus exactement le rapport entre le courant bipolaire et le courant MOS, comme nous le montrons Figure 29.

Lorsque le courant MOS s'est annulé ( $t = t_0$ ), le courant  $I_c$  doit vérifier l'équation [Eq 10] :

$$(K + 1 - \alpha) \cdot \frac{dI_c}{dt} = \frac{\alpha - 1}{\tau} \cdot I_c \quad [\text{Eq 10}]$$

(avec  $\tau = RC = 1.C$  – Figure 28). Le modèle impose une décroissance exponentielle du courant,

avec une constante de temps  $\tau' = \frac{K + 1 - \alpha}{1 - \alpha} \cdot \tau$ .

La charge stockée à l'instant  $t = t_0$  est donnée par  $Q(t_0) = \frac{K - 1 + \alpha}{K} \tau \cdot I_0$ .

✓ Pour l'IGBT IRGPC50U, nous avons déterminé comme paramètres  $\alpha = 0.5$ ,  $\tau = 18\text{ns}$  et  $K = 2$ .

### • II.3.3.5 Validation expérimentale

Afin d'effectuer la validation expérimentale du modèle, nous avons utilisé la même structure de hacheur que précédemment (150V 10A). Le transistor utilisé est un IGBT IRGPC50U, associé à une diode BYT 30 PI 400. Les paramètres utilisés pour la simulation sont ceux présentés dans les paragraphes précédents.

#### ✓ Mise en conduction

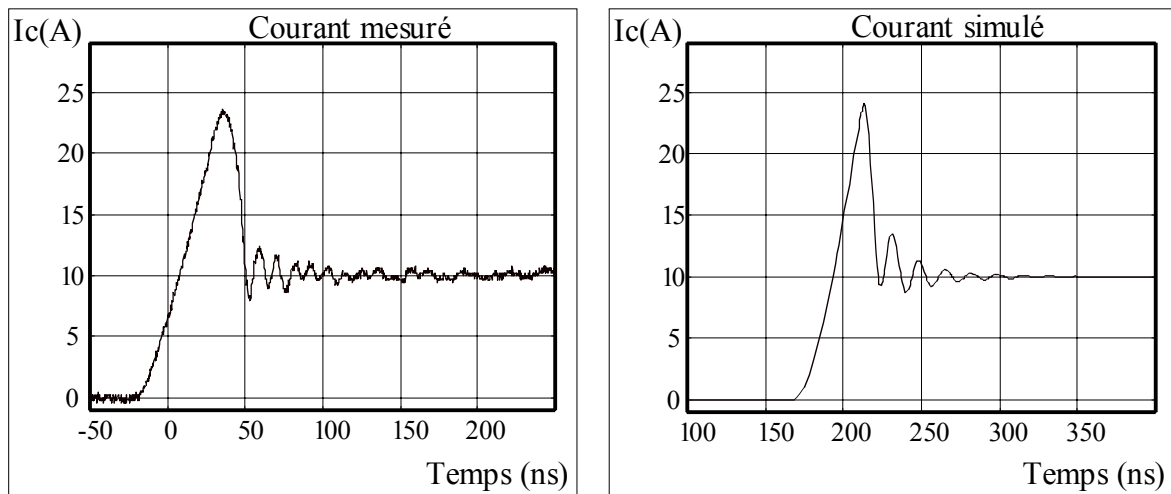


Figure 30 : Comparaison mesure / simulation pour le courant de collecteur

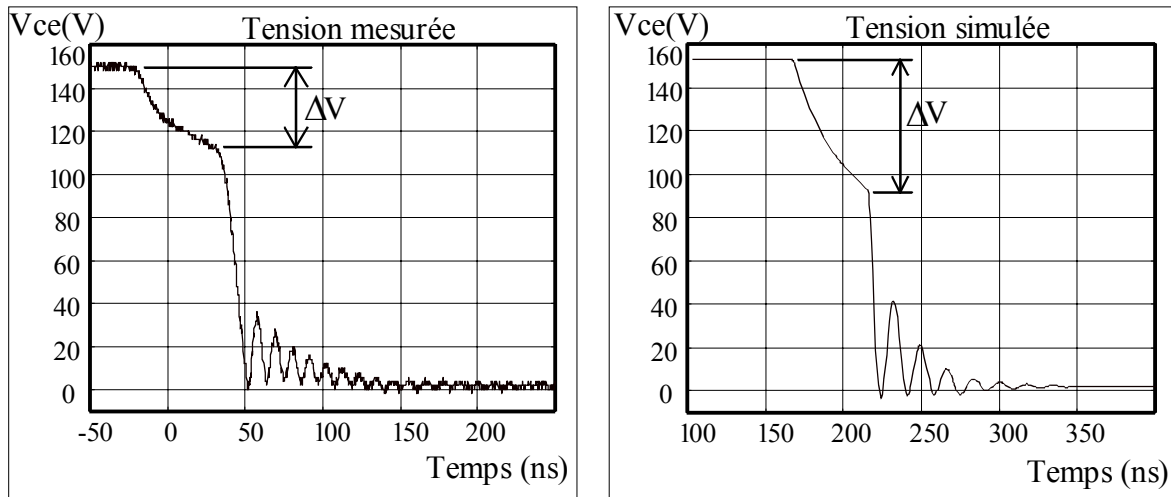


Figure 31 : Comparaison mesure / simulation pour la tension Vce à la mise en conduction

✓ Blocage du transistor

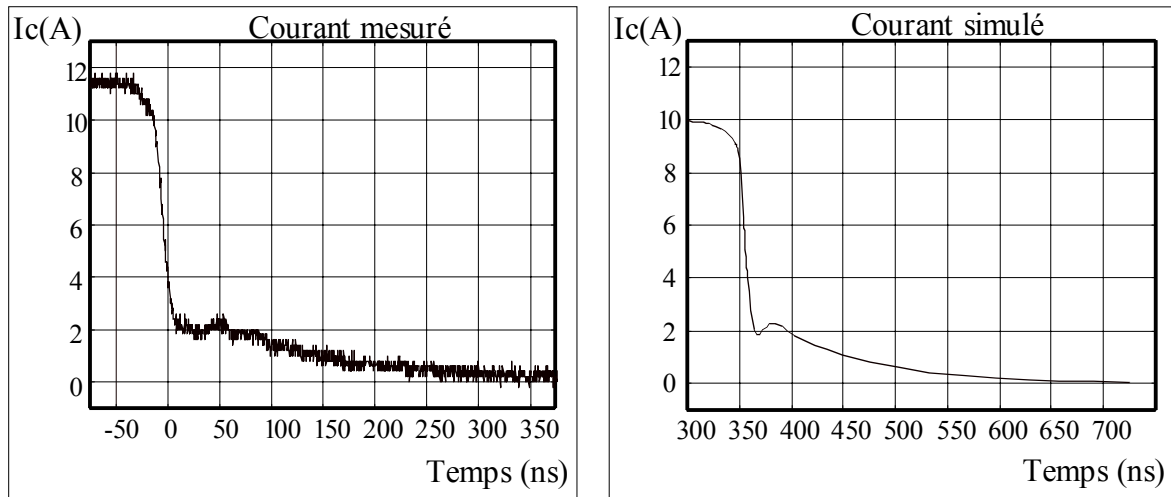


Figure 33 : Comparaison mesure / simulation pour le courant de collecteur au blocage.

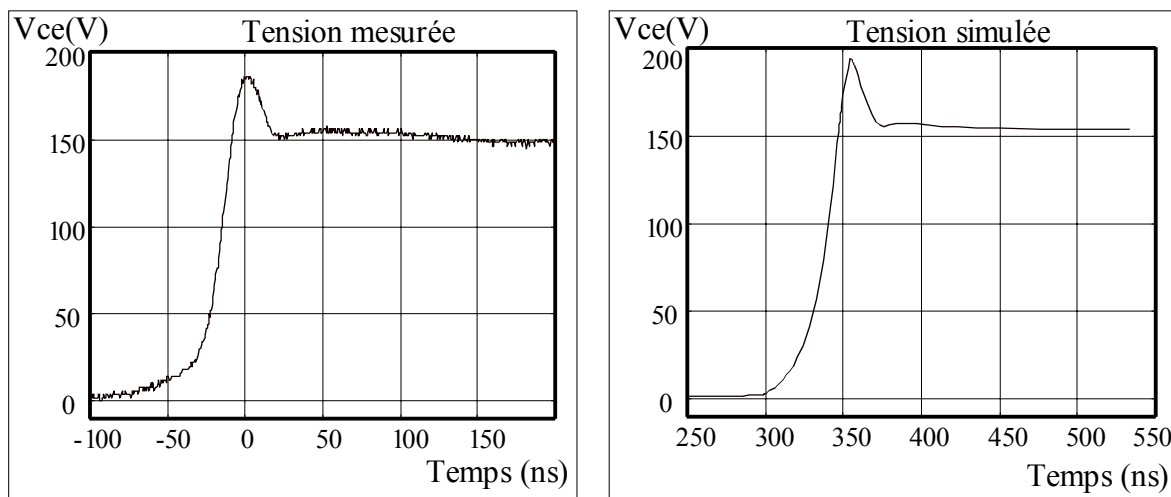


Figure 34 : Comparaison mesure / simulation pour la tension Vce au blocage

La différence sur la valeur initiale du courant au blocage du transistor vient du modèle trop simple de la charge utilisé en simulation.

Nous constatons sur ces résultats les mêmes différences sur les régimes oscillatoires et sur la tension  $V_{ce}$  en mesure et en simulation, qu'aux figures Figure 12 et 13. Ceci est dû à une surestimation de l'inductance de la maille de conduction dans les simulations.

#### • II.3.3.6 Conclusion sur le modèle de l'I.G.B.T.

Ce modèle permet de rendre compte assez correctement du comportement de l'IGBT utilisé en commutation commandée. Cependant, il est insuffisant pour décrire correctement ce qui se passe lorsque l'IGBT est polarisé en inverse (en commutation à zéro de courant, par exemple). Il faudrait, dans ce cas, modéliser la jonction base-collecteur de façon plus précise, ce qui n'est pas encore réalisé dans les modèles que nous utilisons actuellement.

### II.3.4 CONCLUSION SUR LES MODÈLES DE COMPOSANTS SILICIUM

Les modèles de composants silicium, que nous avons présentés, permettent de rendre compte efficacement du comportement de ces composants lors des commutations. Ils sont adaptés aux logiciels de simulation circuit de la famille SPICE et exploitent certaines de ses caractéristiques spécifiques.

La modélisation des composants bipolaires (diode, transistor IGBT) utilise le modèle dit à "contrôle de charge" qui permet de décrire l'évolution globale de la charge stockée sans toutefois tenir compte de sa nature répartie. Ce principe limite la validité de ces modèles à des composants de calibres moyens ( $\leq 50A$ ).

La modélisation des transistors MOS de puissance est basée sur le modèle du transistor NMOS implanté dans SPICE, pour les caractéristiques statiques, et sur les capacités inter électrodes non linéaires, pour la partie dynamique.

Les paramètres de ces modèles dépendent de la température, et doivent être calculés pour la température de fonctionnement nominal du convertisseur. On pourrait envisager de faire varier ces paramètres en fonction de la température dans le cadre d'une simulation couplant les aspects électriques et thermiques, ce qui imposerait un rebouclage entre le calcul des pertes et les variations des paramètres.

La relative simplicité de ces modèles permet de les utiliser pour la simulation de structures complexes en gardant des temps de simulation raisonnables et en limitant les risques de non convergence du simulateur. Les pentes pendant les commutations ( $dV/dt$  et  $dI/dt$ ), qui sont des sources de perturbations, sont généralement correctement reproduites. Pour ces raisons, ces modèles sont particulièrement bien adaptés à la simulation des convertisseurs statiques en vue de leur caractérisation C.E.M. .





### **III. CALCUL A PRIORI DES CARACTÉRISTIQUES DES PISTES DE CIRCUIT IMPRIMÉ**

<b>III. Calcul a priori des caractéristiques des pistes de circuit imprimé.....</b>	<b>66</b>
<b>III.1 Introduction .....</b>	<b>66</b>
<b>III.2 La méthode des fils fins.....</b>	<b>67</b>
III.2.1 Introduction .....	67
III.2.2 Présentation de la méthode.....	68
III.2.3 Calcul des courants et tensions pour le réseau de fils fins .....	69
III.2.4 Calcul des matrices d'impédance linéique et d'admittance linéique.....	70
• III.2.4.1 Matrice d'impédance linéique .....	70
• III.2.4.2 Matrice d'admittance linéique.....	70
• III.2.4.3 Variation des paramètres linéiques en fonction de la fréquence.....	70
• III.2.4.4 Longueur finie des conducteurs et permittivité effective.....	71
<b>III.3 Résistance et inductance interne en fonction de la fréquence .....</b>	<b>71</b>
III.3.1 Résistance et inductance interne en basse fréquence .....	72
• III.3.1.1 Résistance .....	72
• III.3.1.2 Inductance interne.....	72
III.3.2 Evolution de la résistance et de l'inductance interne en fonction de la fréquence dans les conducteurs cylindriques.....	74
• III.3.2.1 Résistance fonction de la fréquence pour un conducteur cylindrique.....	74
• III.3.2.2 Inductance en fonction de la fréquence pour un conducteur cylindrique .....	76
• III.3.2.3 Conclusion .....	77
III.3.3 Application au cas des pistes de sections rectangulaires .....	77
• III.3.3.1 Limites de la méthode des fils fins .....	78
• III.3.3.2 Nouvelles expressions analytiques proposées.....	80
III.3.4 Conclusion sur le calcul de résistance et d'inductance interne.....	82
<b>III.4 Calcul de l'inductance externe .....</b>	<b>83</b>
III.4.1 Inductance externe en fonction de la fréquence.....	83
• III.4.1.1 Champ magnétique à 10 kHz.....	84
• III.4.1.2 Champ magnétique à 100 MHz.....	84
• III.4.1.3 Comparaison des inductances.....	85
• III.4.1.4 Conclusion .....	85
III.4.2 Inductance externe des conducteurs cylindriques de longueur infinie.....	85
• III.4.2.1 Expression exacte .....	86
• III.4.2.2 Expression approchée .....	86
• III.4.2.3 Conclusion .....	86
III.4.3 Inductance externe des conducteurs de longueur finie.....	87
• III.4.3.1 Principe de la méthode des inductances partielles .....	87
• III.4.3.2 Relations électriques.....	87
• III.4.3.3 Expressions des inductances partielles pour des conducteurs cylindriques.....	88
• III.4.3.4 Prise en compte du plan de masse .....	88
• III.4.3.5 Expression des inductances et des mutuelles .....	90
• III.4.3.6 Conclusion .....	90
III.4.4 Influence de la longueur sur les inductances et mutuelles calculées .....	91
• III.4.4.1 Influence de la longueur sur l'inductance linéique propre d'un fil fin.....	91
• III.4.4.2 Influence de la longueur en fonction de la hauteur et de la distance entre conducteurs .....	91
• III.4.4.3 Influence de la longueur sur le résultat global obtenu par la méthode des fils fins .....	93
• III.4.4.4 Conclusion .....	94
III.4.5 Conclusion sur le calcul de la matrice d'inductance externe.....	94
<b>III.5 Calcul de la matrice admittance <math>[Y_C]</math> - Permittivité effective.....</b>	<b>95</b>

III.5.1 Permittivité effective .....	95
• III.5.1.1 Définition .....	95
• III.5.1.2 Calcul de $\epsilon_{\text{eff}}$ .....	95
III.5.2 Formules analytiques.....	96
III.5.3 Comparaison des résultats obtenus .....	96
• III.5.3.1 Evolution de $\epsilon_{\text{eff}}$ en fonction de la largeur de piste .....	96
• III.5.3.2 Cas où le plan de masse est éloigné du circuit imprimé.....	97
• III.5.3.3 Conclusion .....	98
III.5.4 Conclusion sur le calcul de la matrice [Yc] .....	99
<b>III.6 Conclusion sur le calcul des paramètres linéiques .....</b>	<b>100</b>
<b>III.7 Résultats obtenus en utilisant la méthode des fils fins. ....</b>	<b>101</b>
III.7.1 Mesures .....	101
• III.7.1.1 Piste de largeur 5mm et de longueur 100mm.....	101
• III.7.1.2 Piste de largeur 10mm et de longueur 200mm.....	103
III.7.2 Conclusion.....	105

### III. Calcul a priori des caractéristiques des pistes de circuit imprimé

#### III.1 INTRODUCTION

Les inductances et les capacités introduites par le câblage jouent un rôle important vis à vis des commutations [1], [3] et influent sur les perturbations conduites et rayonnées par un convertisseur [30], [13]. Afin de tenir compte a priori de ces éléments dans un modèle de simulation du convertisseur, il faut établir le circuit électrique équivalent du circuit imprimé. Pour cela, nous devons d'abord calculer les caractéristiques électriques des pistes ainsi que les effets de couplage à partir de leur description physique, pour ensuite déterminer les éléments du circuit électrique équivalent.

#### Calcul des caractéristiques électriques

Lorsque le calcul des caractéristiques électriques est basé sur des formulations analytiques, il s'applique à des géométries simples et bien définies, telles qu'un segment de piste rectangulaire, ou un angle entre deux pistes de même largeur. Cela nécessite une étape supplémentaire d'analyse et de décomposition du câblage. Le calcul peut être effectué à partir des éléments issus de cette décomposition. Il existe alors plusieurs possibilités :

- **Fonctions analytiques**

Pour certaines géométries bien définies, les caractéristiques des pistes peuvent être calculées directement à partir de fonctions analytiques empiriques, développées dans le domaine des hyper-fréquences (Annexe 5). L'étude des pistes microruban a en particulier fait l'objet de nombreux travaux [20], [21], [22]. Ces formules ne tiennent pas compte de la résistance des pistes, ni des couplages, et donnent des résultats précis à +/- 10%.

- **Méthode des inductances partielles**

Une autre solution, présentée par le L.E.G., consiste à utiliser la notion d'inductances partielles [15] [3] [56] pour calculer les inductances et les mutuelles introduites par le câblage et les interconnexions. Cette solution est à la base du logiciel INCA [4] et elle permet de traiter tout type de câblage.

- **Méthode des fils fins**

La méthode des fils fins s'applique aux segments de pistes rectangulaires de faible épaisseur [6]. Elle permet de déterminer les caractéristiques électriques et les couplages pour un ensemble de segments rectangulaires parallèles sur une grande plage de fréquences. Les limitations actuelles de cette méthode sont liées à la géométrie des éléments auxquels elle s'applique, et au fait que seuls les couplages entre les segments parallèles sont pris en compte.

L'utilisation de la méthode des fils fins pour la modélisation du câblage utilisé en électronique de puissance a déjà fait l'objet du travail de thèse de P. PETIT [6]. Nous utilisons une extension de cette méthode, basée sur les résultats de ce travail. Nous allons rappeler les points principaux de cette méthode dans une première partie. Nous présenterons ensuite les modifications apportées, qui portent sur trois effets :

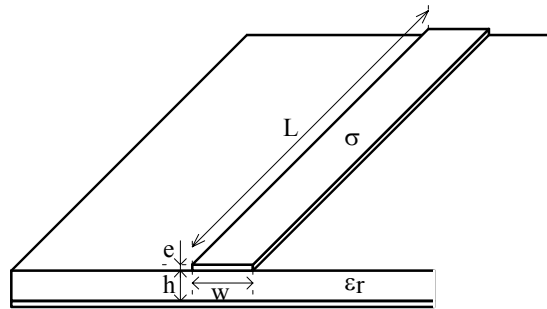
- La variation de la résistance et de l'inductance interne en fonction de la fréquence.
- La longueur finie des conducteurs, pour le calcul de l'inductance externe.
- La permittivité effective du milieu non homogène qui entoure la piste.

Nous concluons enfin sur les résultats obtenus en utilisant cette méthode.

### III.2 LA MÉTHODE DES FILS FINS

#### III.2.1 INTRODUCTION

La méthode des fils fins permet de calculer l'impédance d'une piste rectangulaire en fonction de la fréquence à partir de ses caractéristiques géométriques (largeur, épaisseur et longueur), et de ses caractéristiques physiques (conductivité de la piste et permittivité du diélectrique).



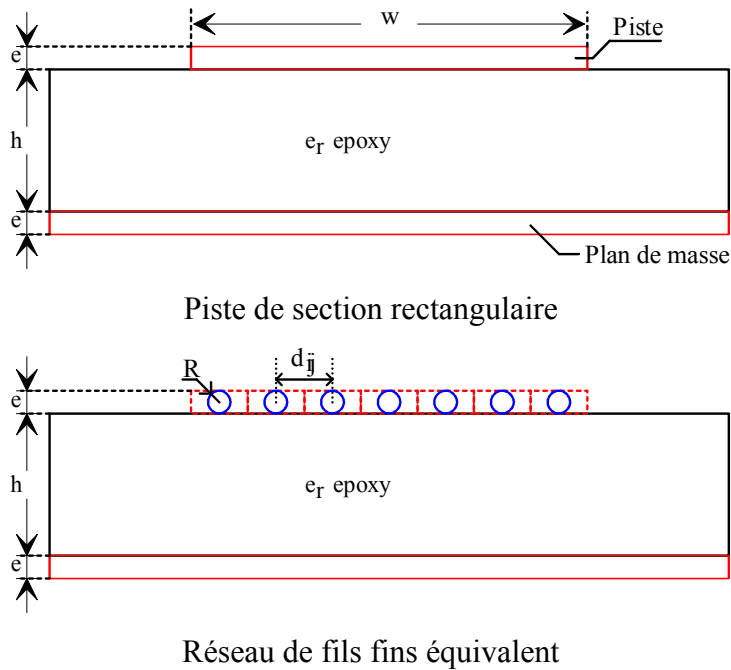
**Figure 35 : Caractéristiques d'un segment de piste**

La méthode consiste à décomposer cette piste de section rectangulaire en un faisceau de  $n$  conducteurs cylindriques de rayon  $r$  parallèles entre eux [5], [6]. L'utilisation de conducteurs cylindriques permet de calculer simplement de façon analytique les effets électromagnétiques et ainsi de connaître les inductances, capacités et résistances du système de fils fins [15]. Dans le cadre de l'application de cette méthode au domaine de l'électronique de puissance, nous nous placerons toujours dans le cas où la piste est située au dessus d'un plan de masse de grandes dimensions, avec entre la piste et le plan de masse un diélectrique de type époxy, ou un diélectrique mixte air - époxy.

**III.2.2 PRÉSENTATION DE LA MÉTHODE**

La méthode des fils fins est applicable à des pistes rectangulaires dont la longueur est supérieure à la largeur. Elle consiste à trouver un ensemble de conducteurs cylindriques dont les caractéristiques en terme d'impédance sont équivalentes à celle de la piste rectangulaire modélisée.

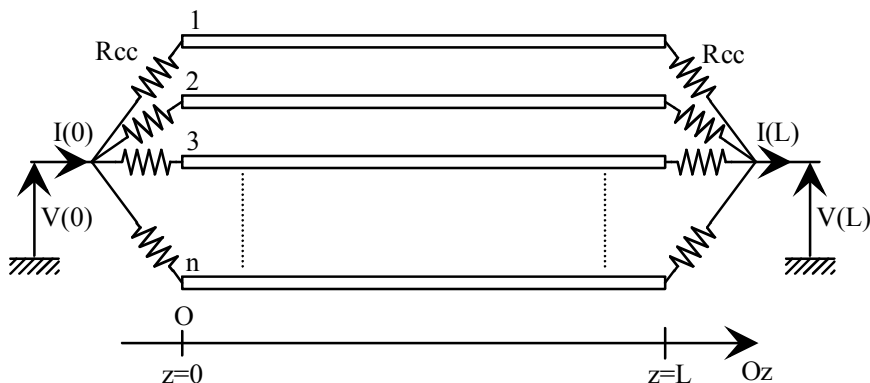
Les conducteurs cylindriques, ou " fils fins " ont pour diamètre l'épaisseur de la piste, et ils sont espacés régulièrement à raison de quatre conducteurs par mm [6] pour une épaisseur de piste de 35µm (Figure 36). La longueur de chaque fil fin est égale à la longueur de la piste.



**Figure 36 : Equivalence entre une piste de section rectangulaire et un réseau de fils fins**

Afin de comparer l'impédance de la piste rectangulaire avec celle du réseau de fils fins, les fils fins sont mis en court-circuit aux deux extrémités par des résistances de très faibles valeurs ( $R_{cc}=1E-6 \Omega$ ) (Figure 37). Nous pouvons alors définir les impédances en entrée et en sortie du réseau de fils fins :

$$Z_e = \frac{V(0)}{I(0)} \text{ et } Z_s = \frac{V(L)}{I(L)} .$$



**Figure 37 : Impédances en entrée et en sortie des fils fins**

### III.2.3 CALCUL DES COURANTS ET TENSIONS POUR LE RÉSEAU DE FILS FINS

Les tensions et courants au sein du réseau de fils fins sont calculés en utilisant la théorie des lignes. Pour chaque fil fin, la tension et le courant sont définis en fonction de  $z$ , soit pour un réseau de  $n$  fils :

$$[V(z)] = \begin{bmatrix} V_1(z) \\ \vdots \\ V_i(z) \\ \vdots \\ V_n(z) \end{bmatrix} \quad [I(z)] = \begin{bmatrix} I_1(z) \\ \vdots \\ I_i(z) \\ \vdots \\ I_n(z) \end{bmatrix}$$

La théorie des lignes, pour un régime harmonique de pulsation  $\omega$ , permet alors d'écrire les relations entre  $[V(z)]$  et  $[I(z)]$  :

$$\frac{\partial [V(z)]}{\partial z} = -[Z_L] \cdot [I(z)] \quad [\text{Eq 11}]$$

$$\frac{\partial [I(z)]}{\partial z} = -[Y_C] \cdot [V(z)] \quad [\text{Eq 12}]$$

La matrice  $[Z_L]$  est la matrice d'impédance linéique du réseau de fils fins.

La matrice  $[Y_C]$  est la matrice d'admittance linéique.

L'équation vérifiée par le vecteur des tensions peut s'écrire :

$$\frac{\partial^2 [V(z)]}{\partial z^2} - [Z_L][Y_C] \cdot [V(z)] = 0 \quad [\text{Eq 13}]$$

en posant  $[\gamma] = \sqrt{[Z_L][Y_C]}$ , la solution de l'équation précédente s'écrit

$$[V(z)] = \exp(-[\gamma]z) \cdot [V^+] + \exp([\gamma]z) \cdot [V^-] \quad [\text{Eq 14}]$$

En dérivant cette équation par rapport à  $z$ , nous pouvons exprimer  $[I(z)]$

$$[I(z)] = [Z_L]^{-1} \cdot [\gamma] \cdot \exp(-[\gamma]z) \cdot [V^+] - [Z_L]^{-1} \cdot [\gamma] \cdot \exp([\gamma]z) \cdot [V^-] \quad [\text{Eq 15}]$$

Les vecteurs  $[V^+]$  et  $[V^-]$  peuvent alors être calculés en fonction des conditions imposées en  $z = 0$  et en  $z = L$ , comme indiqué Figure 37.

Nous savons assez précisément déterminer les matrices d'impédance linéique et d'admittance linéique pour un ensemble de conducteurs cylindriques [15], ce qui constitue l'intérêt de la méthode des fils fins.



**III.2.4 CALCUL DES MATRICES D'IMPÉDANCE LINÉIQUE ET D'ADMITTANCE LINÉIQUE.****• III.2.4.1 Matrice d'impédance linéique**

La matrice d'impédance linéique fait intervenir les résistances des conducteurs, les inductances internes, liées à l'énergie magnétique stockée dans chaque conducteur et les inductances externes liées aux champs magnétiques extérieurs aux conducteurs. Il faut cependant noter que pour les dimensions usuelles des conducteurs que nous utilisons, l'inductance externe est beaucoup plus importante que l'inductance interne. Dans le cas d'un régime harmonique de pulsation  $\omega$ , nous noterons  $[Z_L]$  la matrice d'impédance linéique :

$$[Z_L] = [R(\omega)] + j\omega \cdot ([L_i(\omega)] + [L_e]) \quad [\text{Eq 16}]$$

**• III.2.4.2 Matrice d'admittance linéique**

La matrice d'admittance linéique ne prend en compte que les capacités, liées aux champs électriques à l'extérieur des conducteurs. Compte tenu des fréquences assez basses ( $f < 1\text{GHz}$ ) pour lesquelles nous calculons ces paramètres, nous ne tenons pas compte de la conductance, liée à la circulation de courants dans le diélectrique. Cela revient à considérer que le diélectrique a une conductivité nulle pour ces fréquences (diélectrique sans pertes), ce qui est vrai pour la plupart d'entre eux. Soit  $[Y_C]$  la matrice d'admittance linéique à la pulsation  $\omega$  :

$$[Y_C] = j\omega \cdot [C] \quad [\text{Eq 17}]$$

**• III.2.4.3 Variation des paramètres linéiques en fonction de la fréquence**

La résistance et l'inductance interne d'un conducteur dépendent de la répartition du courant dans le conducteur et varient en fonction de la fréquence par effet de peau.. La résistance tend à augmenter avec la fréquence alors que l'inductance interne tend à diminuer.

- Jusqu'à présent, la variation de la résistance interne en fonction de la fréquence était prise en compte de façon simplifiée. Nous avons évalué les effets liés à la répartition des courants dans les conducteurs lorsque la fréquence augmente et lorsque l'épaisseur de peau devient inférieure aux dimensions des conducteurs, afin d'en tenir compte plus précisément dans le calcul de la matrice impédance. Nous avons comparé les résultats que nous présentons aux résultats obtenus en utilisant un logiciel de calcul par éléments finis (Maxwell 2D) pour les valider.

#### • III.2.4.4 Longueur finie des conducteurs et permittivité effective

Les inductances externes et les capacités ne dépendent que des champs magnétiques et électriques à l'extérieur des conducteurs et sont pratiquement indépendants de la fréquence, puisque ces champs dépendent peu de la répartition des courants dans les conducteurs.

Dans un milieu diélectrique homogène et pour un mode de propagation quasi-TEM, la matrice des inductances externes  $[L_e]$  et la matrice des capacités sont liées par la relation [15] :

$$[L_e][C] = \mu \cdot \varepsilon \quad [\text{Eq 18}]$$

où  $\mu$  caractérise la perméabilité du milieu et  $\varepsilon$  sa permittivité. Cette relation permettra de déduire la matrice des capacités de la matrice des inductances externes; elle caractérise la propagation des champs dans le diélectrique et ne concerne pas l'inductance interne, liée au conducteur.

- Dans la méthode originale [6], le calcul de la matrice  $[L_e]$  se faisait avec l'hypothèse d'une ligne infiniment longue. Cependant ces paramètres varient avec la longueur réelle de la ligne [32]. Nous allons présenter une méthode différente, basée sur le calcul des inductances et mutuelles partielles [3], qui permet de prendre en compte la longueur réelle des conducteurs.
- Pour les pistes de circuit imprimé, le milieu ne peut pas être considéré comme homogène et il faut remplacer la permittivité  $\varepsilon$  du diélectrique par une permittivité effective  $\varepsilon_{\text{eff}}$  qui dépend de la géométrie de la piste. Afin de déterminer  $\varepsilon_{\text{eff}}$ , nous avons comparé les permittivités effectives calculées en utilisant une formulation analytique aux résultats obtenus par éléments finis.

La prise en compte de la longueur finie des conducteurs et de la permittivité effective du diélectrique modifient la matrice des capacités  $[C]$  calculée en utilisant l'équation [Eq 18]. Les paramètres calculés ne sont plus vraiment des paramètres linéiques car ils dépendent de façon non linéaire de la longueur réelle de la ligne considérée.

### III.3 RÉSISTANCE ET INDUCTANCE INTERNE EN FONCTION DE LA FRÉQUENCE

Dans cette partie, nous nous sommes attachés à déterminer la résistance et l'inductance interne, ainsi que leurs variations en fonction de la fréquence. Cette étude a pour but d'évaluer l'influence de ces éléments et l'importance relative de l'inductance interne par rapport à l'inductance externe. Lorsque la fréquence augmente, la répartition des courants dans un conducteur cylindrique situé au dessus d'un plan de masse se fait différemment de la répartition des courants dans un conducteur rectangulaire. Cela pose le problème de la variation de la résistance et de l'inductance interne en fonction de la fréquence pour la méthode des fils fins. Dans une première partie, nous allons présenter les expressions utilisées pour calculer la résistance et l'inductance interne pour les basses fréquences. Nous rappellerons ensuite les expressions théoriques permettant de calculer l'évolution

de la résistance et de l'inductance interne en fonction de la fréquence dans le cas des conducteurs cylindriques, pour enfin présenter des formulations originales dans le cas des conducteurs rectangulaires.

### III.3.1 RÉSISTANCE ET INDUCTANCE INTERNE EN BASSE FRÉQUENCE

L'épaisseur de peau  $\delta$  est définie par  $\delta = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{\omega\mu\sigma}}$ . Nous considérons que pour  $\delta \ll r$ , la matrice de

résistance et la matrice d'inductance interne sont indépendantes de  $\omega$ , ce qui correspond à une fréquence inférieure à 3 MHz pour un conducteur de 35  $\mu\text{m}$  de diamètre.

#### • III.3.1.1 Résistance

Dans ce cas, la résistance par unité de longueur ne dépend que de la surface et de la conductivité du conducteur :

$$R_{bf} = \frac{1}{\sigma S} \quad \Omega/\text{m}$$

Cette résistance doit représenter la résistance de la portion du conducteur rectangulaire associée à chaque fil fin. Dans le cas d'une répartition linéaire de  $n$  fils fins, la surface est définie par :

$$S_{rect} = \frac{w.e}{n}$$

donc la résistance associée à chaque fil fin aura pour valeur

$$\boxed{R_{bf} = \frac{n}{\sigma \cdot w \cdot e}} \quad \Omega/\text{m} \quad [\text{Eq 19}]$$

Nous nous baserons sur cette relation pour calculer la valeur de la résistance associée à chaque fil fin en basse fréquence.

#### • III.3.1.2 Inductance interne

Nous avons déterminé une formulation approchée de l'inductance interne qui est un compromis entre les résultats obtenus pour un conducteur de section carré et pour un conducteur rectangulaire dont un des cotés est de dimension beaucoup plus importante que l'autre.

##### ▪ Evolution en fonction de la géométrie

Nous avons effectué des calculs par éléments finis à différentes fréquences pour évaluer l'inductance interne d'un conducteur rectangulaire de largeur 250  $\mu\text{m}$  et de hauteur 35  $\mu\text{m}$ , ce qui correspond à une densité de 4 fils fins par millimètre. Nous avons aussi calculé l'inductance interne totale pour une piste de largeur 5 mm et de hauteur 35  $\mu\text{m}$ , qui serait modélisée par 20 conducteurs (tableau 1).

**Tableau 1 : Inductance interne en fonction de la géométrie**

Fréquence	10 kHz	10 MHz	100 MHz
Conducteur cylindrique (d=35 µm)	50 nH/m	49.8 nH/m	37 nH/m
Conducteur de section carré (a=35µm)	48.3 nH/m	47.9 nH/m	30.6 nH/m
Conducteur rectangulaire (250µm x 35µm)	22.7 nH/m	19.5 nH/m	9.30 nH/m
Conducteur rectangulaire (5mm x 35 µm)	1.49 nH/m	1.41 nH/m	0.63 nH/m

Ce tableau permet de montrer que l'inductance interne du conducteur cylindrique (fil fin) est plus importante que celle du conducteur rectangulaire correspondant. La valeur de l'inductance interne que devrait prendre le fil fin est en fait la valeur de l'inductance interne totale de la piste multipliée par le nombre de fils fins équivalents. Dans le cas d'une piste de 5mm de large, cette inductance est de l'ordre de 30 nH/m.

#### ▪ Formulation analytique

Pour un conducteur cylindrique, le résultat théorique est :

$$L_{fil\_fin} = \frac{\mu_0}{8\pi} \quad \text{H/m} \quad [\text{Eq 20}]$$

Nous ne disposons pas d'expression analytique pour un conducteur rectangulaire permettant de déterminer a priori l'inductance interne totale. Dans la cas ou la largeur est très grande devant la hauteur, une bonne approximation de cette inductance est fournie par la relation :

$$L_{i\_rect} = \frac{\mu_0}{4\sqrt{2}} \frac{W.e}{(W+e)^2} \quad \text{H/m}$$

Afin de rendre cette formule compatible avec le cas où la largeur et la hauteur sont du même ordre de grandeur, nous avons modifié cette expression et utilisé une formule légèrement différente pour le cas général d'une piste rectangulaire :

$$L_{i\_rect} = \frac{\mu_0}{4\sqrt{2}} \frac{W.e}{(W+1.14.e)^2} \quad \text{nH/m} \quad [\text{Eq 21}]$$

Cette formule donne une bonne approximation (au maximum 7% d'erreur) par rapport aux valeurs d'inductance interne calculées par la méthode des éléments finis. Il faut préciser que l'inductance interne d'une piste est faible devant son inductance externe et qu'elle diminue lorsque la fréquence augmente, comme nous allons le montrer dans la partie suivante. En conséquent, l'erreur faite sur la valeur de l'inductance interne induira une erreur faible sur l'impédance totale de la piste.

▪ **Inductance interne associée à chaque fil fin**

Comme dans le cas de la résistance de la piste, l'inductance interne donnée par l'équation [Eq 21] correspond à l'inductance interne totale de la piste à modéliser, valeur à multiplier par le nombre de conducteurs pour obtenir l'inductance interne que devra prendre chaque fil fin.

$$L_i - bf = \frac{\mu_0}{4\sqrt{2}} \frac{n.W.e}{(W + 1.14.e)^2} \quad \text{nH/m} \quad [\text{Eq 22}]$$

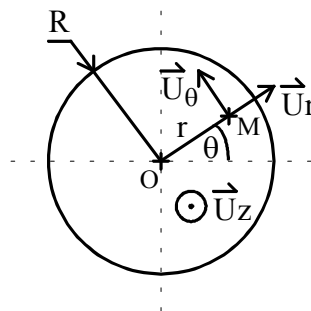
Pour l'exemple d'une piste de 5mm de large cette inductance est de l'ordre de 29.8 nH/m par calcul par éléments finis et de 30.6 nH/m pour la formule présentée ici. L'écart le plus important a été relevé pour une piste de 2mm de large avec une inductance interne de 28 nH/m calculée par la méthode des éléments finis et de 29.8 nH/m par cette formule soit une erreur de 6.5 %.

### III.3.2 EVOLUTION DE LA RÉSISTANCE ET DE L'INDUCTANCE INTERNE EN FONCTION DE LA FRÉQUENCE DANS LES CONDUCTEURS CYLINDRIQUES.

Pour les conducteurs cylindriques, la variation de la résistance et de l'inductance interne en fonction de la fréquence, due à la modification de la répartition du courant dans le conducteur, peut être exprimée de façon analytique à partir des fonctions de Bessel.

#### • III.3.2.1 Résistance fonction de la fréquence pour un conducteur cylindrique

Nous avons utilisé le calcul de l'effet de peau dans un conducteur cylindrique de conductivité  $\sigma$  élevée pour évaluer la variation de résistance et d'inductance interne d'un fil fin en fonction de la fréquence. Ce calcul est effectué dans le cas d'un conducteur infini, en supposant que ce conducteur ne subit pas d'effets de proximité.



**Figure 38 : Notations pour le calcul de la densité de courant**

Le matériau conducteur est caractérisé par sa conductivité  $\sigma$  et sa perméabilité  $\mu$ .

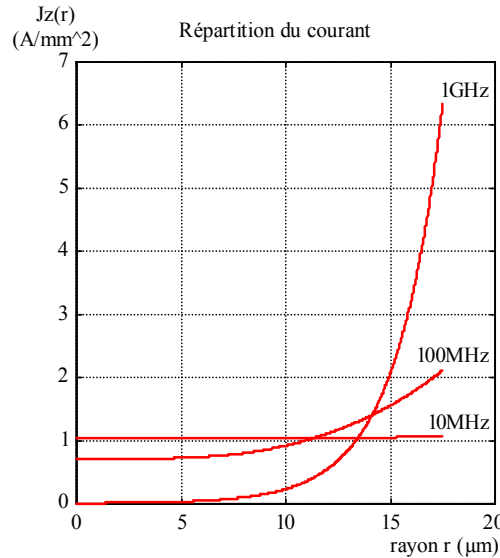
Le fil fin est parcouru par un courant  $I$  de pulsation  $\omega$ , et la densité de courant  $\mathbf{J}$  est calculée en un point  $M$  du conducteur en fonction du rayon  $r = OM$  et de la pulsation  $\omega$ .

$$I(\omega) = I.e^{j\omega t}$$

La densité de courant dans le conducteur peut être exprimée à l'aide des fonctions de Bessel de première espèce  $J_n$  :

$$J_z(r) = \frac{j\lambda I}{2\pi R} \frac{J_0(j\lambda r)}{J_1(j\lambda R)} \quad \text{avec } \lambda = \sqrt{j\omega\mu\sigma} \quad [\text{Eq 23}]$$

Afin de montrer la variation de la répartition de courant dans le conducteur en fonction de la fréquence, nous avons représenté cette répartition en fonction du rayon pour 3 fréquences différentes. Nous nous sommes placés dans le cas d'un conducteur de diamètre 35 μm avec un courant efficace total de 1mA. Cette dimension de conducteur implique qu'il faut choisir des fréquences assez élevées pour observer un effet significatif sur la répartition du courant.



**Figure 39 : Répartition du courant en fonction de la fréquence**

La connaissance de la répartition du courant permet de calculer les pertes par effet Joule et ainsi de calculer la résistance équivalente du conducteur. L'expression de la résistance fait intervenir les fonctions de Kelvin  $Ber_n(r)$  et  $Bei_n(r)$  définie par :

$$Ber_n(r) + j.Bei_n(r) = J_n(r.e^{j3\pi/4})$$

Ces fonctions sont des fonctions purement réelles.

Pour arriver au résultat, nous devons poser  $j\lambda = j\sqrt{j}\gamma = \gamma.e^{j3\pi/4}$ , avec  $\gamma = \sqrt{\omega\mu\sigma}$ .

L'expression de la résistance linéique  $R_f$  en fonction de la fréquence est donnée par :

$$R_f = \frac{\gamma}{\sqrt{2}} \frac{1}{\sigma \cdot 2\pi R} \frac{Ber_0(\gamma R)Bei_1(\gamma R) - Ber_0(\gamma R)Ber_1(\gamma R) - Bei_0(\gamma R)Bei_1(\gamma R) - Bei_0(\gamma R)Ber_1(\gamma R)}{Ber_1^2(\gamma R) + Bei_1^2(\gamma R)}$$

Pour la suite nous appellerons  $F_{R_{Bessel}}$  la partie de cette expression qui fait intervenir les fonctions  $Ber_n$  et  $Bei_n$  :

$$R_f = \frac{\gamma}{\sqrt{2}} \frac{1}{\sigma \cdot 2\pi R} \cdot F_{R_{Bessel}}(\gamma R) \quad \text{avec } \gamma = \sqrt{\omega\mu\sigma} \quad \Omega/m \quad [\text{Eq 24}]$$

Nous avons représenté Figure 40 l'évolution de la résistance linéique en fonction de la fréquence pour un conducteur cylindrique de diamètre 35μm.

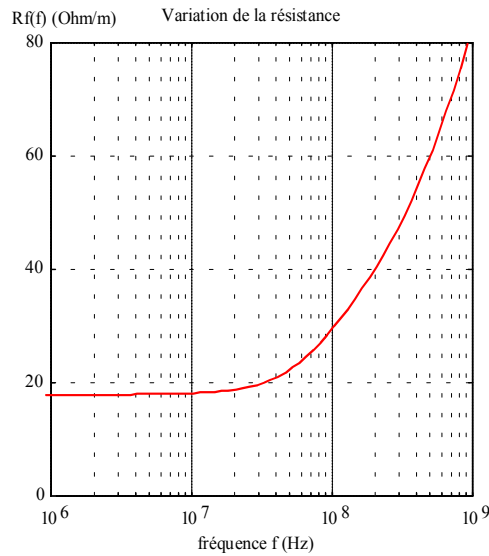


Figure 40 : Evolution de la résistance en fonction de la fréquence

• III.3.2.2 Inductance en fonction de la fréquence pour un conducteur cylindrique

L'expression de l'inductance interne est calculée en fonction de l'énergie magnétique emmagasinée dans le conducteur. Elle fait aussi intervenir les fonctions de Kelvin :

$$L_{int} = \frac{1}{\gamma \sqrt{2}} \frac{\mu_0}{2\pi R} \frac{Ber_0(\gamma R)Bei_1(\gamma R) + Ber_0(\gamma R)Ber_1(\gamma R) + Bei_0(\gamma R)Bei_1(\gamma R) - Bei_0(\gamma R)Ber_1(\gamma R)}{Ber_1^2(\gamma R) + Bei_1^2(\gamma R)}$$

Pour la suite nous appellerons  $F_{L_{Bessel}}$  la partie de cette expression qui fait intervenir les fonctions  $Ber_n$  et  $Bei_n$  :

$$L_{int} = \frac{1}{\gamma \sqrt{2}} \frac{\mu_0}{2\pi R} \cdot F_{L_{Bessel}}(\gamma R), \text{ avec } \gamma = \sqrt{\omega \mu \sigma} \quad \text{H/m} \quad [\text{Eq 25}]$$

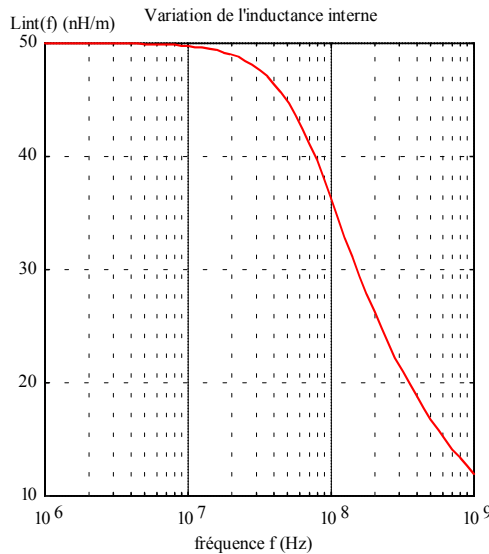


Figure 41 : Evolution de l'inductance linéique interne en fonction de la fréquence.

De même que pour la résistance linéique, nous avons représenté Figure 41 l'évolution de l'inductance interne linéique en fonction de la fréquence pour un conducteur cylindrique de

diamètre 35  $\mu\text{m}$ . Nous retrouvons bien en basse fréquence une inductance interne de  $\frac{\mu_0}{8\pi}$  H/m pour un conducteur cylindrique et nous pouvons vérifier que l'inductance interne a tendance à diminuer lorsque la fréquence devient suffisamment importante, le courant ne circulant plus dans toute l'épaisseur du conducteur.

### • III.3.2.3 Conclusion

Nous avons rappelé les expressions analytiques exactes qui permettent de calculer l'évolution de la résistance et de l'inductance interne en fonction de la fréquence dans le cas d'un conducteur de section cylindrique. Nous allons utiliser par la suite ces expressions pour représenter l'évolution de la résistance et de l'inductance interne en fonction de la fréquence dans le cas d'un conducteur rectangulaire.

### III.3.3 APPLICATION AU CAS DES PISTES DE SECTIONS RECTANGULAIRES

Nous avons représenté Figure 42 et 43 la densité de courant dans une piste rectangulaire de largeur 5 mm et de hauteur 35  $\mu\text{m}$  (la position 35  $\mu\text{m}$  étant la plus proche de la masse) à la fréquence de 30 MHz.

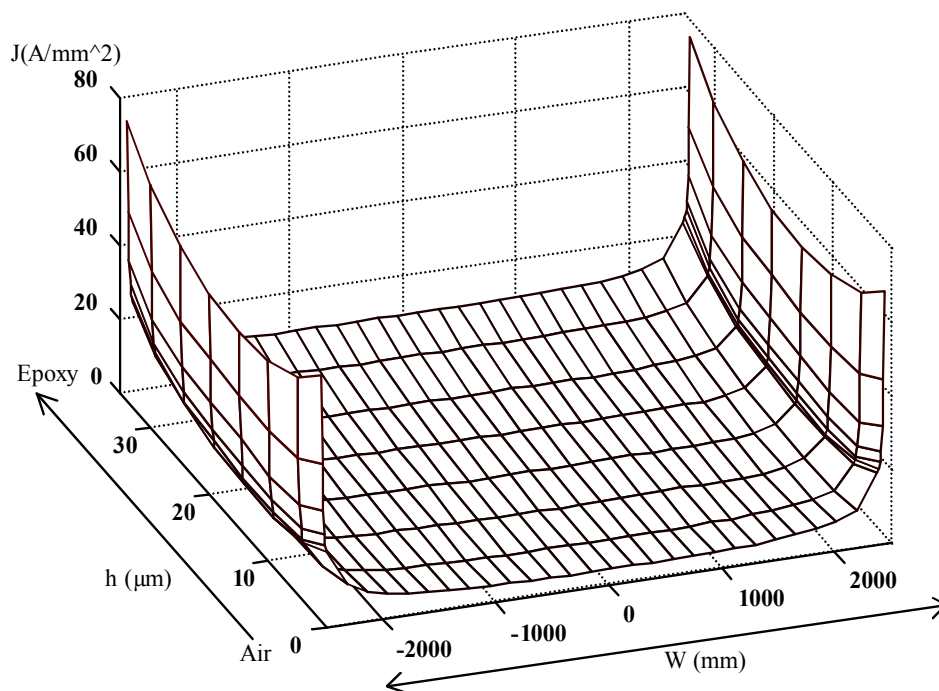
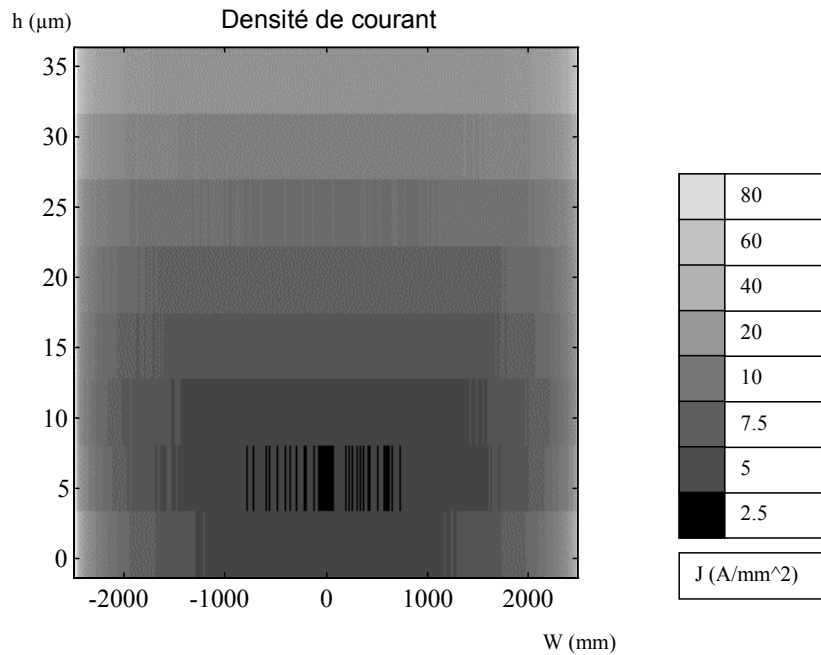


Figure 42 : Densité de courant dans une piste rectangulaire à 30MHz





**Figure 43 : Densité de courant dans une piste rectangulaire à 30 MHz**

Ces deux figures montrent clairement que la densité de courant est nettement plus importante sur les deux petits cotés que dans tout le reste de la piste. Elle montre aussi que cette densité est plus importante du grand côté proche de la masse que du côté opposé, du fait de l'effet de proximité.

Afin de rendre compte plus précisément de la variation de résistance dans la méthode des fils fins, nous avons cherché à déterminer des fonctions analytiques pour la résistance linéique et pour l'inductance linéique interne, en nous basant sur les résultats obtenus dans le cas des conducteurs cylindriques. Ces fonctions analytiques ont été validées par comparaison avec les résultats obtenus par éléments finis.

### • III.2.3.1 Limites de la méthode des fils fins

La méthode des fils fins permet en partie de rendre compte de la répartition de la densité de courant dans la largeur de la piste, mais seulement en valeur moyenne sur la surface correspondant à chaque fil fin, et sans prendre en compte les effets qui existent suivant la hauteur. De part le nombre limité de fils fins, et donc de la moyenne sur les densités de courant qui sont affectées à chaque fil fin, les effets internes (résistance et inductance interne) ne sont pas correctement représentés en affectant simplement à chaque fil les valeurs de résistance et d'inductance interne déterminées pour les basses fréquences. En effet, dès que la fréquence va correspondre à une épaisseur de peau du même ordre de grandeur que la largeur de la piste, la résistance et l'inductance interne vont varier de manière beaucoup plus importante en réalité que ce qui est calculé. Ce phénomène est illustré Figure 44.

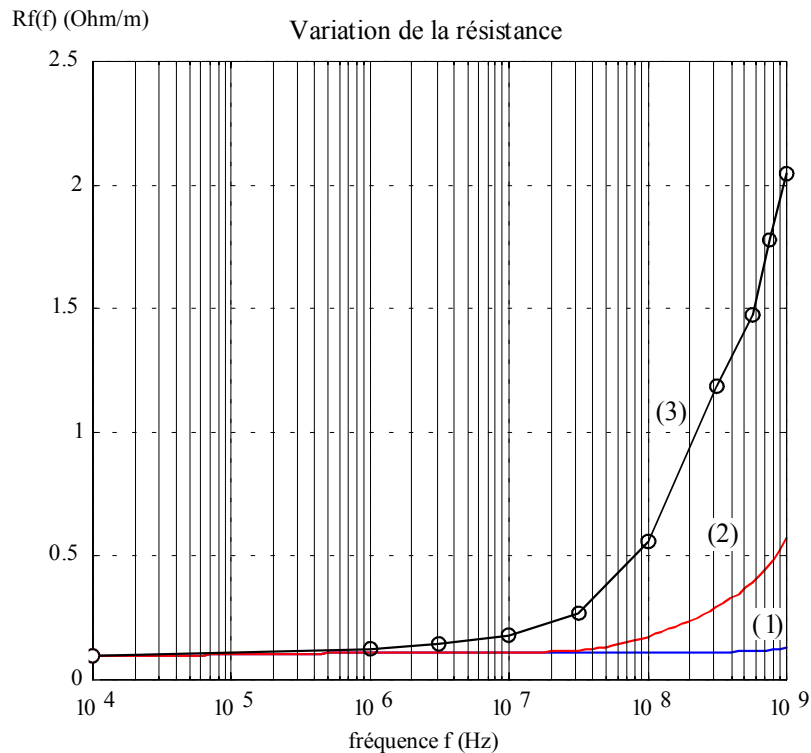
- La courbe (1) est le résultat obtenu en assignant une résistance constante à chaque fil fin :

$$R_1 = \frac{n}{\sigma \cdot w \cdot e}$$

- La courbe (2) est obtenue en assignant à chaque fil fin une résistance variant comme la

fonction  $F_{R_{Bessel}}(\gamma \cdot R)$  :  $R_2 = \frac{\gamma}{\sqrt{2}} \cdot \frac{n \cdot r}{2w \cdot e} \cdot F_{R_{Bessel}}(\gamma \cdot R)$ , avec  $\gamma = \sqrt{\omega \mu \sigma}$

- La courbe (3) est le résultat obtenu en calculant la résistance par éléments finis (o : points de calculs).



**Figure 44 : Cas d'une piste de 5 mm de large**

On observe Figure 44 que la résistance de la piste calculée par éléments finis commence à varier beaucoup plus tôt que la résistance calculée par la méthode des fils fins dans les deux cas étudiés. Ce point est très important car dans la gamme de fréquences [1-100 MHz] il est difficile de simuler correctement les amortissements des régimes parasites; une amélioration de la modélisation des effets résistifs est en conséquent pleinement justifiée.

Nous ne pouvons pas séparer l'inductance interne de l'inductance externe à partir de l'impédance de la piste calculée par la méthode des fils fins. Nous comparerons ultérieurement les différentes fonctions que nous pouvons imposer comme inductance interne pour chaque fil fin aux calculs par éléments finis.

### • III.2.3.2 Nouvelles expressions analytiques proposées

Nous avons déterminé deux expressions analytiques permettant de calculer la résistance et l'inductance interne d'une piste rectangulaire en partant des expressions en basse fréquence et des fonctions permettant le calcul dans le cas des conducteurs cylindriques présentées auparavant. La différence par rapport au cas du conducteur cylindrique provient du paramètre utilisé dans ces fonctions : dans le cas d'un conducteur cylindrique ces fonctions dépendent du rayon  $R$  du conducteur, dans le cas d'un conducteur rectangulaire nous avons pris comme paramètre :

$$x = \frac{W.e}{W + e}$$

Ce paramètre est proportionnel au rapport surface sur périmètre de la piste.

Nous avons adapté les termes en facteur dans chaque cas pour obtenir le résultat correct en basse fréquence. Ces fonctions ont été validées par comparaison avec les résultats obtenus par éléments finis pour différentes largeurs et hauteurs de pistes. Elles donnent des résultats très proches dans tous les cas et représentent correctement l'évolution de la résistance et de l'inductance interne en fonction de la fréquence.

#### ▪ Résistance linéique

La fonction utilisée pour calculer la résistance linéique est :

$$[F1] \quad R_f = \frac{\gamma}{\sqrt{2}} \frac{1}{\sigma.(W + e)} \cdot F_{Bessel} \left( 2\gamma \frac{W.e}{W + e} \right) \quad \text{avec } \gamma = \sqrt{\omega\mu\sigma} \quad \Omega/\text{m} \quad [\text{Eq 26}]$$

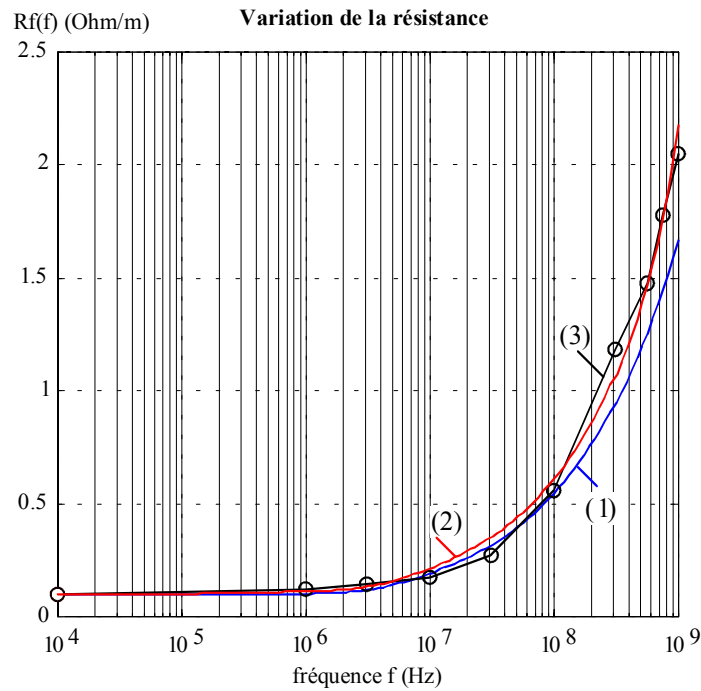
ce qui correspond bien à une résistance linéique en basse fréquence

$$R_f = \frac{1}{\sigma.W.e} \quad \Omega/\text{m}$$

Afin de valider les résultats obtenus, nous avons tracé Figure 45 les résultats obtenus en utilisant cette fonction, toujours dans le cas d'une piste de 5mm de large et de 35 $\mu\text{m}$  d'épaisseur.

- La courbe (1) correspond directement à l'évolution de cette fonction
- La courbe (2) correspond à la résistance calculée en utilisant cette fonction [F1] pour calculer la résistance linéique dans la méthode des fils fins :  $R_{fil} = n.R_f \left( 2\gamma \frac{W.e}{W + e} \right)$
- La courbe (3) est le résultat obtenu en calculant la résistance par éléments finis

Les courbes (1) et (2) sont à comparer aux résultats obtenus par les calculs par éléments finis - courbe (3). On peut aussi les comparer aux résultats présentés Figure 44.



**Figure 45 : Cas d'une piste de 5mm de large**

Nous pouvons observer la bonne concordance des résultats obtenus par la méthode des fils fins, en utilisant la fonction [F1] pour calculer la résistance linéique, et des résultats obtenus lors du calcul par éléments finis.

▪ **Inductance linéique**

La fonction utilisée pour calculer l'inductance linéique est :

$$[F2] \quad L_{int} = \frac{1}{2\gamma} \frac{\mu_0}{(W + 1.14e)} \cdot F_{Bessel} \left( \gamma \frac{W \cdot e}{W + 1.14e} \right) \quad \text{avec } \gamma = \sqrt{\omega\mu\sigma} \quad \text{H/m} \quad [Eq 30]$$

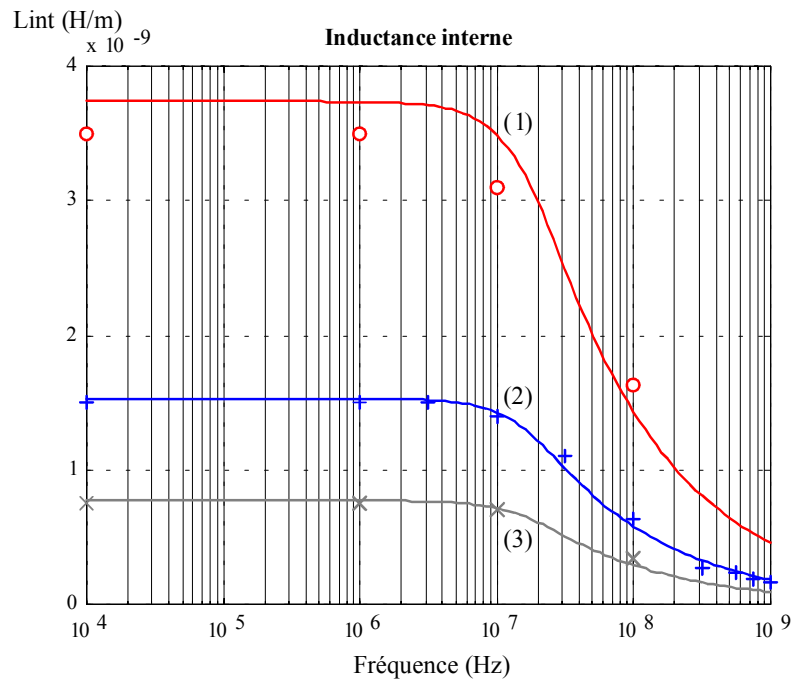
ce qui correspond à une inductance interne linéique en basse fréquence :

$$L_{int} = \frac{\mu_0}{4\sqrt{2}} \frac{W \cdot e}{(W + 1.14 \cdot e)^2} \quad \text{H/m}$$

Nous avons tracé figure 46 l'évolution de cette fonction pour trois largeurs de piste différentes et comparé ces résultats à ceux obtenus par éléments finis pour quelques fréquences.

- La courbe (1) est obtenue pour une piste de 2 mm de large et de 35 μm d'épaisseur. Elle est à comparer aux résultats calculés par éléments finis représentés aux points de calculs par des "o". On retrouve l'erreur liée à l'approximation de la fonction utilisée pour calculer l'inductance interne en basse fréquence. La fréquence de cassure de la courbe est toutefois correctement représentée. Les résultats sont proches de ceux obtenus par éléments finis.
- La courbe (2) correspond à une piste de 5 mm de large et de 35 μm d'épaisseur, à comparer aux points représentés par des "+"

- La courbe (3) correspond à une piste de 10 mm de large, toujours pour une épaisseur de 35  $\mu\text{m}$ , à comparer aux points représentés par des “ × ”.



**Figure 46 : Evolution de l'inductance interne en fonction de la fréquence**

Lorsque la largeur de la piste augmente à épaisseur constante, l'erreur sur l'inductance interne en basse fréquence diminue et les résultats obtenus sont très proches des résultats attendus.

### III.3.4 CONCLUSION SUR LE CALCUL DE RÉSISTANCE ET D'INDUCTANCE INTERNE

Les calculs et les fonctions que nous avons présentés pour la résistance linéique et l'inductance interne linéique correspondent au cas d'une piste infiniment longue et ont été intégrés dans le module de calcul de l'impédance d'une piste rectangulaire par la méthode des fils fins.

La fonction [F1] utilisée pour calculer la résistance linéique de chaque fil fin ( $n.R_f$ ), donne de très bons résultats sur toute la gamme de fréquence considérée et quelque soit le rapport largeur sur épaisseur de la piste ( $\text{largeur} > \text{épaisseur}$ ) dans le cas d'une piste placée au dessus d'un plan de masse.

Une évolution intéressante du calcul des effets résistifs concerne la résistance de rayonnement, qui représente l'énergie rayonnée par les conducteurs. Il existe des formulations analytiques dans le cas des conducteurs cylindriques, mais il faudrait les valider dans le cadre de leur utilisation pour la méthode des fils fins. Ces effets dépendent en même temps des champs électriques et magnétiques, et ne sont pas pris en compte dans les logiciels de simulation électromagnétique par éléments finis en deux dimensions, ce qui complique la validation des résultats.

L'expression [Eq 24] utilisée pour calculer l'inductance interne d'un conducteur rectangulaire en basse fréquence donne des résultats corrects mais découle d'un compromis et, de ce fait, introduit une erreur lorsque le rapport largeur sur épaisseur ( $W/e$ ) n'est pas assez élevé. Cette erreur se retrouve dans la fonction [F2] utilisée pour calculer l'inductance linéique interne de chaque fil fin ( $n.L_{int}$ ). En revanche, l'évolution de l'inductance linéique en fonction de la fréquence, basée sur les calculs effectués dans le cas d'un conducteur cylindrique et adaptée au cas des conducteurs rectangulaires, correspond bien aux résultats calculés par éléments finis.

Enfin, il faut de nouveau préciser que l'erreur faite sur la valeur de l'inductance interne n'est pas vraiment préjudiciable au calcul par la méthode des fils fins puisque cette inductance interne est faible devant l'inductance externe, que nous allons maintenant évaluer.

### III.4 CALCUL DE L'INDUCTANCE EXTERNE

L'inductance externe est liée à l'énergie magnétique stockée à l'extérieur de la piste dans le circuit formé par la piste et le plan de masse. Elle représente le terme prépondérant de la matrice d'impédance lorsque la fréquence augmente et il est important de la déterminer avec la meilleure précision possible. Nous allons d'abord montrer que la méthode des fils fins permet de représenter avec une bonne précision le champ magnétique externe, pour toute la gamme de fréquences qui nous intéresse. Après avoir rappelé les expressions utilisées dans le cas de conducteurs infinis, nous présenterons une nouvelle façon de calculer les paramètres correspondants à l'inductance externe de façon à tenir compte de la longueur finie des conducteurs.

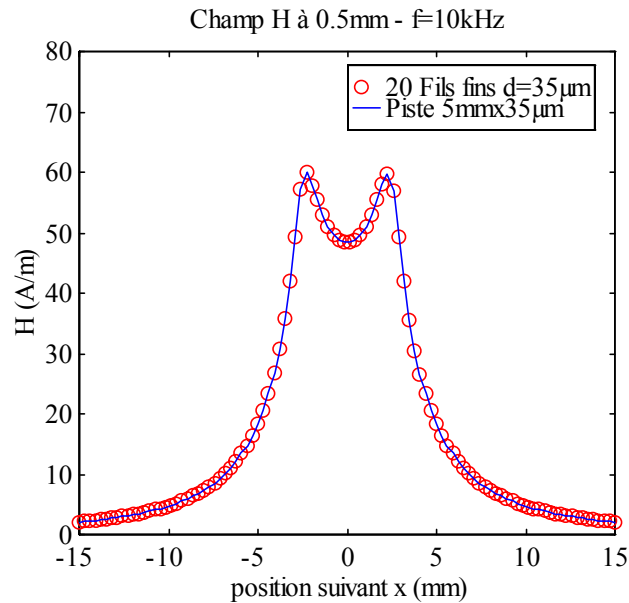
#### III.4.1 INDUCTANCE EXTERNE EN FONCTION DE LA FRÉQUENCE

Nous allons montrer que la méthode des fils fins permet de représenter avec une bonne précision le champ magnétique externe, de 10 kHz à 100 MHz. Pour cela, nous avons représenté l'amplitude du champ magnétique à une hauteur constante correspondant à une distance de 0.5 mm au dessus de la piste. Ce champ a été calculé par éléments finis pour un courant de total de 1A dans les cas suivants :

- une piste rectangulaire de 5 mm de large et de 35  $\mu\text{m}$  d'épaisseur.
- 20 fils fins de diamètre 35  $\mu\text{m}$  régulièrement espacés de 250  $\mu\text{m}$ .

Ces calculs ont été effectués pour une fréquence de 10 kHz (Figure 47) et pour une fréquence de 100 MHz (Figure 48).

- **III.4.1.1 Champ magnétique à 10 kHz**

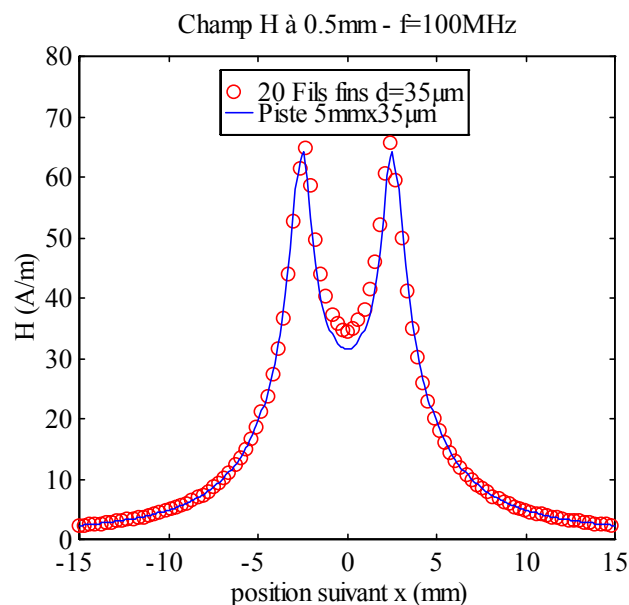


**Figure 47 : Comparaison piste rectangulaire et fils fins pour 10kHz.**

La Figure 47 montre la similitude des champs magnétiques générés par le conducteur rectangulaire et par les fils fins à la fréquence de 10 kHz.

Il faut cependant indiquer que dans le cas des fils fins, à proximité des conducteurs, l'amplitude du champ magnétique subit de fortes ondulations dues au fait qu'il est créé par 20 conducteurs discrets. A une hauteur de 200  $\mu\text{m}$  au dessus des fils fins, l'amplitude du champ magnétique ne présente plus ces ondulations.

- **III.4.1.2 Champ magnétique à 100 MHz**



**Figure 48 : Comparaison piste rectangulaire et fils fins pour 100MHz.**

Lorsque la fréquence augmente, la modification de la répartition du courant dans le conducteur rectangulaire entraîne la modification du champ magnétique (Figure 48). La similitude entre les deux champs magnétiques générés n'est plus aussi bonne à la fréquence de 100MHz que pour une fréquence de 10kHz mais reste tout à fait acceptable.

#### • III.4.1.3 Comparaison des inductances

Afin d'évaluer les écarts entre les deux configurations et de comparer les valeurs d'inductance interne et d'inductance externe, nous les avons calculées par éléments finis dans les deux cas et pour les deux fréquences :

**Tableau 2 : Comparaison des inductances externes**

Fréquence	Inductance – Piste 5mm x 35µm		Inductance – 20 fils fins d=35µm	
	interne	Externe	interne	externe
10kHz	1.5 nH/m	230 nH/m	2.6 nH/m	242 nH/m
100MHz	0.68 nH/m	211 nH/m	2.1 nH/m	228 nH/m

Ce tableau montre l'écart entre inductance interne et inductance externe dans le cas d'un conducteur rectangulaire. Il montre aussi que l'inductance externe calculée par la méthode des fils fins est comparable à celle obtenue pour la piste de section rectangulaire pour les deux fréquences. L'écart entre les valeurs des inductances externes est plus important à 100 MHz qu'à 10 kHz et correspond à l'écart plus important que l'on observe entre les deux courbes présentées Figure 48.

#### • III.4.1.4 Conclusion

La méthode des fils fins permet de représenter avec une bonne précision le champ magnétique externe sur toute la gamme de fréquence qui nous intéresse. Nous pouvons donc appliquer les formules analytiques qui existent dans le cas de conducteurs cylindriques pour calculer la matrice d'inductance et de mutuelle linéique externe.

### III.4.2 INDUCTANCE EXTERNE DES CONDUCTEURS CYLINDRIQUES DE LONGUEUR INFINIE

Nous connaissons l'expression exacte de l'inductance externe pour deux conducteurs cylindriques parallèles de longueur infinie, de rayon  $r$  et espacés d'une distance  $d$  :

$$L_{r,d} = \frac{\mu_0}{\pi} \ln \left( \frac{d}{2r} + \sqrt{\frac{d^2}{4r^2} - 1} \right) \quad [\text{Eq 27}]$$

Cette expression permet de calculer les expressions exactes des inductances et des mutuelles linéiques pour un ensemble de  $n$  conducteurs cylindriques placés au dessus d'un plan de masse.



### • III.4.2.1 Expression exacte

Soit l'inductance  $L_{ii}$  propre d'un conducteur  $i$  cylindrique à une hauteur  $h$  au dessus d'un plan de masse :

$$L_{ii} = \frac{\mu_0}{2\pi} \cdot \ln \left( \frac{h}{r} + \sqrt{\left(\frac{h}{r}\right)^2 - 1} \right) \text{ en H/m} \quad [\text{Eq 28}]$$

et la mutuelle  $L_{ij}$  entre deux conducteurs  $i, j$  espacés d'une distance  $d$  et situés à une hauteur  $h$  au dessus d'un plan de masse :

$$L_{ij} = \frac{\mu_0}{2\pi} \cdot \ln \left( \frac{\sqrt{d_{ij}^2 + 4h^2}}{2r} + \sqrt{\frac{d_{ij}^2 + 4h^2}{4r^2} - 1} \right) - \frac{\mu_0}{2\pi} \cdot \ln \left( \frac{d_{ij}}{2r} + \sqrt{\frac{d_{ij}^2}{4r^2} - 1} \right) \text{ en H/m,} \quad [\text{Eq 29}]$$

pour  $i \neq j$

### • III.4.2.2 Expression approchée

Si nous supposons que les conditions suivantes sont respectées :

- ✓ la distance entre deux conducteurs est grande devant le rayon :  $d_{ij} \gg r$
- ✓ la hauteur au plan de masse est grande devant le rayon :  $h \gg r$

Nous obtenons les expressions approchées des inductances et mutuelles linéiques externes :

$$L_{ii} = \frac{\mu_0}{2\pi} \cdot \ln \left( \frac{2h}{r} \right) \text{ en H/m} \quad [\text{Eq 30}]$$

$$L_{ij} = \frac{\mu_0}{4\pi} \cdot \ln \left( 1 + \frac{4h^2}{d_{ij}^2} \right) \text{ en H/m, pour } i \neq j \quad [\text{Eq 31}]$$

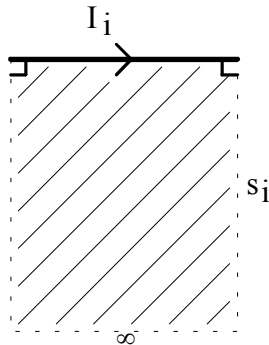
### • III.4.2.3 Conclusion

Ces expressions donnent déjà des résultats corrects et ont été utilisées jusqu'ici pour le calcul de la matrice d'inductance externe [6]. Dans le cas de pistes dont la longueur est grande devant la largeur, l'approximation de longueur infinie est tout à fait justifiée, nous le montrerons dans la partie suivante. Cependant, dans l'absolu, l'inductance externe n'est pas une fonction linéaire de la longueur [32]. Nous avons utilisé la notion d'inductance partielle développée au L.E.G. et nous l'avons appliquée aux conducteurs cylindriques [3] pour déterminer la matrice d'inductance linéique externe équivalente en tenant compte de la longueur finie des conducteurs. Nous avons ensuite comparé les résultats calculés par les deux méthodes en fonction de la longueur des conducteurs et de la distance entre deux conducteurs. Les résultats obtenus nous permettent de mieux cerner les limites d'utilisation de la méthode des fils fins.

**III.4.3 INDUCTANCE EXTERNE DES CONDUCTEURS DE LONGUEUR FINIE**

**• III.4.3.1 Principe de la méthode des inductances partielles**

Les notions d'inductances et de mutuelles sont définies pour des circuits fermés. La notion d'inductance partielle permet de définir une grandeur analogue à une inductance lorsque l'on considère un segment de circuit isolé [15] :



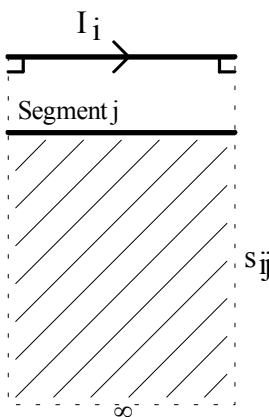
**Figure 49**

$$Lp_i = \frac{\int \mathbf{B}_i \cdot \mathbf{s}_i}{I_i}$$

$\mathbf{B}_i$  est le champ magnétique créé par la circulation du courant  $I_i$  dans le segment  $i$ .

$S_i$  est la surface délimitée par le segment, l'infini et les deux demi lignes droites qui commencent aux extrémités du segment et qui lui sont perpendiculaires. (Figure 49)

On définit de même la notion de mutuelle partielle entre deux segments :



**Figure 50**

$$Lp_{ij} = \frac{\int \mathbf{B}_i \cdot \mathbf{s}_{ij}}{I_i}$$

$\mathbf{B}_i$  est le champ magnétique créé par la circulation du courant  $I_i$  dans le segment  $i$ .

$S_{ij}$  est la surface délimitée par le segment  $j$ , l'infini et les deux demi lignes droites qui commencent aux extrémités du segment  $i$  et qui lui sont perpendiculaires. (Figure 50)

Pour utiliser ces notions, il faut que chaque segment appartienne à un circuit fermé.

**• III.4.3.2 Relations électriques**

Dans le cas d'un circuit formé de  $n$  conducteurs, l'inductance totale du circuit est donnée par :

$$L = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n Lp_{ij} \tag{Eq 32}$$

et la tension aux bornes d'un segment  $j$  s'exprime par la relation globale :

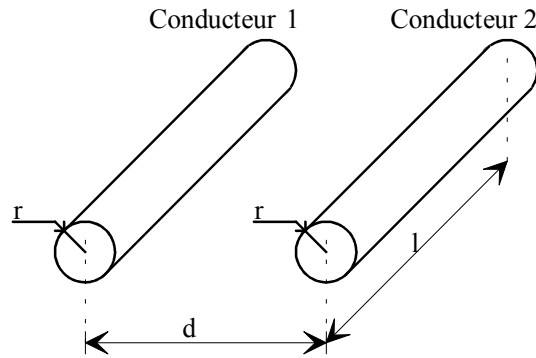
$$V_j = \sum_{i=1}^n Lp_{ij} \frac{dI_i}{dt} \tag{Eq 33}$$

Pour  $i = j$ ,  $Lp_{ij} = Lp_i$  est une inductance partielle et pour  $i \neq j$ ,  $Lp_{ij}$  est une mutuelle partielle.

• **III.4.3.3 Expressions des inductances partielles pour des conducteurs cylindriques**

Pour la méthodes des fils fins, nous avons besoin de calculer l'inductance propre de chaque conducteur et les inductances mutuelles entre tous les conducteurs.

L'intérêt du calcul des inductances partielles est d'obtenir une expression analytique exacte dans le cas de conducteurs cylindriques de longueurs finies [15].



**Figure 51 : Deux fils fins parallèles**

Les expressions de l'inductance partielle et de la mutuelle partielle sont :

- Inductance partielle pour un conducteur cylindrique de longueur  $l$  et de rayon  $r$ .

$$Lp_i = \frac{\mu_0}{2\pi} l \left( \ln \left[ \frac{l}{r} + \sqrt{\left(\frac{l}{r}\right)^2 + 1} \right] + \frac{r}{l} - \sqrt{\left(\frac{r}{l}\right)^2 + 1} \right) \quad [\text{Eq 34}]$$

- Mutuelle partielle entre deux conducteurs cylindriques de longueur  $l$  et distants de  $d$ .

$$Lp_{ij} = \frac{\mu_0}{2\pi} l \left( \ln \left[ \frac{l}{d} + \sqrt{\left(\frac{l}{d}\right)^2 + 1} \right] + \frac{d}{l} - \sqrt{\left(\frac{d}{l}\right)^2 + 1} \right) \quad [\text{Eq 35}]$$

La seule hypothèse posée pour ce calcul est que la distribution du courant dans les conducteurs est indépendante de  $\theta$  (Figure 38). Dans le cas où les conducteurs sont très proches ( $d < 4r$ ), cette répartition est modifiée par effet de proximité et les expressions précédentes ne sont plus tout à fait exactes.

Dans le cadre de la méthode des fils fins, pour une piste de 5mm de large et de 35 $\mu\text{m}$  d'épaisseur, une répartition linéaire de 20 conducteurs correspond à une distance inter conducteurs de 250 $\mu\text{m}$ , chaque conducteur ayant un rayon de 17.5  $\mu\text{m}$ . Les expressions précédentes sont donc tout à fait utilisables.

• **III.4.3.4 Prise en compte du plan de masse**

Dans la méthode des fils fins, les conducteurs sont tous référencés par rapport au plan de masse. Afin de prendre en compte l'influence du plan de masse sur les inductances et mutuelles calculées,

nous avons utilisé la méthode des images en supposant que le courant qui circule dans un conducteur revient par son conducteur image (Figure 53). Nous retrouvons alors une configuration où nous savons calculer toutes les inductances et mutuelles partielles.

▪ **Disposition des conducteurs :**

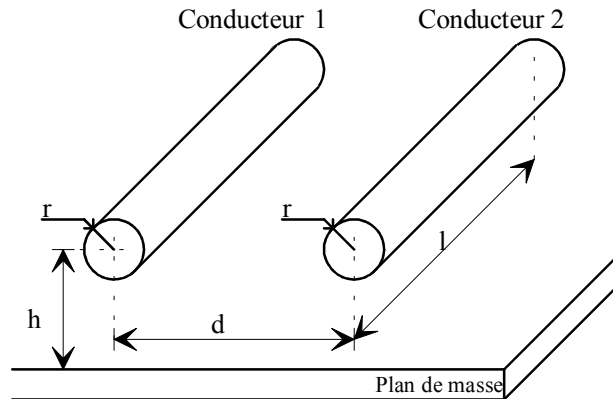


Figure 52 : Deux conducteurs au dessus d'un plan de masse

▪ **Modèle équivalent par la méthode des images :**

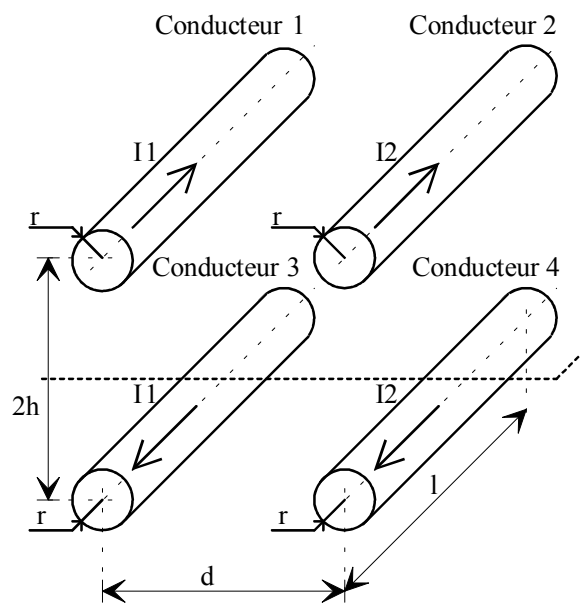


Figure 53 : Configuration équivalente par la méthode des images

Par rapport au conducteur 1, la méthode des images permet de définir une inductance partielle  $L_{p1}$  et 3 mutuelles partielles  $L_{p12}$ ,  $L_{p13}$  et  $L_{p14}$ .

➤ L'inductance partielle du conducteur 1 placé au dessus du plan de masse est donnée par :

$$L_1 = L_{p1} - L_{p13}$$

➤ La mutuelle entre le conducteur 1 et le conducteur 2 au dessus du plan de masse est donnée par :

$$M_{12} = L_{p12} - L_{p14}$$

### • III.4.3.5 Expression des inductances et des mutuelles

Les expressions finales des inductances et mutuelles externes linéiques, tenant compte de la longueur de la piste, utilisées pour le calcul de la matrice  $[L_e]$  sont :

- Inductance partielle par unité de longueur d'un conducteur cylindrique de longueur  $l$  au dessus d'un plan de masse : [Eq 36]

$$L_{ii} = \frac{\mu_0}{2\pi} \left[ \left( \ln \left[ \frac{l}{r} + \sqrt{\left(\frac{l}{r}\right)^2 + 1} \right] + \frac{r}{l} - \sqrt{\left(\frac{r}{l}\right)^2 + 1} \right) - \left( \ln \left[ \frac{l}{2h} + \sqrt{\left(\frac{l}{2h}\right)^2 + 1} \right] + \frac{2h}{l} - \sqrt{\left(\frac{2h}{l}\right)^2 + 1} \right) \right]$$

- Mutuelle partielle par unité de longueur entre deux conducteurs cylindriques de longueur  $l$  au dessus d'un plan de masse : [Eq 37]

$$L_{ij} = \frac{\mu_0}{2\pi} \left[ \left( \ln \left[ \frac{l}{d} + \sqrt{\left(\frac{l}{d}\right)^2 + 1} \right] + \frac{d}{l} - \sqrt{\left(\frac{d}{l}\right)^2 + 1} \right) - \left( \ln \left[ \frac{l}{x} + \sqrt{\left(\frac{l}{x}\right)^2 + 1} \right] + \frac{x}{l} - \sqrt{\left(\frac{x}{l}\right)^2 + 1} \right) \right]$$

en posant :  $x = \sqrt{4h^2 + d^2}$

### • III.4.3.6 Conclusion

La méthode des inductances partielles permet de définir des formulations analytiques exactes des inductances et des mutuelles dans le cas de conducteurs cylindriques de longueur finie. Ces formulations peuvent être utilisées dans la méthode des fils fins en lieu et place des équations [Eq 30] et [Eq 31]. L'utilisation d'un paramètre, qui n'est pas linéaire avec la longueur dans la théorie des lignes, pose le problème de la validité des équations que nous avons rappelées au paragraphe III.1.3. Il faudrait en effet prendre en compte la variation des matrices  $[Z_L]$  et  $[Y_C]$  par rapport à  $z$  pour avoir le résultat exact.

### III.4.4 INFLUENCE DE LA LONGUEUR SUR LES INDUCTANCES ET MUTUELLES CALCULÉES

Afin de montrer l'intérêt d'utiliser le calcul des inductances et mutuelles partielles, nous avons comparé les inductances et mutuelles partielles par unité de longueur calculées ci-dessus aux inductances et mutuelles linéiques calculées sans tenir compte de la longueur. Nous avons réalisé ces calculs pour des conducteurs cylindriques de diamètre  $35 \mu\text{m}$  placés au dessus d'un plan de masse en fonction de la distance entre fils et de la hauteur au plan de masse.

#### • III.4.4.1 Influence de la longueur sur l'inductance linéique propre d'un fil fin

Nous avons d'abord évalué la différence entre les deux formulations pour l'inductance propre d'un fil fin. Nous présentons figure 54 les résultats dans le cas d'un fil fin de diamètre  $35 \mu\text{m}$  placé à  $1.5 \text{ mm}$  au dessus du plan de masse :

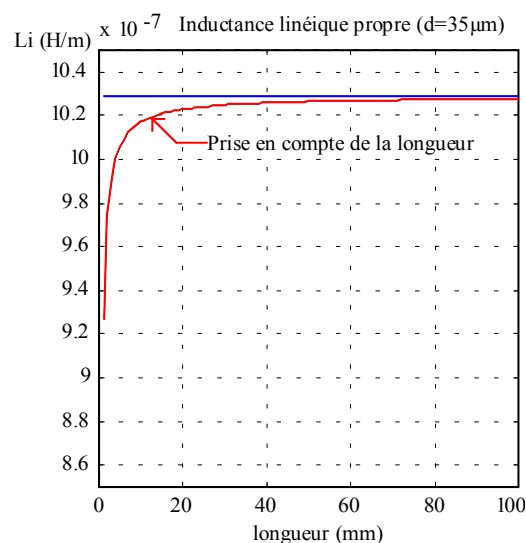


Figure 54 : Variations de l'inductance propre avec la longueur

Nous pouvons observer Figure 54 que l'erreur commise sur les inductances propres en ne tenant pas compte de la longueur est peu importante, surtout lorsque la longueur commence à devenir grande devant la hauteur de la piste par rapport au plan de masse.

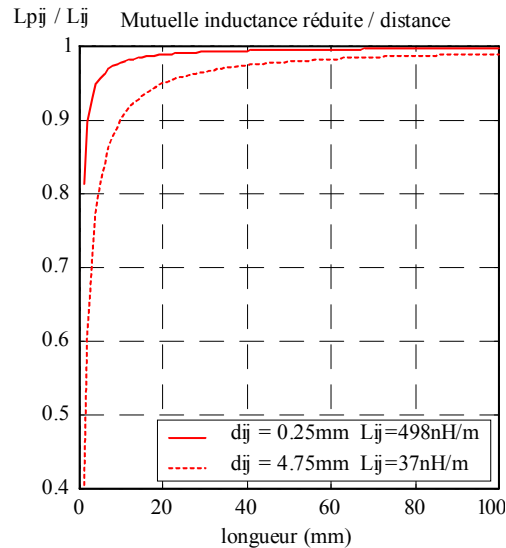
#### • III.4.4.2 Influence de la longueur en fonction de la hauteur et de la distance entre conducteurs

##### ▪ Mutuelle inductance réduite

Afin de comparer l'influence de la longueur en fonction de la distance entre conducteurs et de la hauteur de la piste par rapport au plan de masse, nous nous sommes intéressés au rapport entre les mutuelles calculées en considérant des conducteurs infinis et les mutuelles calculées en tenant compte de la longueur. Nous avons appelé ce rapport mutuelle inductance réduite.

▪ **Mutuelle inductance réduite en fonction de la distance entre conducteurs**

Nous avons représenté Figure 55 l'inductance mutuelle réduite dans la cas de deux conducteurs côte à côte ( $d_{ij} = 0.25\text{mm}$ ) et dans le cas des deux conducteurs les plus éloignés pour le modèle d'une piste de 5mm de large ( $d_{ij} = 4.75\text{mm}$ ). Nous avons indiqué les valeurs de mutuelle utilisée pour la normalisation dans ces deux cas.

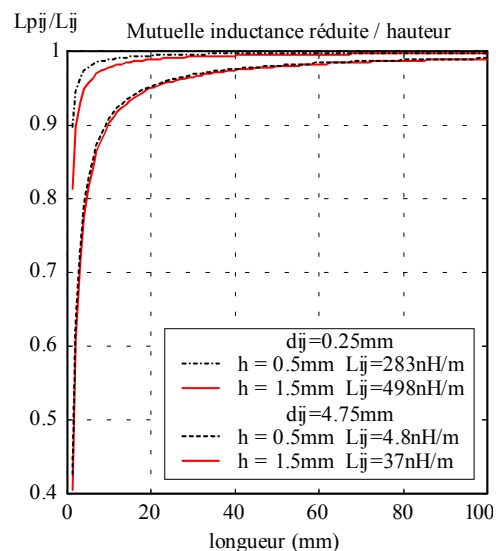


**Figure 55 : Mutuelle inductance réduite en fonction de la distance entre conducteurs**

Nous pouvons constater sur la Figure 55 que lorsque la distance entre conducteurs augmente, la longueur finie des conducteurs a une plus grande importance. Cela se traduit par un écart relatif plus grand entre la mutuelle calculée dans le cas de conducteurs infinis et celle calculée en tenant compte de la longueur, lorsque cette distance augmente.

▪ **Mutuelle inductance réduite en fonction de la hauteur au plan de masse**

Nous nous sommes ensuite placés dans le même cas, pour deux hauteurs différentes.

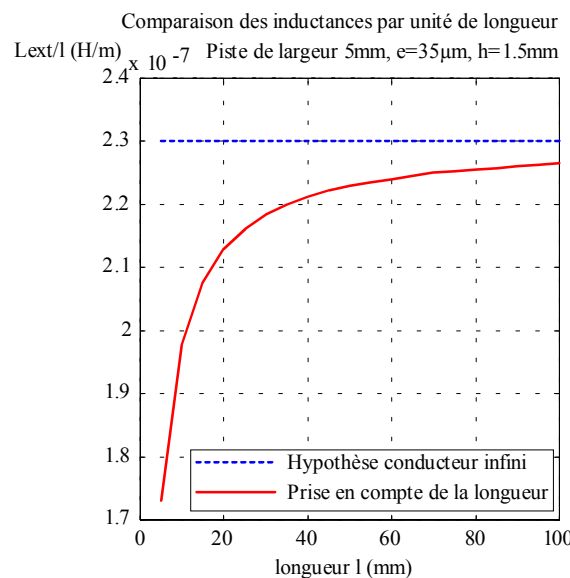


**Figure 56 : Mutuelle inductance réduite par rapport à la hauteur**

Si nous observons, Figure 56, l'influence de la hauteur sur la différence entre les deux modes de calcul, nous nous apercevons que cette différence augmente lorsque la hauteur de la piste par rapport au plan de masse augmente. Nous voyons aussi que lorsque la distance entre deux fils devient grande devant la hauteur au plan de masse (courbes pour  $d_{ij}=4.75$  mm), la hauteur n'a plus vraiment d'influence sur cette différence : c'est le rapport entre la distance et la longueur qui est important.

#### • III.4.4.3 Influence de la longueur sur le résultat global obtenu par la méthode des fils fins

Nous avons comparé le résultat final en terme d'inductance obtenue après calcul de l'impédance globale de la piste par la méthode des fils fins, dans le cas d'une piste de 5mm de large et de 35 $\mu$ m d'épaisseur, placée à une hauteur de 1.5mm au-dessus d'un plan de masse.



**Figure 57 : Influence de la longueur dans l'application de la méthode des fils fins**

Sur la Figure 57, la première courbe, en pointillés, a été obtenue en prenant comme matrice d'inductance externe le résultat du calcul ne tenant pas compte de la longueur finie des conducteurs, et en effectuant le calcul global d'impédance pour différentes longueurs. La seconde courbe est obtenue en calculant pour chaque longueur la matrice d'inductance externe partielle puis en appliquant la théorie des lignes pour obtenir l'impédance correspondante, à une fréquence de 100kHz. La différence sur le résultat final correspond à la somme des effets présentés auparavant puisque chaque inductance partielle et chaque mutuelle partielle est plus faible que l'inductance ou la mutuelle correspondante, calculée en considérant la piste de longueur infinie. Cette différence est assez importante (supérieure à 5%) lorsque le rapport largeur sur longueur est inférieur à 10.



**• III.4.4.4 Conclusion**

Nous avons comparé les résultats du calcul de la matrice d'inductance externe en considérant des conducteurs infinis et en considérant des conducteurs de longueur finie. Nous avons montré que la différence entre ces deux modes de calcul dépendait du rapport entre la longueur et la hauteur au plan de masse, mais surtout du rapport entre longueur et distance entre les conducteurs. L'intérêt de prendre en compte la longueur de la piste pour calculer les inductances et mutuelles linéiques s'avère surtout justifié dans le cas des pistes courtes et dans le cas des pistes larges. Pour des pistes très longues et suffisamment étroites, les différences entre les résultats issus des deux modes de calcul ne sont plus significatives.

Pour ce qui concerne les temps de calcul, la matrice d'impédance externe n'est calculée qu'une fois au début de l'algorithme. Le fait d'utiliser l'une ou l'autre des formulations n'a donc pas d'influence sur ce paramètre. Nous disposons désormais de la formulation des inductances et mutuelles partielles tenant compte de la longueur des conducteurs, nous l'utiliserons par la suite pour déterminer la matrice d'inductance externe par unité de longueur dans la méthode des fils fins.

**III.4.5 CONCLUSION SUR LE CALCUL DE LA MATRICE D'INDUCTANCE EXTERNE**

Nous avons évalué dans une première partie l'effet de la fréquence sur l'inductance externe d'une piste rectangulaire. Puis nous avons validé la méthode des fils fins pour la représentation de l'inductance externe de façon indépendante de la fréquence. Nous avons ensuite proposé une formulation permettant de tenir compte de la longueur finie des conducteurs dans le calcul de la matrice d'inductance externe  $[L_e]$ , et nous avons comparé les résultats obtenus avec des conducteurs infinis et avec des conducteurs de longueur finie.

Nous pouvons déterminer l'ensemble des inductances et mutuelles relatives aux conducteurs cylindriques utilisés par la méthode des fils fins en utilisant les formules présentées, basées sur les notions d'inductance partielles. La matrice d'inductance externe  $[L_e]$  sera constituée des termes  $L_{ii}$  pour la diagonale et des termes  $L_{ij}$  pour les autres éléments, en fonction de la distance entre fils. Les termes  $L_{ii}$  et  $L_{ij}$  sont calculés à partir des caractéristiques géométriques de la piste à modéliser en choisissant une répartition linéaire de 4 fils fins par mm [6], et en tenant compte de la longueur réelle de la piste.

### III.5 CALCUL DE LA MATRICE ADMITTANCE $[Y_C]$ - PERMITTIVITÉ EFFECTIVE.

Le calcul de la matrice des capacités est déduite de la matrice des inductances externes. En supposant que seul le mode de propagation quasi-TEM existe dans la piste aux fréquences qui nous intéressent [21], et en introduisant la notion de permittivité effective, nous pouvons écrire :

$$[L_e][C] = \mu_0 \cdot \varepsilon_{eff} \quad [\text{Eq 38}]$$

L'influence de  $\varepsilon_{eff}$  sur le résultat obtenu pour la matrice  $[C]$  nous a conduit à comparer les résultats obtenus en utilisant une formulation analytique tirée de la littérature [59], [60] aux résultats obtenus par éléments finis.

#### III.5.1 PERMITTIVITÉ EFFECTIVE

##### • III.5.1.1 Définition

La notion de permittivité effective est liée au milieu de propagation non homogène qui entoure le conducteur : l'air, de permittivité  $\varepsilon = \varepsilon_0$ , au dessus de la piste, et le diélectrique, de permittivité  $\varepsilon = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r$ , en dessous de la piste. Si on appelle  $v_p$  la vitesse de propagation de l'onde dans la ligne microruban, et  $c$  la vitesse de propagation dans le vide :

$$\varepsilon_{eff} = \left( \frac{c}{v_p} \right)^2 \quad [\text{Eq 39}]$$

La permittivité effective dépend de la géométrie de la piste, et en particulier du rapport  $\frac{W}{h}$  entre la largeur de la piste et l'épaisseur du diélectrique. Lorsque la piste est très large,  $\varepsilon_{eff}$  tend à vers  $\varepsilon_r$ , (cas d'un condensateur plan), quand elle est très étroite,  $\varepsilon_{eff}$  tend vers  $\frac{1 + \varepsilon_r}{2}$ .

##### • III.5.1.2 Calcul de $\varepsilon_{eff}$

Soit  $L$  l'inductance par unité de longueur de la ligne microruban et  $C$  sa capacité par unité de longueur, on peut écrire :

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad \text{m/s}$$

Afin de calculer  $\varepsilon_{eff}$ , nous considérons une ligne microruban dont le substrat est remplacé par de l'air. Nous obtenons alors une piste entourée d'air pour laquelle la vitesse de propagation est pratiquement  $c$ , vitesse de la lumière dans le vide. Nous pouvons ainsi définir la capacité par unité de longueur  $C_0$  de cette structure.

Cette capacité  $C_0$  vérifie la relation :

$$c = \frac{1}{\sqrt{L.C_0}} \quad \text{m/s}$$

Les deux capacités  $C$  et  $C_0$  peuvent être calculées par la méthode des éléments finis en électrostatique, ce qui permet de retrouver  $\varepsilon_{eff}$ .

$$\varepsilon_{eff} = \frac{C}{C_0} \quad [\text{Eq 40}]$$

Nous avons utilisé cette méthode pour calculer, par éléments finis, différentes valeurs de  $\varepsilon_{eff}$  en fonction de la géométrie, afin de les comparer aux résultats donnés par les formules analytiques développées dans le domaine des hyperfréquences. Cette méthode a aussi été utilisée pour caractériser la permittivité effective de l'ensemble air-époxy lorsque le plan de masse est éloigné du circuit imprimé.

### III.5.2 FORMULES ANALYTIQUES

Des expressions approchées ont été développées dans le domaine des hyperfréquences pour l'optimisation et la conception assistée par ordinateur de circuits basés sur les lignes microrubans [21] [24]. Des expressions de  $\varepsilon_{eff}$  en fonction de la géométrie ont été, en particulier, présentées par Wheeler, Schneider et Hammerstadt [59][60].

Deux cas sont considérés, suivant le rapport largeur sur hauteur :

Cas des pistes étroites,

$$\frac{W}{h} \leq 1 : \quad \varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[ \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{W}}} + 0.04 \left( 1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right] - \frac{\varepsilon_r - 1}{4.6} \frac{e}{h} \frac{1}{\sqrt{\frac{W}{h}}} \quad [\text{Eq 41}]$$

Cas des pistes larges,

$$\frac{W}{h} \geq 1 : \quad \varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{W}}} - \frac{\varepsilon_r - 1}{4.6} \frac{e}{h} \frac{1}{\sqrt{\frac{W}{h}}} \quad [\text{Eq 42}]$$

### III.5.3 COMPARAISON DES RÉSULTATS OBTENUS

#### • III.5.3.1 Evolution de $\varepsilon_{eff}$ en fonction de la largeur de piste

Nous avons comparé les résultats obtenus en utilisant d'une part la méthode des éléments finis et d'autre part la formulation analytique pour différentes configurations géométriques. Nous

présentons ici l'évolution de  $\epsilon_{\text{eff}}$  en fonction de la largeur pour une piste d'épaisseur  $35 \mu\text{m}$  placée au dessus d'un diélectrique en verre époxy de hauteur  $1.5 \text{ mm}$  et de perméabilité relative  $\epsilon_r=3.6$ .

**Tableau 3 : Comparaison des permittivités effectives calculées.**

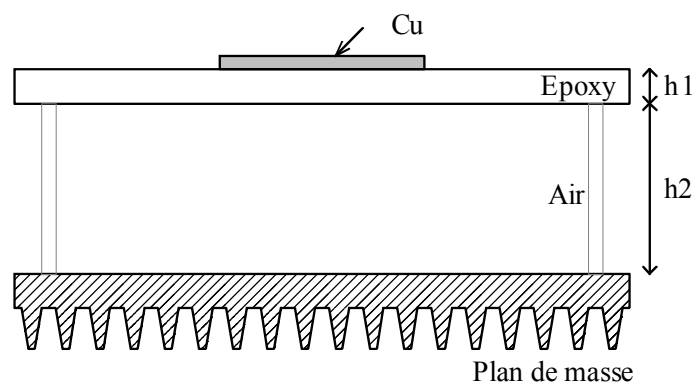
Pistes d'épaisseur $e=35\mu\text{m}$ . Diélectrique de hauteur $1.5 \text{ mm}$ et de permittivité relative $\epsilon_r=3.6$				
Largeur W (mm)	Eléments finis			Formule analytique
	$C_0$ (pF/m)	C (pF/m)	$\epsilon_{\text{eff}}$	$\epsilon_{\text{eff}}$
1	21.1	53.5	2.54	2.59
2	28.1	75.0	2.67	2.70
5	46.5	136	2.93	2.90
10	75.8	239	3.15	3.07
20	140	451	3.22	3.24

Nous pouvons ainsi vérifier que les deux méthodes donnent des résultats sensiblement identiques. Nous vérifions aussi que la permittivité effective des pistes étroites est plus proche de la limite basse  $\frac{\epsilon_r + 1}{2} = 2.3$  alors que celle des pistes larges est plus proche de  $\epsilon_r=3.6$ .

La permittivité effective calculée pour un ensemble de fils fins équivalents à une piste de  $5\text{mm}$  de large donne un résultat inférieur à ceux présentés dans le tableau 3. Le calcul par éléments finis donne une valeur de  $\epsilon_{\text{eff}} = 2.78$ , ce qui permet de vérifier la cohérence du modèle fils fins.

### • III.5.3.2 Cas où le plan de masse est éloigné du circuit imprimé

Dans le cas où le plan de masse est éloigné du circuit imprimé (Figure 58) et où le diélectrique, entre le circuit imprimé et la masse, est constitué d'air et d'époxy, nous avons constaté que la formule analytique ne permettait plus d'obtenir des résultats aussi précis.



**Figure 58 : diélectrique mixte AIR - EPOXY**

Le diélectrique mixte peut être modélisé par la mise en série d'une capacité liée à l'époxy, d'épaisseur  $h_1$  et de permittivité  $\epsilon_r$ , et d'une capacité liée à l'air, d'épaisseur  $h_2$  et de permittivité  $\epsilon_0$ .

La permittivité relative de l'ensemble des deux est donnée par la formule théorique :

$$\varepsilon_{AIR-EPOXY} = \frac{h_1 + h_2}{\frac{h_1}{\varepsilon_r} + \frac{h_2}{1}} \quad [\text{Eq 43}]$$

Si la distance  $h_2$  est importante, la permittivité tend vers  $\varepsilon_0$  et les effets liés au milieu non homogène deviennent peu significatifs. Par exemple :

Pour une épaisseur d'époxy de  $h_1=1.5$  mm, placé à une hauteur  $h_2=10$ mm au dessus du plan de masse, la permittivité relative théorique de l'ensemble Air Epoxy est :

$$\varepsilon_{AIR-EPOXY} = 1.1$$

Dans le cas d'une piste de 5mm de large, le calcul par éléments finis donne une permittivité effective de 1.08, et la formulation analytique une permittivité effective de 1.06. Dans ce cas la permittivité effective est comprise entre 1.05 et 1.1, ce résultat n'est donc pas très précis, mais l'erreur faite sur le calcul de la matrice [C] est seulement de 2% en absolu.

### • III.5.3.3 Conclusion

Nous avons validé le calcul de la permittivité effective d'une piste microruban en fonction de ses dimensions et de la permittivité du diélectrique en utilisant une formulation analytique issue de l'étude des pistes microruban en hyperfréquences. Ce calcul est valable lorsque la piste est isolée (pas d'autres pistes à proximité immédiate) et pour un diélectrique homogène. Il doit être remis en cause lorsque deux pistes sont très proches l'une de l'autre. Dans ce cas, le champ électrique global est lié à la présence des deux pistes et la notion de permittivité effective est plus complexe à utiliser [20]. La formulation analytique ne permet pas non plus de traiter précisément le cas où le plan de masse est éloigné du circuit imprimé, et où le diélectrique est mixte. Dans ces deux cas, la solution consiste à utiliser des calculs par éléments finis pour établir des abaques et obtenir un résultat précis sur la permittivité effective en fonction de la géométrie.

Nous avons cependant décidé, pour l'instant, de garder la formulation analytique présentée dans tous les cas, et d'étudier ultérieurement de façon plus précise la formulation de la permittivité effective pour le cas des pistes couplées et du diélectrique mixte en utilisant le calcul par éléments finis pour établir des abaques.

### III.5.4 CONCLUSION SUR LE CALCUL DE LA MATRICE $[Y_c]$

Nous avons vérifié que la formulation analytique de la permittivité effective donnait des résultats très proches de ceux que l'on pouvait obtenir en utilisant une méthode de calcul de type éléments finis dans le cas d'un diélectrique homogène. Nous utiliserons cette formulation analytique dans la méthode des fils fins pour déterminer la permittivité effective des pistes en fonction de leurs caractéristiques géométriques.

Une limite à la précision du calcul de  $[Y_c]$  tient à la connaissance précise de la permittivité réelle du diélectrique utilisé. Nous avons pris comme valeur de permittivité relative  $\epsilon_r = 3.6$  pour un verre époxy (valeur classique relevée dans la littérature). Les mesures que nous avons effectuées sur le diélectrique effectivement utilisé montrent que la permittivité relative de ce diélectrique est plus proche de 4.4 que de 3.6. Etant donné l'influence de ce paramètre sur les fréquences de résonance et sur les capacités calculées, il semble fondamental de bien caractériser les diélectriques, qui seront employés, avant d'effectuer les calculs sur les impédances des pistes du circuit imprimé.

Pour une piste donnée, nous calculerons la matrice d'inductance externe  $[L_e]$  et la permittivité relative  $\epsilon_{eff}$  en fonction des caractéristiques géométriques, et nous déduirons la matrice des capacités linéiques  $[C]$  de la relation :

$$\boxed{[C] = \mu_0 \cdot \epsilon_{eff} \cdot [L_e]^{-1}} \quad \text{F/m} \quad [\text{Eq 44}]$$

D'autre part, comme nous négligeons toujours les pertes dans le diélectrique, la matrice admittance linéique ne dépendra que de la matrice des capacités linéiques, et s'exprimera, pour un régime harmonique de pulsation  $\omega$ , par la relation :

$$\boxed{[Y_c] = j\omega \cdot [C]}$$

### III.6 CONCLUSION SUR LE CALCUL DES PARAMÈTRES LINÉIQUES

Nous avons présenté les différentes hypothèses et formulations utilisées pour déterminer les paramètres linéiques nécessaires à la méthode des fils fins afin de pouvoir appliquer la théorie des lignes. Nous avons, en particulier, essayé de prendre en compte avec une précision correcte la variation de résistance et d'inductance interne en fonction de la fréquence, liée à l'évolution de la répartition des courants dans un conducteur rectangulaire en fonction de la fréquence.

Nous nous sommes aussi attachés à prendre en compte la longueur finie des conducteurs dans le calcul des inductances et mutuelles externes, en utilisant la notion d'inductance partielle appliquée aux conducteurs cylindriques. Les résultats obtenus en tenant compte de la longueur ont été comparés aux résultats calculés en considérant des conducteurs infinis.

Enfin, nous avons utilisé la notion de permittivité effective développée pour caractériser les pistes microruban dans le domaine des hyperfréquences, afin de prendre en compte le milieu non homogène dans lequel se propage le champ électrique. La permittivité effective est utilisée dans le calcul de la matrice des capacités.

Les méthodes utilisées pour définir ces paramètres linéiques étant définies, nous allons présenter quelques résultats obtenus en utilisant la méthode des fils fins.

### III.7 RÉSULTATS OBTENUS EN UTILISANT LA MÉTHODE DES FILS FINS.

Nous allons comparer des résultats de mesures aux résultats obtenus en utilisant ces paramètres dans la méthode des fils fins.

#### III.7.1 MESURES

Les impédances des pistes de circuit imprimé ont été mesurées par réflectométrie à l'aide d'un analyseur de réseau HP4195A placé en mode mesure d'impédance. L'utilisation de cet appareil nécessite une phase de calibration qui pose le problème des références de court-circuit, d'impédance 50 Ohms et de circuit ouvert. En effet, la piste à caractériser a toujours pour référence le plan de masse par lequel le courant revient, et l'influence de ce plan de masse ne peut pas être prise en compte de manière simple dans la phase de calibration. La partie réelle des mesures, correspondant à la résistance des pistes, doit donc être considérée avec précaution.

D'autre part, le boîtier d'adaptation utilisé pour effectuer ces mesures est adapté à une gamme de fréquences supérieures à 10 kHz. Les mesures relevées aux environs de 10 kHz sont à considérer avec précautions. Nous avons pour cela limité nos mesures à la fréquence basse de 100kHz.

Nous présentons les résultats pour une piste de largeur 5mm et de longueur 100mm, ainsi que pour une piste de largeur 10mm et de longueur 200mm.

- **III.7.1.1 Piste de largeur 5mm et de longueur 100mm.**

Les résultats présentés Figure 59 et 60 correspondent à une piste de 5mm de large et de 10cm de long placée à une hauteur de 1.5mm au dessus du plan de masse avec un diélectrique de permittivité relative  $\epsilon_r = 4.4$ .

Ces résultats sont tout à fait probants en terme de calcul d'inductance (très bonne adéquation entre calculs et mesures dans la zone 1 MHz à 100 MHz) et de capacité (fréquence de résonance). L'effet résistif mesuré est cependant plus élevé que celui prévu par le calcul : la phase entre 100kHz et 1MHz diminue plus rapidement pour la mesure. Cet aspect se retrouve Figure 60 sur l'évolution de la partie réelle entre mesure et calcul. Nous expliquons cet écart par la précision limitée des mesures (10 à 20 %) pour des impédances très faibles, de l'ordre de 10m $\Omega$ , et en basse fréquence.

Pour ce qui concerne l'évolution de la partie réelle, l'amplitude mesurée est supérieure à l'amplitude calculée sur toute la plage de fréquence. A partir de 200 MHz, l'aspect capacitif masque l'aspect résistif et les résultats ne sont plus comparables. L'évolution de la partie réelle est cependant assez semblable dans les deux cas. Le problème de la mesure de l'impédance en court-circuit pour les faibles valeurs et les faibles fréquences reste posé.



Mesures pour la piste de largeur 5mm et de longueur 100mm.

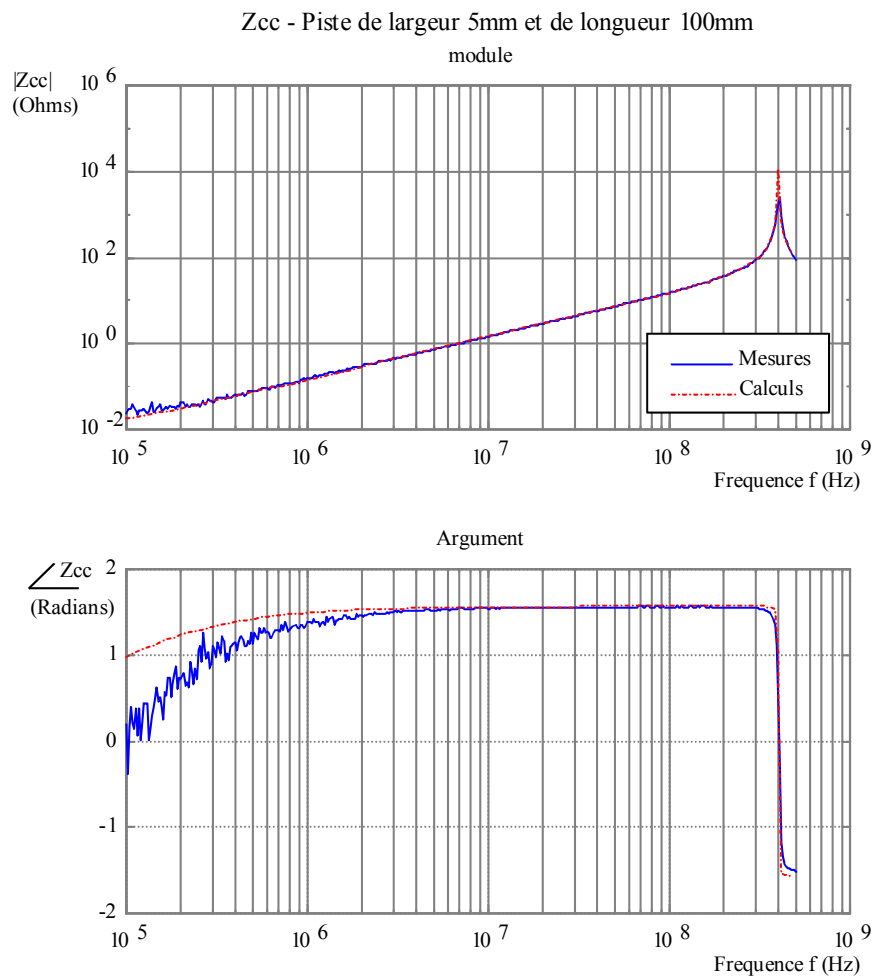


Figure 59 : Mesure d'impédance comparée aux résultats théoriques

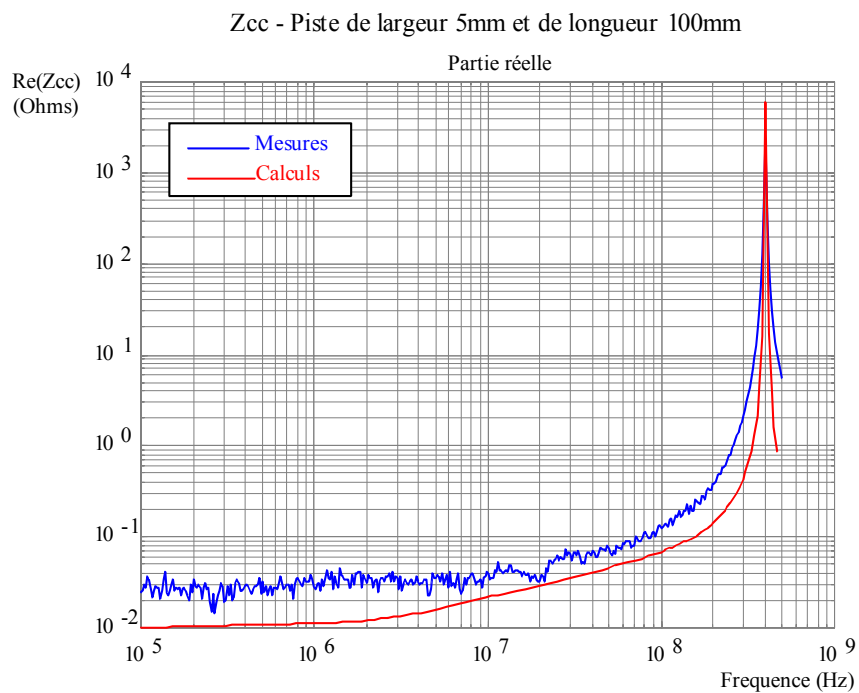


Figure 60 : Evolution de la partie réelle

**• III.7.1.2 Piste de largeur 10mm et de longueur 200mm**

Une solution pour améliorer cette mesure d'impédance en basse fréquence consiste à utiliser une mesure indirecte, rapport de la mesure de la tension et de la mesure du courant en entrée de la piste. Cette mesure donne de meilleurs résultats en basse fréquence mais reste très bruitée pour les impédances faibles que nous mesurons. Nous avons utilisé cette méthode pour les fréquences inférieures à 5 MHz dans le cas des mesures présentées Figure 61 et 62. Le niveau de bruit a été réduit par filtrage numérique après l'acquisition, mais reste malgré tout très important. Pour les fréquences supérieures à 5MHz, nous avons utilisé la mesure par réflectométrie : les résultats ont été obtenus par deux méthodes de mesure différentes et ont ensuite été rassemblés.

En terme d'inductance et de fréquence de résonance, les résultats obtenus par la méthode des fils fins sont très proches des résultats de mesures (Figure 61).

Pour l'aspect résistif, le niveau moyen mesuré en basse fréquence est plus proche du résultat calculé, mais le niveau de bruit et la précision pour des impédances aussi faibles ne permettent pas vraiment de conclure.

L'évolution de la partie réelle de l'impédance (Figure 62) à partir de 5 MHz est assez proche pour les deux courbes, mais la partie réelle de l'impédance mesurée augmente plus rapidement que celle calculée. Il est intéressant de comparer ces deux courbes au cas théorique où une résistance constante est associée à chaque fil fin, pour mettre en évidence l'influence de la fréquence sur la résistance.

Mesures pour la piste de largeur 10mm et de longueur 200mm.

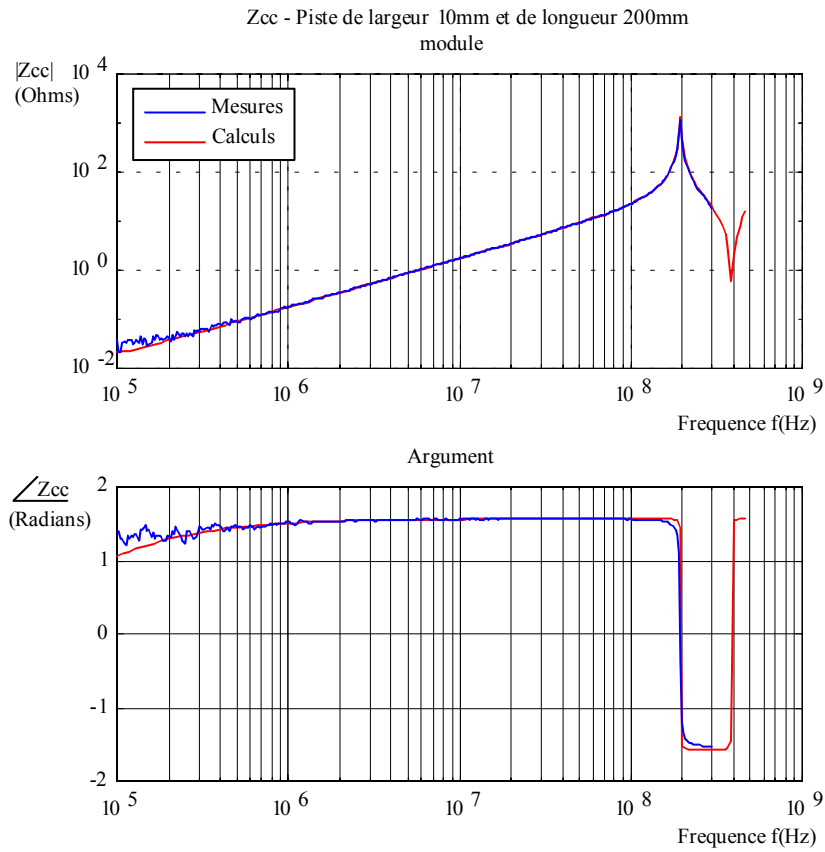


Figure 61 : Mesure d'impédance comparée aux résultats théoriques

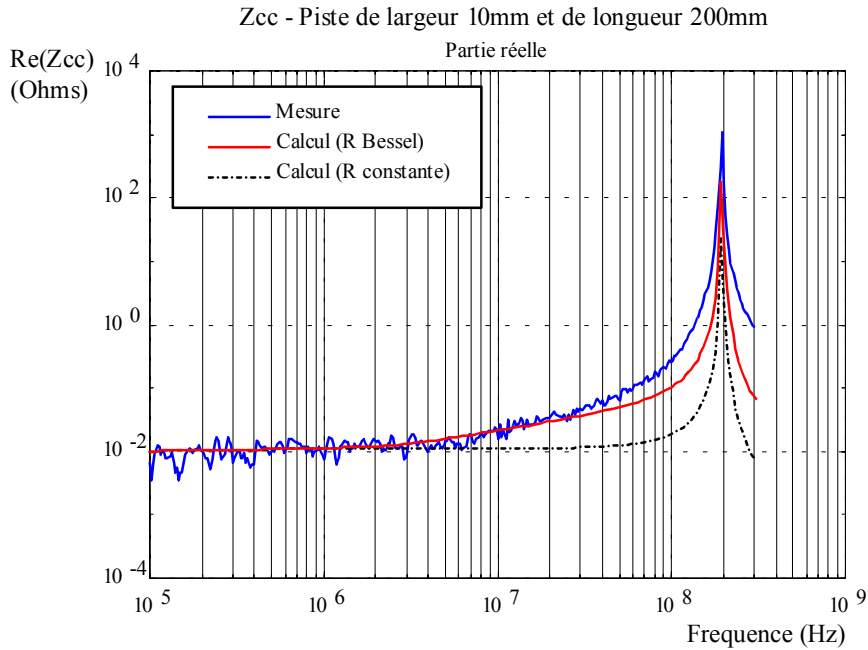


Figure 62 : Evolution de la partie réelle

**III.7.2 CONCLUSION**

La méthode des fils fins et les paramètres linéiques utilisés permettent de calculer avec précision le comportement inductif et capacitif des pistes en fonction de la fréquence. Malgré les efforts réalisés pour représenter avec précision les aspects résistifs, les niveaux obtenus en mesures sont toujours plus importants que les niveaux simulés. Il faut donc encore travailler sur cet aspect, en tenant compte par exemple des pertes liées au rayonnement des pistes.



## **IV MODÉLISATION ÉLECTRIQUE DU CIRCUIT IMPRIMÉ**

<b>IV. Modélisation électrique du circuit imprimé.....</b>	<b>109</b>
<b>IV.1 Introduction .....</b>	<b>109</b>
<b>IV.2 Caractéristiques électriques des segments de pistes – couplages.....</b>	<b>110</b>
IV.2.1 Segment de piste isolé.....	110
• IV.2.1.1 Limites en longueur et en fréquence .....	110
IV.2.2 Traitement des couplages.....	111
• IV.2.2.1 Définition d'un multipôle.....	112
• IV.2.2.2 Rappel du critère de couplage .....	113
• IV.2.2.3 Evolution du critère de couplage.....	114
• IV.2.2.4 Algorithme de sélection des couplages .....	114
• IV.2.2.5 Conclusion sur le traitement des couplages .....	116
<b>IV.3 Modèles “ circuit ” pour les segments de pistes .....</b>	<b>116</b>
IV.3.1 Identification des paramètres .....	116
IV.3.2 Modèles “ circuit ” pour les segments de pistes isolés .....	117
• IV.3.2.1 Modèle de base .....	117
• IV.3.2.2 Modélisation circuit de l'effet de peau.....	119
• IV.3.2.3 Modèle SPICE des lignes de transmission.....	122
• IV.3.2.4 Conclusion sur les modèles “ circuit ” utilisés pour modéliser un segment de piste.....	124
• IV.3.2.5 Aspect modulaire.....	124
• IV.3.2.6 Calcul des paramètres.....	124
IV.3.2 Modèles circuit pour les segments de pistes couplés.....	127
• IV.3.2.1 Cas de deux segments de pistes couplés .....	127
• IV.3.2.2 Couplages multiples .....	136
• IV.3.2.3 Conclusion aux couplages multiples.....	143
<b>IV.4 Traitement des nœuds .....</b>	<b>144</b>
IV.4.1 Schémas équivalents pour des configurations particulières .....	144
• IV.4.1.1 Extrémité ouverte pour une piste microruban .....	144
• IV.4.1.2 Discontinuité de largeur .....	145
• IV.4.1.3 Angle droit.....	145
• IV.4.1.4 Jonction en Té.....	146
IV.4.2 Schémas équivalents pour le cas général .....	146
IV.4.3. Premières mesures.....	147
• IV.4.3.1 Cas de l'angle droit.....	148
• IV.4.3.2 Cas de la jonction en Té .....	149
• IV.4.3.3 Conclusion sur ces mesures.....	151
IV.4.4 Niveau de modélisation pour les nœuds .....	151
IV.4.5 Conclusion.....	152
<b>IV.5 Logiciel de décomposition et d'analyse du circuit imprimé.....</b>	<b>153</b>
IV.5.1 Introduction.....	153
IV.5.2 Analyse topologique du circuit imprimé.....	154
IV.5.3. Format des données géométriques .....	155
IV.5.4 Méthodes et algorithmes .....	156
• IV.5.4.1 Algorithme de décomposition .....	157
• IV.5.4.2 Identification des nœuds.....	160
• IV.5.4.3 Affichage des résultats .....	161
• IV.5.4.4 Première analyse des couplages .....	162
• IV.5.4.5 Sauvegarde et utilisation des résultats.....	163
IV.5.5 Conclusion.....	163
<b>IV.6 Création de la librairie SPICE .....</b>	<b>164</b>
IV.6.1 Composants génériques.....	165
IV.6.2 Librairie SPICE .....	165
<b>IV.7 Conclusion .....</b>	<b>166</b>

## IV. Modélisation électrique du circuit imprimé

### IV.1 INTRODUCTION

La modélisation que nous présentons concerne les circuits imprimés utilisés pour le câblage des convertisseurs de puissance. Le calcul des caractéristiques électriques est basé sur la méthode des fils fins, ce qui limite pour l'instant son utilisation aux circuits imprimés simple face situés au dessus d'un plan de masse. Afin d'obtenir une bonne précision, la plupart des pistes doivent être constituées de segments rectangulaires suffisamment longs pour que les courants qui y circulent puissent être considérés comme unidirectionnels.

A partir de la description géométrique du circuit imprimé, un logiciel, que nous avons développé, permet de décomposer les pistes en rectangles élémentaires, reliés entre eux par des “**nœuds**”. L'élément de base de la modélisation est constitué par ce rectangle élémentaire que nous appellerons dans la partie qui suit “**segment de piste**”. Les nœuds constituent en fait les parties du circuit imprimé pour lesquelles le calcul des caractéristiques électriques ne peut pas être effectué par la méthode des fils fins. Pour ces éléments, une modélisation en deux dimensions semble nécessaire, elle fera l'objet de travaux complémentaires.

La modélisation complète du circuit imprimé passe par la modélisation électrique des segments de pistes et de leurs couplages, ainsi que par la modélisation des nœuds.

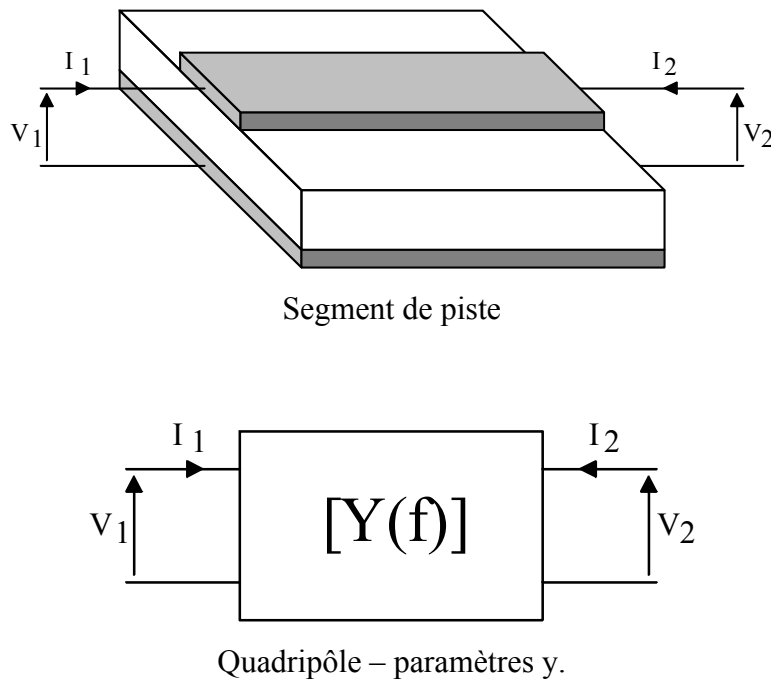
- Dans une première partie, nous allons préciser la méthode utilisée pour déterminer les caractéristiques électriques des segments de piste, et pour tenir compte des couplages.
  - Dans les deux parties suivantes, nous présenterons les modèles “circuits” utilisés pour simuler d'une part les caractéristiques électriques d'un segment de piste isolé, et d'autre part de plusieurs segments de piste couplés.
  - La quatrième partie sera consacrée à la modélisation électrique des nœuds.
  - Dans la dernière partie, nous présenterons le logiciel développé pour effectuer la décomposition automatique du circuit imprimé en segments de pistes et en nœuds.
- ### IV.2 Caractéristiques électriques des segments de pistes – couplages



## IV.2 CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES DES SEGMENTS DE PISTES – COUPLAGES

### IV.2.1 SEGMENT DE PISTE ISOLÉ

Les caractéristiques électriques d'un segment de piste peuvent être déterminées de façon précise en utilisant la méthode des fils fins (Chapitre 3). Elle permet d'obtenir les paramètres admittance en fonction de la fréquence, en considérant le segment de piste comme un quadripôle (Figure 63).



**Figure 63 : Définition du quadripôle associé à un segment de piste.**

Les équations associées à la matrice admittance s'écrivent :

$$\begin{aligned} I_1 &= y_{11}V_1 + y_{12}V_2 \\ I_2 &= y_{21}V_1 + y_{22}V_2 \end{aligned} \quad [\text{Eq 45}]$$

Du fait de la symétrie de la piste,  $y_{11} = y_{22}$  et  $y_{21} = y_{12}$ .

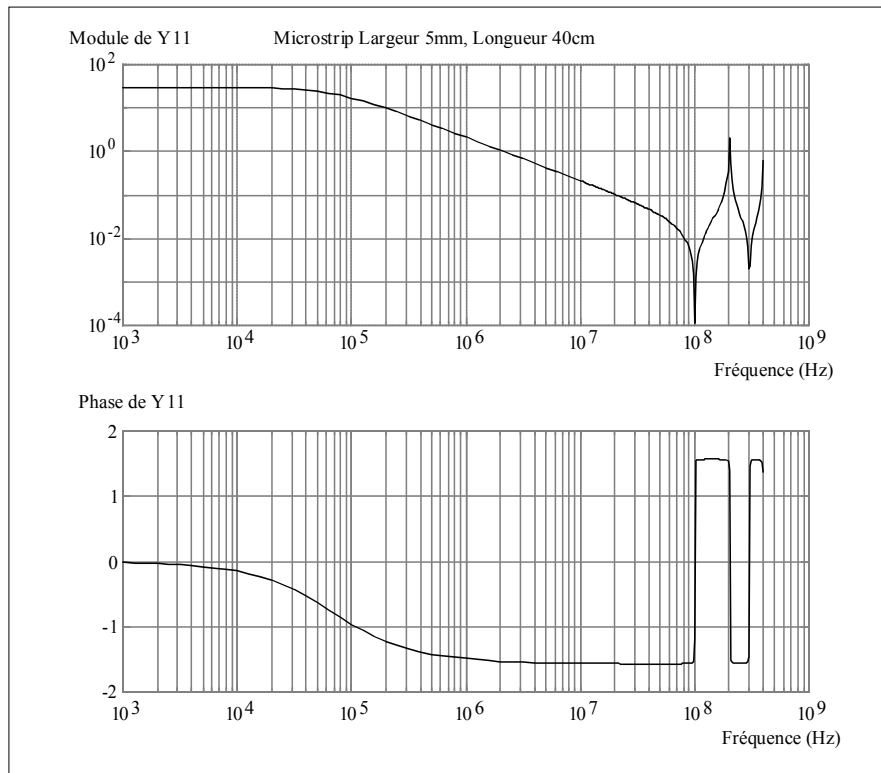
#### • IV.2.1.1 Limites en longueur et en fréquence

Nous avons fait l'hypothèse que les segments de pistes à traiter ont des longueurs inférieures au quart de la longueur d'onde correspondant à la fréquence de 100 MHz. Si nous considérons le cas le plus défavorable où le diélectrique entourant la piste est homogène, la célérité de l'onde dans la piste, noté  $v$ , est donnée par :

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad [\text{Eq 46}]$$

Dans le cas d'un diélectrique de type époxy ( $\epsilon_r=3,6$ ), la longueur maximale de segment de piste envisagée est d'après cette équation de l'ordre de 40 centimètres.

Le module et la phase du paramètre  $Y_{11}$  pour une piste large de 5 millimètres et longue de 40 centimètres, sont présentés Figure 64.



**Figure 64 : Admittance d'un segment de piste de longueur 40 cm**

Si nous respectons l'hypothèse sur la longueur, les effets de propagation n'interviennent pas (nous nous situons à la limite). En conséquence, des modèles électriques équivalents à constantes localisées seront suffisants pour représenter le comportement des segments de piste dans une bande de fréquences allant de 10 kHz à 100 MHz, pour ce type de géométrie. La matrice admittance calculée par la méthode des fils fins sur cette plage de fréquences permettra un processus d'identification automatique des paramètres du modèle circuit.

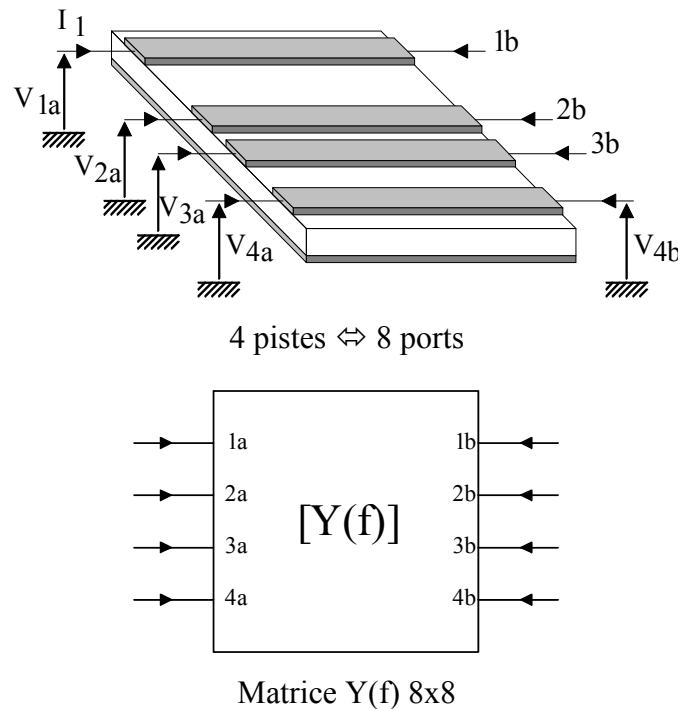
Afin de déterminer si un segment de piste peut être considéré comme isolé ou si il est en situation de couplage vis à vis d'autres segments, il faut déterminer les couplages significatifs.

#### IV.2.2 TRAITEMENT DES COUPLAGES

Les couplages qui existent entre les différentes pistes du circuit imprimé participent à la propagation des perturbations. Un autre aspect du couplage tient à la modification de l'admittance d'une piste, par la proximité des autres conducteurs. De notre point de vue, il est important de déterminer si l'on peut traiter le cas de plusieurs segments de pistes parallèles comme autant de segments isolés ou si l'on doit traiter globalement l'ensemble de ces segments. En fait, toutes les solutions intermédiaires restent possibles, et il s'agit de choisir le meilleur compromis.

### • IV.2.2.1 Définition d'un multipôle

La méthode des fils fins permet de calculer les couplages entre plusieurs segments de pistes parallèles. Il faut alors considérer l'ensemble de ces segments de piste comme un multipôle, caractérisé par une matrice admittance  $[Y]$  globale. Dans le cas de  $N$  segments de pistes couplés, le multipôle est relié à  $2N$  ports et la matrice admittance correspondante est de dimension  $2N \times 2N$ .



**Figure 65 : Multipôle 8 ports.**

Du fait des symétries, le nombre d'admittances primaires définies dans la matrice  $Y(f)$  est inférieur au nombre total d'éléments de la matrice. Ainsi, pour une matrice  $8 \times 8$ , il y a en fait 20 admittances différentes définies. Si nous voulons un modèle électrique complet du couplage entre les quatre pistes, il faudra reproduire correctement ces 20 admittances, ce qui implique un nombre de composants importants et un calcul de paramètres relativement complexe. Une simplification possible consiste à tenir compte uniquement des couplages entre les pistes adjacentes. Le problème précédent se réduit alors à l'étude de trois couplages entre deux pistes, ce qui correspond au calcul de trois matrices  $4 \times 4$ .

Afin de limiter le nombre de couplages à prendre en compte dans le modèle du circuit imprimé, un critère de couplage a été défini par P. PETIT [6]. Ce critère permet de déterminer quels sont les couplages significatifs en fonction des caractéristiques géométriques des segments de piste, et du courant maximum qui peut traverser chaque segment. L'utilisation de ce critère permet d'optimiser le nombre de composants à utiliser dans le modèle global du circuit imprimé, la prise en compte d'un couplage entraînant l'utilisation d'un modèle électrique équivalent plus complexe.

Le critère de couplage permet donc de déterminer la configuration du ou des modèles “circuit” équivalents à utiliser, et le nombre de segments de piste à prendre en considération dans le calcul de la matrice admittance, ce qui détermine la taille du multipôle.

• **IV.2.2.2 Rappel du critère de couplage**

Le critère de couplage est défini en comparant les matrices impédances des segments de pistes pris de façon isolée, notées  $[Z_A]$  et  $[Z_B]$ , et la matrice impédance de l’ensemble constitué par les deux segments de pistes, notée  $[Z_{AB}]$ . D’après les notations définies par la Figure 66, et en tenant compte des symétries, ces matrices s’écrivent :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11}^A & Z_{12}^A \\ Z_{12}^A & Z_{11}^A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_4 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11}^B & Z_{12}^B \\ Z_{12}^B & Z_{11}^B \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_2 \\ I_3 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11}^{AB} & Z_{12}^{AB} & Z_{13}^{AB} & Z_{14}^{AB} \\ Z_{12}^{AB} & Z_{22}^{AB} & Z_{23}^{AB} & Z_{24}^{AB} \\ Z_{13}^{AB} & Z_{23}^{AB} & Z_{22}^{AB} & Z_{12}^{AB} \\ Z_{14}^{AB} & Z_{24}^{AB} & Z_{12}^{AB} & Z_{11}^{AB} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{bmatrix}$$

Matrices  $[Z_A]$   $[Z_B]$  et  $[Z_{AB}]$

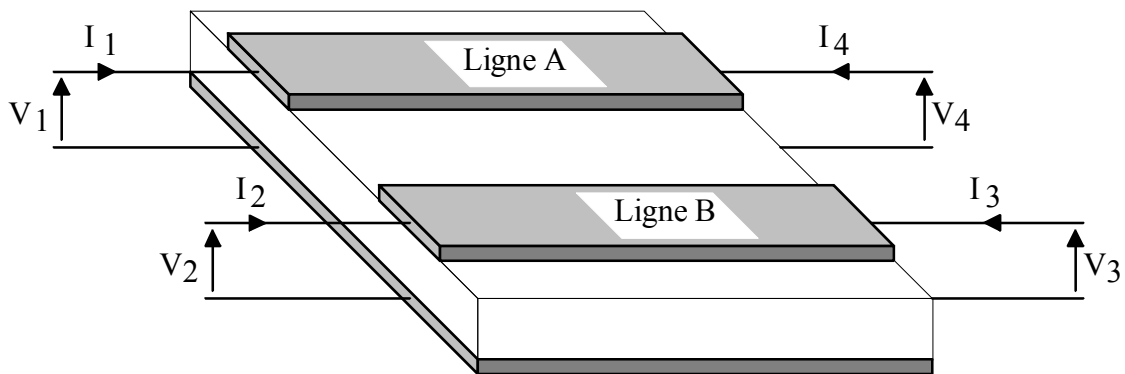


Figure 66 : Configuration des segments de piste pour le critère de couplage

La comparaison est effectuée pour une fréquence où les aspects inductifs sont prédominants : si l’on s’intéresse à l’admittance d’un segment de piste, telle que celle présentée Figure 64, cela correspond à une fréquence de 10MHz. Le critère tient aussi compte du rapport entre les courants maximaux pouvant circuler dans chaque segment de piste,  $I_{1max}$  et  $I_{2max}$ .

Le couplage sera considéré comme significatif si au moins une des conditions suivante est vérifiée :

$\frac{Z_{11}^{AB}}{Z_{11}^A} < 0.95$	$\frac{Z_{22}^{AB}}{Z_{11}^B} < 0.95$
$\frac{Z_{12}^{AB}}{Z_{11}^A} \frac{I_{2max}}{I_{1max}} > 0.05$	$\frac{Z_{12}^{AB}}{Z_{11}^B} \frac{I_{2max}}{I_{1max}} > 0.05$

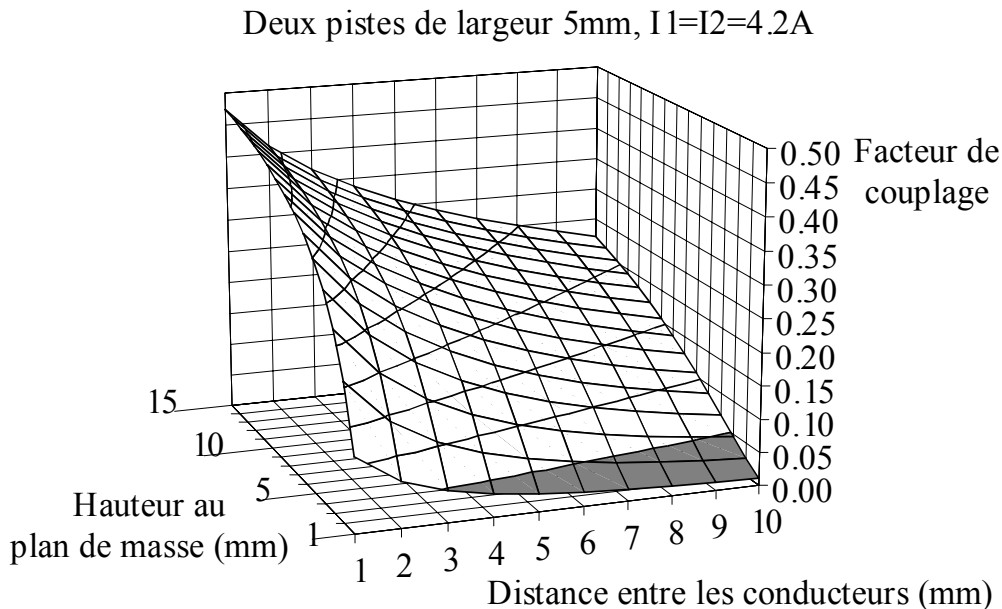
Critère de couplage

Ce critère de couplage, défini par P. PETIT [6] dans sa thèse, permet de déterminer si le couplage doit être pris en compte entre deux segments de pistes parallèles et adjacents. La méthode des fils fins est utilisée pour déterminer les matrices  $[Z_A]$   $[Z_B]$  et  $[Z_{AB}]$ , mais le calcul étant fait pour une seule fréquence, le coût en terme de temps de calcul reste très raisonnable.

Le traitement des configurations de couplage plus complexes, dans le cas des segments de piste présentant un angle quelconque en particulier, est encore à l'étude.

#### • IV.2.2.3 Evolution du critère de couplage

Pour deux segments de piste donnés, le facteur de couplage dépend de la hauteur par rapport au plan de masse, de la distance entre les deux segments et du courant maximal pouvant circuler dans chaque segment.



**Figure 67 : Evolution du critère de couplage pour deux pistes larges de 5mm**

Nous avons représenté Figure 67 l'évolution du facteur de couplage en fonction des deux premiers paramètres. La partie grisée correspond à l'absence de couplage significatif entre les segments de piste.

#### • IV.2.2.4 Algorithme de sélection des couplages

Dans le cas où plus de deux segments de pistes sont en parallèles, un algorithme basé sur le critère qui vient d'être défini permet d'optimiser le nombre de couplages à prendre en compte.

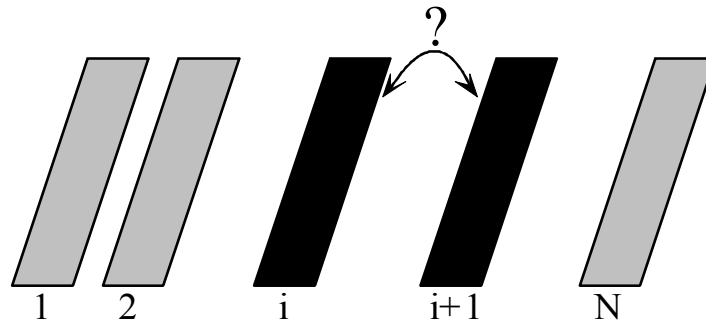


Figure 68 : Configuration pour N segments parallèles

**Algorithme :**

- Le critère de couplage est d’abord calculé entre la ligne 1 et la ligne 2 :
  - si le couplage est significatif, les lignes 1 et 2 seront traitées ensemble,
  - sinon la ligne 1 sera considérée comme une ligne non couplée.
- Le critère de couplage est ensuite calculé entre la ligne 2 et la ligne 3 :
  - si le couplage est significatif, les lignes 2 et 3 seront traitées ensemble,
  - sinon la ligne 2 et la ligne 3 seront traitées de façon séparées.
- Le critère est ainsi appliqué de manière itérative entre les pistes de rang i et de rang i+1, jusqu’au rang N-1.

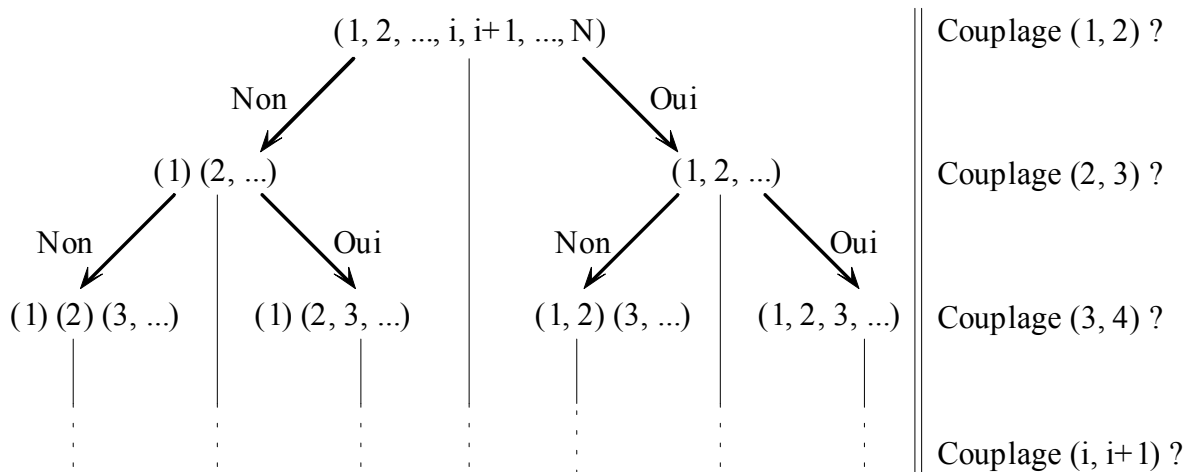


Figure 69 : Algorithme de sélection des couplages

A la fin du traitement, nous obtenons les différents ensembles qui définissent quelles lignes doivent être traitées ensemble. Si on envisage par exemple le cas de six lignes, un résultat parmi d’autres pourrait être **{(1, 2) (3, 4, 5) (6)}**, ce qui signifie que l’on aurait à calculer :

- la matrice Y correspondant aux lignes 1 et 2, de dimension 4x4,
- la matrice Y correspondant aux lignes 3, 4 et 5, de dimension 6x6,
- la matrice Y correspondant à la ligne 6, de dimension 2x2.

#### • IV.2.2.5 Conclusion sur le traitement des couplages

Pour ce qui concerne l'algorithme, il faut calculer les  $N$  matrices d'impédance relatives à chaque ligne et les  $N-1$  matrices correspondant aux couplages. Soit  $2N-1$  matrices au total. L'analyse peut donc être effectuée pour chaque cas, sans recourir à des abaques, avec des coûts en temps de calcul assez faibles. Le gain apporté par cette optimisation peut être important. Si on considère le cas de quatre segments de piste parallèles, le cas le plus défavorable est celui où les quatre lignes doivent être traitées ensemble. Dans ce cas, l'analyse des couplages n'apporte rien, les calculs de la matrice admittance pour quatre segments de pistes demandent des temps de calculs très importants et le modèle électrique à mettre en œuvre est complexe et suivi d'un calcul des paramètres du modèle assez long. En revanche, si l'analyse des couplages permet de traiter les quatre segments comme deux fois deux segments de piste couplés, le gain est important à tous les niveaux. Faire deux fois le calcul des admittances pour deux lignes couplées demande beaucoup moins de ressources que le calcul global des quatre lignes, et les modèles électriques à utiliser restent simples.

### IV.3 MODÈLES “ CIRCUIT ” POUR LES SEGMENTS DE PISTES

Après avoir calculé les caractéristiques électriques des différents segments de pistes en utilisant la méthode des fils fins, il faut déterminer les modèles “ circuit ” à utiliser, ainsi que les paramètres de ces modèles, afin de simuler précisément le comportement du circuit imprimé.

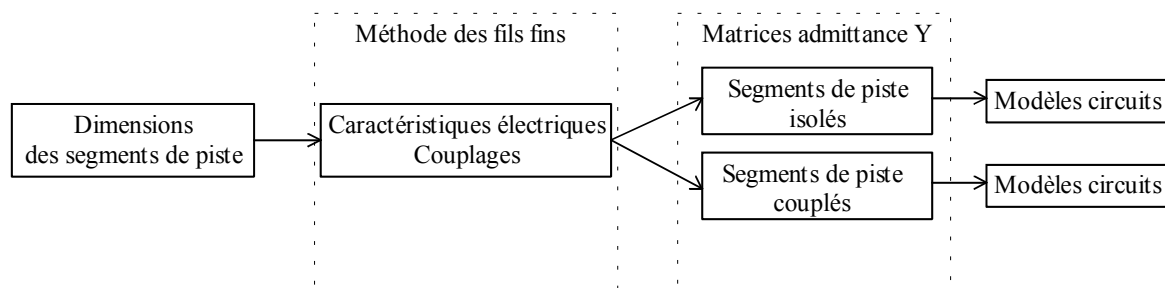


Figure 70 : Démarche pour obtenir les modèles circuit.

#### IV.3.1 IDENTIFICATION DES PARAMÈTRES

Les paramètres des modèles “ circuit ” sont déterminés automatiquement à partir des matrices admittances. Dans une première phase, la plage de fréquence est décomposée en trois zones, qui correspondent aux différents comportements dominants du segment de piste (résistif, inductif et propagation ). Cette décomposition est basée sur la fréquence de coupure correspondant au comportement R-L du segment de piste en basse fréquence et à la première fréquence d'antirésonance. Les éléments des modèles “ circuit ” correspondants aux effets résistifs (effet de peau et inductifs) sont déterminés par identification avec les admittances entre ces deux fréquences.

Les éléments des modèles “circuit” correspondants aux effets capacitifs sont ensuite déterminés à partir de la fréquence d’antirésonance.

Dans cette partie, nous présenterons d’abord les modèles “circuit” utilisés pour représenter un segment de piste isolé, nous présenterons ensuite le modèle utilisé pour deux segments de piste couplés, et nous généraliserons ce modèle au cas d’un nombre quelconque de segments de piste couplés. Nous indiquerons en parallèle pour chaque modèle les procédures utilisées pour en déterminer automatiquement les paramètres à partir des matrices admittances.

#### IV.3.2 MODÈLES “CIRCUIT” POUR LES SEGMENTS DE PISTES ISOLÉS

##### • IV.3.2.1 Modèle de base

Le modèle utilisé pour représenter le comportement des segments de pistes de circuit imprimé dans le schéma complet d’un convertisseur de puissance est basé sur un quadripôle en  $\Pi$  :

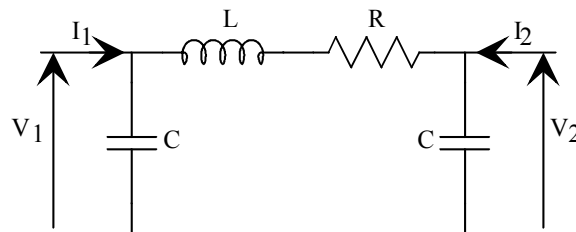


Figure 71 : Cellule de base en  $\Pi$

Ce quadripôle de base permet de représenter l’inductance du segment de piste, sa résistance en basse fréquence et sa capacité par rapport au plan de masse. Bien que très simple, ce modèle permet déjà de reproduire assez correctement l’impédance de la piste pour des fréquences allant jusqu’à la fréquence correspondant au comportement en quart d’onde ( $\frac{\lambda}{4}$ ) de la piste.

$$f_{\max} = \frac{v}{4.L} \quad \text{Hz} \quad [\text{Eq 47}]$$

où  $L$  correspond à la longueur du segment de piste et  $v$  à la célérité de l’onde dans la piste.

Pour des pistes longues, le domaine de validité en fréquence peut être étendu en cascade deux cellules :

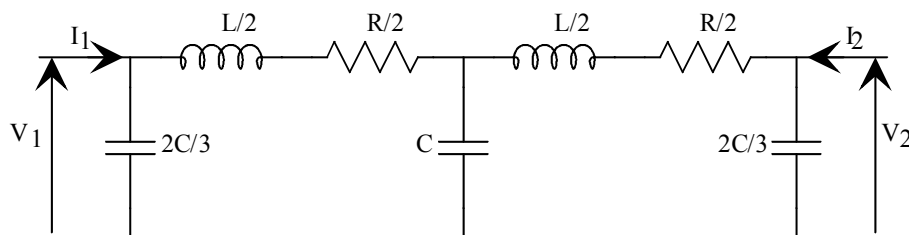
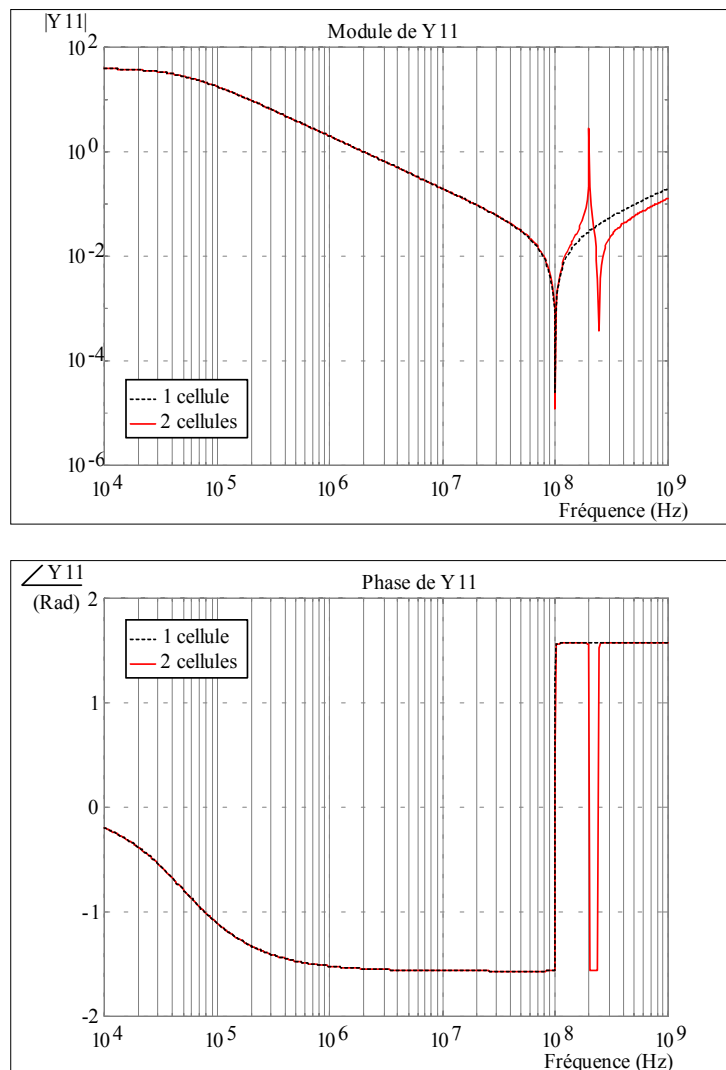


Figure 72 : Modèle utilisant deux cellules pour les pistes longues



Le module et la phase du paramètre  $Y_{11}$  obtenu en utilisant ces deux modèles en simulation sont présentés Figure 73. Ils sont à comparer aux résultats présentés Figure 64.

On constate sur ces résultats que les deux modèles donnent des résultats identiques jusqu'à la première fréquence d'anti-résonance. Au delà, le modèle de base n'est plus valable alors que le modèle utilisant deux cellules permet de simuler correctement le comportement de la piste jusqu'à la première fréquence de résonance.



**Figure 73 : Admittance  $Y_{11}$  d'une piste de largeur 5mm et de longueur 40cm. – Simulation.**

Bien que donnant des résultats satisfaisants sur la bande de fréquence désirée, ces modèles ne permettent pas de tenir compte de l'évolution des paramètres en fonction de la fréquence. Comme nous le montrons au chapitre III, la répartition des courants dans la piste évolue en fonction de la fréquence par effet de peau, ce qui entraîne une augmentation de la résistance et une diminution de l'inductance interne de la piste.

L'inductance externe étant prépondérante sur l'inductance interne, nous ne tiendrons pas compte globalement de la variation de l'inductance en fonction de la fréquence.

En revanche, il est intéressant de pouvoir simuler la variation de la résistance de la piste en fonction de la fréquence et la résistance de rayonnement, car elle influe sur l'amortissement des oscillations générées par les commutations et sur la résistance totale du circuit imprimé.

Une fonction souvent utilisée comme approximation pour modéliser l'évolution de cette résistance est de la forme [61]:

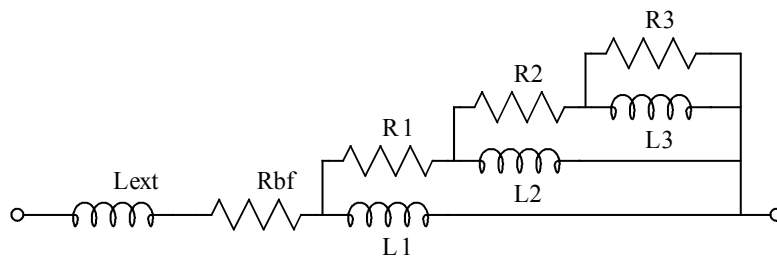
$$R(s) = A + B \cdot \sqrt{s} \quad [\text{Eq 48}]$$

ou "s" représente la variable de LAPLACE.

Bien que cette approximation soit surtout valable pour les conducteurs cylindriques, elle montre que l'impédance liée à la résistance augmente moins vite que celle liée à l'inductance de la piste. Cela explique pourquoi la variation de la résistance n'est pas visible lorsque l'on s'intéresse au module de l'impédance ou de l'admittance de la piste. Nous allons maintenant présenter le modèle "circuit" permettant de simuler l'effet de peau.

#### • IV.3.2.2 Modélisation circuit de l'effet de peau.

Le schéma électrique utilisé pour modéliser l'évolution de la résistance en fonction de la fréquence est un réseau en échelle constitué de résistances et d'inductances [2] [14] [62] :



**Figure 74 : Réseau R-L – Schéma équivalent pour modéliser l'effet de peau**

En basse fréquence, la résistance du circuit équivalent est égale à  $R_{bf}$  et son inductance est égale à  $L_{ext} + L1$ . Lorsque la fréquence augmente, la résistance augmente et l'inductance diminue.

Cependant, cette évolution est limitée par le nombre de niveaux du réseau, et au delà d'une fréquence limite l'inductance et la résistance présentées n'évoluent plus. Pour les fréquences supérieures, la résistance est égale à la somme des résistances du réseau ( $R_{hf} = R_{bf} + R1 + R2 + R3$ ) et l'inductance est égale à  $L_{ext}$ .

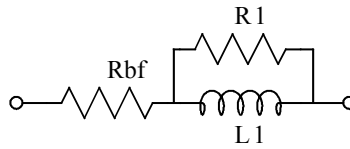
Les calculs montrent que pour avoir une évolution de la résistance en  $\sqrt{f}$ , il faut prendre

$$R_i = 2^i \cdot R_{bf} \quad L_i = \frac{L_1}{2^{i-1}}$$

La fréquence à partir de laquelle la résistance commence à varier est fixée par le rapport  $\frac{R_1}{L_1}$ .

#### ▪ Calcul des éléments du réseau

Si on s'intéresse au réseau le plus simple constitué par Rbf, R1 et L1 :



**Figure 75 : Réseau R-L le plus simple.**

l'impédance de ce circuit est donnée par l'équation [Eq 49] :

$$Z = \frac{R_{bf} \left[ 1 + j \frac{L_1}{R_{bf}} \omega + \frac{L_1^2}{R_1^2} \frac{R_{bf} + R_1}{R_{bf}} \omega^2 \right]}{1 + \frac{L_1^2}{R_1^2} \omega^2} \quad [\text{Eq 49}]$$

et les fréquences qui caractérisent les changements entre les différents comportements :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{R_1}{L_1} \sqrt{\frac{R_0}{R_0 + R_1}}, \quad f_1 = \frac{1}{2\pi} \frac{R_1}{L_1} \quad [\text{Eq 50}]$$

Pour une fréquence inférieure à  $f_0$ , l'impédance est due essentiellement à Rbf et L1, alors que pour une fréquence supérieure à  $f_1$ , cette impédance tend vers Rbf+R1.

Ce calcul peut être reproduit pour le réseau constitué des éléments R1, R2 et L2, puis pour le réseau constitué de R2, R3 et L3, et ainsi de suite jusqu'au dernier réseau du schéma équivalent. Si l'on ne considère que le réseau formé de Rbf, R1 et L1 constitue le premier niveau, la plage de fréquence correspondant à un réseau de niveau N sera définie par :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{R_1}{L_1} \sqrt{\frac{R_{bf}}{R_{bf} + R_1}} \quad f_{\max} = \frac{1}{2\pi} \frac{R_N}{L_N} \quad [\text{Eq 51}]$$

Si on appelle K le rapport entre R1 et R0 :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{R_{bf}}{L_1} \frac{K}{\sqrt{1+K}} \quad f_{\max} = K^{(2N-2)} \cdot \sqrt{1+K} \cdot f_0 \quad [\text{Eq 52}]$$

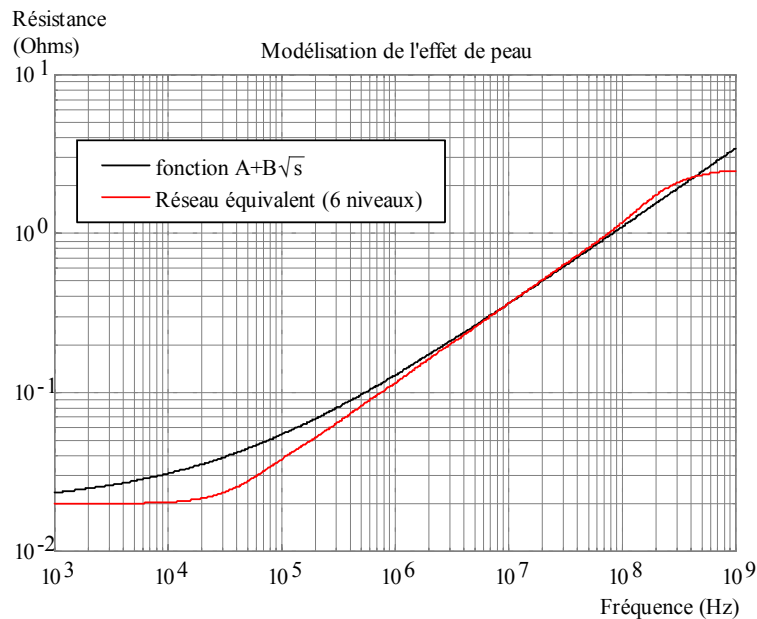
Ces deux expressions permettent de calculer le nombre de niveaux du réseau en fonction de la plage de fréquence, et la valeur de l'inductance  $L_1$ , liée à  $f_0$ . Pour  $K=2$ , la résistance du réseau à la fréquence  $f_0$  est environ égale à :

$$R(f_0) = 1.2 \cdot R_{bf}$$

ce qui permet d'identifier la fréquence  $f_0$  par rapport à une courbe de référence.

Nous avons comparé Figure 76 les résultats obtenus en utilisant un réseau de 6 niveaux avec la fonction  $R(s) = A + B \cdot \sqrt{s}$ .

- Les paramètres utilisés pour le réseau sont  $R_{bf} = 20 \text{ m}\Omega$ ,  $f_0 = 100 \text{ kHz}$ ,  $K = 2$  et  $N = 6$ .
- Pour la fonction  $R(s)$ , les coefficients valent  $A = 20 \cdot 10^{-3}$  et  $B = 43 \cdot 10^{-6}$ .



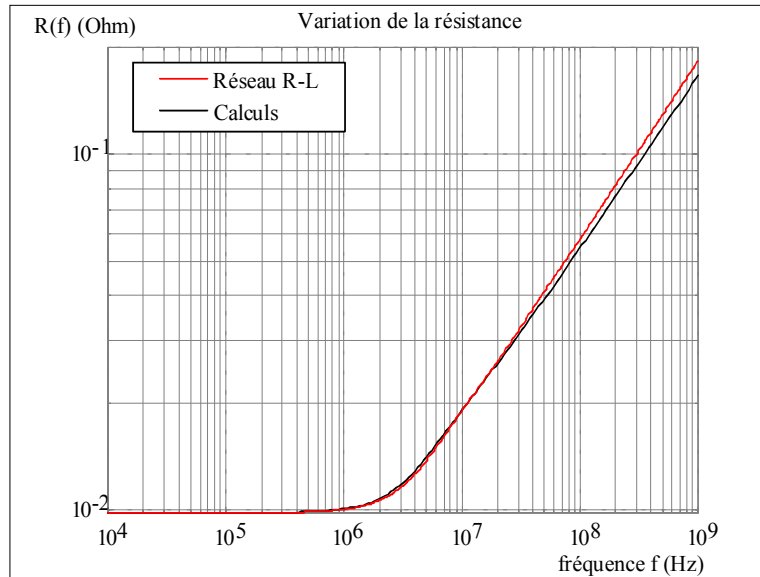
**Figure 76 : Comparaison entre réseau six niveaux et fonction  $R(s) = A + B \cdot \sqrt{s}$**

Nous pouvons remarquer sur cette figure que la pente de la résistance modélisée en utilisant le réseau est constante entre les fréquences  $f_0$  (100 kHz) et  $f_{\max}$  (180 MHz), et que cette pente correspond bien à une évolution de la résistance avec la racine carrée de la fréquence. L'écart entre les deux courbes est assez grand pour les fréquences les plus faibles, mais c'est en fait la fonction  $R(s) = A + B \cdot \sqrt{s}$  qui n'est pas assez précise dans ce domaine de fréquence, comme nous allons le montrer Figure 77.

Si nous comparons maintenant sur la Figure 77 le résultat obtenu en utilisant un réseau R-L avec les résultats calculés de manière théorique pour une piste rectangulaire (fonction F1, chapitre III), nous pouvons noter la très bonne concordance de ces deux résultats sur toute la plage de fréquence. Il subsiste cependant un écart pour la partie correspondant aux fréquences les plus élevées.

Les calculs ont été effectués pour une piste en cuivre microruban de largeur 5 mm et de longueur 100 mm placée à une hauteur de 1.5 mm au dessus du plan de masse.

- Paramètres calculés pour le réseau :  $R_{bf} = 9.85 \text{ m}\Omega$ ,  $L1 = 0.189 \text{ nH}$ ,  $K = 2$  et  $N = 4$ .



**Figure 77 : Comparaison entre réseau 6 niveaux et calculs théoriques.**

#### ▪ Conclusion sur la modélisation de l'effet de peau

Le réseau en échelle utilisé pour modéliser l'effet de peau dans les segments de piste donne de très bons résultats. Il permet de tenir compte de cet effet lors des simulations temporelles dans un logiciel de type circuit, au prix cependant d'un certain nombre de composants supplémentaires (8 composants pour un réseau 4 niveaux) pour chaque segment de piste du schéma complet. Il est donc important de choisir correctement le compromis entre le nombre de niveaux du réseau et la plage de fréquence utile. Il faut aussi correctement identifier les segments de piste où l'effet de peau a une influence sur le comportement du système simulé si l'on veut optimiser le nombre de composants total nécessaires à la simulation.

#### • IV.3.2.3 Modèle SPICE des lignes de transmission

Les modèles présentés pour modéliser le comportement des segments de pistes sont des modèles généraux qui peuvent être utilisés dans n'importe quel type de simulateur "circuit". Le logiciel SPICE permet d'utiliser un modèle de ligne avec pertes, basé sur la notion de courant et de potentiel retardés, qui permet d'obtenir directement des résultats intéressants.

Ce modèle utilise comme paramètres  $LEN$ , la longueur électrique de la piste, et  $R$ ,  $L$ ,  $G$ ,  $C$ , qui représentent respectivement la résistance, l'inductance, la conductance et la capacité par unité de longueur. Ces paramètres permettent de calculer l'impédance caractéristique de la ligne  $Z_0$  et le retard de transmission  $Td$  :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad Td = LEN \cdot \sqrt{LC}.$$

Les paramètres  $R$  et  $G$  peuvent utiliser des formulations générales en fonction de la fréquence, basées sur la variable de LAPLACE "s", afin de modéliser des effets liés à la fréquence, tels que

l'effet de peau. L'utilisation des courants et des tensions retardés permet d'avoir un modèle de l'admittance ou de l'impédance valide sur une très large bande de fréquence, contrairement aux cellules en  $\Pi$  présentées précédemment.

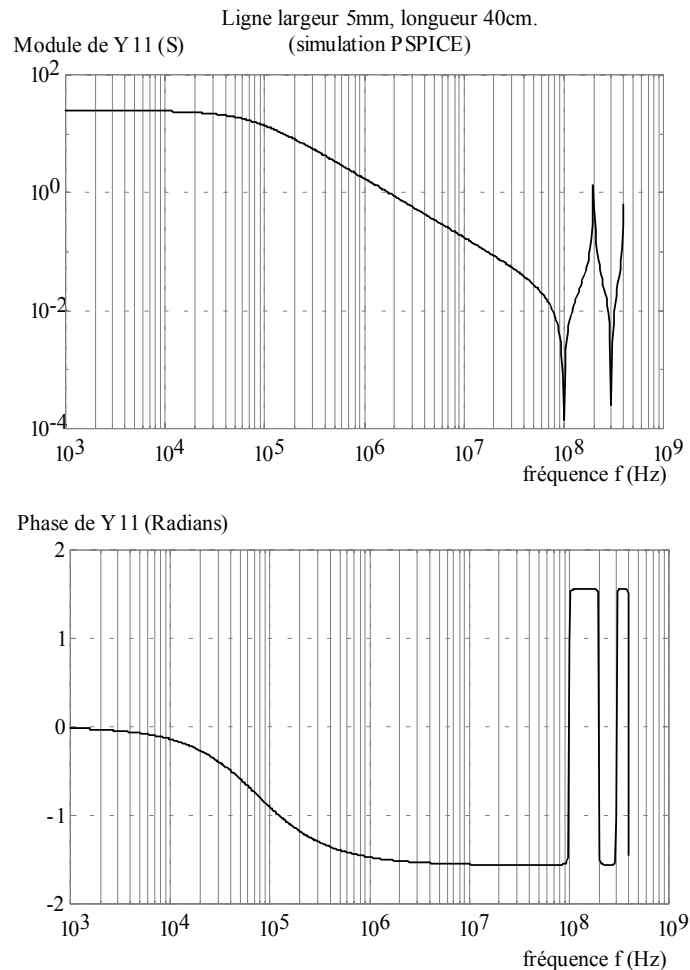
▪ **Application au cas d'une piste large de 5mm et longue de 100 mm**

En utilisant la fonction  $R(s) = A + B \cdot \sqrt{s}$ , le modèle s'écrit :

T1 1 0 2 0 LEN=100m R={98.5m+17u\*sqrt(abs(s))} L=227nH G=0 C=173pF

Le résultat obtenu en simulation pour ce modèle est présenté Figure 78.

Le module et la phase du paramètre Y11 correspondent tout à fait à ceux calculés en théorie et présentés Figure 64. L'effet de peau étant modélisé en utilisant la fonction  $R(s) = A + B \cdot \sqrt{s}$ , la résistance simulée sera légèrement trop grande pour les fréquences comprises entre 10kHz et 1MHz et correctement représentée au delà.



**Figure 78 : Impédance et phase de Y11 obtenues en utilisant le modèle SPICE de ligne**

- **IV.3.2.4 Conclusion sur les modèles “ circuit ” utilisés pour modéliser un segment de piste**

Le modèle SPICE permet de simuler avec précision le comportement en fréquence d'un segment de piste. L'effet de peau est moins bien modélisé qu'avec un réseau R-L pour les fréquences inférieures à 1MHz, et mieux représenté au-delà, sans qu'il y ait de limite pour les fréquences élevées. Pour ce qui concerne le simulateur, ce modèle peut induire des temps de calculs élevés lorsque la longueur de la ligne est faible. Cependant, le nombre élevé de composants nécessaires pour le modèle complet d'un segment de piste basé sur les résistances, inductances et capacités tend aussi à faire augmenter les temps de calcul. L'utilisation de ce modèle semble donc mieux se justifier pour des segments de piste longs ou lorsque la bande passante du modèle a besoin d'être étendue. Les modèles basés sur les cellules en  $\Pi$  donnent des résultats suffisants pour les segments de piste courts et sont plus modulables que le modèle SPICE. De plus, ils sont utilisables dans tous les simulateurs de type “ circuit ”.

- **IV.3.2.5 Aspect modulaire**

Les différents éléments présentés pour modéliser le comportement d'un segment de piste permettent, lorsqu'ils sont utilisés ensemble, de simuler avec précision son comportement électrique. Cependant, cette précision n'est pas toujours utile, et il nous semble important de pouvoir adapter la complexité du modèle suivant des critères de dimension ou d'environnement électrique. De tels critères ne sont pas appliqués de manière automatique pour l'instant, mais la liberté est laissée au concepteur de spécifier un niveau de modèle pour un segment donné lors de l'analyse du circuit imprimé.

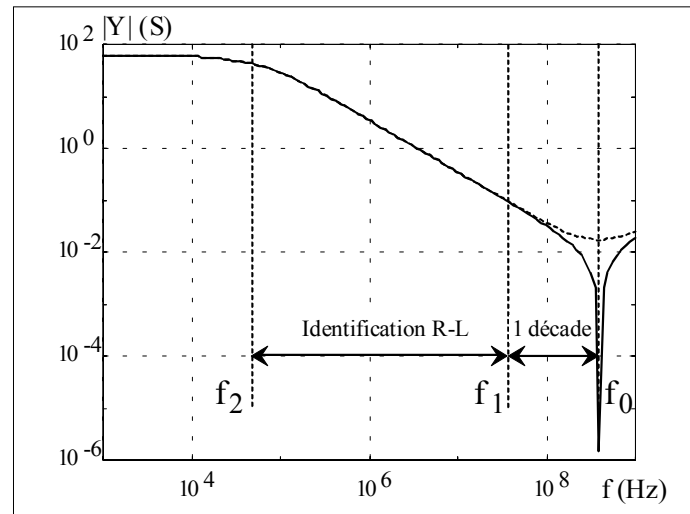
Le niveau le plus simple du modèle ne comprend que l'inductance en série avec la résistance, auxquelles on peut ajouter un réseau pour représenter l'effet de peau, et/ou les capacités pour les effets électrostatiques. Le niveau le plus évolué est constitué par une double cellule en  $\Pi$  auquel un réseau R-L à été ajouté.

- **IV.3.2.6 Calcul des paramètres**

Les paramètres du modèle électrique pour un segment de piste sont déterminés de façon automatique. Une première analyse sur les termes de la matrice admittance permet de déterminer les différents domaines de fréquences (Figure 79).

- Fréquence  $f_0$  : première fréquence d'anti-résonance
- Fréquence  $f_1$  : une décade avant  $f_0$
- Fréquence  $f_2$  : fréquence de coupure R-L.

La fréquence  $f_0$  est liée à la longueur de la piste et à la permittivité effective, par conséquent cette fréquence est la même pour tous les termes de la matrice admittance.



**Figure 79 : Les différents domaines de fréquence**

On constate que les effets sont différents selon les paramètres de la matrice : certains présentent une antirésonance, d'autres seulement un minimum.

Une première identification des paramètres est effectuée à partir de la matrice  $[Y]$ , par identification entre  $f_1$  et  $f_2$  pour les éléments  $L$  et  $R$ , en fonction de  $f_0$  pour  $C$ . Ces éléments sont ensuite utilisés comme point de départ pour une optimisation basée sur la méthode des moindres carrés entre l'admittance théorique du modèle circuit et la matrice admittance calculée par la méthode des fils fins. L'algorithme général utilisé pour identifier les paramètres des modèles est présenté Figure 80.

- Lorsque les effets électrostatiques doivent être modélisés, la fréquence  $f_0$  est calculée et la fréquence maximale est choisie au moins égale à  $2.f_0$ , et la fréquence  $f_1$  est égale à  $f_0/10$ .
- Sinon, la plage de fréquence par défaut s'étend de  $f_{min} = 10$  kHz à  $f_{max} = 1$  GHz. Si la fréquence  $f_0$  est inférieure à 1 GHz,  $f_1$  est égale à  $f_0/10$ , sinon les aspects électrostatiques ne sont pas pris en compte dans le modèle électrique, et  $f_1$  est égale à  $f_{max}/10$ .
- Calcul de la matrice d'admittance  $[Y]$  entre  $f_{min}$  et  $f_{max}$ .
- Lorsque la fréquence  $f_2$  est inférieure à  $f_{min}$ ,  $f_2$  est prise égale à  $f_{min}$ .
- L'inductance  $L$  est déterminée à partir de la partie imaginaire de  $Y_{11}$  pour une fréquence située entre  $f_1$  et  $f_2$ .
- La résistance en basse fréquence et les paramètres du réseau  $R-L$  sont ensuite déterminés par identification sur la partie réelle de  $Y_{11}$  entre  $f_1$  et  $f_2$ . La fréquence maximale pour l'effet de peau est généralement fixée à 100MHz.
- Lorsque les effets électrostatiques sont modélisés, la fréquence  $f_0$  correspond à la fréquence de la première anti-résonance, et la capacité  $C$  est calculée à partir des valeurs de  $L$  et de  $f_0$ .



Une fois les éléments du modèle prédéterminés, l'optimisation par la méthode des moindres carrés est utilisée pour obtenir une admittance du modèle la plus proche possible de [Y].

Algorithme général pour l'identification des paramètres :

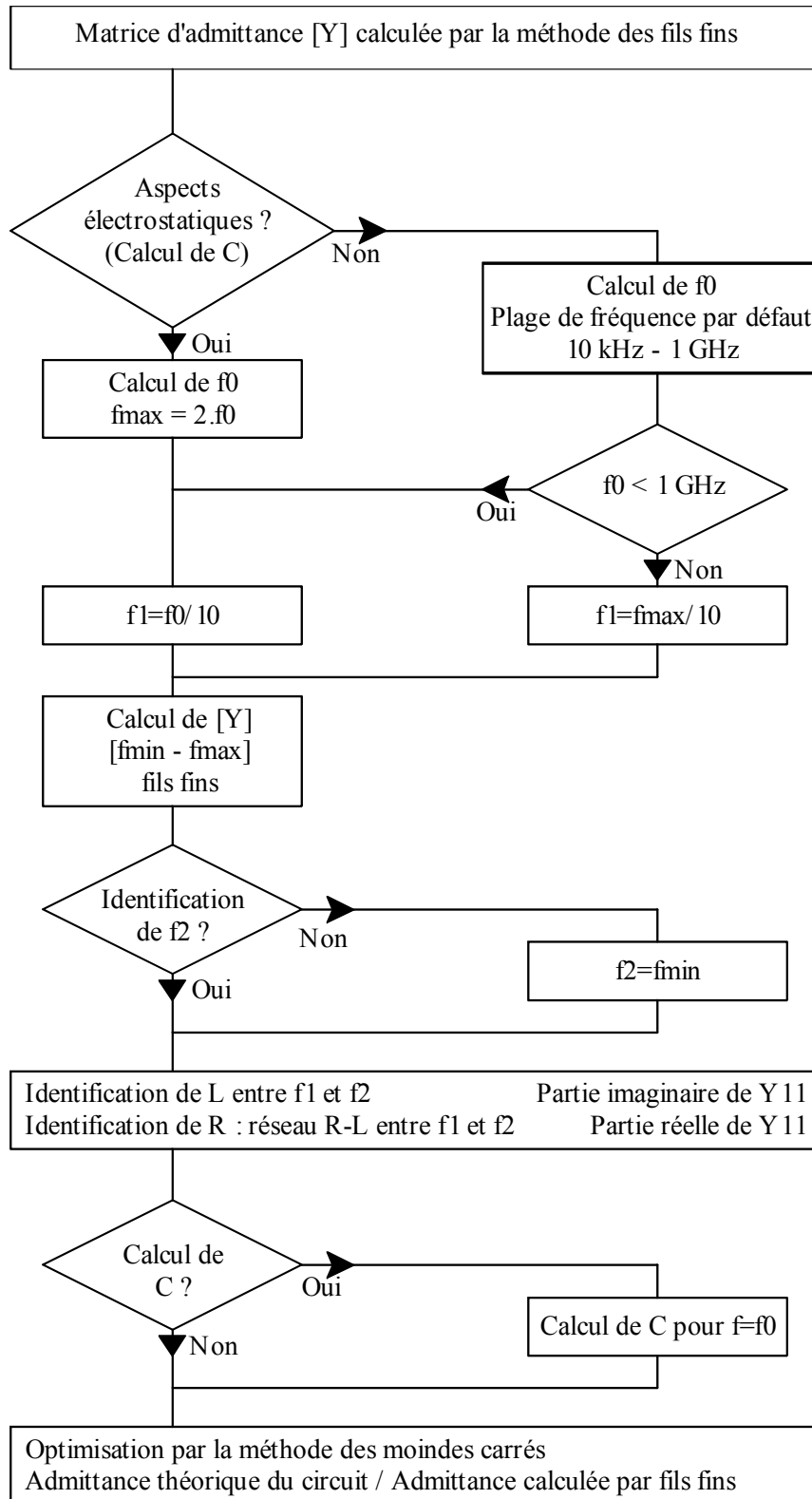


Figure 80 : Algorithme de calcul des paramètres des modèles circuits

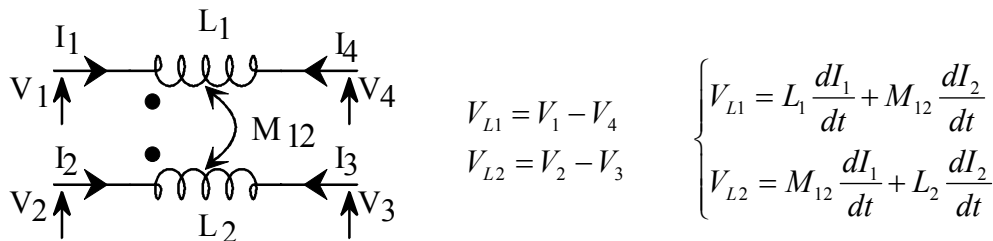
**IV.3.2 MODÈLES CIRCUIT POUR LES SEGMENTS DE PISTES COUPLÉS**

Les modèles utilisés pour simuler le comportement des segments de pistes couplés doivent tenir compte des couplages inductifs et capacitifs. Les couplages inductifs étant prépondérants, ils seront au cœur des modèles. Les aspects électrostatiques seront ensuite ajoutés afin de rendre compte des couplages capacitifs et des résonances propres des pistes.

• **IV.3.2.1 Cas de deux segments de pistes couplés**

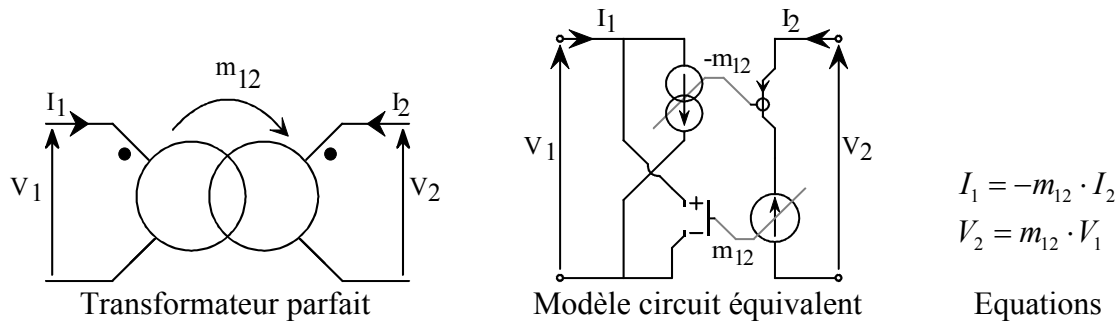
▪ **COUPLAGE INDUCTIF**

Le couplage inductif entre deux segments de pistes est modélisé de façon classique en utilisant un modèle de transformateur simplifié basé sur un transformateur parfait. Les équations traduisant le couplage sont les même que pour deux inductances couplées :



**Figure 81 : Equivalence entre segments de pistes et inductances couplées**

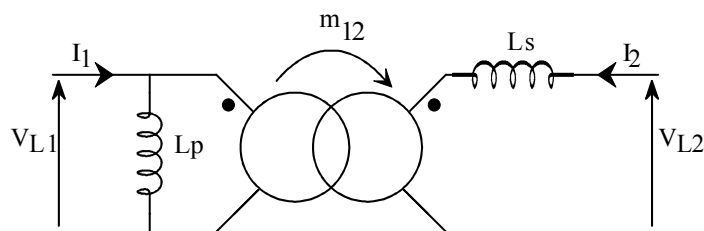
Le modèle circuit du transformateur parfait, qui correspond en fait à un coupleur électromagnétique idéal, et les équations correspondantes sont rappelés Figure 82 :



**Figure 82 : Représentation du transformateur parfait : le “ coupleur ”.**

$m_{12}$  correspond au rapport de transformation du coupleur.

Le modèle électrique complet utilisé pour le couplage inductif entre deux pistes est le suivant :



**Figure 83 : Modèle du couplage inductif entre deux pistes**

Les relations entre les éléments du modèle et  $L_1$ ,  $L_2$  et  $M_{12}$  sont alors :

$$L_p = L_1 \quad L_s = \frac{L_2}{1 + \frac{M_{12}^2}{L_1^2}} \quad m_{12} = \frac{M_{12}}{L_1} \quad [\text{Eq 53}]$$

➤ **Modèle SPICE du couplage entre deux inductances**

Le logiciel SPICE permet de spécifier directement le couplage entre deux inductances à l'aide d'un élément de couplage K :

L1	1	4	55nH
L2	2	3	64nH
K12	L1	L2	0.52

Ce coefficient de couplage est calculé à partir des valeurs de  $L_1$ ,  $L_2$  et  $M_{12}$  :

$$k_{12} = \frac{M_{12}}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}}. \quad [\text{Eq 54}]$$

Le sens des courants dans les inductances est déterminé par l'ordre des nœuds pour  $L_1$  et  $L_2$ .

Cet élément de couplage donne exactement les mêmes résultats que le modèle du couplage inductif présenté ci-dessus.

➤ **Identification des paramètres**

Le principe utilisé pour identifier les paramètres est le même que pour un segment de piste isolé. A partir de la matrice  $[Y]$  calculée par la méthode des fils fins ou mesurée, les deux fréquences  $f_1$  et  $f_2$  sont déterminées. Les paramètres du modèle sont ensuite calculés à partir de la matrice  $[Y]$  pour une fréquence dans la bande  $[f_2, f_1]$ . Si on suppose qu'il n'y a encore aucun effet électrostatique pour cette fréquence, on considère pour des lignes que :

$$\begin{cases} I_4 = -I_1 \\ I_3 = -I_2 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} Y_{14} = -Y_{11} \\ Y_{23} = -Y_{22} \\ Y_{13} = -Y_{12} \end{cases}$$

Ces égalités sont la conséquence des conditions sur les courants, ainsi la matrice  $[Y]$  peut être simplifiée et mise sous la forme:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & -Y_{12} & -Y_{11} \\ Y_{12} & Y_{22} & -Y_{22} & -Y_{12} \\ -Y_{12} & -Y_{22} & Y_{22} & Y_{12} \\ -Y_{11} & -Y_{12} & Y_{12} & Y_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} \Leftrightarrow \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{12} & Y_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} (V_1 - V_4) \\ (V_2 - V_3) \end{bmatrix}$$

Le passage des paramètres  $Y$  aux paramètres  $Z$  permet d'établir rapidement les relations entre  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $M_{12}$  et  $Y_{11}$ ,  $Y_{12}$ ,  $Y_{22}$  pour une pulsation  $\omega$  correspondant à la fréquence d'identification choisie.

$$L_1 \cdot \omega = \frac{Y_{22}}{Y_{11}Y_{22} - Y_{12}^2} ; \quad L_2 \cdot \omega = \frac{Y_{11}}{Y_{11}Y_{22} - Y_{12}^2} ; \quad M_{12} \cdot \omega = \frac{-Y_{12}}{Y_{11}Y_{22} - Y_{12}^2} ; \quad [\text{Eq 55}]$$

Cela permet de déterminer  $L_1$ ,  $L_2$  et  $M_{12}$ , et de déterminer les paramètres du modèle choisi.

En utilisant la notation symbolique de LAPLACE, la matrice  $[Y_L]$  correspondant aux termes inductifs du modèle a pour coefficients :

$$Y_{11L} = \frac{L_2}{(L_1L_2 - M_{12}^2) \cdot s} ; \quad Y_{22L} = \frac{L_1}{(L_1L_2 - M_{12}^2) \cdot s} ; \quad Y_{12L} = \frac{-M_{12}}{(L_1L_2 - M_{12}^2) \cdot s} ; \quad [\text{Eq 56}]$$

La connaissance de ces termes sera utile pour calculer l'expression théorique de la matrice admittance associée au modèle tenant compte des effets électrostatiques.

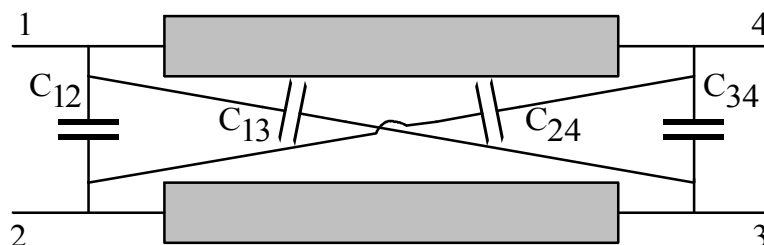
### ➤ Conclusion sur le couplage inductif entre deux segments de pistes

Ce modèle permet de représenter avec efficacité les couplages inductifs entre deux segments de pistes. Les paramètres peuvent aisément être déterminés à partir de la matrice  $[Y]$  calculée pour l'ensemble des deux segments, en se plaçant à une fréquence où les effets magnétiques sont prépondérants.

#### ▪ COUPLAGE CAPACITIF

La prise en compte des couplages capacitifs est importante du point de vue compatibilité électromagnétique car ils influent fortement sur les courants de mode commun mesurés en entrée d'un convertisseur. D'autre part, les résonances propres des pistes de circuit imprimé peuvent amplifier certaines fréquences et modifier le spectre des perturbations conduites générées par le convertisseur.

Le couplage capacitif entre deux segments de pistes est modélisé par quatre capacités localisées placées entre les segments comme représenté ci-dessous :



**Figure 84 : Capacités de couplage entre deux segments de pistes**

Afin d'obtenir le modèle électrostatique complet des segments de pistes, il faut ajouter les capacités propres des segments et les capacités par rapport au plan de masse :

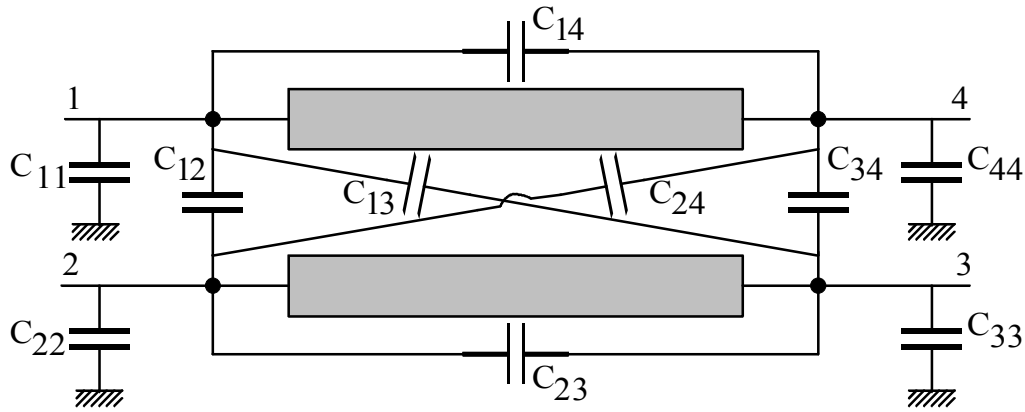


Figure 85 : Modèle électrostatique complet pour deux segments de piste

Les courants capacitifs pour les segments de pistes sont obtenus par les quatre relations suivantes :

$$\begin{cases} I_{1capa} = (C_{11} + C_{12} + C_{13} + C_{14}) \cdot \frac{dV_1}{dt} - C_{12} \cdot \frac{dV_2}{dt} - C_{13} \cdot \frac{dV_3}{dt} - C_{14} \cdot \frac{dV_4}{dt} \\ I_{2capa} = -C_{12} \cdot \frac{dV_1}{dt} + (C_{12} + C_{22} + C_{23} + C_{24}) \cdot \frac{dV_2}{dt} - C_{23} \cdot \frac{dV_3}{dt} - C_{24} \cdot \frac{dV_4}{dt} \\ I_{3capa} = -C_{13} \cdot \frac{dV_1}{dt} - C_{23} \cdot \frac{dV_2}{dt} + (C_{13} + C_{23} + C_{33} + C_{34}) \cdot \frac{dV_3}{dt} - C_{34} \cdot \frac{dV_4}{dt} \\ I_{4capa} = -C_{14} \cdot \frac{dV_1}{dt} - C_{24} \cdot \frac{dV_2}{dt} - C_{34} \cdot \frac{dV_3}{dt} + (C_{14} + C_{24} + C_{34} + C_{44}) \cdot \frac{dV_4}{dt} \end{cases}$$

Du fait des symétries, nous pouvons écrire que :

$$\begin{cases} C_{11} = C_{44} \\ C_{22} = C_{33} \\ C_{12} = C_{34} \\ C_{13} = C_{24} \end{cases}$$

Il reste donc six capacités à déterminer.

En utilisant la notation symbolique de LAPLACE, la matrice  $[Y_C]$  correspondant à la partie électrostatique du modèle a pour coefficients :

$$\begin{cases} Y_{11C} = Y_{44C} = (C_{11} + C_{12} + C_{13} + C_{14}) \cdot s \\ Y_{22C} = Y_{33C} = (C_{12} + C_{22} + C_{23} + C_{24}) \cdot s \\ Y_{12C} = Y_{21C} = Y_{34C} = Y_{43C} = -C_{12} \cdot s \\ Y_{13C} = Y_{31C} = Y_{24C} = Y_{42C} = -C_{13} \cdot s \\ Y_{14C} = Y_{41C} = -C_{14} \cdot s \\ Y_{23C} = Y_{32C} = -C_{23} \cdot s \end{cases} \quad [\text{Eq 57}]$$

Comme pour les effets inductifs, la connaissance de ces termes sera utile pour calculer l'expression théorique de la matrice admittance du modèle complet.

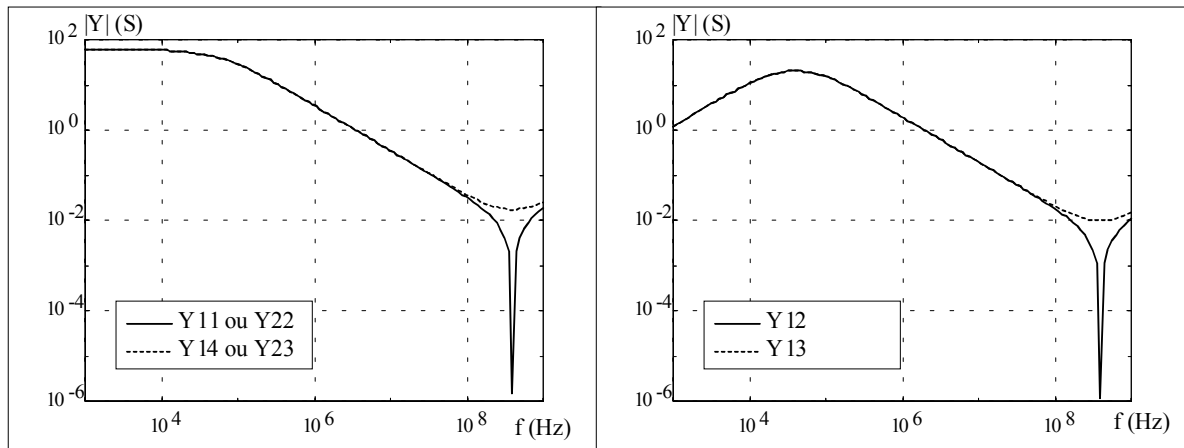
#### ➤ Identification des paramètres

Ces capacités sont déterminées à partir des fréquences d'anti-résonance des termes de la matrice admittance. Pour cela, il est nécessaire d'écrire la formulation symbolique de ces termes pour le

modèle utilisé. Ce résultat est obtenu simplement à partir des matrices  $[Y_L]$  et  $[Y_C]$  dont les termes ont été calculés auparavant :

$$[Y] = [Y_L] + [Y_C] \quad [\text{Eq 58}]$$

Les termes  $Y_{11}$ ,  $Y_{22}$  et  $Y_{12}$  présentent la même fréquence d'anti-résonance alors que les termes  $Y_{13}$ ,  $Y_{14}$  et  $Y_{23}$  présentent un minimum pour cette fréquence. L'allure des admittances est présentée Figure 86 (les résistances des pistes en basse fréquence ont été incluses) :



**Figure 86 : Allure des admittances pour le modèle complet**

Les expressions théoriques correspondantes s'écrivent :

$$Y_{11} = \frac{L_2}{(L_1 L_2 - M_{12}^2) \cdot s} + (C_{11} + C_{12} + C_{13} + C_{14}) \cdot s$$

$$Y_{22} = \frac{L_1}{(L_1 L_2 - M_{12}^2) \cdot s} + (C_{12} + C_{22} + C_{23} + C_{13}) \cdot s$$

$$Y_{12} = \frac{-M_{12}}{(L_1 L_2 - M_{12}^2) \cdot s} - C_{12} \cdot s$$

$$Y_{13} = \frac{M_{12}}{(L_1 L_2 - M_{12}^2) \cdot s} - C_{13} \cdot s$$

$$Y_{14} = \frac{-L_2}{(L_1 L_2 - M_{12}^2) \cdot s} - C_{14} \cdot s$$

$$Y_{23} = \frac{-L_1}{(L_1 L_2 - M_{12}^2) \cdot s} - C_{23} \cdot s$$

Une fois la fréquence d'anti-résonance déterminée, les expressions de  $Y_{12}$ ,  $Y_{13}$ ,  $Y_{14}$  et  $Y_{23}$  permettent de calculer les valeurs des capacités  $C_{12}$ ,  $C_{13}$ ,  $C_{14}$  et  $C_{23}$ . Les paramètres  $Y_{12}$ ,  $Y_{13}$ ,  $Y_{14}$  et  $Y_{23}$  présentent une anti-résonance si les deux termes sont de signes opposés et un minimum s'ils sont de mêmes signes. Par conséquent, les capacités  $C_{14}$  et  $C_{23}$  doivent être choisies négatives, de plus les capacités  $C_{12}$  et  $C_{13}$  ont les mêmes valeurs, ce qui simplifie le calcul.

L'utilisation de capacités de valeurs négatives ne pose pas de problème au niveau du simulateur ; ces capacités constituent un élément du modèle et n'ont pas de sens physique. Les capacités  $C_{11}$  et  $C_{22}$  peuvent alors être déterminées à partir des expressions respectives de  $Y_{11}$  et  $Y_{12}$ , ou à partir des relations suivantes :

$$(C_{11} + C_{12} + C_{13} + C_{14}) = -C_{14} \Leftrightarrow C_{11} = -2C_{14} - 2C_{12} \quad \text{avec } C_{14} < 0$$

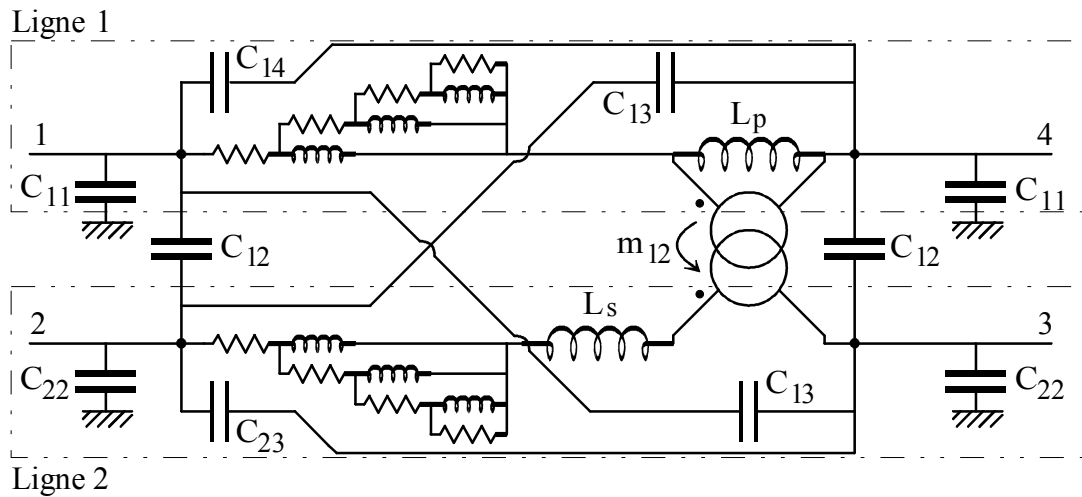
$$(C_{12} + C_{22} + C_{23} + C_{13}) = -C_{23} \Leftrightarrow C_{22} = -2C_{23} - 2C_{12} \quad \text{avec } C_{23} < 0$$

Tous les paramètres du modèle peuvent ainsi être déterminés à partir de la matrice admittance [Y] caractérisant les deux segments de pistes couplés.

➤ **Modèle complet pour deux segments de piste couplés**

Le modèle complet tient compte de la résistance de chaque piste. Cependant, les effets de couplage n'ont pas d'influence sur cette résistance et la méthode utilisée est la même que pour un segment de piste non couplé, notamment pour ce qui concerne l'effet de peau.

Le schéma complet est représenté ci-dessous :



**Figure 87 : Schéma électrique équivalent complet pour deux segments de pistes couplés**

Ce modèle permet de représenter correctement les différentes admittances de deux segments de pistes parallèles et couplées, jusqu'à la première fréquence d'antirésonance. Le fichier « NETLIST » correspondant utilisé pour le modèle est donné en annexe 2.

➤ **Application au cas de deux segments de piste couplés**

Afin de montrer les performances et les limites du modèle, nous allons comparer les éléments de la matrice admittance calculée par la méthode des fils fins, qui sert à l'identification des paramètres du modèle, aux admittances obtenues après simulation.

Les pistes étudiées ont pour caractéristiques :

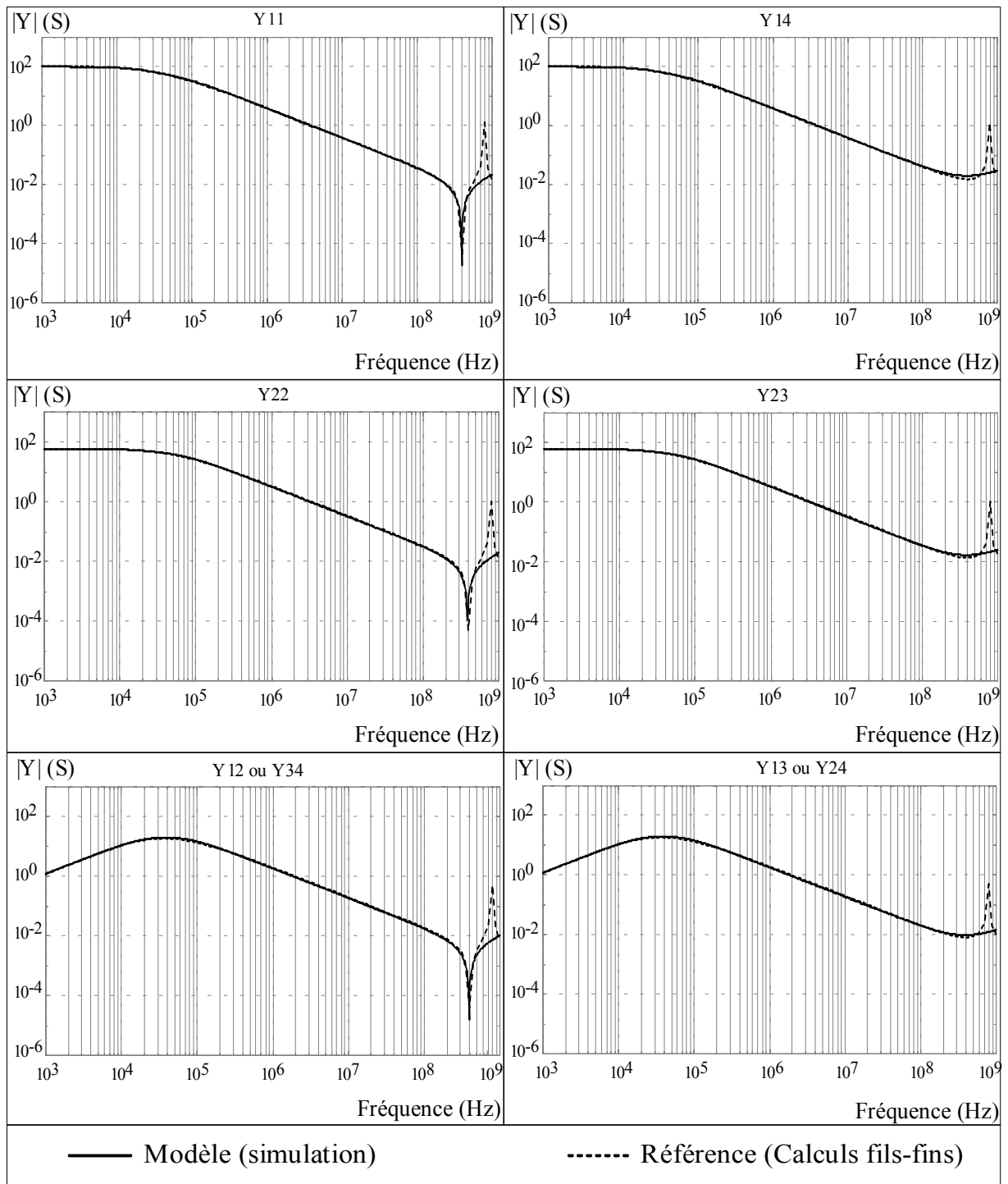
- piste 1 : Largeur 5mm, longueur 100mm,
- piste 2 : Largeur 3mm, longueur 100mm,
- hauteur au plan de masse 10mm, distance entre les pistes 1mm.

Après identification, les paramètres du modèle obtenus sont :

- Résistance piste 1 :  $R_{bf} = 9.9m\Omega$ ,  $L_1 = 572pH$ , réseau en échelle de 5 niveaux.
- Résistance piste 2 :  $R_{bf} = 16.4m\Omega$ ,  $L_1 = 954pH$ , réseau en échelle de 5 niveaux.
- Couplage inductif :  $L_p = 55nH$ ,  $L_s = 48.4nH$   $m_{12} = 0.56$
- Capacités piste 1 :  $C_{11} = 4.3pF$   $C_{44} = 4.3pF$   $C_{14} = -4pF$
- Capacités piste 2 :  $C_{22} = 3.2pF$   $C_{33} = 3.2pF$   $C_{23} = -3.5pF$
- Couplages capacitifs :  $C_{12} = C_{13} = C_{24} = C_{34} = 1.9pF$

Les résultats obtenus sont présentés Figure 88.





**Figure 88 : Comparaison des modules des différentes admittances**

Les phases des admittances obtenues par identification puis simulation “circuit” sont tout à fait semblables aux phases des admittances calculées par la méthode des fils fins jusqu’à la fréquence de 400 MHz, qui marque la limite de validité du modèle pour cet exemple.

▪ **CONCLUSION SUR LA MODELISATION DU COUPLAGE ENTRE DEUX SEGMENTS DE PISTES**

Le modèle « circuit » présenté permet de reproduire les caractéristiques d'admittance de deux segments de pistes parallèles pour lesquels il existe un couplage significatif jusqu'à la première fréquence d'anti-résonance. Le nombre de composants nécessaires est raisonnable, d'autant qu'un certain nombre d'entre eux sont utilisés pour modéliser l'effet de peau. Si l'on compare le nombre de composants nécessaires à la modélisation de deux pistes (une cellule en  $\Pi$  et un réseau 5 niveaux par segment, soit 14 composants par segment) au nombre de composants pour deux segments de pistes couplés, qui est 34, on s'aperçoit que le coût de la prise en compte du couplage en utilisant ce modèle est de 6 composants.

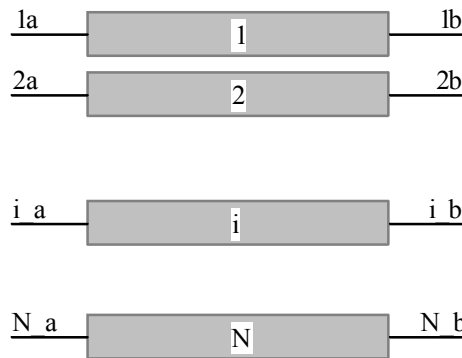
Compte tenu des longueurs de segments de pistes que nous souhaitons pouvoir modéliser, la bande passante de ce modèle est suffisante et le compromis entre précision et nombre de composants est assez intéressant. Il est cependant possible d'utiliser des modèles plus complexes pour augmenter la bande passante, mais il faut alors être extrêmement vigilant aux fréquences de résonance et d'anti-résonance parasites qui peuvent apparaître au delà de la bande passante contrôlée.

Les paramètres du modèle sont identifiés automatiquement à partir de la matrice admittance calculée pour l'ensemble des deux segments de piste couplés en utilisant un algorithme semblable à celui présenté Figure 80. Les calculs nécessaires pour déterminer les paramètres inductifs et capacitifs ont été détaillés dans cette partie.

### • IV.3.2.2 Couplages multiples

Dans cette partie, nous allons généraliser la démarche détaillée au paragraphe précédent au cas d'un nombre quelconque de segments de pistes couplés. La première étape consiste à déterminer le couplage inductif entre les segments de pistes. La seconde étape consiste à identifier les capacités propres de chaque segment et les capacités de couplages entre les segments de piste adjacents. L'utilisation du calcul matriciel et de la méthode de décomposition L-U (Lower-Upper) permet de déterminer de façon automatique les paramètres des éléments inductifs et capacitifs des modèles.

*Notations pour les segments de piste :*



**Figure 89 : notations pour les extrémités**

Chaque segment de piste a deux extrémités, numérotées  $i\_a$  et  $i\_b$  pour le segment  $i$ , comme représenté Figure 89. A chacune de ces extrémités correspond une tension par rapport à la masse et un courant entrant par l'extrémité. Cette notation est utilisée pour le calcul de la matrice admittance correspondant au multipôle formé par l'ensemble des  $N$  segments.

#### ▪ COUPLAGES INDUCTIFS MULTIPLES

Dans ce cas, on ne s'intéresse qu'aux tensions entre les deux extrémités de chaque segment de piste, ce qui permet de simplifier la notation :

➤ soit  $V_{Li}$  la tension aux bornes du segment  $i$  :  $V_{Li} = (V_{i\_a} - V_{i\_b})$

➤ soit  $I_i$  le courant entrant à l'extrémité  $i\_a$  :  $I_{i\_b} = -I_i$

En notation symbolique, le couplage magnétique entre les segments peut alors s'écrire :

$$\begin{bmatrix} V_{L1} \\ \vdots \\ V_{Li} \\ \vdots \\ V_{LN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} \cdot s & \cdots & L_{1i} \cdot s & \cdots & L_{1N} \cdot s \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{i1} \cdot s & & L_{ii} \cdot s & & L_{iN} \cdot s \\ \vdots & & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{N1} \cdot s & \cdots & L_{Ni} \cdot s & \cdots & L_{NN} \cdot s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ \vdots \\ I_i \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix} \Leftrightarrow [V_L] = [L_{ij} \cdot s] \cdot [I] \quad [\text{Eq 59}]$$

Les coefficients  $L_{ij}$  de cette matrice sont déterminés à partir de la matrice admittance  $[Y]$  caractérisant l'ensemble des  $N$  segments de pistes parallèles à modéliser, en choisissant une

fréquence pour laquelle les effets inductifs sont largement prépondérants par rapport aux effets capacitifs. Nous nous plaçons toujours à une fréquence inférieure à  $f_0/10$  (fréquence  $f_0$  identique pour toutes les composantes de la matrice  $Y$ ) en référence à l'algorithme présenté Figure 80.

➤ **Configuration du modèle électrique et calcul de ses paramètres**

Dans ce cas, et pour cette fréquence, nous pouvons considérer que la matrice  $[Y]$  a pour dimensions  $2N/2N$  ( $2N$  ports) et est formée de quatre sous matrices :

$$[Y] = \begin{bmatrix} Y_{1a1a} & \cdots & Y_{1aN_a} & Y_{1aN_b} & \cdots & Y_{1a1b} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{1aN_a} & \cdots & Y_{N_aN_a} & Y_{N_aN_b} & \cdots & Y_{N_a1b} \\ Y_{1aN_b} & \cdots & Y_{N_aN_b} & Y_{N_aN_a} & \cdots & Y_{1aNa} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{1a1b} & \cdots & Y_{N_a1b} & Y_{1aNa} & \cdots & Y_{1a1a} \end{bmatrix} \quad [\text{Eq 60}]$$

et pour la fréquence  $f_0$  considérée, en posant :

$$[Z_{ij}] = \begin{bmatrix} Y_{1a1a} & \cdots & Y_{1aN_a} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{1aN_a} & \cdots & Y_{N_aN_a} \end{bmatrix}^{-1} \quad [\text{Eq 61}]$$

les coefficients  $L_{ij}$  correspondent à la partie imaginaire de  $Z_{ij}$  divisée par  $2\pi \cdot f_0$ .

$$[L_{ij}] = \frac{\text{Im}([Z_{ij}])}{2\pi \cdot f_0} \quad [\text{Eq 62}]$$

La matrice  $[L_{ij} \cdot s]$  ainsi déterminée est utilisée pour calculer la valeur des éléments du modèle pour le couplage inductif, et pour recalculer la matrice  $[Y_L]$  caractérisant ce modèle. Afin d'optimiser le nombre de coupleurs électromagnétiques à utiliser, la matrice  $[L_{ij} \cdot s]$  est décomposée en produit de trois matrices.

Une première décomposition permet d'obtenir deux matrices diagonales, une matrice inférieure et une matrice supérieure (décomposition L.U. pour LOWER-UPPER), de manière à ce que la matrice inférieure corresponde aux facteurs utilisés pour la triangularisation :

$$\begin{bmatrix} V_{L1} \\ \vdots \\ V_{Li} \\ \vdots \\ V_{LN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & & & & \\ & \ddots & & & \\ & & (0) & & \\ & & & \ddots & \\ (m_{ij}) & & & & \ddots \\ & & & & & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{1 \cdot s} & & & & \\ & \ddots & & & \\ & & (A_{ij} \cdot s) & & \\ & & & L_{i \cdot s} & \\ (0) & & & & \ddots \\ & & & & & L_{N \cdot s} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ \vdots \\ I_i \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix} \quad [\text{Eq 63}]$$

La matrice supérieure est alors décomposée en une matrice diagonale, correspondant aux inductances  $L_1$  à  $L_N$ , multipliée par une matrice triangulaire supérieure de coefficients. Du fait de la

symétrie de la matrice  $[L_{ij}.s]$ , cette matrice triangulaire est en fait la transposée de la matrice diagonale inférieure, et  $m_{ij} = m_{ji}$ .

Décomposition de la matrice  $[L_{ij}.s]$  :

$$\begin{bmatrix} V_{L1} \\ \vdots \\ V_{Li} \\ \vdots \\ V_{LN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & & & \\ & \ddots & & \\ & & (0) & \\ & (m_{ij}) & \ddots & \\ & & & \ddots \\ & & & & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{1.s} & & & \\ & \ddots & & \\ & & L_{i.s} & \\ & (0) & & \ddots \\ & & & & L_{N.s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & & & \\ & \ddots & & \\ & & (m_{ij}) & \\ & (0) & & \ddots \\ & & & & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ \vdots \\ I_i \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix} \quad [\text{Eq 64}]$$

Cette équation peut être écrite de manière plus concise :

$$[V_L] = [m_{ij}] \cdot [L_{i.s}] \cdot [m_{ij}]^T \cdot [I] \quad [\text{Eq 65}]$$

Cette décomposition permet de modéliser le couplage entre N pistes en utilisant  $\frac{N \cdot (N-1)}{2}$  coupleurs électromagnétiques et N inductances. Elle permet de déterminer la configuration des coupleurs, la valeur de chaque coefficient et celle des inductances à partir de la matrice  $[L_{ij}.s]$ . En effet, nous pouvons réécrire l'équation [Eq 64] sous la forme :

$$[V_L] = [m_{ij}] \cdot [V'] \quad [V'] = [L_{i.s}] \cdot [I'] \quad [I'] = [m_{ij}]^T \cdot [I] \quad [\text{Eq 66}]$$

Le vecteur  $[V']$  correspond aux tensions aux bornes de chaque inductance et le vecteur  $[I']$  aux courants dans chaque inductance (la matrice  $[L_{i.s}]$  est diagonale).

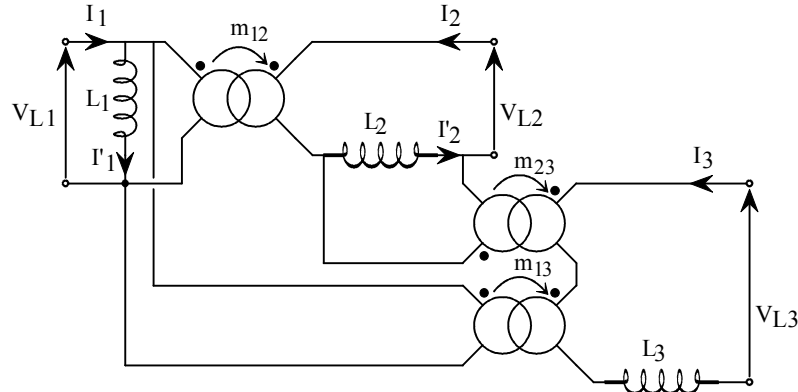
Chaque coefficient  $m_{ij}$  correspond à un coupleur électromagnétique. Si l'on impose d'écrire ces coefficients en prenant  $j > i$ , le coupleur lié au coefficient  $m_{ij}$  sera en parallèle sur l'inductance  $L_i$  au primaire et en série avec la tension  $V_{Lj}$  au secondaire.

Le modèle électrique basé sur cette décomposition et correspondant à un couplage magnétique pour un nombre N de segments de pistes en parallèle est unique. Une fois ce modèle établi, cette méthode de décomposition permet de déterminer numériquement les paramètres à partir de la matrice  $[L_{ij}.s]$ .

Par exemple, pour un ensemble de trois pistes couplées, la forme théorique s'écrit :

$$\begin{bmatrix} V_{L1} \\ V_{L2} \\ V_{L3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ m_{12} & 1 & 0 \\ m_{13} & m_{23} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_1.s & 0 & 0 \\ 0 & L_2.s & 0 \\ 0 & 0 & L_3.s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & m_{12} & m_{13} \\ 0 & 1 & m_{23} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad [\text{Eq 67}]$$

Le modèle correspondant est présenté Figure 90.



**Figure 90 : Modèle “ circuit ” pour le couplage inductif entre trois segments de pistes**

➤ **Calcul de la matrice [Y<sub>L</sub>]**

La matrice [Y<sub>L</sub>] correspond à la matrice admittance du modèle utilisé pour représenter le couplage inductif. Il est nécessaire de la calculer car elle est utilisée pour déterminer les valeurs des capacités du modèle électrostatique.

Les éléments (1/L<sub>Y</sub>) permettant de calculer la matrice [Y<sub>L</sub>] sont déterminés à partir de la matrice [L<sub>ij</sub>], qui doit être inversée :

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{L_{Y_{11}}} & \dots & \dots & \frac{1}{L_{Y_{1N}}} \\ \vdots & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ \frac{1}{L_{Y_{1N}}} & \dots & \dots & \frac{1}{L_{Y_{NN}}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & \dots & L_{1N} \\ L_{12} & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & L_{(N-1)N} \\ L_{1N} & \dots & L_{(N-1)N} & L_{NN} \end{bmatrix}^{-1} \quad [\text{Eq 68}]$$

Les admittances Y<sub>L<sub>11</sub></sub> à Y<sub>L<sub>NN</sub></sub> peuvent ensuite être déterminées en fonction de la fréquence à partir des éléments L<sub>Y<sub>11</sub></sub> à L<sub>Y<sub>NN</sub></sub>, équation [Eq 69].

$$\begin{bmatrix} Y_{L_{11}} & \dots & \dots & Y_{L_{1N}} \\ \vdots & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ Y_{L_{1N}} & \dots & \dots & Y_{L_{NN}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{Y_{11}}.s} & \dots & \dots & \frac{1}{L_{Y_{1N}}.s} \\ \vdots & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ \frac{1}{L_{Y_{1N}}.s} & \dots & \dots & \frac{1}{L_{Y_{NN}}.s} \end{bmatrix} \quad [\text{Eq 69}]$$

La matrice  $[Y_L]$  peut enfin être recomposée :

$$[Y_L] = \begin{bmatrix} Y_{L\_11} & \cdots & Y_{L\_1N} & -Y_{L\_1N} & \cdots & -Y_{L\_11} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{L\_1N} & \cdots & Y_{L\_NN} & -Y_{L\_N} & \cdots & -Y_{L\_1N} \\ -Y_{L\_1N} & \cdots & -Y_{L\_NN} & Y_{L\_NN} & \cdots & Y_{L\_1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -Y_{L\_11} & \cdots & -Y_{L\_1N} & Y_{L\_1N} & \cdots & Y_{L\_11} \end{bmatrix} \quad [\text{Eq 70}]$$

➤ **Conclusion sur le modèle du couplage inductif pour plusieurs segments de pistes :**

Ce modèle permet de tenir compte du couplage inductif entre plusieurs segments de pistes. La décomposition présentée permet d'une part de déterminer de façon automatique la configuration électrique du modèle, et d'autre part, le calcul des paramètres de ce modèle.

▪ **COUPLAGES CAPACITIFS MULTIPLES**

Le modèle utilisé pour représenter les effets capacitifs entre plusieurs segments de pistes parallèles ne prend pas en compte toutes les capacités inter-extrémités possibles. Dans le but de réduire le nombre total de composants utilisés, nous nous sommes limités aux capacités de couplages entre les segments adjacents (Figure 91) et aux capacités propres de chaque segment (Figure 92).

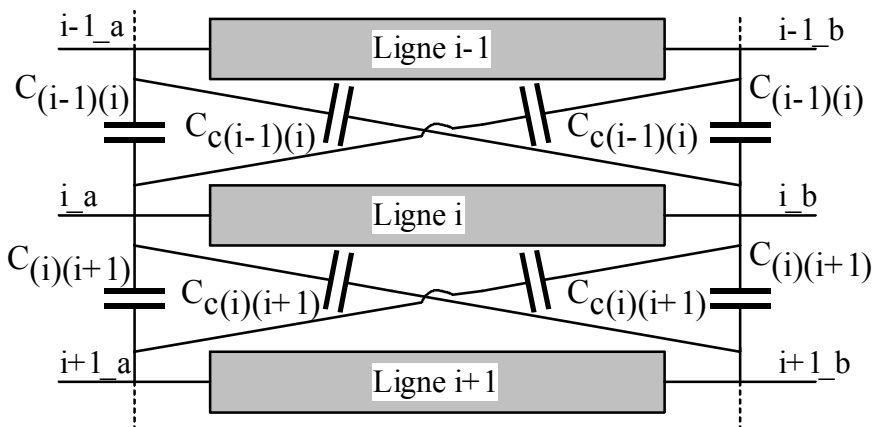


Figure 91 : Capacités de couplages entre segments de pistes adjacents

Les symétries ont été prises en compte dans les notations des capacités, et les capacités croisées ont été dotées d'un indice "c".

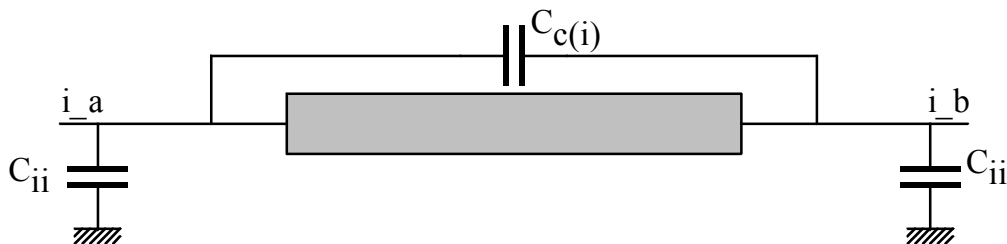


Figure 92 : Capacités propres pour un segment de piste

Le calcul de ces capacités s'effectue de la même manière que dans le cas de deux segments de pistes couplés, à l'exception de deux capacités de plus à déterminer pour les segments qui ne sont pas sur les bords (segments 2 à (N-1)).

Pour ce modèle, la matrice  $[Y_C]$  correspondant aux effets électrostatiques n'est pas complètement remplie. Elle peut être décomposée en quatre matrices tridiagonales de taille N, comme indiqué équation [Eq 71].

$$[Y_C] = \begin{bmatrix} \ddots & & & & \ddots \\ & A & & B & \\ & & \ddots & \ddots & \\ & C & & D & \\ \ddots & & & & \ddots \end{bmatrix} \quad [\text{Eq 71}]$$

Dans les matrices A et D, les capacités  $C_T$  correspondent à la somme d'autres capacités. Elles sont données par :

$$\begin{aligned} C_{T1} &= C_{11} + C_{12} + C_{C12} + C_{C1} \\ C_{T2} &= C_{22} + C_{12} + C_{23} + C_{C23} + C_{C12} + C_{C2} \\ &\dots \\ C_{T(i)} &= C_{ii} + C_{(i-1)(i)} + C_{(i)(i+1)} + C_{C(i)(i+1)} + C_{C(i-1)(i)} + C_{C(i)} \\ &\dots \\ C_{TN} &= C_{NN} + C_{(N-1)N} + C_{C(N-1)N} + C_{CN} \end{aligned}$$

Les matrices A, B, C et D s'écrivent respectivement :

$$[A] = \begin{bmatrix} C_{T1} \cdot s & -C_{12} \cdot s & 0 & & & & \\ -C_{12} \cdot s & C_{T2} \cdot s & -C_{23} \cdot s & 0 & & (0) & \\ 0 & -C_{23} \cdot s & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \\ & 0 & \ddots & C_{T(i)} \cdot s & -C_{(i)(i+1)} \cdot s & 0 & \\ & (0) & \ddots & -C_{(i)(i+1)} \cdot s & \ddots & \ddots & \\ & & & 0 & \ddots & \ddots & C_{TN} \cdot s \end{bmatrix}$$

$$[B] = \begin{bmatrix} & & & 0 & -C_{C12} \cdot s & -C_{C1} \cdot s \\ & (0) & 0 & -C_{C23} \cdot s & -C_{C2} \cdot s & -C_{C12} \cdot s \\ & \ddots & \ddots & \ddots & -C_{C23} \cdot s & 0 \\ 0 & -C_{C(i)(i+1)} \cdot s & -C_{C(i)} \cdot s & \ddots & 0 & \\ \ddots & \ddots & -C_{C(i)(i+1)} \cdot s & \ddots & (0) & \\ -C_{CN} \cdot s & \ddots & 0 & & & \end{bmatrix}$$



$$[C] = \begin{bmatrix} 0 & \dots & \dots & 0 & \dots & -C_{CN} \cdot s \\ (0) & \dots & -C_{C(i)(i+1)} \cdot s & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & -C_{C(i)} \cdot s & -C_{C(i)(i+1)} \cdot s & 0 & \dots \\ 0 & -C_{C23} \cdot s & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -C_{C12} \cdot s & -C_{C2} \cdot s & -C_{C23} \cdot s & 0 & (0) & \dots \\ -C_{C1} \cdot s & -C_{C12} \cdot s & 0 & \dots & \dots & \dots \end{bmatrix}$$

$$[D] = \begin{bmatrix} C_{TN} \cdot s & \dots & 0 & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & -C_{(i)(i+1)} \cdot s & \dots & (0) & \dots \\ 0 & -C_{(i)(i+1)} \cdot s & C_{T(i)} \cdot s & \dots & 0 & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & -C_{23} \cdot s & 0 \\ (0) & 0 & -C_{23} \cdot s & -C_{T2} \cdot s & -C_{12} \cdot s & \dots \\ \dots & \dots & 0 & -C_{12} \cdot s & C_{T1} \cdot s & \dots \end{bmatrix}$$

Ces matrices permettent de déterminer, pour chaque terme admittance, la capacité du modèle qui intervient, et qui détermine la première fréquence d'anti-résonance (fréquence  $f_0$ ).

#### ➤ Calcul des capacités

La matrice  $[Y_C]$  ainsi formulée, ainsi que la matrice  $[Y_L]$  déterminée pour la partie magnétique du couplage, permettent de calculer la valeur des différentes capacités. La méthode utilisée est la même que pour le couplage entre deux segments de pistes, détaillée auparavant, mais elle s'applique de manière purement numérique.

Chaque terme de la matrice  $[Y_L]$  est de la forme  $\frac{1}{L_{Y_{ij}} \cdot s}$ , et chaque terme non nul de la matrice  $[Y_C]$  est de la forme  $C_{Y_{ij}} \cdot s$ .

Soit  $[Y_{LC}]$  l'admittance globale du modèle pour les couplages inductifs et capacitifs :

$$[Y_{LC}] = [Y_L] + [Y_C] \quad [\text{Eq 72}]$$

Pour chaque capacité de la matrice  $[Y_C]$ , l'admittance correspondant de cette matrice peut se mettre sous la forme :

$$y_{LC} = \frac{1}{L_Y \cdot s} + C_Y \cdot s \quad [\text{Eq 73}]$$

et présente soit une anti-résonance, soit un minimum à la fréquence  $\frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_Y \cdot C_Y}}$ .

Après le calcul de cette fréquence, déterminée à partir du terme correspondant de la matrice admittance caractérisant les segments de piste à modéliser, la valeur de la capacité peut être calculée.

➤ **Conclusion sur le modèle du couplage capacitif pour plusieurs segments de pistes**

Le modèle utilisé a été volontairement limité aux capacités de couplage situées entre les segments de pistes adjacents. Cependant, la méthode présentée pour le calcul de ces capacités est tout à fait valable pour un modèle capacitif complet. L'inconvénient d'un tel modèle tient surtout au nombre de composants supplémentaires qu'il induit, alors que de façon purement théorique, il permet de représenter les effets capacitifs pour tous les termes de la matrice admittance.

Pour des segments de piste suffisamment courts, les fréquences d'anti-résonance et de résonance des admittances apparaissent au-delà de la bande de fréquence pour laquelle la matrice admittance est calculée. Dans ce cas, les effets de couplages capacitifs peuvent être négligés, et à défaut d'indications contraires, seul le modèle du couplage inductif est utilisé.

▪ **RETOUR SUR L'ALGORITHME DE SELECTION DES COUPLAGES**

Le nombre de composants utilisés dans le modèle du couplage croît rapidement avec le nombre de segments de piste. Ainsi le modèle d'un couplage inductif entre quatre segments demande 6 coupleurs et 4 inductances alors que le modèle pour deux segments nécessite 1 coupleur et deux inductances. Si nous pouvons modéliser 2x2 couplages plutôt que 1x4 couplages, nous réduisons de quatre coupleurs le schéma équivalent. Il est par conséquent intéressant de ne prendre en compte que les couplages significatifs et d'utiliser l'algorithme de sélection présenté précédemment.

• **IV.3.2.3 Conclusion aux couplages multiples**

Il est possible de calculer pour des couplages multiples, correspondant à un nombre quelconque de segments de piste couplés, la matrice admittance. Cette détermination s'effectue en deux étapes : d'une part la détermination du couplage inductif entre les lignes et d'autre part l'identification des capacités propres aux segments et des capacités de couplage.

Le modèle utilisé pour les couplages capacitifs est réduit à la modélisation des couplages entre segments de piste adjacents. Il sera aussi primordial d'évaluer les couplages significatifs. En effet, le nombre de composants nécessaires pour la modélisation devient très vite important et limite la méthode. En pratique, la méthode générale est difficile à appliquer pour plus de trois segments de piste parallèles.

#### IV.4 TRAITEMENT DES NŒUDS

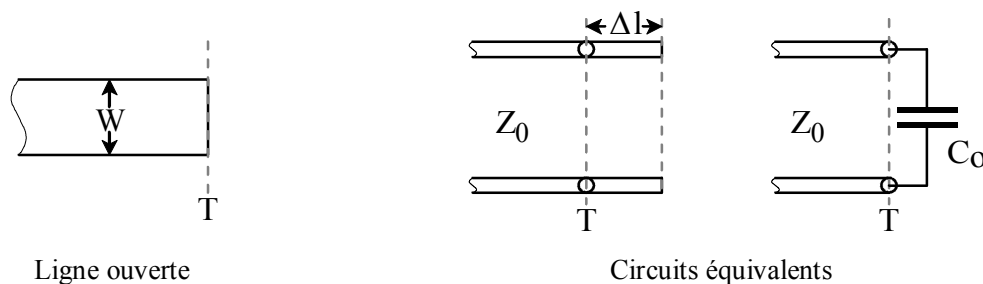
Les nœuds sont les parties du circuit imprimé qui ne peuvent pas être traitées par la méthode des fils fins. Ils constituent de ce fait une limite à la modélisation électrique du circuit imprimé basé uniquement sur cette méthode.

Pour certaines configurations particulières, il existe des formules analytiques empiriques, utilisées généralement dans le domaine des hyper-fréquences pour fournir un schéma électrique équivalent à une configuration particulière. Les cas les plus traités sont les discontinuités en particulier celle introduite par un angle droit. D'après les différents auteurs, ces formules donnent des résultats avec une précision de l'ordre de 10%. L'utilisation de ces formules dans la bande de fréquence qui nous intéresse (10 kHz-100 MHz) n'est pas forcément possible, mais la démarche et le schéma équivalent sont exploitables et transposables aux cas qui nous intéressent. Ces formulations seront données pour trois cas de discontinuités : une piste avec une extrémité ouverte, une discontinuité de largeur et l'angle droit. Les formulations analytiques approchées des caractéristiques d'une piste microruban y sont aussi rappelées. [20] [21] [22] [23]

##### IV.4.1 SCHÉMAS ÉQUIVALENTS POUR DES CONFIGURATIONS PARTICULIÈRES

Ces schémas équivalents vont permettre d'introduire le traitement général des nœuds tel qu'il existe pour l'instant.

###### • IV.4.1.1 Extrémité ouverte pour une piste microruban



**Figure 93 : Extrémité ouverte et schéma équivalent**

L'extrémité ouverte d'un ligne microruban entraîne un effet capacitif équivalent à une longueur de ligne supplémentaire  $\Delta l$ . Cet effet peut être modélisé par une capacité localisée  $C_o$  telle que  $C_o = \Delta l \cdot C_w$ , où  $C_w$  représente la capacité linéique d'une ligne microruban de largeur  $W$ .

$$\text{Allongement relatif : } \frac{\Delta l}{h} = 0.412 \frac{\epsilon_{eff} + 0.3}{\epsilon_{eff} - 0.258} \left[ \frac{\frac{W}{h} + 0.264}{\frac{W}{h} + 0.8} \right] \quad \text{Capacité : } C_o = \frac{\Delta l \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}}}{c \cdot Z_0} \text{ (F)}$$

• IV.4.1.2 Discontinuité de largeur

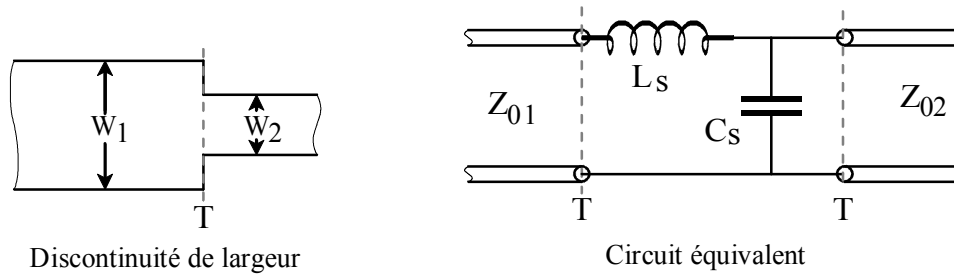


Figure 94 : Discontinuité de largeur et schéma équivalent

Capacité :

$$\frac{C_s}{h} = 1370 \frac{\sqrt{\epsilon_{eff1}}}{Z_{01}} \left(1 - \frac{W_2}{W_1}\right) \cdot \frac{\epsilon_{eff1} + 0.3}{\epsilon_{eff1} - 0.258} \left[ \frac{\frac{W}{h} + 0.264}{\frac{W}{h} + 0.8} \right] \quad (\text{pF/m})$$

Inductance :

$$\frac{L_s}{h} = \left(1 - \frac{Z_{01}}{Z_{02}} \sqrt{\frac{\epsilon_{eff1}}{\epsilon_{eff2}}}\right)^2 \quad (\mu\text{H/m})$$

Dans le cas de la discontinuité de largeur, le même effet capacitif est modélisé par la capacité  $C_s$  :

$$C_s = \left(1 - \frac{W_2}{W_1}\right) \cdot C_{o1}$$

où  $C_{o1}$  est la capacité pour une piste ouverte de largeur  $W_1$ .

L'inductance  $L_s$  sert à représenter la modification des lignes de courant au niveau de la jonction entre les deux lignes. Elle est équivalente à un allongement  $\Delta l_1$  de la ligne de largeur  $W_1$  tel que :

$$\Delta l_1 = \frac{L_s}{L_{W1}}$$

où  $L_{W1}$  représente l'inductance linéique de la ligne microruban de largeur  $W_1$ .

• IV.4.1.3 Angle droit

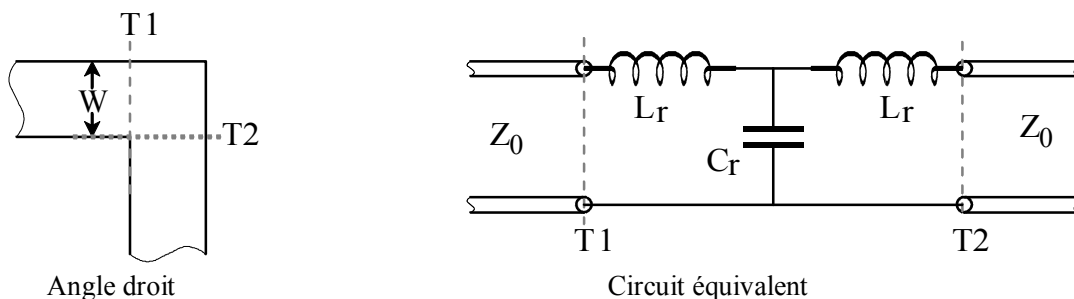


Figure 95 : Angle droit et schéma équivalent

Les inductances  $L_r$  peuvent être considérées comme un allongement  $\Delta l$  de chaque ligne, la distance  $2 \cdot \Delta l$  représentant la longueur moyenne des lignes de courant entre T1 et T2.

L'expression analytique utilisée afin de calculer  $C_r$  dépend du rapport largeur sur hauteur  $W/h$  :

$$\begin{aligned}
 W/h \leq 1 \quad \frac{C_r}{W} &= \frac{(14 \cdot \epsilon_r + 12.5) \left( \frac{W}{h} \right) - (1.83 \cdot \epsilon_r - 2.25)}{\sqrt{\frac{W}{h}}} + \frac{0.02 \cdot \epsilon_r}{\frac{W}{h}} && \text{(pF/m)} \\
 W/h \geq 1 \quad \frac{C_r}{W} &= (9.5 \cdot \epsilon_r + 1.25) \left( \frac{W}{h} \right) + 5 \cdot \epsilon_r + 7 && \text{(pF/m)} \\
 \text{Inductance :} \quad \frac{L_r}{h} &= 100 \left( 4 \sqrt{\frac{W}{h}} - 4.21 \right) && \text{(nH/m)}
 \end{aligned}$$

La capacité  $C_r$  est utilisée pour modéliser les effets de bord : le champ électrique tend en effet à se concentrer autour du coin extérieur et à y provoquer une accumulation de charges. Cet effet capacitif est important dans les angles droits et on doit en tenir compte dans le modèle.

• IV.4.1.4 Jonction en Té

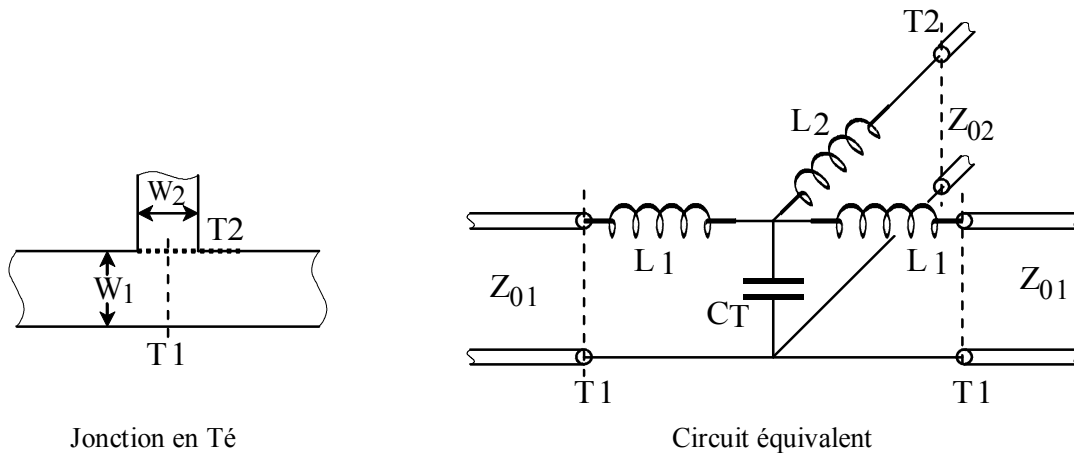
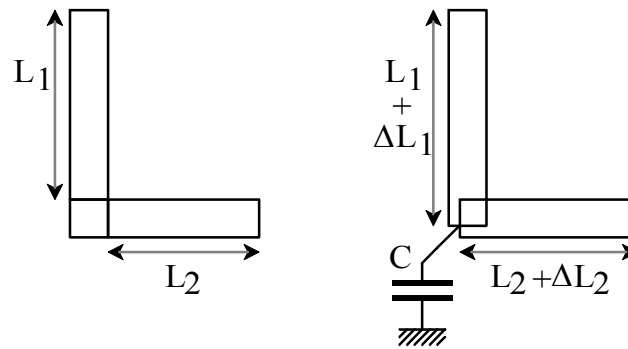


Figure 96 : Jonction en Té et schéma équivalent

Le même principe se retrouve dans le modèle de la jonction en Té. A chaque ligne microruban est associée une inductance, qui peut être considérée comme un allongement. Une capacité  $C_T$  sert à modéliser les effets de bord et les effets capacitifs.

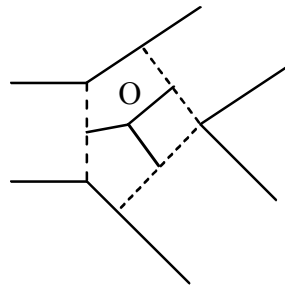
IV.4.2 SCHÉMAS ÉQUIVALENTS POUR LE CAS GÉNÉRAL

Pour le cas général d'un nœud se situant au point de rencontre de plusieurs pistes, le schéma général découle de la méthode précédente et consiste en un schéma en étoile avec au centre une capacité, modélisant les effets de bord, et dans chaque branche une inductance, représentant les modifications des lignes de courant, en série avec la piste. Les modèles électriques de pistes que nous utilisons sont basés sur une cellule en  $\Pi$ , l'application directe de la méthode précédente impliquerait un modèle de la ligne plus complexe qui ne traduirait pas les effets réels. Nous avons préféré considérer les inductances comme un allongement équivalent de chaque piste, la capacité se trouve alors au point de rencontre des pistes allongées. (Figure 97)



**Figure 97 : Exemple pour le cas de l'angle droit.**

Cependant, dans le cas général, nous ne sommes pas capables pour l'instant d'évaluer la valeur de la capacité à utiliser, ni l'allongement exact des pistes. Nous avons donc décidé de calculer simplement l'allongement correspondant au chemin moyen du courant dans le nœud, et de ne pas introduire de capacité supplémentaire. En effet, l'allongement de la piste apporte en même temps un effet inductif et un effet capacitif puisque le calcul des paramètres de la piste tient compte des deux aspects. Cette méthode permet simplement de ne pas trop sous-estimer ces effets pour un nœud. Aujourd'hui nous ne disposons pas encore de moyen pour calculer de façon exacte les paramètres de ce modèle.



**Figure 98 : Allongement "moyen" pour chacun des segments de pistes**

Le point O est calculé comme le barycentre de chacun des segments qui définissent le nœud. L'allongement de chaque segment de piste correspond à la distance entre le milieu de l'extrémité du segment et le point O.

Nous avons comparé les résultats obtenus par simulation aux résultats de mesure pour le cas d'un angle droit et celui d'une jonction en T placés à une hauteur de 1,5 mm au dessus d'un plan de masse.

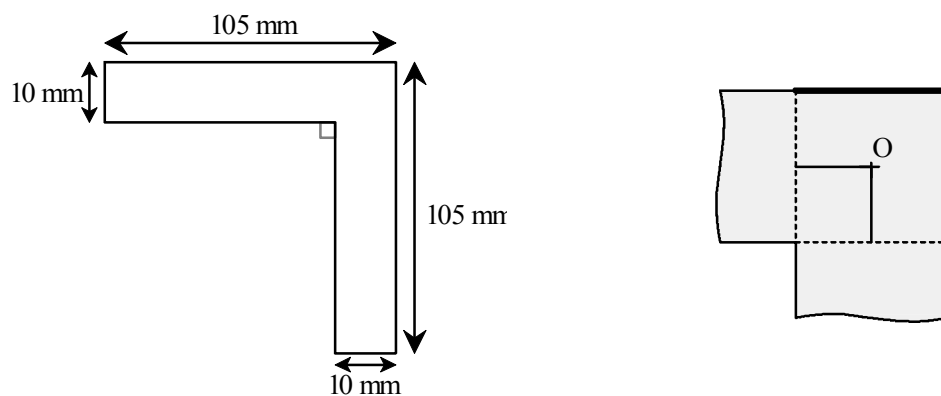
#### IV.4.3. PREMIÈRES MESURES

Pour effectuer les mesures, les pistes ont été placées directement aux bornes du boîtier de mesure de l'analyseur de réseaux. En conséquent, les connexions entre l'appareil de mesure et la piste ont été réduites au maximum et elles ne modifient pas les résultats de mesure.

Afin de pouvoir comparer les résultats mesurés aux résultats de simulation, nous avons d'abord effectué des mesures sur un segment de piste rectangulaire de longueur 200 mm et de largeur théorique 10 mm. Pour ces dimensions, les résultats des calculs effectués en utilisant la méthode des fils fins donnaient une inductance plus faible et une capacité plus importante que celles que nous avons mesurées. Des résultats cohérents ont été obtenus en prenant une largeur de piste inférieure à la largeur prévue (9.6 mm au lieu de 10 mm), ce qui s'explique aisément par le manque de précision des méthodes de réalisation employées pour réaliser les circuits imprimés. Nous avons par la suite gardé cette valeur pour les autres cas étudiés, tous les circuits imprimés ayant été réalisés en même temps et dans les mêmes conditions.

#### • IV.4.3.1 Cas de l'angle droit

Nous avons mesuré l'admittance, en circuit ouvert et en court-circuit, pour une portion de piste présentant un angle droit et dont la configuration est présentée Figure 99.



**Figure 99 : Configuration de la piste pour les mesures      Allongement équivalent**

L'allongement équivalent "moyen" pour cette configuration est  $\Delta l = 5$  mm. Le modèle simple consiste donc en deux segments de piste de longueur 100 mm.

L'allongement, calculé par la formule analytique hyper-fréquence, est de  $\Delta l = 7$  mm pour chaque segment, et la capacité supplémentaire a pour valeur  $C_r = 3.16$  pF. Le modèle équivalent est donc celui de deux segments de pistes de longueur 102 mm associés à une capacité de 3.16 pF.

Nous avons calculé les admittances d'une piste de 100 mm et d'une piste de 102 mm en utilisant la méthode des fils fins pour établir les schémas électriques équivalents. Nous avons ensuite comparé les résultats de simulation avec les mesures, et en particulier la valeur de l'inductance à 10 MHz et la première fréquence de résonance, dans les trois cas. A cette fréquence et pour cette valeur d'impédance, la précision de la mesure sur l'impédance est d'environ 3%. La précision de la formule analytique est de 5%.

**Tableau 4 : Comparaison des résultats de mesures aux différents calculs**

	Mesure	Allongement équivalent	Formule analytique
Inductance (10MHz)	$27.3 \pm 0.8$ nH	27.2 nH	$27.7 \pm 1.4$ nH
Fréquence de résonance	194 MHz	213 MHz	203 MHz

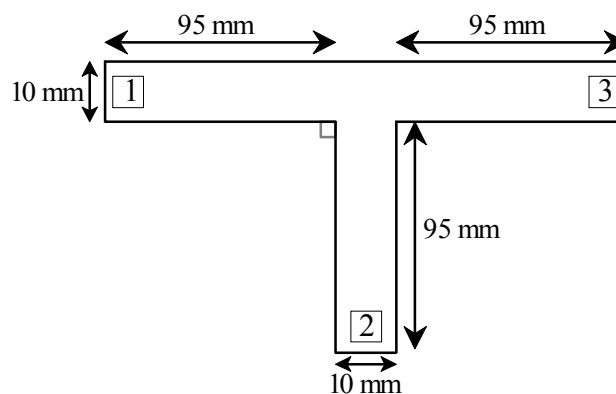
Ces résultats montrent que le modèle basé sur la formule analytique donne une inductance quelque peu trop importante alors que la fréquence de résonance se rapproche de celle mesurée. Pour le modèle de l'allongement équivalent, l'inductance est bien estimée, mais l'effet capacitif est sous estimé ce qui entraîne une fréquence de résonance trop élevée.

Ces résultats sont logiques au vue de ce qui a été dit auparavant, et montre bien l'importance de l'effet capacitif dans ce cas. De plus, le cas présenté est plutôt favorable car la longueur des segments de pistes minimise l'erreur relative faite sur le modèle de l'angle droit. Dans le cas de segments de pistes plus courts, cependant, les résonances apparaîtraient à des fréquences plus élevées, qui ne pourraient pas être atteintes lors des mesures (fréquence limite de 400 MHz).

En conclusion, pour les angles droits, l'utilisation du modèle basé sur la formule analytique permet de mieux rendre compte des effets capacitifs mais implique une inductance, qui semble un peu trop élevée. Au contraire, le modèle basé sur l'allongement "moyen" donne d'assez bons résultats en ce qui concerne l'inductance mais ne prend pas assez en compte la capacité liée à l'angle droit. On pourrait envisager une solution mixte où l'inductance serait déterminée par l'allongement "moyen" et la capacité par la formule analytique.

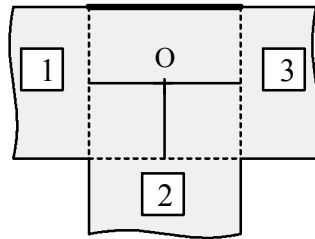
#### • IV.4.3.2 Cas de la jonction en Té

Comme pour la configuration en angle droit, nous avons effectué des mesures d'admittance pour les différentes configurations de circuit ouvert et de court-circuit possibles. La configuration étudiée est présentée Figure 100.

**Figure 100 : Configuration de la piste pour les mesures**

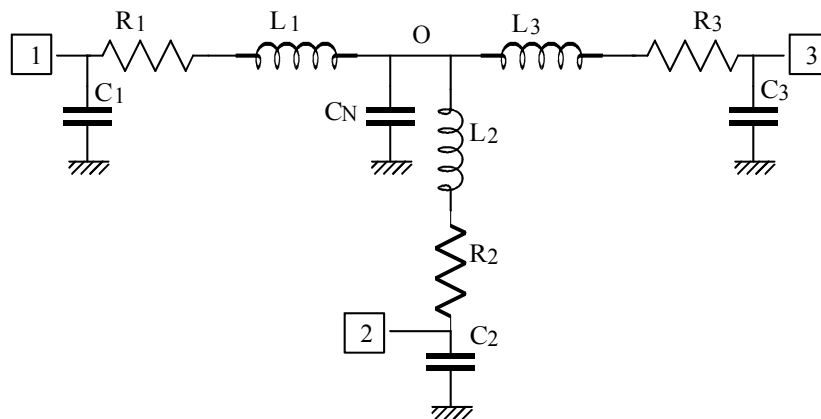


Le but de ces mesures était d'une part d'évaluer l'influence de la jonction en T sur les différentes admittances et d'autre part de valider le modèle électrique équivalent utilisé. Nous n'utiliserons pas de formulation analytique pour ce cas car celles dont nous disposons ont été établies pour des conditions très différentes : substrat saphir de permittivité relative élevée ( $\epsilon_r = 9.6$ ), et rapport largeur sur hauteur très limité ( $0.5 \leq W/h \leq 2$ ). Le modèle électrique a été établi en fixant un allongement équivalent "moyen"  $\Delta l = 5$  mm par piste (Figure 101).



**Figure 101 : Allongement équivalent**

Le modèle électrique simplifié utilisé pour simuler cette configuration est présenté sur la Figure 102.



**Figure 102 : Modèle électrique équivalent.**

Nous avons calculé les admittances pour un segment de piste de longueur 100 mm en utilisant la méthode des fils fins afin de déterminer les valeurs du circuit équivalent. Du fait de la symétrie dans le cas d'un allongement identique pour les trois segments de pistes,

$$L1 = L2 = L3$$

$$C1 = C2 = C3 = C_N/3.$$

De même que pour l'angle droit, nous avons comparé l'inductance à 10 MHz et les fréquences de résonance pour différentes configurations. La précision de mesure est toujours de 3%.

**Tableau 5 : comparaison entre mesures et simulations**

	Extrémités			Mesure	Modèle
	Mesure	Court-circuit	Circuit ouvert		
Inductance	1	2	3	27.4 nH	27.2 nH
Fréquence de résonance	1	2	3	157 MHz	167 MHz
Inductance	1	3	2	28.2 nH	27.2 nH
Fréquence de résonance	1	3	2	153 MHz	167 MHz
Inductance	1	2, 3	-	21.1 nH	20.4 nH
Fréquence de résonance	1	2, 3	-	241 MHz	253 MHz

L'inductance du modèle entre les extrémités 1 et 2 correspond à celle mesurée ; alors que l'inductance entre les extrémités 1 et 3 est trop faible. Cela implique que l'allongement pour les segments de pistes reliés aux extrémités 1 et 3 devrait être plus important que l'allongement pour le segment relié à l'extrémité 2.

L'effet capacitif n'est pas correctement représenté et les fréquences de résonance liées au modèle électrique équivalent sont trop élevées.

D'après les mesures, l'allongement des segments 1 et 3 devrait être  $\Delta l = 8.5\text{mm}$ , ce qui donne  $l_1 = l_3 = 103.5\text{ mm}$ , et celui du segment 2 devrait être  $\Delta l = 3\text{ mm}$ , soit  $l_2 = 98\text{mm}$ . La capacité à ajouter au niveau du nœud devrait avoir une valeur de 8 pF. Un modèle électrique basé sur ces valeurs permet de retrouver précisément les résultats obtenus par les mesures.

#### • IV.4.3.3 Conclusion sur ces mesures

Ces mesures ont permis d'aboutir à plusieurs conclusions. D'abord, pour ce qui concerne la validité du modèle électrique équivalent pour les configurations de nœuds étudiées : une fois les paramètres des modèles correctement déterminés, le comportement simulé de l'ensemble segments de piste et nœuds est très proche des résultats de mesure. Ensuite, l'utilisation de l'allongement "moyen" pour chaque segment de piste relié au nœud permet de ne pas trop sous-estimer les inductances. Enfin, il est important de prendre en compte les effets capacitifs qui existent au niveau du nœud.

Pour l'instant, nous ne disposons pas encore de moyen fiable pour déterminer ces effets capacitifs à partir des données géométriques, et cela constitue une part importante du travail qui reste à faire pour construire à un modèle électrique complet et précis du circuit imprimé.

#### IV.4.4 NIVEAU DE MODÉLISATION POUR LES NŒUDS

Dans le logiciel conçu pour la décomposition et la modélisation du circuit imprimé, présenté dans la partie suivante, nous avons laissé la possibilité à l'utilisateur de choisir un niveau de modèle pour chaque nœud :

- Niveau 1 : le nœud n'est pas pris en compte, les pistes sont simplement connectées.
- Niveau 2 : allongement des segments de pistes, sans capacité.
- Niveau 3 : pour quelques configurations particulières, modèle complet.

Le niveau 3 n'est possible que pour les configurations particulières décrites auparavant et pour une jonction en croix (quatre segments de pistes perpendiculaires) car on peut utiliser dans ces cas des formules analytiques approchées pour déterminer la valeur de la capacité. Cependant, si l'utilisation de ces formules analytiques permet de mieux tenir compte de l'effet capacitif pour les nœuds, la précision obtenue reste limitée et peut varier de 1 à 10%.

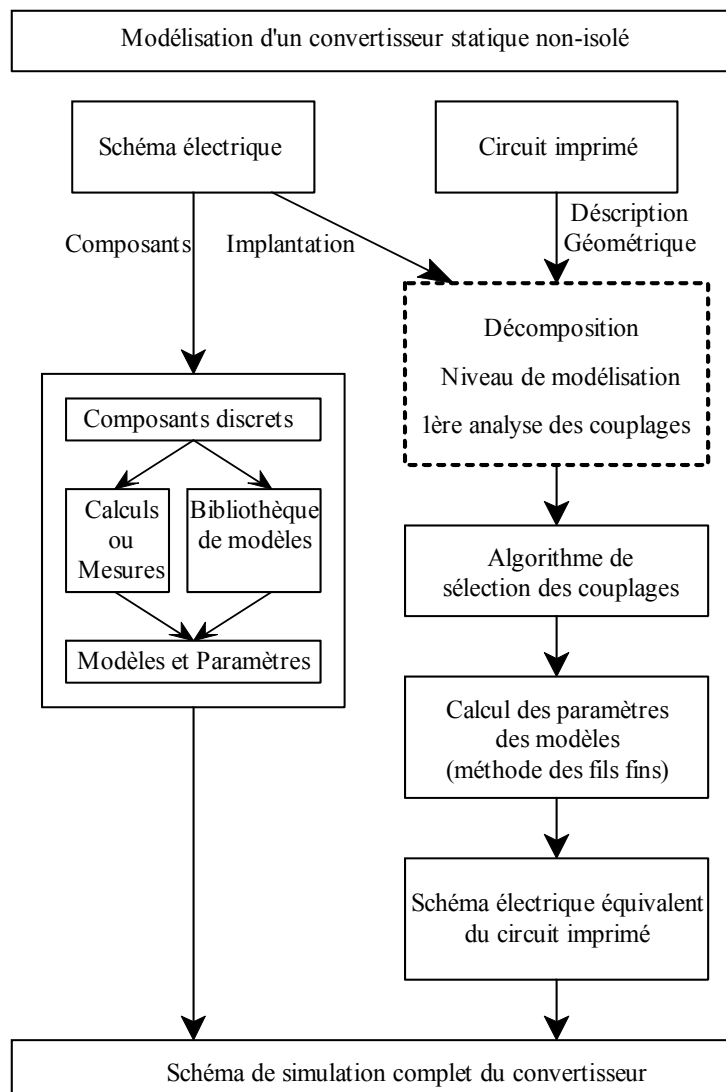
#### **IV.4.5 CONCLUSION**

Nous avons présenté dans les paragraphes précédents les modèles nécessaires à la décomposition et à l'analyse du circuit imprimé. Les méthodes, permettant de déterminer les caractéristiques électriques des éléments de base du circuit : segments de piste et nœuds, ont été exposées. Les modèles obtenus sont ainsi utilisables par le logiciel qui effectue la décomposition automatique du circuit.

## IV.5 LOGICIEL DE DÉCOMPOSITION ET D'ANALYSE DU CIRCUIT IMPRIMÉ

### IV.5.1 INTRODUCTION

Afin de caractériser a priori l'effet du câblage imprimé des convertisseurs statiques, nous avons développé un logiciel de décomposition et d'analyse automatique du circuit imprimé. Ce logiciel permet d'obtenir à partir de la description géométrique des pistes du circuit imprimé les informations nécessaires à sa caractérisation par la méthode des fils fins. Il permet aussi à l'utilisateur de spécifier différents niveaux de modélisation pour chaque élément obtenu lors de la décomposition. Enfin, il effectue une première analyse sur les couplages possibles entre les différents segments de piste. La Figure 103 permet de préciser la situation de ce logiciel dans les étapes de modélisation :



**Figure 103 : Etapes de modélisation**

#### IV.5.2 ANALYSE TOPOLOGIQUE DU CIRCUIT IMPRIMÉ

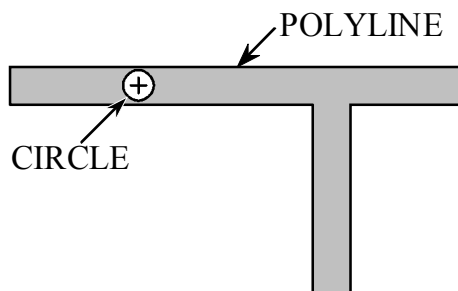
Le logiciel a été développé pour traiter le cas des circuits imprimés simple face avec présence d'un plan de masse. Les pistes du circuit imprimé se situent toutes dans un même plan et ont la même épaisseur, ce qui permet de n'utiliser que deux dimensions pour décrire la géométrie. Nous avons choisi d'utiliser un format standard dans le domaine du dessin vectoriel, le format AutoCAD® DXF, pour décrire la géométrie du circuit imprimé à traiter. Ce format a spécialement été créé par AutoCAD® pour permettre l'échange de dessins vectoriels entre différentes applications. Les fichiers DXF sont des fichiers texte ASCII standard et peuvent facilement être traités par la plupart des applications. Des logiciels tels que AutoCAD®, AutoSketch®, CorelDRAW® ou Micrografx Designer® permettent d'importer et d'exporter des dessins vectoriels à ce format.

Le logiciel, quand à lui, ne reconnaît qu'un nombre limité d'éléments :

- les éléments **TEXT**,
- les éléments **CIRCLE**,
- les éléments **POLYLINE**, composés de segments de droite, décrivent un contour fermé.

Toutes les coordonnées de ces éléments sont données dans un repère cartésien commun.

Chaque élément POLYLINE doit décrire le contour d'une piste de circuit imprimé, alors que les éléments CIRCLE permettent d'indiquer par leur centre les points de connexion des composants. De ce fait, seuls les éléments CIRCLE, dont le centre se situe à l'intérieur d'un élément POLYLINE, sont pris en compte.



**Figure 104 : Exemple de description d'une piste**

Les éléments TEXT ne donnent pas d'information sur la topologie du circuit imprimé, mais ils permettent de transmettre des informations ou des indications pour le choix du niveau de modélisation.

Afin que l'analyse se déroule de façon correcte, il faut respecter un certain nombre de conditions dans la description du circuit imprimé. En particulier, les différents segments définissant le contour d'un élément POLYLINE ne doivent pas se rencontrer. D'autre part, deux éléments POLYLINE ne doivent pas se rencontrer ni se superposer.

Une fois le fichier DXF correspondant à un circuit imprimé chargé par le logiciel, les éléments reconnus sont affichés graphiquement ce qui permet à l'utilisateur de vérifier que toutes les pistes sont présentes.

#### IV.5.3. FORMAT DES DONNÉES GÉOMÉTRIQUES

Le traitement de données géométriques nécessite la définition des éléments usuels nécessaires à leur représentation :

- **POINT** : défini par deux coordonnées réelles (**X,Y**).
- **SEGMENT** : défini par deux POINTS (**point\_1, point\_2**).  
Il est orienté, ce qui permet de définir un **ANGLE** compris entre  $+180^\circ$  et  $-180^\circ$ .
- **POLYLINE** : défini comme un ensemble de N POINTS {**point\_1, ..., point\_N**}.  
Cet ensemble est ordonné et définit un contour fermé. Le sens de parcours du contour permet de définir une orientation de la surface ainsi délimitée (+1 ou -1).
- **CIRCLE** : défini par un point ( le centre), et le rayon (**point\_1, R**).

Ces données sont traitées par les différents algorithmes qui permettent d'identifier les segments de piste rectangulaires et d'effectuer la décomposition des éléments POLYLINE issus du fichier DXF. Cette décomposition introduit deux autres objets géométriques : le segment de piste rectangulaire et le nœud.

- **SEGPISTE** : Cet élément correspond à un segment rectangulaire de piste (Figure 105).

Il est défini par :

- ✓ Un numéro entier, différent pour chaque segment de piste (**NP**).
- ✓ Quatre points {**point\_1, point\_2, point\_3, point\_4**}.
- ✓ Le numéro du nœud précédant et du nœud suivant (**NN\_1, NN\_2**).

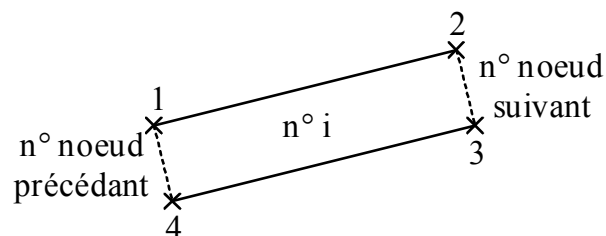
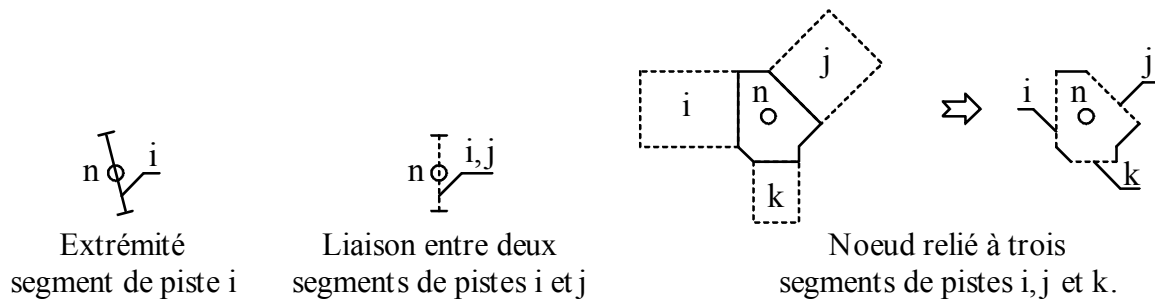


Figure 105 : SEGPISTE

- **NŒUD** : Cet élément correspond à une partie non rectangulaire de l'élément POLYLINE décomposé, à une liaison entre deux segments de piste, ou à l'extrémité d'un segment de piste. Il est défini par :

- ✓ Un numéro entier, différent pour chaque nœud (**NN**).
- ✓ Un ensemble de segments « externes » {**xseg\_1, ..., xseg\_n**}.
- ✓ Un ensemble de segments « internes » {(**iseg\_1, NP\_1**), ..., (**iseg\_m, NP\_m**)}, chaque segment interne correspondant à une liaison avec un segment de piste.



**Figure 106 : Exemples de Nœuds**

Les segments « externes » des nœuds sont des segments qui définissent le contour du nœud et qui correspondent aux contours de la piste. Par opposition, les segments « internes » correspondent aux segments qui définissent les liaisons entre le nœud et les segments de piste auquel il est relié. Les segments *i*, *j* et *k* définis Figure 106 sont des segments « internes ».

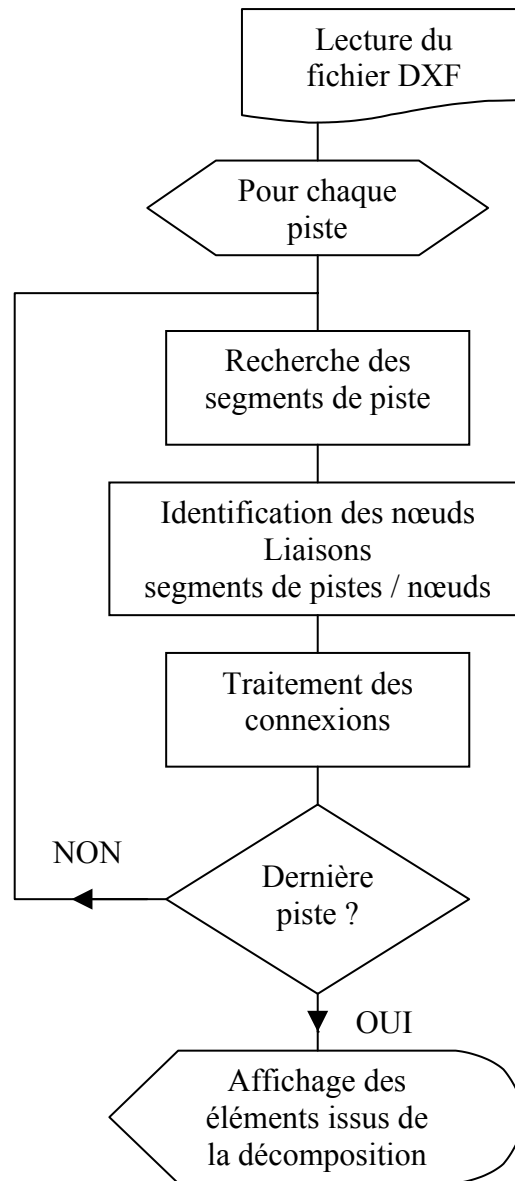
#### IV.5.4 MÉTHODES ET ALGORITHMES

Les méthodes, les algorithmes, ainsi que l'interface graphique ont été programmés en Pascal à l'aide du logiciel Deplhi®. De ce fait, nous n'avons pas utilisé les possibilités offertes par les bibliothèques existantes, dédiées au traitement informatique des problèmes relatifs à la géométrie. Ces bibliothèques sont généralement écrites en C++ et le plus souvent prévues pour fonctionner sur station de travail. Nous avons principalement retenu deux librairies :

- L.E.D.A. : Library of Efficient Datatypes and Algorithmes
- C.G.A.L. : Computational Geometry Algorithm Library

Nous avons cependant essayé d'optimiser les algorithmes en nous basant sur les méthodes et les principes utilisés dans ces librairies [28] [29], en particulier pour ce qui concerne les problèmes de géométrie pure. Cette optimisation concerne essentiellement les algorithmes de tests de parallélisme, de perpendicularité et d'intersection sur un ensemble de segments.

Nous allons détailler maintenant les différentes étapes de l'algorithme de décomposition et les résultats qu'il permet d'obtenir. Cet algorithme est présenté Figure 107.



**Figure 107 : Algorithme de décomposition**

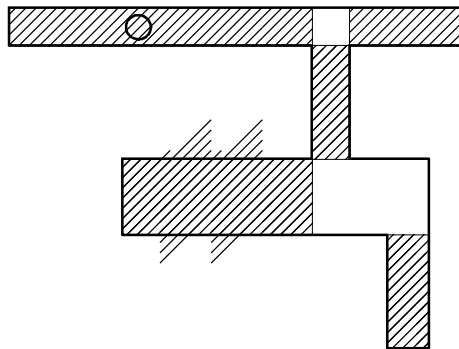
#### • IV.5.4.1 Algorithme de décomposition

Pour la partie décomposition, le traitement s'effectue piste par piste, le contour de chaque piste étant défini par un élément POLYLINE issu du fichier DXF.



- **Etape 1 : Recherche des segments de piste**

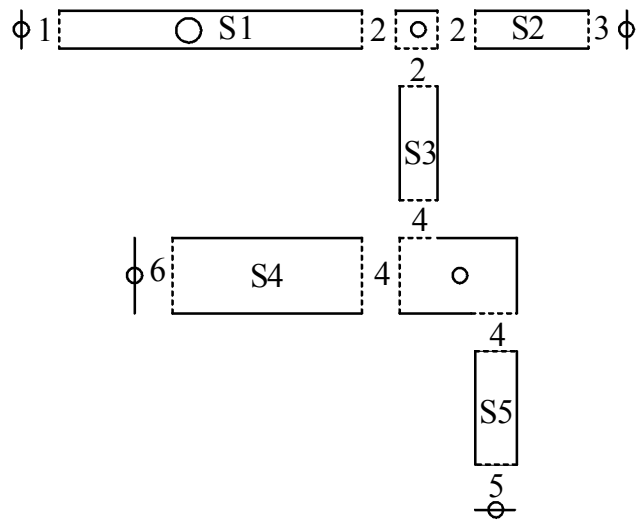
Dans cette étape, le contour de la piste est analysé afin d'identifier les portions rectangulaires dont les grands cotés sont des bords de la piste (figure 110). Les segments qui définissent le contour de la piste sont comparés deux à deux; lorsque deux segments sont parallèles et présentent une partie en regard, un premier test est effectué pour déterminer si la surface rectangulaire définie par ces deux segments est à l'intérieur ou à l'extérieur de la piste. Ces segments étant orientés il est possible de déterminer l'orientation de cette surface et de la comparer à l'orientation de la piste, les deux orientations devant être identiques. Nous avons choisi d'accepter une erreur de parallélisme de un degré pour une longueur de un mètre entre les deux grands cotés d'un rectangle. Cela est largement suffisant pour cette application et nous permet d'effectuer les calculs trigonométriques sans avoir de problème de précision. Dans le cas où l'orientation de la surface est la même que l'orientation de la piste, un second test est effectué pour déterminer si des sommets sont contenus dans la surface, ou si des segments ont des intersections avec les contours de cette surface. Afin d'optimiser le test d'intersection, les différents segments qui définissent le contour de la piste ont été triés suivant les abscisses et les ordonnées de leurs extrémités. Pour chaque piste, les quatre sommets de chaque segment de piste identifié sont mémorisés.



**Figure 108 : Identification des segments de piste.**

- **Etape 2 : Identification des nœuds**

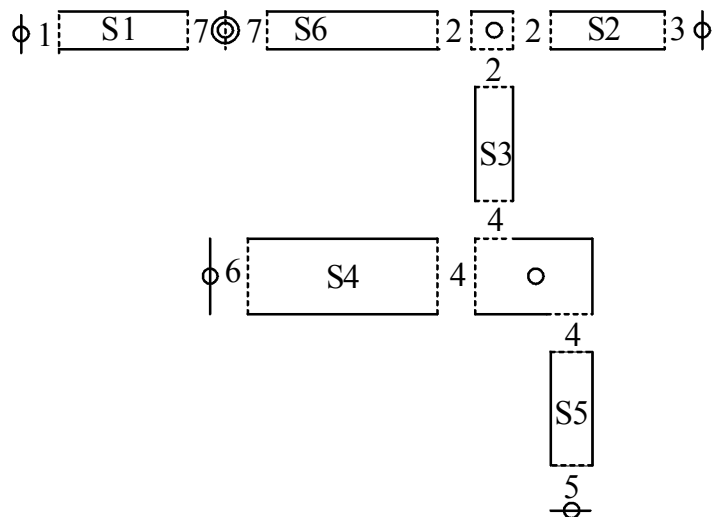
La deuxième partie de l'analyse correspond à la décomposition proprement dite. On réalise une décomposition des segments de droite qui définissent le contour de la piste selon leur appartenance aux segments de piste, déterminés dans la première étape. Les parties de pistes qui ne correspondent pas à des segments rectangulaires sont identifiées et mémorisées sous la forme de NŒUDS. Les liaisons entre les segments de pistes et les nœuds sont alors établies, chaque segment de piste étant obligatoirement situé entre deux nœuds. Une numérotation automatique des segments et des nœuds est réalisée (Figure 109).



**Figure 109 : Après la décomposition : 5 segments de piste, 6 nœuds.**

▪ **Etape 3 : Traitement des connexions.**

La troisième étape consiste à prendre en compte l’implantation des composants, définie par les centres des cercles dans le fichier DXF. Après la décomposition, pour une connexion relative à une piste, deux cas peuvent se produire : soit la connexion se situe à l’intérieur d’un nœud, soit elle se situe à l’intérieur d’un segment de piste. Dans le cas d’une connexion reliée à un nœud, il n’y a pas de traitement supplémentaire, alors que dans le cas d’une connexion se situant à l’intérieur d’un segment de piste, ce segment doit être divisé en deux et un nouveau nœud, correspondant à la connexion, doit être créé (Figure 110).



**Figure 110 : Après prise en compte des connexions.**

Après la décomposition présentée Figure 109, nous cherchons dans chaque segment de piste la présence d’une connexion. Ainsi, nous constatons la présence d’un centre de cercle dans le segment de piste S1 : ce segment est séparé en deux (S1 et S6) et il y a création d’un nœud (7), ce qui implique une extension de la numérotation.

**▪ Conclusion sur l'algorithme de décomposition :**

Cet algorithme permet d'effectuer une décomposition des pistes d'un circuit imprimé adaptée à la modélisation par la méthode des fils fins. Les segments de pistes obtenus lors de la décomposition correspondent en effet aux éléments du circuit imprimé qui peuvent être modélisés en utilisant cette méthode. Les nœuds correspondent aux éléments de liaison entre les différents segments de pistes et constituent pour l'instant la limite à la précision que l'on peut obtenir lors de la caractérisation électrique des différentes pistes. La géométrie de ces nœuds et les parties de liaison avec les segments de piste sont cependant totalement identifiées ce qui permet d'envisager leur traitement et leur caractérisation par une méthode numérique en deux dimensions (différences finies ou Transmission Line Matrix) sans modification de cet algorithme. Cette partie n'étant pas encore réalisée, nous avons pour l'instant réalisé une première identification des nœuds afin de permettre une caractérisation simplifiée dans le cas de certaines configurations bien déterminées.

On peut envisager l'extension de la méthode de décomposition à des circuits imprimés multicouches : on applique successivement la méthode présentée aux différentes couches, ce qui permet d'identifier les segments de piste rectangulaires. Les couplages sont traités de la même manière que pour un circuit simple face : les segments de piste parallèles présentant une partie en regard sont identifiés lors d'une première analyse topologique. Il faut ensuite appliquer la méthode, présentée dans le paragraphe précédent en la généralisant. En particulier, un nouveau critère de couplage, toujours basé sur la méthode des fils fins, devra être défini pour les pistes dans le sens de la hauteur.

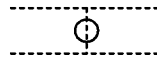
**• IV.5.4.2 Identification des nœuds**

L'analyse de la géométrie des nœuds, obtenus lors de l'étape de décomposition, permet d'identifier certaines configurations particulières, pour lesquelles il existe par exemple une formulation analytique permettant de calculer les caractéristiques du modèle électrique équivalent. Cette identification simplifie l'analyse ultérieure et le calcul des éléments du circuit équivalent. La liste de tous les nœuds reconnus est fournie en annexe 1, nous allons ici seulement présenter quelques configurations.

*Principaux nœuds reconnus :*



**Figure 111 : Extrémité d'un segment de piste (code -1)**

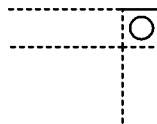


**Figure 112 : nœud de connexion d'un composant (code 10)**

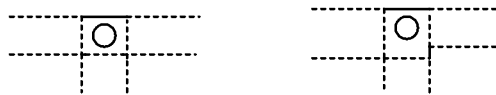
Ces nœuds sont surtout utiles pour la connexion des composants et pour faire le lien entre le schéma électrique du convertisseur et le modèle électrique du circuit imprimé.



**Figure 113 : Discontinuités de largeur (code 1 ou 3)**



**Figure 114 : Angle droit (code 5)**



**Figure 115 : Jonction en T (code 8 ou 9)**

Pour ces types de nœuds, il existe des formulations analytiques permettant d'évaluer les effets capacitifs introduits par les discontinuités des pistes.

#### • IV.5.4.3 Affichage des résultats

Les résultats de la décomposition sont affichés dans la partie graphique de l'application. L'utilisateur peut alors sélectionner chaque élément pour obtenir des informations (dimensions d'un segment de piste, identification d'un nœud) ou pour lui imposer un niveau de modélisation. Ce niveau de modélisation peut-être imposé pour le nœud ou le segment sélectionné, il peut aussi être imposé de façon globale pour toute une piste.

Exemple de résultat obtenu après la décomposition d'une piste :

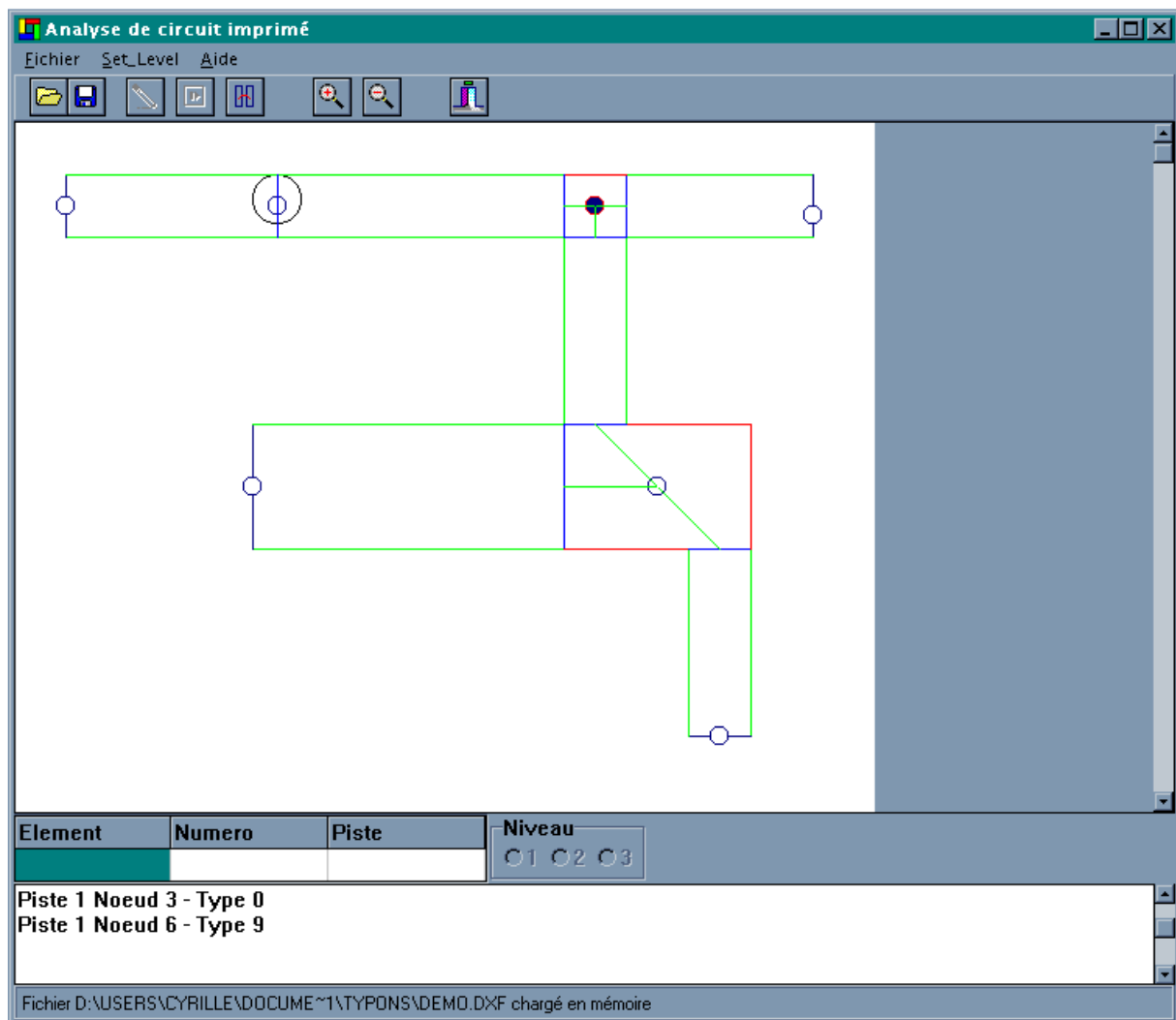


Figure 116 : Affichage d'un résultat de décomposition.

#### • IV.5.4.4 Première analyse des couplages

Une fois l'algorithme de décomposition effectué, l'utilisateur peut effectuer une première analyse des couplages entre les différents segments de piste identifiés. Cette analyse permet de déterminer l'ensemble des segments de pistes qui sont parallèles et qui présentent une partie en regard. Par défaut, l'ensemble des segments de piste est traité lors de cette analyse, mais le concepteur peut préciser les segments dont il ne faut pas tenir compte en utilisant le niveau de modélisation. Les résultats de cette analyse sont saués afin d'être ensuite utilisés dans l'algorithme de couplage, basé sur la méthode des fils fins.

#### • IV.5.4.5 Sauvegarde et utilisation des résultats

Les résultats sont sauves sous forme de matrices de nombres, directement utilisables sous le logiciel Matlab©. Ce format a l'avantage de simplifier les traitements ultérieurs, effectués par ce logiciel, il a l'inconvénient de ne pas être directement compréhensible par l'utilisateur. La génération d'un fichier d'information directement exploitable, contenant les résultats de la décomposition, et d'un fichier graphique associé restent encore à effectuer. Ces résultats définissent les segments de piste, les nœuds, ainsi que les couplages lorsqu'une analyse de couplage est effectuée. Ils sont toujours décomposés en deux matrices :

- une matrice d'identification définit le numéro de piste, le numéro du segment de piste ou du nœud, et les liens avec les autres éléments (nœud précédent et nœud suivant pour un segment de piste, par exemple)
- une matrice de dimensions. Chaque ligne de cette matrice correspond à l'élément défini par la même ligne de la matrice d'identification.

Un ensemble d'outils pour l'analyse des résultats a été réalisé sous Matlab et permet d'obtenir et d'afficher les informations relatives à chaque nœud et à chaque segment de piste.

L'algorithme de couplage, qui fait appel aux calculs basés sur la méthode des fils fins, a aussi été programmé en utilisant Matlab. Une fois les calculs terminés pour les segments de piste issus de la première analyse de couplage, l'utilisateur peut visualiser graphiquement les couplages identifiés comme significatifs et les segments de pistes correspondants. A cette étape, c'est l'utilisateur qui doit décider, en utilisant ces informations, quels sont les couplages qui seront finalement utilisés dans le modèle électrique du circuit imprimé. En effet, les couplages peuvent être significatifs sur des longueurs très faibles par rapport aux longueurs des segments de piste, ou bien faire intervenir des segments de piste que l'utilisateur ne souhaite pas modéliser. Il doit donc définir une matrice des couplages dans laquelle il indique les couplages à prendre en compte par la suite.

A partir de ces différents éléments, l'utilisateur peut lancer le calcul des matrices admittances pour chaque segment de piste isolé et pour les segments de piste couplés, suivi de la génération automatique du modèle électrique associé, sous la forme d'une librairie SPICE.

#### IV.5.5 CONCLUSION

Ce logiciel permet d'effectuer la décomposition d'un circuit imprimé afin de déterminer ses caractéristiques électriques en utilisant la méthode des fils fins. La méthode de décomposition a été développée pour cette méthode de calcul et permet de séparer le circuit imprimé en deux ensembles : les segments de piste et les nœuds.

Les caractéristiques électriques des segments de pistes sont déterminées à partir des données géométriques issues de la décomposition en utilisant la méthode des fils fins. La caractérisation des nœuds fait encore l'objet de travaux; le logiciel effectue une première identification afin de permettre une estimation de leurs caractéristiques électriques.

L'affichage graphique du résultat de la décomposition permet au concepteur de préciser le niveau de modélisation à utiliser lors du calcul des couplages ou pour le modèle électrique. A partir des résultats de la décomposition, le logiciel effectue une analyse des couplages afin de limiter le nombre de segments de piste à traiter lors du calcul ultérieur des couplages.

Dans les développements des prochaines versions, il reste à effectuer une saisie graphique des composants discrets du schéma électrique en vue de la génération automatique de la « NETLIST » pour le schéma électrique complet. Ce fichier regroupera automatiquement le modèle électrique du circuit imprimé et des composants discrets.

#### IV.6 CRÉATION DE LA LIBRAIRIE SPICE

Une dernière étape consiste à créer automatiquement une librairie spécifique au circuit imprimé, regroupant les paramètres des modèles pour les segments de piste. L'utilisation d'une librairie permet de faire le lien entre des composants génériques, utilisés dans le schéma électrique, et les modèles ainsi que les paramètres à utiliser pendant la simulation, comme indiqué Figure 117.

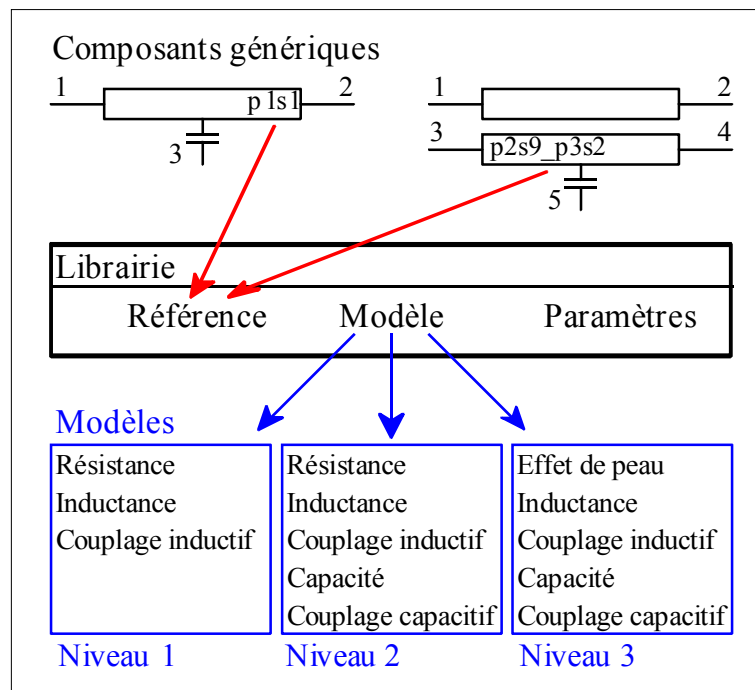


Figure 117 : Liens entre composants, modèles et paramètres

### IV.6.1 COMPOSANTS GÉNÉRIQUES

Nous avons créé sous PSPICE un composant générique pour un segment de piste isolé (piste\_1m), pour deux segments de pistes couplés (piste\_2m), et pour trois segments de pistes couplés (piste\_3m). Ces composants utilisent comme paramètres les références des segments de piste qu'ils doivent représenter (p1s1 : segment 1-piste 1). Ainsi, lorsque l'utilisateur veut placer le modèle électrique du segment 1 de la piste 1, il doit placer un composant de type piste isolé, piste\_1m, et lui donner comme paramètre **p1s1**. Pour deux segments de pistes couplés, les paramètres sont identifiés par les références des deux segments triés dans l'ordre croissant des pistes puis des segments, par exemple **p2s9\_p3s2**. Cette méthode permet de vérifier simplement les références des segments de piste. Dans le cas de l'utilisation de modèles ne tenant pas compte des effets capacitifs, nous avons également créé des composants génériques simplifiés, sans capacité de mode commun, pour rendre le schéma plus clair. Ces composants peuvent remplacer automatiquement les composants génériques complets dans le schéma en gardant les mêmes paramètres. L'utilisation des composants génériques complets reste tout à fait possible pour ces modèles.

### IV.6.2 LIBRAIRIE SPICE

La création d'une librairie SPICE spécifique au circuit imprimé permet d'une part de ne pas commettre d'erreurs dans la saisie des paramètres et d'autre part de pouvoir modifier les modèles ou les paramètres sans modifier le schéma (à condition de garder les mêmes couplages). Ainsi, plusieurs librairies peuvent être générées pour un même circuit imprimé, correspondant à des paramètres de calcul différents (par exemple, pour différentes hauteurs du circuit imprimé par rapport au plan de masse) ou à des niveaux de modélisation différents. Il suffit de préciser lors de la simulation la librairie à utiliser pour obtenir les résultats correspondant à la configuration et aux modèles utilisés pour la générer.

#### Extraits de **model\_ci.lib** :

```
* Piste 1 Segment 1 - Noeuds 1 : 2
.subckt p1s1 1 2 3
  X_p1s1 1 2 3 PISTE params: R0=2.457m L0=19.32nH
+ C0=0.4684pF Lr=0.2263nH
.ends p1s1

* Couplage Piste 2 Segment 9 // Piste 3 Segment 2
* Pistel1 : Noeuds 7 : 8
* Piste2 : Noeuds 1 : 4
.subckt p2s9_p3s2 1 2 3 4 5
  X_p2s9_p3s2 1 2 3 4 5 PISTE2 params: R1=2.203m R2=2.236m
+ L1=11.39nH L2=11.44nH M=3.114nH
+ C1=0.1212pF C2=0.1207pF C12=0.033pF
+ Lr1=0.1135nH Lr2=0.1151nH
.ends p2s9_p3s2
```



Les différents modèles (PISTE, PISTE2) utilisés dans la librairie spécifique au circuit imprimé sont définis par ailleurs dans la librairie générale, qui contient aussi les modèles des composants de puissance. Un exemple de « NETLIST » pour le modèle correspondant à deux bandes couplées est donné en annexe 2.

Les librairies sont générées automatiquement sous Matlab à partir des paramètres identifiés et du niveau de modélisation désiré. Les trois niveaux de modélisation possibles correspondent aux différents modèles présentés Figure 117 :

- Niveau 1 : Modèle R-L et couplages inductifs
- Niveau 2 : Modèle R-L-C, couplages inductifs et capacitifs
- Niveau 3 : Modèle R-L-C, couplages inductifs et capacitifs, et effet de peau (4 niveaux).

L'utilisation de librairies correspondant à des niveaux de modélisation différents permet d'une part de vérifier l'impact des éléments pris en compte sur les résultats de simulation et d'autre part d'avoir des temps de simulation moins importants (pour les deux premiers niveaux de modélisation) pour valider le fonctionnement général avant de lancer une simulation utilisant le modèle complet.

#### **IV.7 CONCLUSION**

Nous avons présenté dans ce chapitre les outils nécessaires à l'établissement du modèle électrique du câblage imprimé. Ces outils permettent le traitement complet des différentes étapes de la modélisation, à partir de la description géométrique du câblage imprimé, jusqu'à la création de la librairie SPICE associée au modèle électrique.

Cette modélisation étant basée sur la méthode des fils fins, nous pouvons déterminer précisément les modèles des segments de piste rectangulaires, ainsi que les couplages entre plusieurs segments de pistes parallèles. Les limites de cette méthode viennent des modèles des autres parties du circuit imprimé, qui sont moins précis, et des couplages entre des segments de piste présentant un angle quelconque, qui ne sont pas pris en compte.

L'utilisateur peut définir différents niveaux de modélisation pour les éléments issus de la décomposition du circuit imprimé, et son intervention demeure nécessaire pour sélectionner les couplages qui seront modélisés à partir des informations sur les différents couplages identifiés.

L'utilisation d'une librairie définissant les modèles et les paramètres des différents éléments du circuit imprimé permet une utilisation simple des résultats de la modélisation en simulation.

**V APPLICATION À UN EXEMPLE SIGNIFICATIF**

<b>V Application à un exemple significatif</b>	<b>169</b>
<b>V.1 Introduction</b>	<b>169</b>
<b>V.2 Description du convertisseur</b>	<b>169</b>
V.2.1 Schéma électrique	169
V.2.2 Composants utilisés	170
V.2.3 Circuit imprimé	170
<b>V.3 Analyse du circuit imprimé</b>	<b>171</b>
V.3.1 Décomposition du circuit imprimé	171
V.3.2 Etude des couplages	172
V.3.3 Calcul des caractéristiques électriques	174
V.3.4 Calcul des modèles équivalents	174
V.3.5 Génération des bibliothèques SPICE	175
V.3.6 Validation expérimentale	175
V.3.7 Conclusion	178
<b>V.4 Modélisation a priori du convertisseur</b>	<b>179</b>
<b>V.5 Analyse orientée C.E.M. du fonctionnement du convertisseur</b>	<b>181</b>
V.5.1 Formes d'onde des courants et tensions	181
• V.5.1.1 Schéma de simulation	182
• V.5.1.2 Courants sur deux périodes de fonctionnement :	182
• V.5.1.3 Tensions sur deux périodes de fonctionnement :	183
V.5.2 Etude des commutations	183
• V.5.2.1 Commutation à l'amorçage de l'interrupteur du bas	184
• V.5.2.2 Commutation au blocage de l'interrupteur du bas	187
• V.5.2.3 Conclusion sur l'étude des commutations	188
V.5.3 Etude des spectres des courants de perturbation en mode différentiel	189
• V.5.3.1 Cas d'école	189
• V.5.3.2 Inductances parasites des condensateurs	189
• V.5.3.3 Modèle résistif et inductif du circuit imprimé	190
• V.5.3.4 Modèle asymétrique de la commande	191
V.5.4 Etude des spectres en mode commun et mode différentiel	192
• V.5.4.1 Capacités de mode commun introduites par les composants actifs	192
• V.5.4.2 Capacités de mode commun introduites par le câblage imprimé	193
• V.5.4.3 Capacités de mode commun de la charge	194
• V.5.4.4 Modèle complet du circuit imprimé	195
V.5.5 Conclusion sur l'étude des spectres	196

## V Application à un exemple significatif

### V.1 INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous allons présenter les résultats obtenus lors de l'étude d'un bras de pont 150 V – 300 W associé à un diviseur capacitif à point milieu. Le circuit imprimé a été réalisé pour répondre aux exigences de la méthode d'analyse, c'est à dire qu'il est constitué de segments rectangulaires reliés entre eux par des angles droits. Dans une première partie, nous détaillerons l'analyse du circuit imprimé et comparerons les résultats de mesures aux résultats obtenus lors des simulations de l'admittance du circuit imprimé. Dans une seconde partie, nous nous intéresserons à la représentation spectrale des courants de perturbations, mesurés en utilisant un R.S.I.L., et simulés a priori en utilisant une modélisation complète du convertisseur. Dans la troisième partie, nous étudierons l'influence des différents éléments parasites introduits dans la modélisation du convertisseur sur les différentes grandeurs électriques et sur le spectre des courants de perturbations.

### V.2 DESCRIPTION DU CONVERTISSEUR

#### V.2.1 SCHÉMA ÉLECTRIQUE

Le schéma électrique du convertisseur est présenté Figure 128.

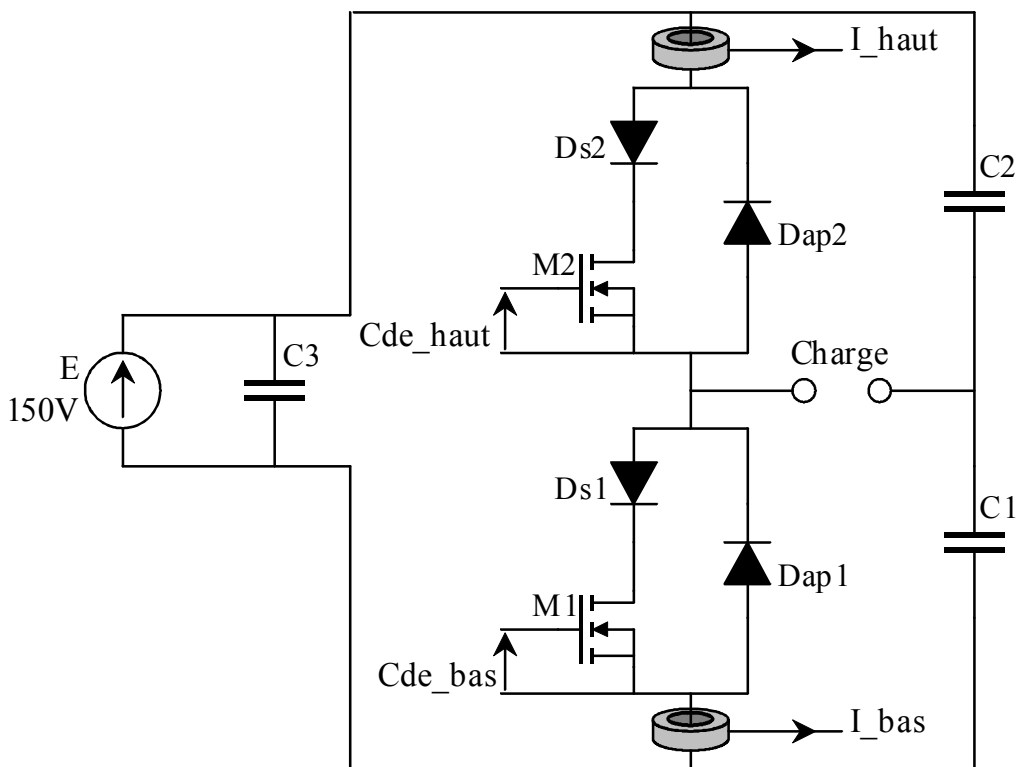


Figure 128 : Schéma électrique du convertisseur

### V.2.2 COMPOSANTS UTILISÉS

- Les interrupteurs sont des transistors MOS IRFP250 (30 A – 200 V), associés à des diodes BYT 30 PI 400 (30 A – 400 V).
- Deux sondes de courant large bande, développées et réalisées au L.E.Si.R. [2], [65], permettent de mesurer les courants dans les interrupteurs. Ces sondes sont insérées en utilisant un montage en cuivre rigide, peu inductif, dont la structure est fixée est dont les caractéristiques électriques ont été mesurées.
- Les commandes rapprochées sont réalisées en utilisant un composant spécialisé (IR2110), et en insérant une résistance de grille de  $10\ \Omega$  pour chaque transistor.
- Les condensateurs C1 et C2 sont des condensateurs polypropylène de  $10\ \mu\text{F} - 160\text{V}$ . Le condensateur C3 est un condensateur électrochimique de  $220\ \mu\text{F} - 400\text{V}$ .
- La charge est constituée d'une inductance de  $50\ \mu\text{H}$  et d'une résistance de  $3.5\ \Omega$ .

### V.2.3 CIRCUIT IMPRIMÉ

Le circuit imprimé étudié est présenté Figure 129 (Echelle  $9/10^{\text{ème}}$ ). Il est réalisé sur une plaque d'époxy d'épaisseur 1.5 mm, positionnée à 10 mm au dessus du radiateur sur lequel sont placés les transistors et les diodes.

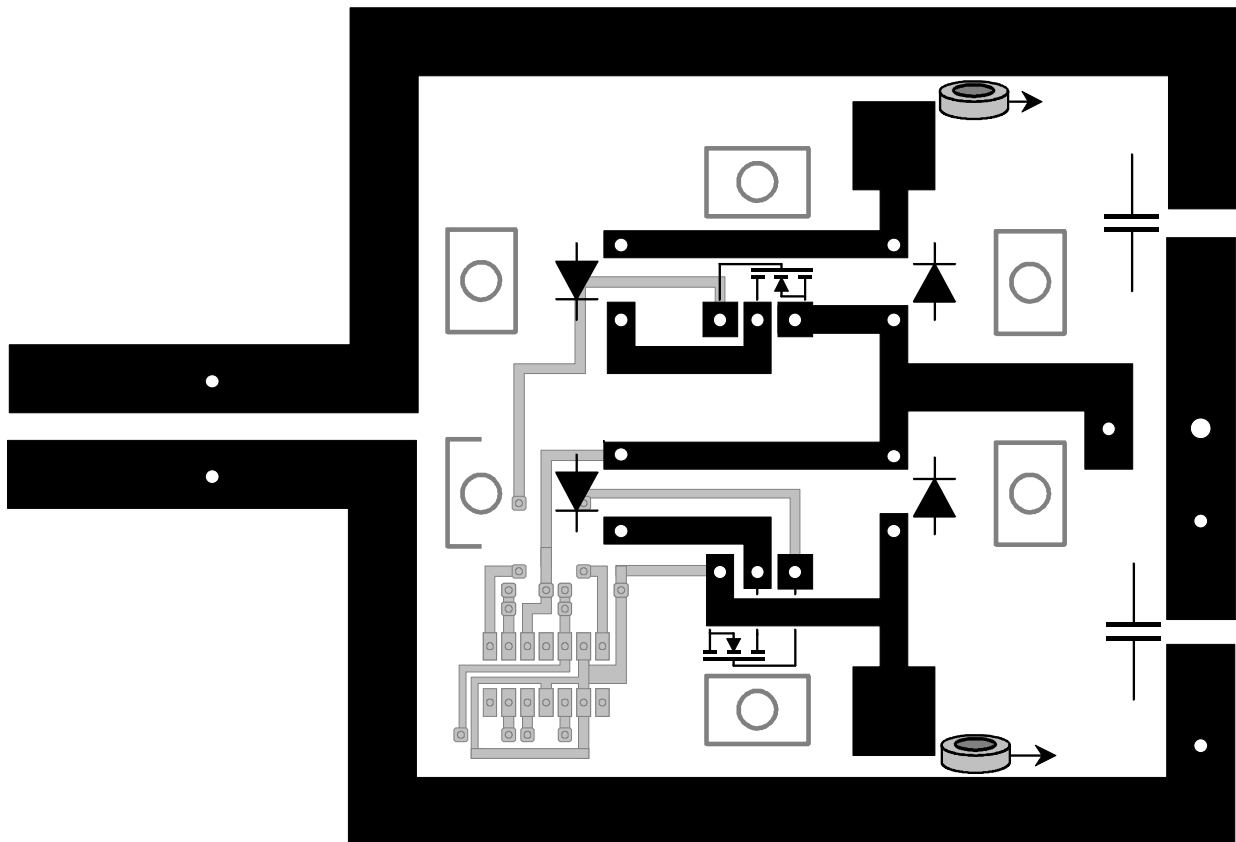


Figure 129 : Circuit imprimé et implantation du bras de pont.

L'implantation des principaux composants est représentée Figure 129, ainsi que la partie du circuit imprimé correspondant à la commande rapprochée (en gris clair). Cette partie n'a pas été représentée dans le modèle électrique équivalent établi pour ce circuit imprimé.

### V.3 ANALYSE DU CIRCUIT IMPRIMÉ

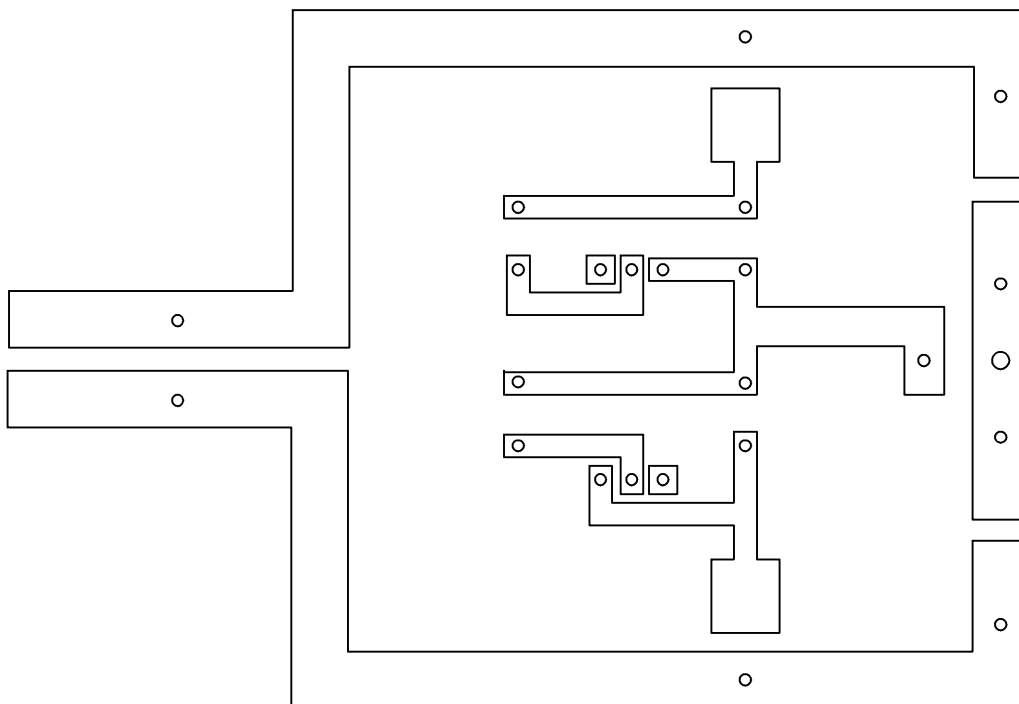
L'analyse du circuit imprimé se déroule en 5 étapes :

	Etape	Résultat
1	Décomposition du circuit imprimé	Ensemble des Segments de pistes et des Nœuds.
2	Etude des couplages	Liste des couplages.
3	Calcul des caractéristiques électriques	Matrices d'admittance Y.
4	Calcul des modèles équivalents	Paramètres des modèles.
5	Génération de la librairie SPICE	Librairie pour tous les éléments du circuit imprimé.

Nous allons détailler les résultats obtenus à chacune de ces étapes dans le cas du circuit imprimé présenté Figure 129.

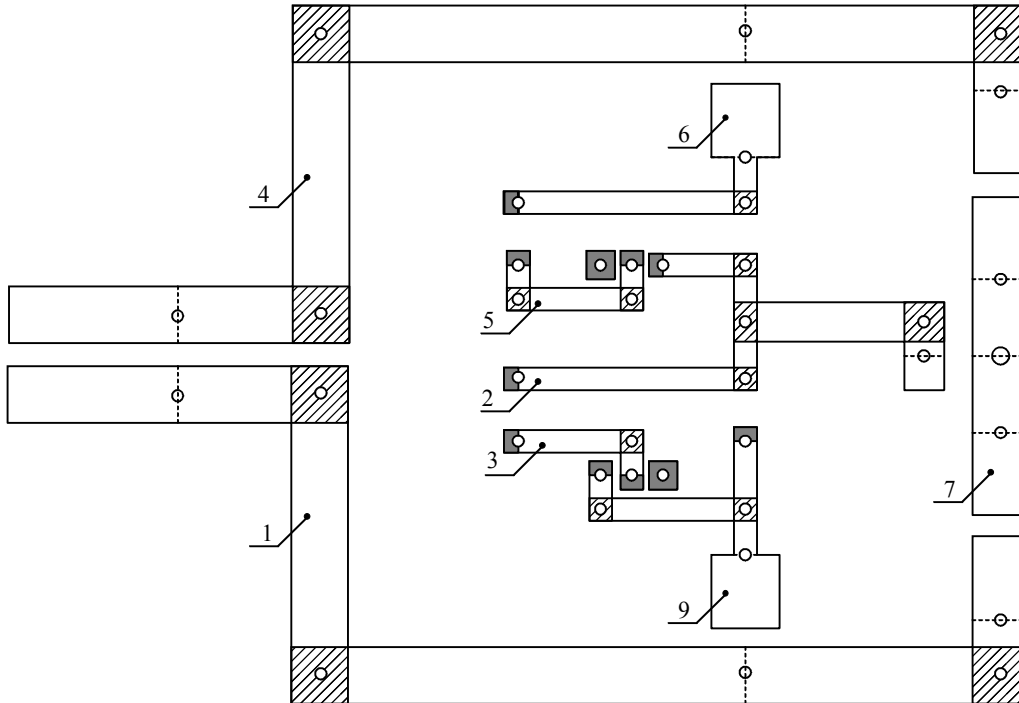
#### V.3.1 DÉCOMPOSITION DU CIRCUIT IMPRIMÉ

La configuration du circuit imprimé utilisée dans le logiciel de décomposition et d'analyse est présentée Figure 130. Par rapport à la Figure 129, les pistes sont décrites par leur contour, et l'implantation des sondes a été ajoutée, sous la forme de deux cercles supplémentaires.



**Figure 130 : Représentation du circuit imprimé avant la décomposition**

Sur la Figure 131, nous pouvons voir les segments de piste identifiés lors de la décomposition. Les nœuds sont localisés par un cercle, et délimités par une surface hachurée ou une ligne en pointillés. Les segments de piste et les nœuds ont par défaut un niveau de modélisation égal à 2 alors que nous avons imposé un niveau 1 aux parties de pistes en gris.



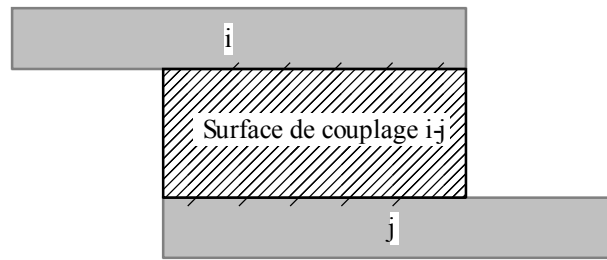
**Figure 131 : Représentation du circuit imprimé après la décomposition**

Les segments de pistes de niveau 1 ne seront pas testés lors de l'analyse des couplages, et seront associés à un modèle électrique uniquement capacitif. La modification du niveau de modélisation des segments de piste est faite par l'utilisateur, et permet une simplification des calculs et du modèle électrique du circuit imprimé. Ainsi, par défaut l'analyse génère 145 tests de couplages, alors que dans cette configuration elle n'en génère plus que 86. Nous avons ajouté sur la Figure 131 les numéros des différentes pistes qui seront modélisées. Par exemple, la piste 1 est constituée de 7 segments de piste, la piste 2 de 7 segments également.

### V.3.2 ETUDE DES COUPLAGES

La deuxième partie de l'analyse concerne les couplages. A l'issue de la décomposition, le logiciel indique qu'il faut tester 86 couplages (entre deux segments de piste) et précise les données géométriques relative à chaque couplage (Figure 132) :

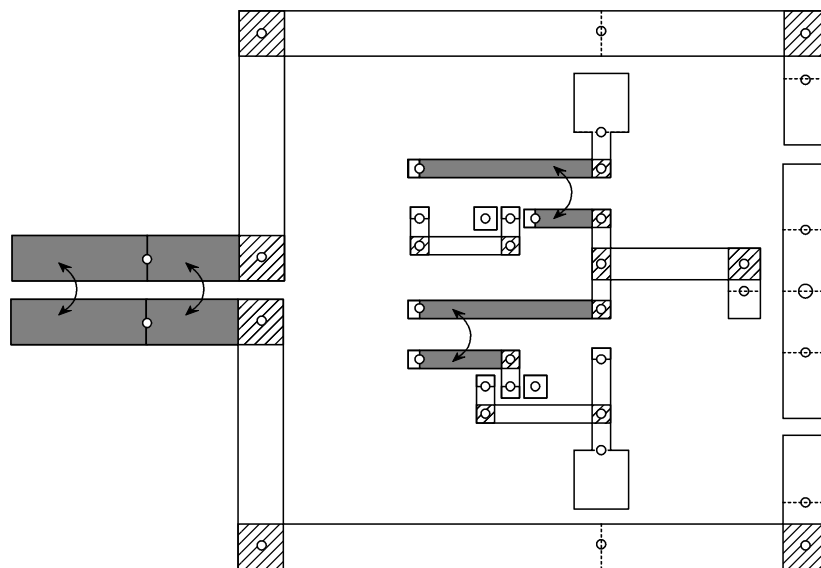
- Les dimensions des deux segments de piste  $i$  et  $j$
- La surface correspondant à la longueur en regard et à la distance entre les deux segments.



**Figure 132 : Configuration pour les données géométriques relatives à un couplage.**

A partir de ces données, la méthode des fils fins est appliquée pour chaque couplage afin de déterminer si il est significatif ou non. Ensuite, grâce à l'algorithme de couplage, les couplages entre plus de deux segments de piste sont déterminés. L'utilisateur a la possibilité de visualiser graphiquement l'ensemble des couplages identifiés lors de la décomposition, et il peut décider de ne pas tenir compte d'un certain nombre de couplages afin de limiter le nombre de tests. Il a aussi la possibilité de visualiser les couplages identifiés comme étant significatifs lors des calculs pour déterminer la liste des seuls couplages qu'il faudra prendre en compte lors des simulations.

Dans notre cas, à partir des 86 couplages possibles, la méthode des fils fins a permis d'identifier 9 couplages significatifs. Certains de ces couplages se produisant sur une longueur en regard très faible entre les deux segments, nous ne les avons pas retenus. Nous avons décidé de tenir compte des quatre couplages représentés Figure 133.



**Figure 133 : Couplages retenus pour la modélisation électrique du circuit imprimé**

Un fichier décrivant les couplages à prendre en compte, sous la forme du numéro de piste et du numéro de segment pour les différents segments couplés, doit être généré pour le calcul des caractéristiques électriques.



### V.3.3 CALCUL DES CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES

Le calcul des caractéristiques électriques a été effectué en tenant compte de la longueur des différents segments afin de déterminer la plage de fréquence pour le calcul de la matrice d'admittance. Cette plage de fréquence s'étend au moins jusqu'à 100MHz, et la fréquence maximum a été choisie pour chaque segment de manière à faire apparaître la première fréquence d'antirésonance (fréquence  $f_0$  – figure 81). De cette manière, les aspects inductifs et capacitifs sont pris en compte dans le modèle électrique de chaque segment. Au cours du calcul, le logiciel indique le ou les segments traités, ainsi que les caractéristiques géométriques correspondantes, afin que l'utilisateur puisse en suivre la progression :

#### Affichage lors du calcul des caractéristiques électriques

```

Piste 1 : segment 1 -> Segment de piste isolé
  noeud_1 : 1          noeud_2 : 2 ...      niveau 2
  longueur : 39.513   largeur : 10.011
  dL_1     : 5.0055   dL_2     : 4.993
...

Piste 1 : segment 6 -> Capacité
  noeud_1 : 5          noeud_2 : 6 ...      niveau 1
  longueur : 14.15     largeur : 9.986
  dL_1     : 0          dL_2     : 0
  Capacité : 0.144 pF
...

Couplage 3 : Piste 2 Segment 9 // Piste 3 Segment 2
  longueur      : 18.1          distance      : 6.972
  largeur p2s9 : 4.015         largeur p3s2 : 4.074

```

Le calcul de toutes les matrices, réalisé en utilisant la version 4.2c de Matlab, a pris environ 1h30 en utilisant un ordinateur équipé d'un processeur PentiumII-450MHz.

### V.3.4 CALCUL DES MODÈLES ÉQUIVALENTS

A partir de ces matrices, les modèles électriques sont établis automatiquement en utilisant la méthode décrite au chapitre VI .3. Les modèles complets utilisés pour les segments de piste isolés sont des modèles en  $\Pi$  simples avec un réseau R-L de niveau 4 pour représenter l'effet de peau. Les couplages entre deux segments de pistes utilisent le modèle présenté figure 89, avec pour chaque segment de piste un réseau R-L de 4 niveaux. Les paramètres de ces modèles sont saués sous forme de matrice que l'utilisateur a la possibilité de consulter, pour chaque segment de piste ou pour chaque couplage. Les paramètres déterminés pour les modèles complets sont utilisables pour les modèles plus simples ne prenant pas en compte l'effet de peau ou les effets électrostatiques.

### V.3.5 GÉNÉRATION DES LIBRAIRIES SPICE

Pour l'analyse du fonctionnement du convertisseur, nous avons généré quatre librairies différentes :

- Deux librairies correspondant au modèle complet des segments de piste, pour deux configurations du circuit imprimé au dessus du plan de masse (hauteur 1.5 mm et 11.5 mm).
- Une librairie basée sur un modèle intermédiaire des segments de piste, qui prend en compte les effets inductifs et capacitifs, mais pas l'effet de peau, dans la configuration où le circuit imprimé est situé à 11.5 mm du plan de masse.
- Une librairie avec le modèle le plus simple des segments de piste (Résistance, inductance et couplages inductifs), sans capacités et sans effet de peau, dans la configuration ou le circuit imprimé est situé à 11.5 mm du plan de masse.

Ces librairies ont été utilisées lors des différentes simulations sans avoir à modifier le schéma, ce qui nous a permis d'obtenir simplement les résultats pour les différentes configurations et pour les différents modèles.

### V.3.6 VALIDATION EXPÉRIMENTALE

Aux termes de ces calculs, nous disposons des caractéristiques électriques des différentes pistes du circuit imprimé et des modèles électriques associés. Le calcul des capacités supplémentaires introduites par les angles droits ne se fait pas pour l'instant de manière automatique, mais peut être effectué de manière très rapide par l'utilisateur. Afin de valider les résultats obtenus en utilisant ce modèle électrique, nous avons comparé les impédances obtenues en simulation pour différentes configurations de connexions du circuit imprimé aux résultats mesurés dans les mêmes configurations. Les mesures et les simulations correspondent à l'admittance du circuit imprimé vue de l'entrée du convertisseur. Nous allons présenter et comparer ces résultats pour deux configurations de connexions différentes, et pour deux configurations de plan de masse différentes.

- Position du circuit imprimé par rapport au plan de masse :
  - Circuit imprimé simple face, plan de masse séparé du circuit imprimé par 1.5 mm d'époxy et 10mm d'air. Cette configuration est celle utilisée dans la réalisation du bras de pont.
  - Circuit imprimé double face, plan de masse séparé du circuit imprimé par 1.5 mm d'époxy.
- Configurations des connexions :
  - Configuration 1 (Figure 134) : Sonde du haut, transistor du haut et diode en série, charge, et condensateur inférieur.
  - Configuration 2 (Figure 137) : Condensateur supérieur, charge, transistor du bas et diode en série, sonde du bas.

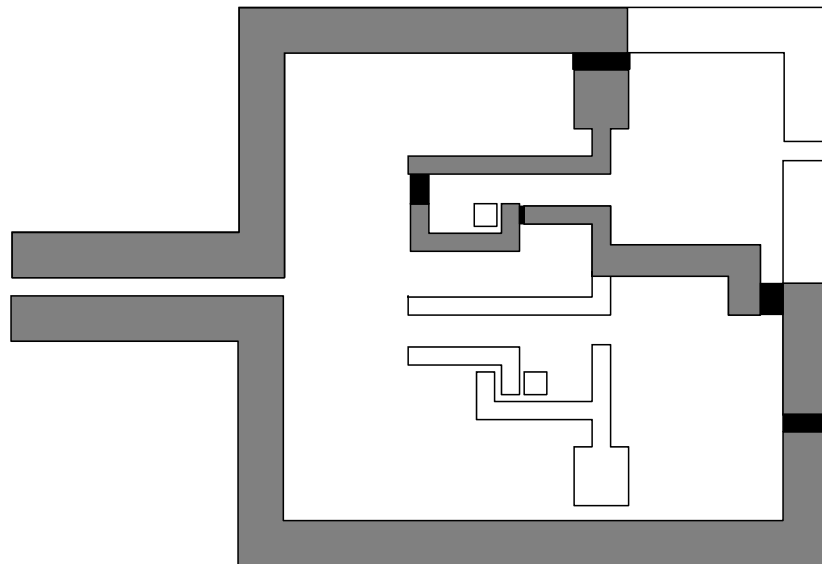


Figure 134 : 1<sup>ère</sup> configuration de connexions

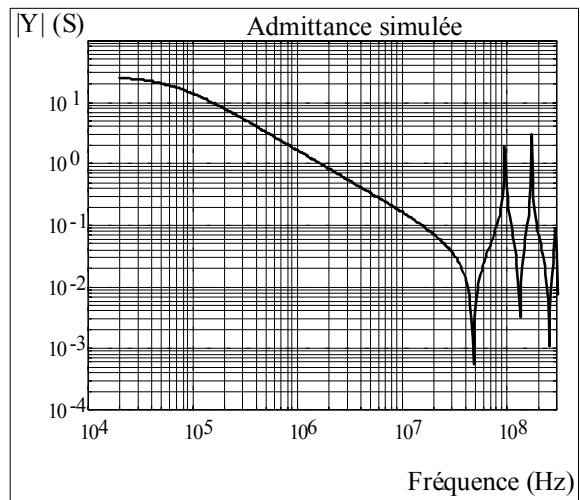
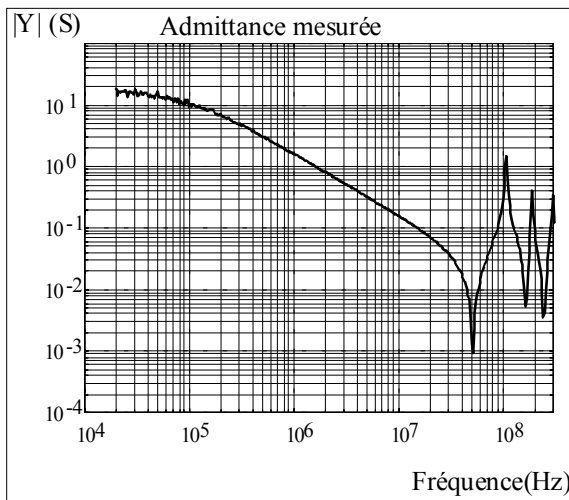


Figure 135 : 1<sup>ère</sup> configuration, circuit imprimé situé à 11.5mm du plan de masse

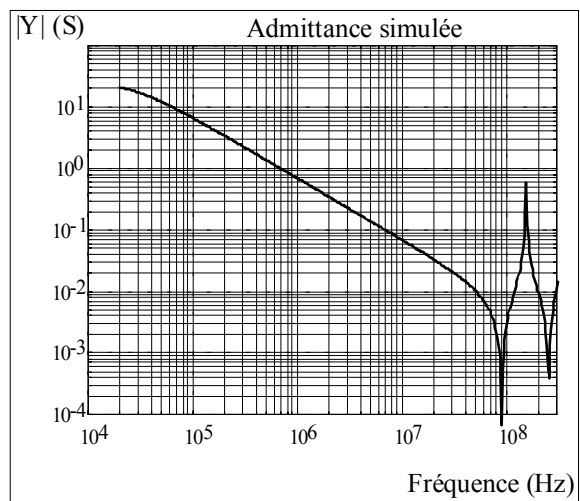
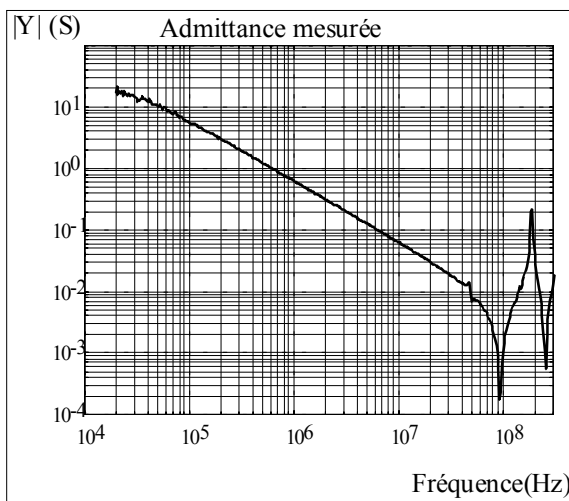


Figure 136 : 1<sup>ère</sup> configuration, circuit imprimé situé à 1.5mm du plan de masse

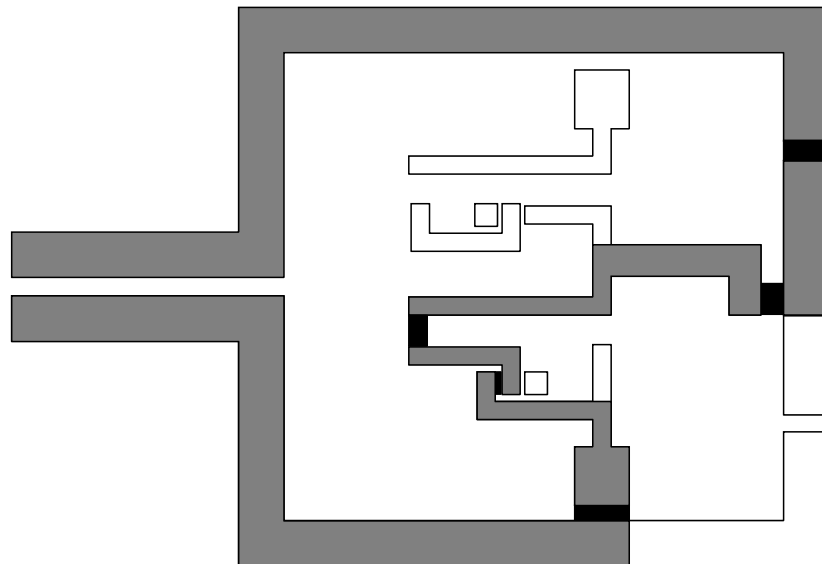


Figure 137 : 2<sup>nd</sup>e configuration de connexions

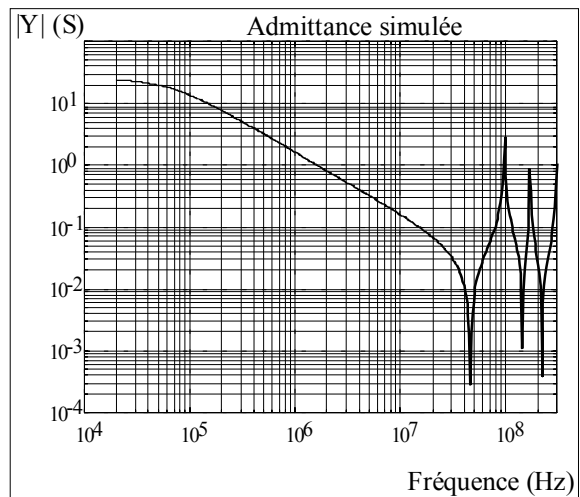
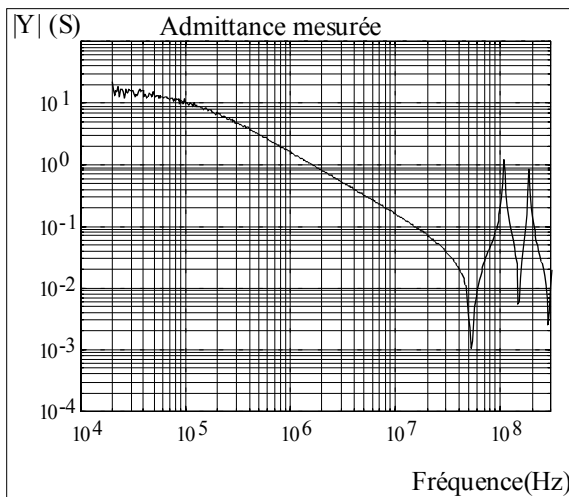


Figure 138 : 2<sup>nd</sup>e configuration, circuit imprimé situé à 11.5 mm du plan de masse

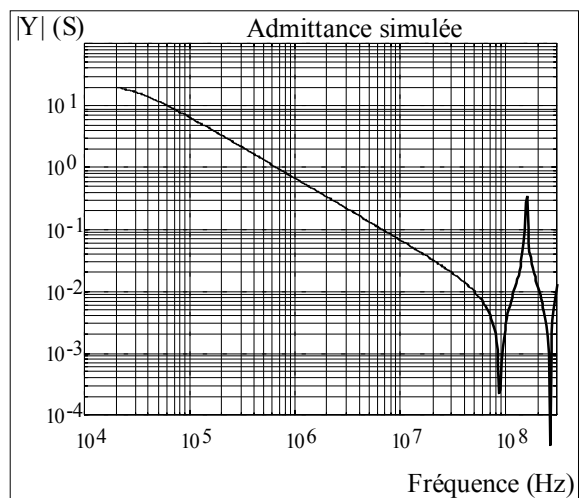
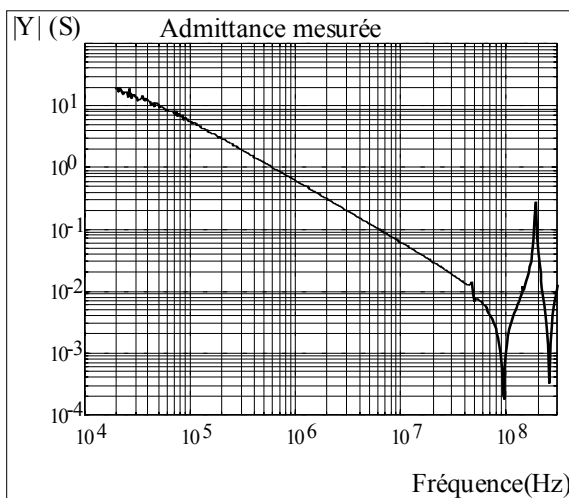


Figure 139 : 2<sup>nd</sup>e configuration, circuit imprimé situé à 1.5 mm du plan de masse

Nous pouvons observer dans ces quatre cas la bonne concordance entre les résultats mesurés et les résultats obtenus en simulation. Seul un segment de piste n'est pas utilisé dans les deux configurations, ce qui permet de valider la modélisation de pratiquement l'ensemble du circuit imprimé. Il subsiste néanmoins des différences à partir de 100 MHz entre les fréquences de résonance et d'antirésonance mesurées et simulées, ce qui montre la limite de cette modélisation. Ces résultats permettent aussi de montrer la validité de la méthode dans les deux configurations du circuit imprimé par rapport au plan de masse, alors que ces configurations donnent des résultats assez différents en terme d'inductances et de capacités. Ainsi, l'inductance globale est pratiquement 3.5 fois plus importante dans le cas où le circuit imprimé est situé à 11.5 mm du plan de masse par rapport au cas où il est situé à une hauteur de 1.5 mm. Enfin, pour le cas correspondant à la réalisation du bras d'onduleur, où le circuit imprimé est effectivement placé à une hauteur de 11.5mm au dessus du plan de masse, nous pouvons observer que les fréquences d'antirésonances dans les deux configurations de connexions sont très proches de la limite des 30 MHz, ce qui justifie la prise en compte des aspects électrostatiques dans le modèle électrique du circuit imprimé.

### V.3.7 CONCLUSION

Les résultats que nous venons de présenter découlent de la mise en œuvre de l'ensemble des éléments présentés dans les chapitres précédents sur le calcul des caractéristiques électriques et sur la modélisation électrique du circuit imprimé. La similitude entre les mesures et les résultats de simulation permettent de valider la démarche complète de modélisation, dans la limite où le circuit imprimé étudié a été prévu pour pouvoir être modélisé totalement. Ces résultats ont été obtenus en utilisant des modèles électriques relativement simples pour les différents éléments du circuit imprimé, ce qui explique les différences observées au delà de 100 MHz. Des modèles électriques plus complexes permettraient sûrement d'affiner les résultats entre 100 MHz et 400 MHz, mais au détriment du nombre de composants utilisés dans le modèle complet du circuit imprimé. Pour notre part, il nous semble plus important d'optimiser ce nombre de composants en regroupant dans un même élément les différentes parties du circuit imprimé situées entre deux connexions. Cette optimisation est en effet nécessaire si l'on veut pouvoir traiter efficacement un nombre de pistes important. L'autre point important à développer concerne le traitement et le calcul des caractéristiques électriques des éléments de circuit imprimé non rectangulaires.

#### V.4 MODÉLISATION A PRIORI DU CONVERTISSEUR

Dans cette partie, nous allons comparer les résultats obtenus en terme de représentation spectrale des courants de perturbation d'une part en mesure, et d'autre part en simulation. Les mesures ont été effectuées en sortie d'un R.S.I.L., connecté entre l'alimentation et le convertisseur, à l'aide d'un analyseur de spectre HP4195A.

Le modèle a priori du convertisseur est basé sur les modèles de composants présentés au chapitre II et sur le modèle électrique complet du circuit imprimé établi et validé au paragraphe précédent. Les éléments parasites des autres composants ont été mesurés et modélisés :

- Les capacités parasites des diodes et des transistors par rapport au radiateur qui sert de référence ont été mesurées et implantées dans les modèles des composants.
- Les caractéristiques de la charge ont été mesurées et modélisées sur une plage de fréquence allant de 10 kHz à 30 MHz.
- Le modèle électrique complet du R.S.I.L. a été introduit dans la simulation afin de reproduire l'impédance en entrée du convertisseur
- L'impédance d'insertion des sondes a été mesurée et modélisée.
- Les caractéristiques électriques des condensateurs utilisées ont été mesurées afin de déterminer leur valeur exacte et la valeur des inductances parasites.
- La commande des transistors a été simulée de façon symétrique avec un temps mort de 300ns. La fréquence de commande est de 20 kHz.

Du fait des temps de simulation importants, liés au nombre de composants introduits par le modèle du circuit imprimé, et à la nécessité de limiter le pas de calcul à 10ns au maximum pour éviter les problèmes de convergence lors des commutations, les simulations ont été effectuées sur une durée de 500  $\mu$ s et les spectres des courants de perturbations ont été calculés sur 300  $\mu$ s avec 65536 points. Le temps de calcul varie très fortement en fonction des contraintes de précision sur les courants (ABSTOL), sur les variations relatives de tension et de courant (RELTOL) [25].

Configuration de simulation : PC PentiumII-450MHz Simulation de 0s à 500 $\mu$ s					
ABSTOL	VNTOL	RELTOL	ITL4	Step ceiling	Temps de simulation
20 pA	1.0 $\mu$ V	0.002	1000	10 ns	5 heures
100 pA	1.0 $\mu$ V	0.005	500	10 ns	30 minutes

Le schéma complet utilisé lors des simulations est représenté Figure 140. Pour les simulations correspondant au mode différentiel seul, il n'y avait pas de liaison entre le R.S.I.L. et le radiateur qui sert de référence. Les résultats sont présentés Figure 141 pour le mode différentiel seul, et Figure 142 pour le mode commun et le mode différentiel.

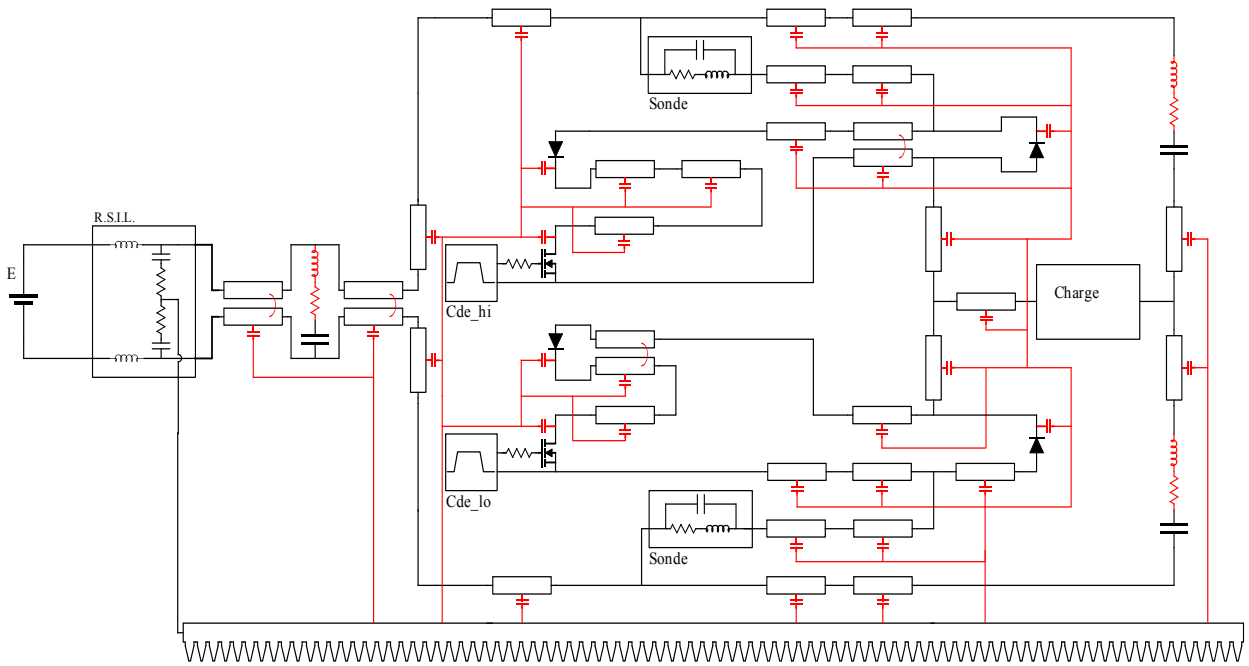


Figure 140 : Schéma complet pour la simulation a priori du convertisseur

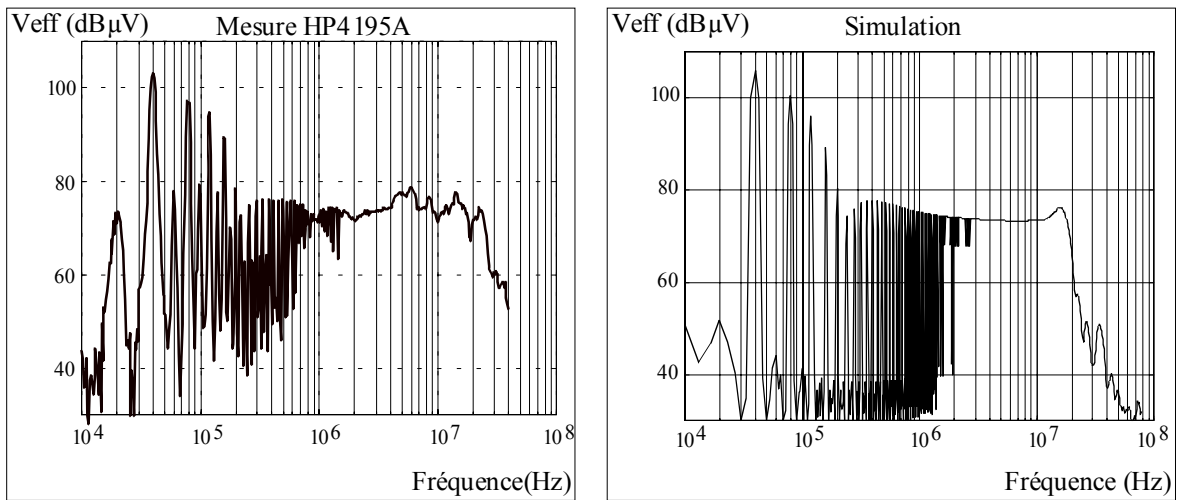


Figure 141 : Résultats pour le mode différentiel

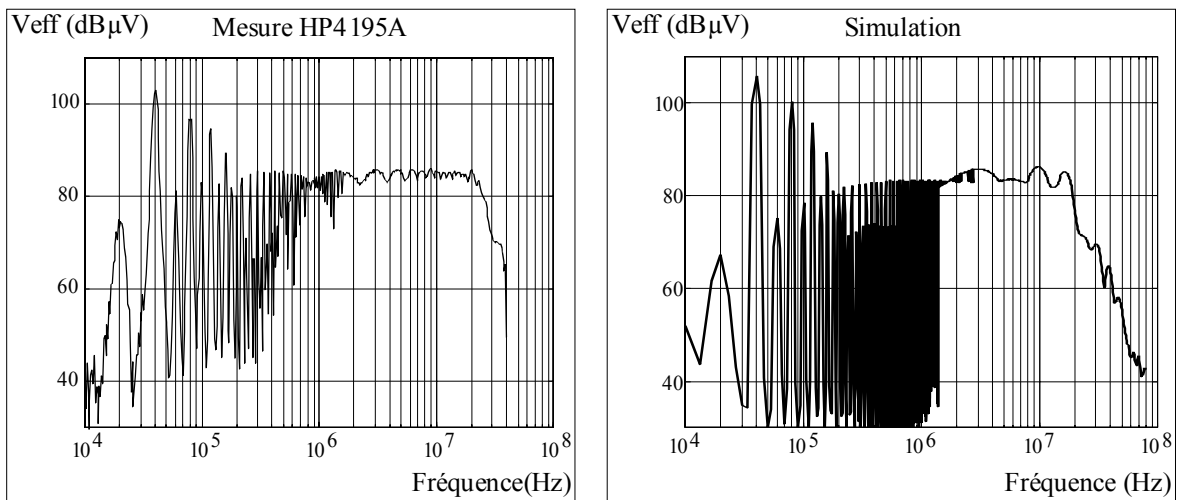


Figure 142 : Résultats pour le mode différentiel et le mode commun

Nous pouvons observer sur les figures 129 et 130 les similitudes et les différences entre les résultats mesurés et les simulations. Les effets liés aux commutations et au circuit imprimé se situent entre 1 Mhz et 30 MHz.

- En basse fréquence (20 kHz à 200 kHz), l'amplitude des raies de rang impair (20 kHz, 60kHz, 100kHz, ...) est inférieure dans les résultats de simulations, particulièrement dans le cas du mode différentiel seul. Par contre, l'amplitude des raies de rang pair est bien représentée dans cette plage de fréquence pour les deux modes.
- En mode différentiel, les spectres sont semblables jusqu'à 2MHz, mais les niveaux mesurés sont plus importants et plus complexes au delà. Le spectre obtenu en simulation commence à décroître à partir de 20MHz alors qu'il décroît seulement à partir de 30MHz dans nos mesures.
- En mode différentiel et mode commun, les niveaux maximum sont respectés en simulation, mais ils sont moins constants que dans le cas du spectre mesuré, en particulier entre 1MHz et 30MHz.

Nous allons maintenant essayer de comprendre et d'expliquer d'où proviennent ces différences en étudiant l'influence des commutations et des différents éléments introduits dans le modèle de simulation sur le spectre obtenu.

## **V.5 ANALYSE ORIENTÉE C.E.M. DU FONCTIONNEMENT DU CONVERTISSEUR**

Dans une première partie, nous allons présenter les formes d'ondes des courants et tensions dans les interrupteurs, correspondant au fonctionnement théorique du convertisseur. Nous détaillerons ensuite les courants et tensions aux bornes d'un interrupteur lors des commutations, et les chutes de tension générées lors des commutations dans un segment de piste de circuit imprimé. Nous présenterons ensuite les spectres correspondant à ces courants et tensions. Nous montrerons enfin l'influence des différents éléments introduits dans le modèle de simulation sur les spectres des courants de perturbation.

### **V.5.1 FORMES D'ONDE DES COURANTS ET TENSIONS**

Afin de présenter les formes d'onde des courants et tensions, nous avons utilisé le modèle théorique du convertisseur. Dans ce cas simple, les composants passifs sont supposés idéaux et le câblage, ainsi que les capacités de mode commun, ne sont pas pris en compte. Le modèle de simulation est représenté Figure 143, les formes d'onde des courants et des tensions sont représentés Figure 144 et Figure 145. Dans ce mode de fonctionnement, les commutations forcées correspondent au blocage d'un transistor et à la mise en conduction de la diode antiparallèle de l'interrupteur opposé. Le blocage de cette diode et la mise en conduction du transistor associé se font lors du passage à zéro du courant.



• V.5.1.1 Schéma de simulation

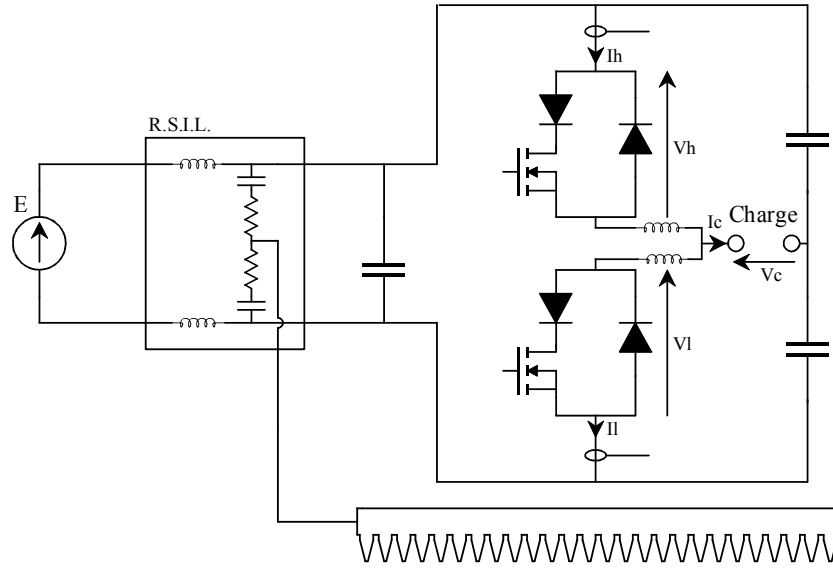


Figure 143 : Modèle de simulation dans le cas d'école

• V.5.1.2 Courants sur deux périodes de fonctionnement :

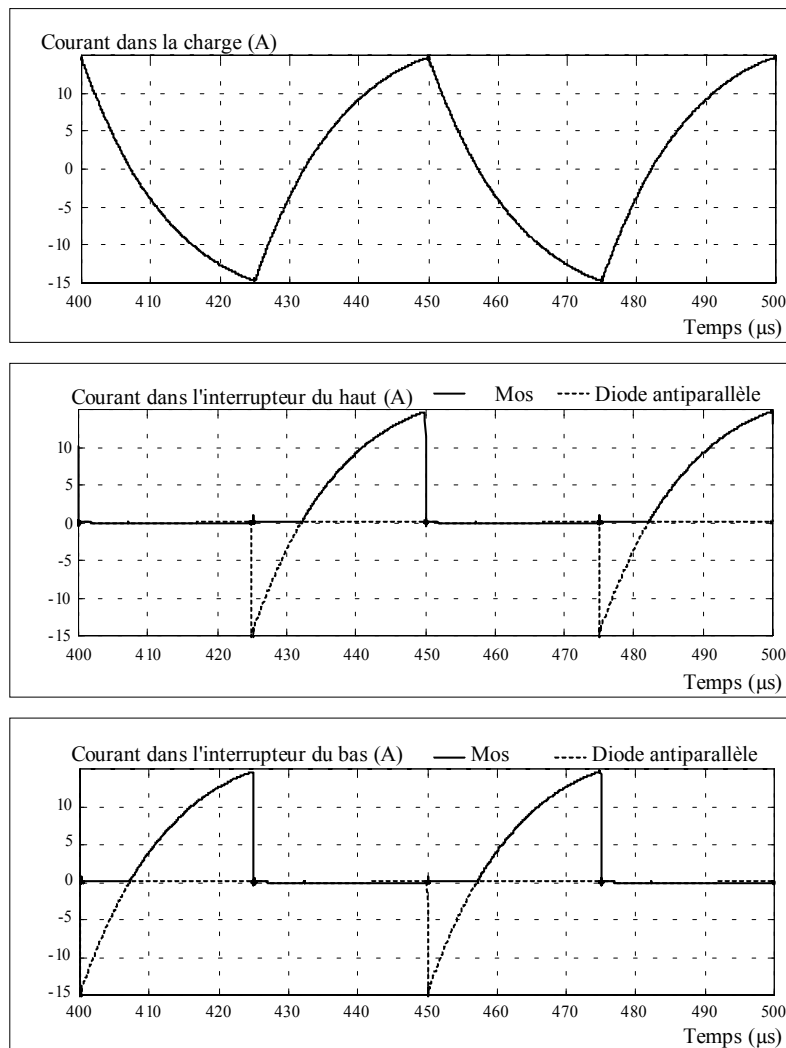
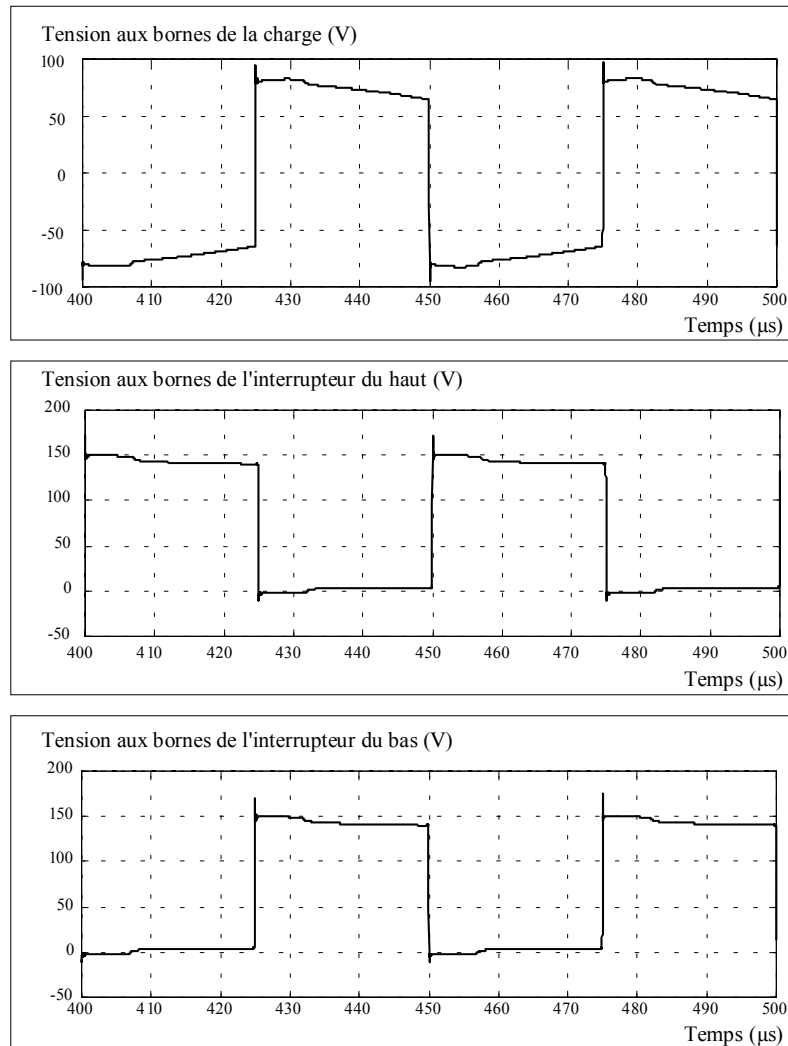


Figure 144 : Courants dans la charge (I<sub>c</sub>) et dans les interrupteurs (I<sub>l</sub> et I<sub>h</sub>)

- **V.5.1.3 Tensions sur deux périodes de fonctionnement :**



**Figure 145 : Tensions aux bornes de la charge et des interrupteurs**

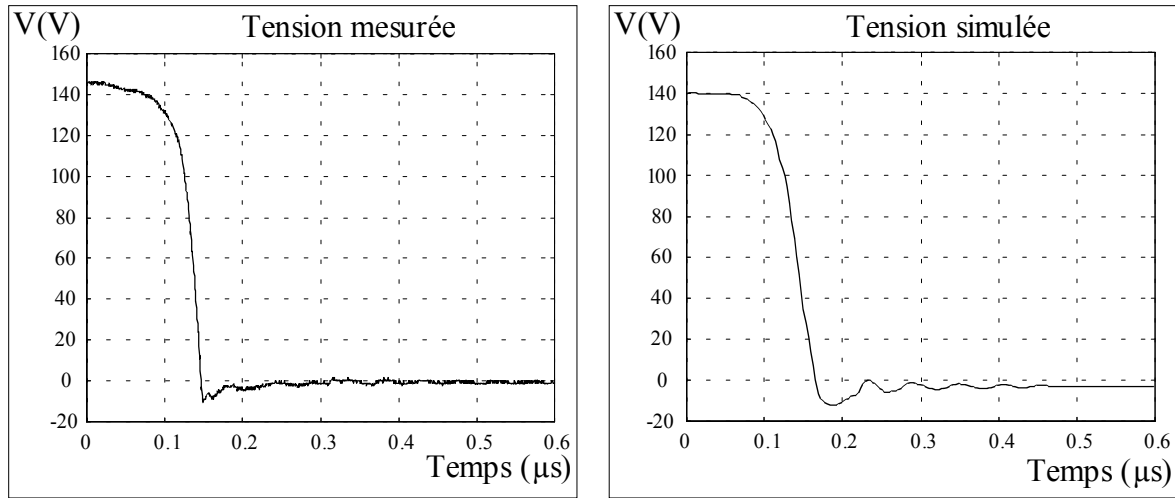
Les inductances en série avec les interrupteurs sont nécessaires pour assurer une transition réaliste du courant entre le transistor et la diode en antiparallèle opposé lors des commutations. Ces inductances existent physiquement du fait des inductances de connexion des composants et des inductances du circuit imprimé. Elles représentent les éléments minima dont il faut tenir compte lors de la simplification du modèle du convertisseur.

## V.5.2 ETUDE DES COMMUTATIONS

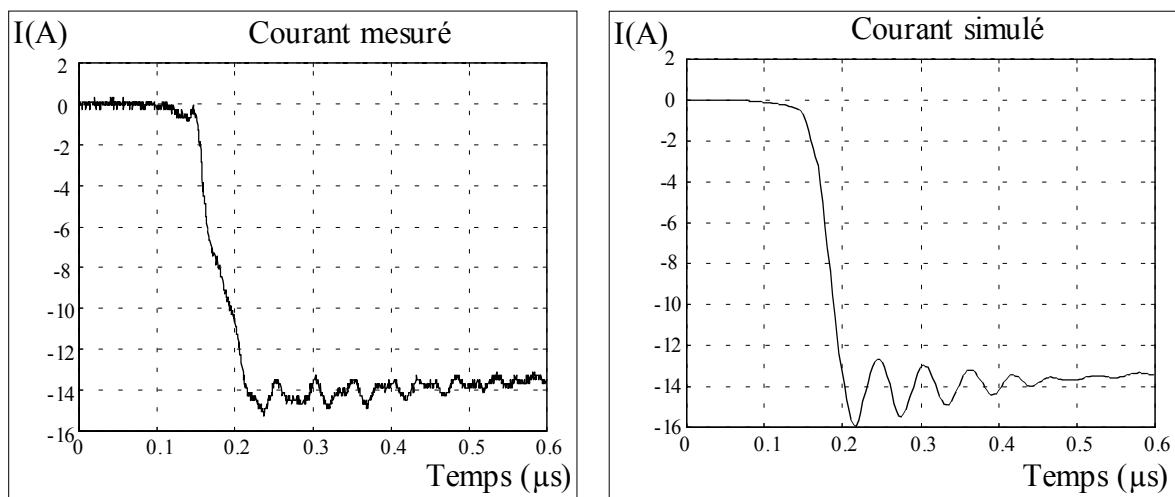
Les commutations représentent les sources primaires de perturbation du convertisseur. Il est intéressant d'une part de comparer les courants et les tensions mesurés et simulés lors des commutations, et d'autre part d'étudier les spectres correspondant. Le comportement des deux interrupteurs étant semblables, nous présentons uniquement les résultats relatifs à l'interrupteur du bas. Afin de montrer l'influence du circuit imprimé, nous allons aussi présenter la chute de tension dans un segment de piste soumis à une forte variation de courant lors d'une commutation.

- V.5.2.1 Commutation à l'amorçage de l'interrupteur du bas

- Comparaison entre mesures et simulations



**Figure 146 : Tensions aux bornes de l'interrupteur du bas**

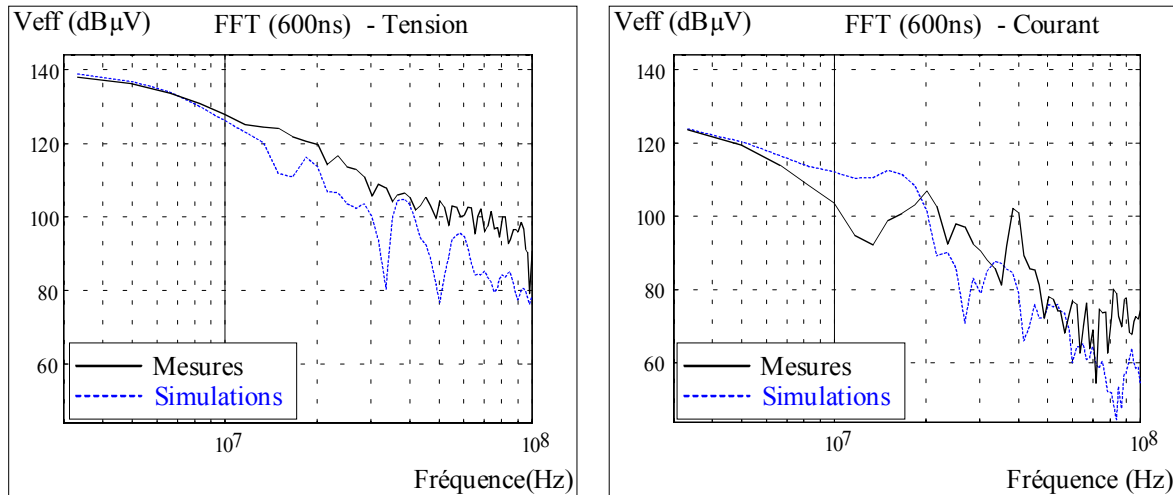


**Figure 147 : Courants lors de la mise en conduction de la diode antiparallèle**

Les résultats de simulation correspondent au modèle complet du convertisseur en mode commun et différentiel. Nous pouvons noter sur la Figure 146 que la variation de tension est plus rapide dans le cas des résultats de mesures, et que les régimes oscillatoires sont plus faibles et de fréquence plus élevés en mesure, par rapport aux résultats de simulation. Cette différence dans les régimes oscillatoires se retrouve nettement sur les courants, et l'on voit que ces régimes sont beaucoup plus complexes en mesures qu'en simulation. La forme général du courant mesuré lors de cette commutation est d'ailleurs plus complexe que ce que nous avons simulé.

### ▪ F.F.T. des courants et tensions

Ces différences se retrouvent Figure 148 lorsque l'on compare les spectres des tensions ou des courants. Pour les tensions, l'allure générale est cohérente, mais le niveau correspondant à la tension mesurée est plus constant et plus élevé que le niveau de la tension simulée. La différence est plus marquée pour les courants, et l'on peut observer que les fréquences correspondant aux différents minima et maxima sont différentes.

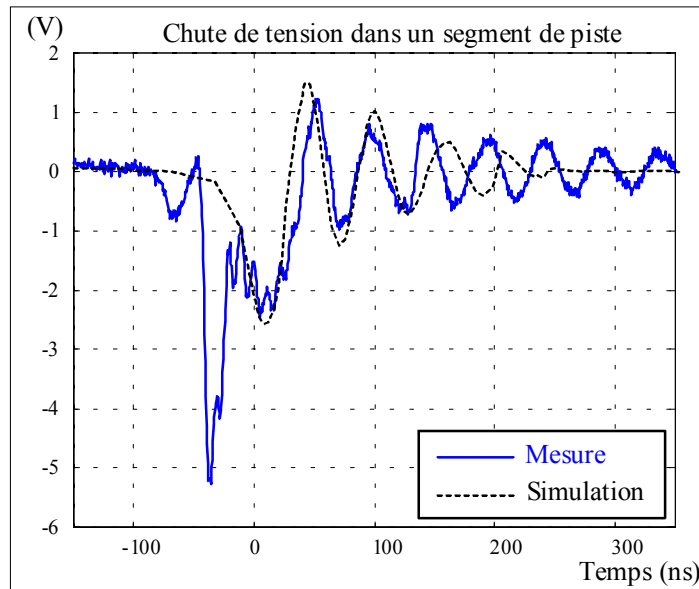


**Figure 148 : F.F.T. des courants et tensions à l'amorçage de l'interrupteur du bas**

Cette commutation n'est pas encore représentée de manière assez précise en simulation; il faut déterminer d'où proviennent les différences, particulièrement sur le courant, pour améliorer le modèle de simulation et se rapprocher des formes simulées. Le modèle de la commande de grille doit en particulier encore faire l'objet d'améliorations.

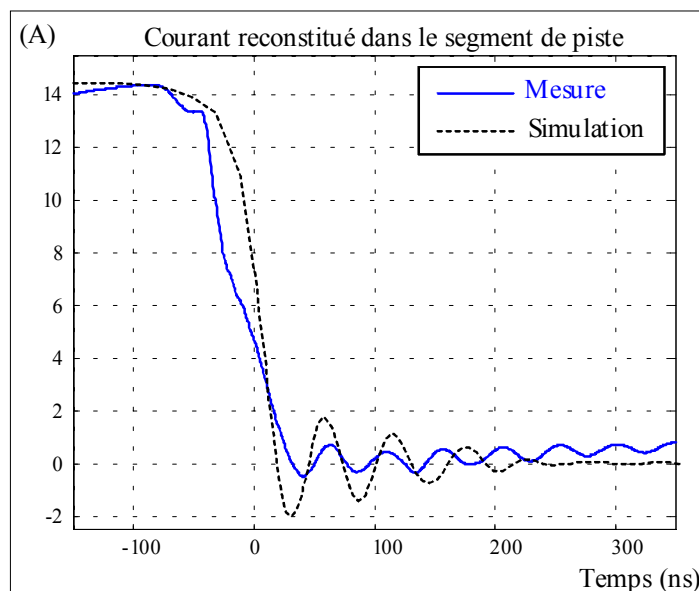
### ▪ Chute de tension dans un segment de piste

Afin de montrer l'influence du câblage lors des commutations, nous avons mesuré la chute de tension dans le segment de piste en série avec le transistor du haut et la diode lors de cette commutation. Ce segment mesure 42 mm de long sur 4 mm de large. Figure 149, nous avons comparé cette mesure à la chute de tension obtenue en simulation aux bornes de ce segment de piste. Afin de valider cette mesure, nous avons reconstitué le courant dans le segment de piste, en supposant un comportement purement inductif, et nous l'avons superposé au courant mesuré dans l'interrupteur. La forme des deux courants étant quasiment identiques, nous avons de cette manière déterminé la valeur de l'inductance présentée par le segment de piste (environ 13 nH). Ce courant reconstitué a été superposé au courant dans l'interrupteur obtenu en simulation, Figure 150.



**Figure 149 : Chute de tension dans un segment de piste**

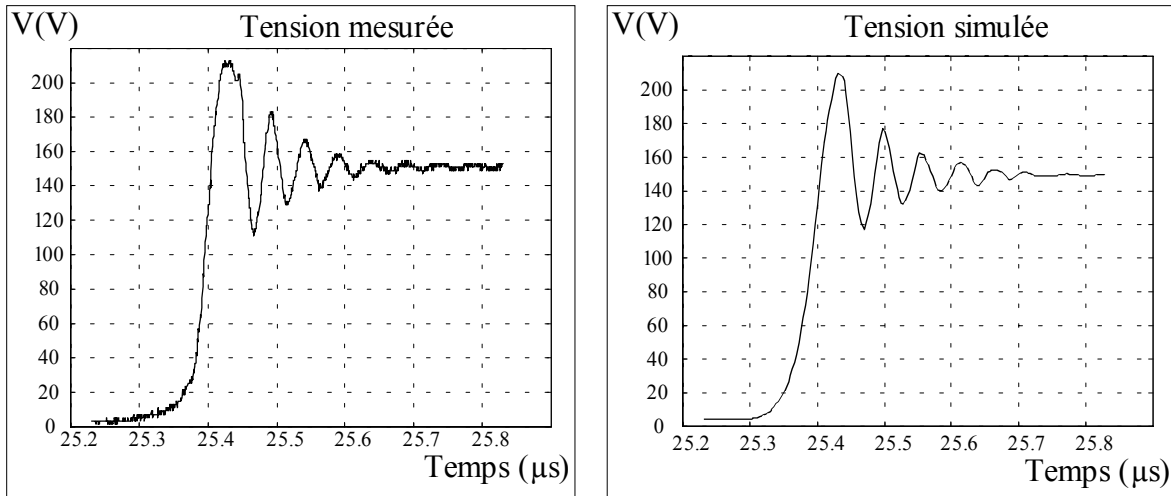
Nous pouvons observer Figure 149 que la chute de tension mesurée est différente de la chute de tension simulée dans la première phase de décroissance du courant. Cette différence se retrouve entre le courant reconstitué et le courant simulé, Figure 150. Ensuite, les formes des deux tensions sont plus semblables. Cette mesure permet de mettre en évidence l'inductance introduite par un segment de piste et les chutes de tensions importantes, de l'ordre de quelques volts, qu'elle peut provoquer lorsqu'elle se trouve dans une maille où le courant varie brutalement. Cette inductance est bien reproduite dans le modèle du circuit imprimé, bien qu'un peu plus importante que celle mesurée : l'inductance calculée est 15 nH.



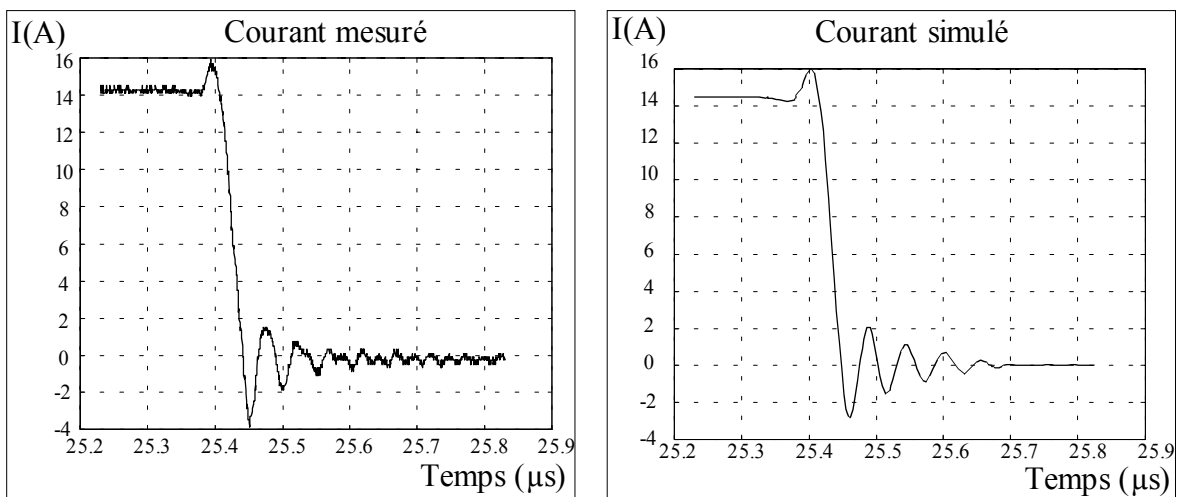
**Figure 150 : Courant reconstitué comparé au courant simulé.**

- V.5.2.2 Commutation au blocage de l'interrupteur du bas

- Comparaison entre mesures et simulations



**Figure 151 : Tensions au borne de l'interrupteur du bas**

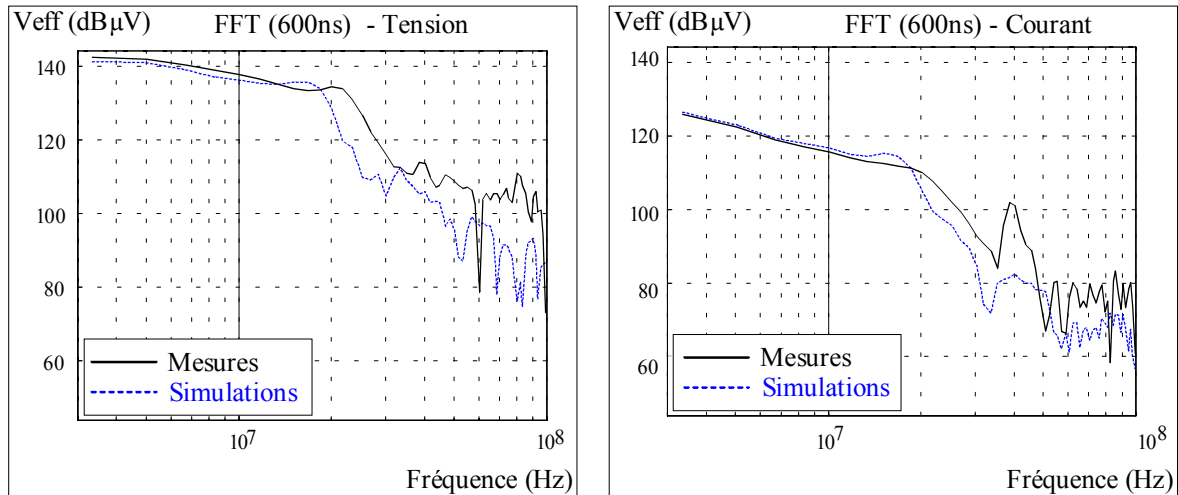


**Figure 152 : Courants mesuré et simulé lors du blocage du transistor**

Les résultats de mesure et de simulation liés à cette commutation sont assez proches. La tension mesurée croît plus rapidement que la tension simulée, et les régimes transitoires du courant simulés sont plus complexes que ceux obtenus en simulation. Le temps mort entre la commande des deux interrupteurs a du être ajustée précisément pour retrouver en simulation la forme de la remontée du courant située à 25.4  $\mu\text{s}$ . Nous pouvons remarquer en particulier que le niveau de la surtension sur l'interrupteur, due en partie à des effets inductifs, est bien modélisé.

La bonne concordance entre mesures et résultats de simulation se retrouve dans les spectres calculés pour ces tensions et ces courants, Figure 153.

### ▪ F.F.T. des courants et tensions



**Figure 153 : F.F.T. des courants et tensions au blocage de l'interrupteur du bas**

Les allures des spectres de tension sont très semblables, mais les fréquences pour lesquelles le niveau commence à diminuer sont moins élevées en simulation qu'en mesure, ce qui correspond au fait que le  $dv/dt$  était plus faible lors de la simulation que lors des mesures. En ce qui concerne les courants, la décroissance du spectre simulé correspond à une fréquence plus basse que pour le spectre mesuré. De plus, les niveaux sont moins importants, ce qui atteste d'un temps de variation plus long. Enfin, le régime oscillatoire mesuré qui suit la commutation est plus riche en harmoniques que dans la simulation. Le pic centré à 40 MHz confirme cet effet.

#### • V.5.2.3 Conclusion sur l'étude des commutations

L'étude des commutation nous a permis de vérifier que les modèles de composants associés au modèle du circuit imprimé permettaient de retrouver l'allure des tensions aux bornes des interrupteurs et des courants dans les interrupteurs lors des commutations. Ces résultats sont moins probants pour la commutation à l'amorçage du transistor que pour sa commutation au blocage. La comparaison des spectres de ces courants et de ces tensions lors des commutations nous a montré que les niveaux simulés commençaient à décroître pour des fréquences moins élevées que dans les cas des mesures, que ces spectres étaient moins complexes et avaient en moyenne des niveaux moins importants. Ces observations montrent que les modèles des semi-conducteurs doivent encore être améliorés, notamment en direction de leur commande. Ce sont les même tendances que nous observerons pour les spectres des courants de perturbation, dans le paragraphe suivant. L'étude des commutations nous a également permis de mettre en évidence les chutes de tensions liées à l'impédance du circuit imprimé pendant les commutations, et l'intérêt de modéliser précisément cette impédance. Les spectres montrent que les modèles sont corrects pour des fréquences  $\leq 20$  MHz.

### V.5.3 ETUDE DES SPECTRES DES COURANTS DE PERTURBATION EN MODE DIFFERENTIEL

#### • V.5.3.1 Cas d'école

Le spectre obtenu en utilisant le modèle de simulation présenté Figure 143 est représenté Figure 154. Dans cette configuration, il n'y a pratiquement aucun couplage entre les sources de perturbations, c'est à dire les courants et les tensions interrupteurs commutés lors des commutations, et l'entrée du convertisseur où se situe le R.S.I.L. La mesure des courants de perturbations conduites renvoyées par le convertisseur sur le réseau s'effectuant par l'intermédiaire du R.S.I.L., les niveaux de perturbation simulés décroissent rapidement dans cette configuration, du fait du condensateur idéal qui absorbe les variations du courant dans le bras de pont. Le spectre obtenu en basse fréquence correspond aux résultats présentés dans l'étude a priori du convertisseur, mais le spectre continue à décroître régulièrement au-delà de 200kHz, ce qui n'est le cas ni en mesure ni en simulation avec le modèle complet.

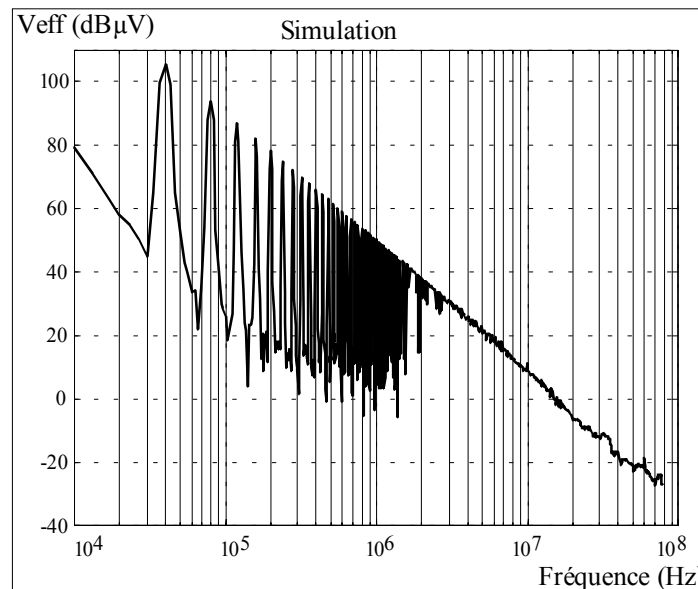
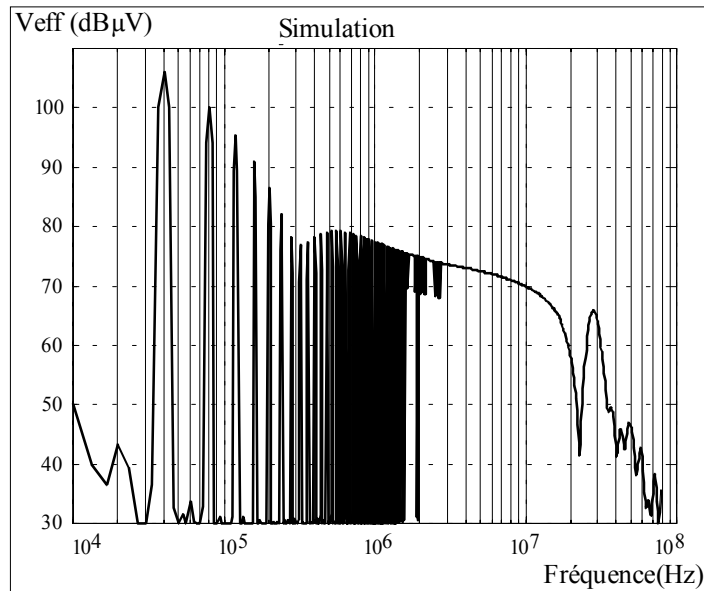


Figure 154 : Spectre du courant de perturbation dans le cas d'école

#### • V.5.3.2 Inductances parasites des condensateurs

La décroissance du spectre des courants de perturbation est limitée par les imperfections du condensateur d'entrée, et en particulier par son inductance parasite qui permet un couplage par impédance commune entre le R.S.I.L. et le bras de pont [2]. Le spectre des perturbations obtenu par simulation en utilisant le modèle complet des condensateurs est présenté Figure 155. Nous pouvons observer la remontée du spectre entre 300kHz et 30MHz, et en déduire l'importance qu'il faut accorder à la modélisation des condensateurs de filtrage dans les simulations.



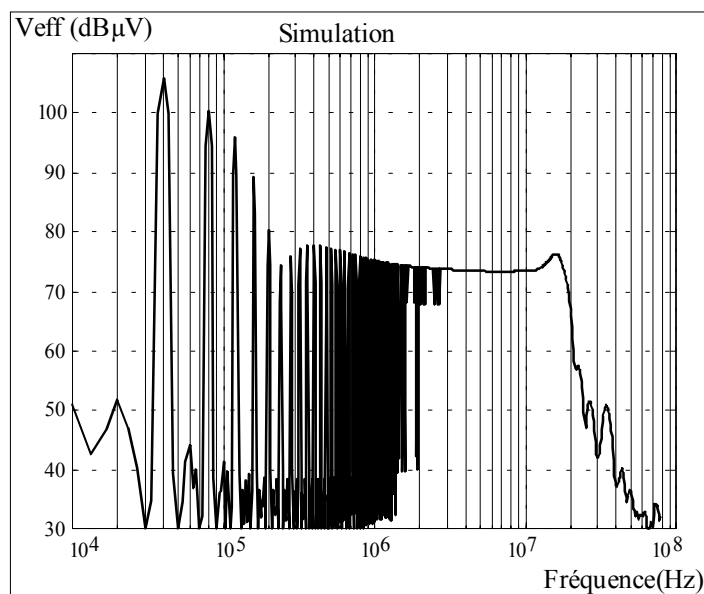


**Figure 155 : Cas d'école avec modèle R-L-C série des condensateurs**

Nous allons maintenant introduire le modèle du circuit imprimé dans le modèle du convertisseur

- **V.5.3.3 Modèle résistif et inductif du circuit imprimé**

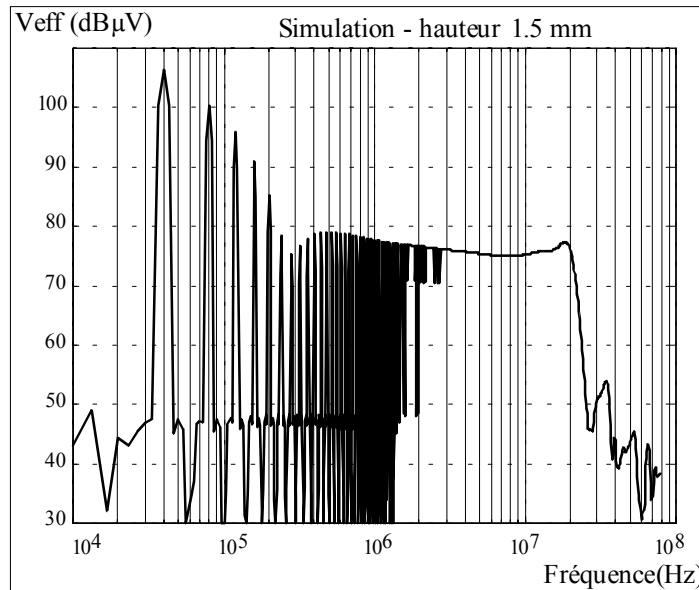
Nous allons commencer par utiliser une modélisation simplifiée du circuit imprimé ne faisant intervenir que les aspects inductifs (inductances et couplages) et les résistances des pistes en basse fréquence. L'utilisation de plusieurs niveaux de modélisation, et la création de bibliothèques associées, permettent de simplifier cette approche. L'intérêt réside dans les temps de simulation réduits obtenus, sans différences importantes sur les spectres calculés en mode différentiel par rapport à l'utilisation du modèle complet. Nous retrouvons Figure 158 un résultat comparable à celui obtenu en utilisant le modèle a priori du convertisseur en mode différentiel (Figure 141).



**Figure 156 : Modèle résistif et inductif du circuit imprimé (h=11.5 mm)**

Par rapport au spectre mesuré en mode différentiel, le spectre présenté Figure 156 est moins complexe entre 200 kHz et 30 MHz, mais les niveaux correspondent. Du fait de la symétrie des commandes dans la simulation a priori, les harmoniques de rang impair (fondamental  $f_0=20\text{kHz}$ ) sont pratiquement inexistantes entre 10kHz et 300kHz, alors que ces harmoniques sont présentes dans les spectres obtenus en mesure.

Afin d'évaluer plus précisément l'influence du circuit imprimé, nous avons simulé Figure 157 le modèle du convertisseur correspondant au circuit imprimé situé à une hauteur 1.5 mm du plan de masse.

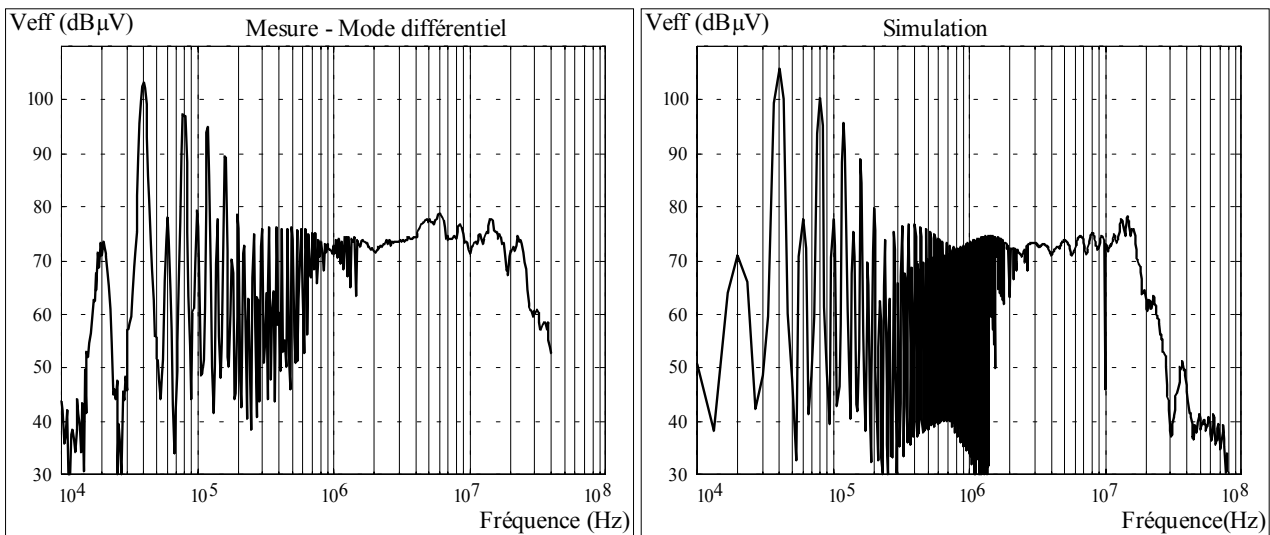


**Figure 157 : Modèle résistif et inductif du circuit imprimé ( $h=1.5\text{ mm}$ )**

Nous retrouvons la même forme générale que pour une hauteur de 11.5 mm, mais les niveaux situés entre 200 kHz et 20 MHz sont un peu plus élevés, et le dernier maximum s'est déplacé de 15 MHz vers 20 MHz, ce qui correspond à l'inductance globale moins élevée du circuit imprimé situé à 1.5 mm du plan de masse par rapport au circuit imprimé situé à 11.5 mm du plan de masse.

#### • V.5.3.4 Modèle asymétrique de la commande

Nous avons mesuré précisément les caractéristiques des deux commandes, qui sont légèrement asymétriques, et nous avons modifié en conséquence le modèle de commande utilisé en simulation dans le cas précédent. Le modèle temporel de la commande doit être très précis ( $\approx 5\text{ns}$ ) et doit permettre de reproduire précisément les durées des commandes et les intervalles entre les ordres de blocages et d'amorçage des transistors complémentaires. D'après nos mesures, la commande du transistor du bas dure  $25\ \mu\text{s}$  et celle du transistor du haut dure  $24.3\ \mu\text{s}$ , pour une période exacte de  $49.875\ \mu\text{s}$ .



**Figure 158 : Comparaison mesure / Modèle asymétrique de la commande**

On retrouve dans cette simulation un résultat très comparable aux spectre des courants de perturbation mesurés aux bornes du R.S.I.L en mode différentiel. Le niveau est cependant plus élevé (environ 7dB $\mu$ V) entre 4 MHz et 10 MHz dans les résultats de mesures. Nous expliquons ces niveaux plus élevés par l'existence de capacités parasites entre la charge, les câbles de liaisons entre la charge et l'onduleur, et la masse. Ces capacités permettent à des courants de mode commun d'exister même lorsque le radiateur n'est pas relié au R.S.I.L.

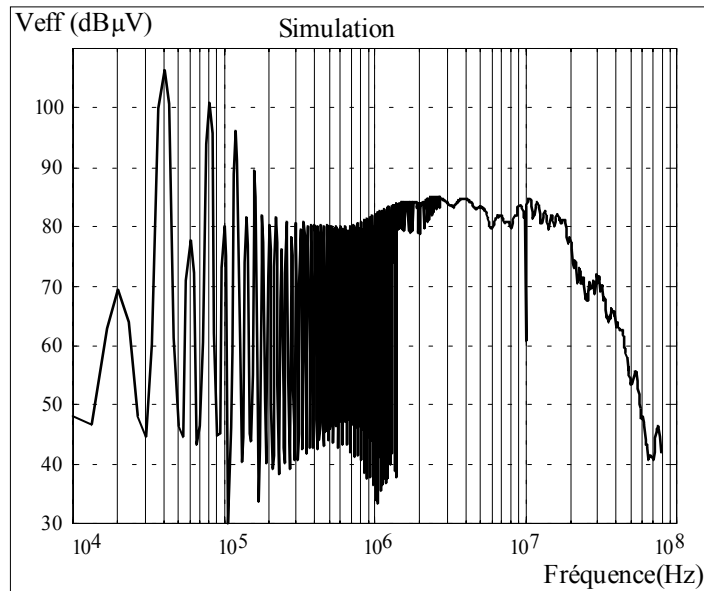
#### V.5.4 ETUDE DES SPECTRES EN MODE COMMUN ET MODE DIFFERENTIEL

Nous allons maintenant évaluer progressivement l'effet des capacités de mode commun sur le spectre des courants de perturbation simulé. Ces simulations sont donc à comparer au spectre mesuré en tenant compte simultanément du mode différentiel et du mode commun, radiateur relié à la référence du R.S.I.L. (Figure 142).

##### • V.5.4.1 Capacités de mode commun introduites par les composants actifs

La première simulation fait uniquement intervenir les capacités de mode commun des diodes et des transistors. Ces capacités de mode commun ont été mesurées précédemment :

- ✓ Diode : Capacité entre cathode et radiateur : 31.2 pF.
- ✓ Mos : Capacité entre drain et radiateur : 38 pF.



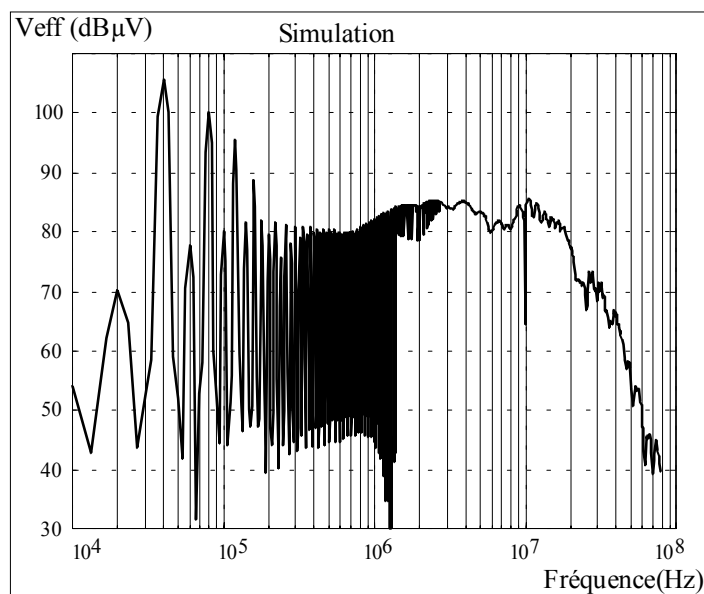
**Figure 159 : Modèle avec capacités de mode commun des composants actifs**

Nous pouvons observer Figure 159 que les niveaux simulés ont augmenté à partir de 200 kHz de façon équivalente à ce qui a été mesuré, mais de façon moins régulière. De même que pour les simulations en mode différentiel, le spectre des courants simulés commence à diminuer pour une fréquence moins élevée (20 MHz) en simulation par rapport à ce qui a été mesuré (30 MHz).

Nous pouvons cependant en déduire que ces capacités ont un rôle fondamental dans les niveaux de perturbation de mode commun.

- **V.5.4.2 Capacités de mode commun introduites par le câblage imprimé**

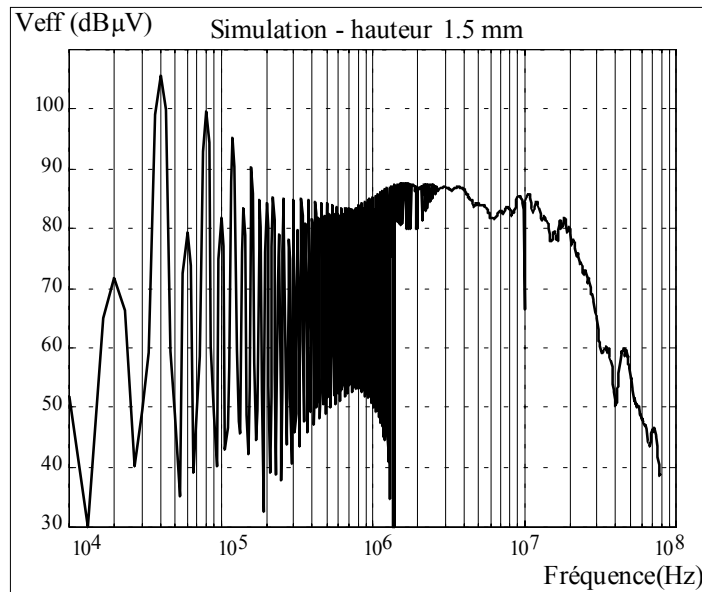
Les résultats de simulation présentés Figure 160 sont obtenus en introduisant également les capacités de mode commun du câblage imprimé dans le modèle du convertisseur.



**Figure 160 : Modèle avec capacités de mode commun du câblage imprimé (h=11.5 mm)**

Nous avons pour cela utilisé la librairie correspondant au modèle intermédiaire du circuit imprimé (sans modélisation de l'effet de peau), toujours dans le but de limiter les temps de calcul. Dans cette configuration (circuit imprimé à 11.5 cm du radiateur), ces capacités sont faibles devant les capacités de mode commun introduites par les composants silicium et on ne remarque pratiquement pas de différence au niveau des résultats de simulation.

Nous avons effectué la même simulation en utilisant le modèle du circuit imprimé situé à une hauteur de 1.5 mm du plan de masse. Les résultats de cette simulation sont présentés Figure 161.

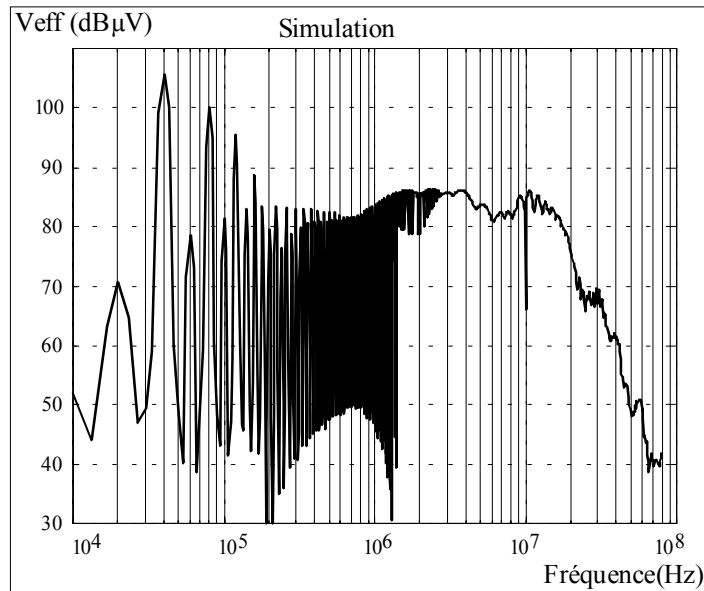


**Figure 161 : Modèle avec capacités de mode commun du câblage imprimé (h=1.5 mm)**

En comparant les résultats présentés Figure 161 aux résultats de la Figure 160, nous pouvons observer un niveau plus élevé d'environ 5 dBμV entre 100 kHz et 6 MHz dans le cas où le circuit imprimé est à une hauteur de 1.5 mm par rapport au plan de masse. Nous retrouvons le fait que les capacités de mode commun du circuit imprimé dans cette configuration sont plus importantes. Nous pouvons également observer que le spectre décroît plus lentement autour de 20 MHz dans ce cas.

- **V.5.4.3 Capacités de mode commun de la charge**

Enfin, nous avons introduit des capacités de mode commun pour la charge dans le cas du circuit imprimé situé à 11.5 mm du plan de masse. Ces capacités ne peuvent représenter qu'imparfaitement les effets capacitifs qui existent entre les câbles qui relient la charge au convertisseur, la charge, et son environnement. Nous avons placé une capacité de mode commun pour chaque extrémité de la charge, entre le modèle du câble et le modèle de la charge.

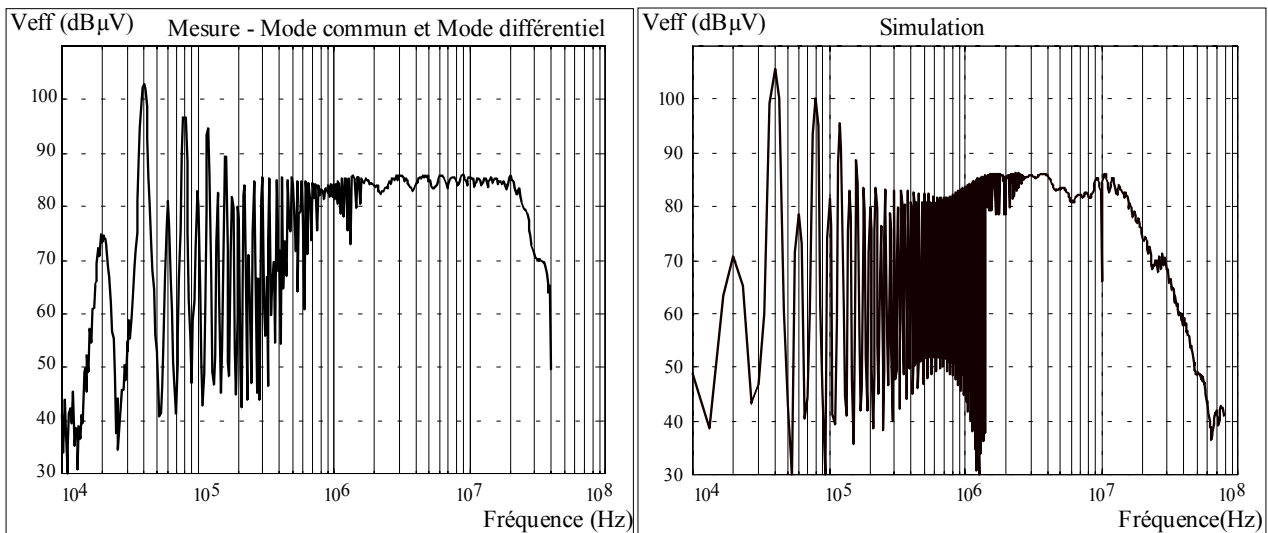


**Figure 162 : Modèle simple des capacités de mode commun de la charge**

Ces capacités ont surtout un effet entre 100kHz et 1MHz et permettent de retrouver les niveaux mesurés dans cette plage de fréquence.

- **V.5.4.4 Modèle complet du circuit imprimé**

Nous présentons Figure 163 les résultats de simulation obtenus en utilisant le modèle complet du circuit imprimé, comparé au spectre de mode commun et mode différentiel mesuré.



**Figure 163 : Comparaison Mesure simulation pour le modèle complet du convertisseur.**

Si nous comparons d'abord le spectre obtenu lors de cette simulation au spectre présenté Figure 162, nous pouvons noter qu'ils sont très semblables, les quelques différences si situant au delà de 20 MHz. Les temps de simulation sont cependant plus importants dans cette dernière configuration du fait de la modélisation de l'effet de peau.

Si nous comparons maintenant les deux spectres présentés Figure 163, nous pouvons observer qu'ils sont assez semblables. Le niveau spectral simulé est plus faible entre 200 kHz et 500 kHz, et

autour de 7MHz comparé au spectre mesuré. Par ailleurs, le spectre simulé commence à décroître pour des fréquences plus basses que pour la mesure.

### V.5.5 CONCLUSION SUR L'ÉTUDE DES SPECTRES

Le but de cette étude était de mettre en évidence l'influence des différents éléments utilisés dans le modèle du convertisseur sur le spectre de perturbation simulé. Cette étude a demandé un nombre de simulations élevé, ce qui a donné une grande importance aux temps de calcul et à la maîtrise des paramètres du simulateur pour éviter des erreurs de convergences après plusieurs heures de simulation. Un autre point important était de pouvoir modifier simplement le modèle du circuit imprimé en changeant la librairie à utiliser.

Nous avons pu montrer que les inductances parasites des condensateurs de filtrage, l'effet inductif du circuit imprimé, le modèle temporel de la commande et les capacités de mode commun des composants actifs étaient les éléments qui avaient un effet prépondérant sur les courants conduits. Les modèles du convertisseur tenant compte de ces éléments permettent d'obtenir des résultats de simulation proches des résultats mesurés, avec des durées de simulation de quelques minutes pour 20 périodes. Cette étude nous a aussi montré que les éléments extérieurs au convertisseur, en particulier la commande et la charge, avaient une grande influence sur les spectres des perturbations, et qu'il fallait les modéliser précisément. En fait, il faut établir les modèles précis du convertisseur, de sa commande et de son environnement.

La bonne adéquation des spectres simulés et des spectres mesurés, que l'on peut observer Figure 158 et Figure 163, nous permet de valider d'une part les différents modèles utilisés pour ces simulations, et d'autre part la démarche d'analyse qui nous a permis d'aboutir à ces résultats.

En terme d'éléments à prendre en compte dans une approche C.A.O. ces résultats nous permettent de conclure sur la modélisation de l'effet de peau : les spectres obtenus en modélisant l'effet de peau et ceux obtenus sans en tenir compte ne présentent pas de différences fondamentales alors que les temps de simulation sont beaucoup plus importants dans le premier cas. L'utilisation d'un modèle simplifié, ne tenant pas compte de l'effet de peau, est donc suffisant. Ces résultats montrent aussi que les modèles des composants à semi-conducteurs sont encore insuffisants. Ces modèles déterminent la forme des tensions et des courants lors des commutations. Les  $di/dt$  et  $dv/dt$  constituent les principales sources de perturbations, et la modélisation précise du spectre en entrée du convertisseur est tributaire de la modélisation précise de ces sources, donc des modèles de composants actifs.

## **CONCLUSION GÉNÉRALE**



## Conclusion générale

Le but de ce travail est de contribuer au développement d'outils logiciels dédiés à la C.A.O. des convertisseurs statiques et tenant compte des aspects de compatibilité électromagnétique. Dans cet objectif, nous avons travaillé sur différents aspects de la modélisation des convertisseurs et nous nous sommes intéressés successivement à la modélisation des composants silicium et à la modélisation du circuit imprimé.

Un de nos objectifs était d'obtenir des modèles simples mais suffisamment précis pour permettre une utilisation pratique, notamment dans l'objectif de la C.A.O.. Nous cherchions en particulier à obtenir des temps de simulation raisonnables pour le modèle final du convertisseur.

Les modèles des composants semi-conducteurs présentés ont été adaptés de modèles existants dans l'objectif de la simulation C.E.M.. Ces modèles permettent de reproduire les différents phénomènes de commutation. Les résultats présentés au chapitre V sur l'étude des commutations montrent cependant qu'ils sont encore insuffisants pour représenter précisément ces phénomènes, et qu'ils doivent encore être améliorés, notamment vis à vis de la commande. Ce point est important car ces modèles déterminent les formes des courants et des tensions dans les interrupteurs pendant les commutations, c'est à dire les principales sources de perturbations du convertisseur. Ces modèles sont encore trop simples et ne donnent pas des résultats suffisamment précis, mais ils constituent une base intéressante. Des extensions possibles ont été présentées au chapitre II.

Notre contribution au développement de la modélisation du circuit imprimé nous permet de disposer aujourd'hui d'outils pour traiter les différentes étapes de cette modélisation, en partant de la description géométrique du circuit imprimé et en allant jusqu'à la création de la librairie SPICE correspondant à son modèle électrique. Cette démarche demande une intervention limitée mais cependant importante de l'utilisateur, qui peut définir le niveau de complexité des modèles. Il doit aussi sélectionner les couplages significatifs à utiliser dans le modèle global. Les résultats obtenus, présentés chapitre V, permettent de valider cette démarche et montrent la simplicité d'utilisation des résultats lors des simulations. Cette méthodologie trouve cependant sa limite dans le principe mono-dimensionnel employé pour calculer les caractéristiques électriques des pistes. Il est adaptée au seul cas des pistes rectangulaires plus longues que larges. Des travaux actuellement en cours à l'Ecole des Mines de Douai (A. Guena ) restent à effectuer pour caractériser le circuit imprimé dans le cas de géométries plus complexes, et pour plusieurs couches. La même approche de décomposition du circuit imprimé en segments de pistes et en nœuds reste cependant envisageable, et les différents modules logiciels existants permettront d'intégrer facilement cette amélioration.

L'utilisation de ces outils pour étudier l'influence des différents éléments du modèle sur les résultats de simulation nous a permis de définir les éléments importants dont il faut tenir compte pour établir un modèle simplifié mais efficace du convertisseur. En mode différentiel, le modèle des inductances de câblage doit être précis, alors que l'effet de peau n'intervient qu'au second ordre. En mode commun, les capacités parasites des composants semi-conducteurs vis à vis du dissipateur ont un effet prépondérant, et l'influence des capacités de mode commun du câblage dépend de la hauteur du circuit imprimé par rapport au plan de masse et des dimensions des conducteurs. Lors de cette étude, nous avons aussi pu préciser les gammes de fréquence prépondérante sur lesquelles chaque élément avait une influence. Le modèle simplifié nous a permis d'obtenir des niveaux équivalents entre les spectres simulés et mesurés. Les temps de simulation dans cette configuration, de l'ordre de la dizaine de minutes, étaient tout à fait raisonnables. Dans le futur, nous envisageons d'utiliser ces outils pour l'étude d'autres structures, plus complexes.

L'étude menée au chapitre V nous a également montré l'importance de l'environnement du convertisseur sur les spectres de perturbation. En particulier, il est essentiel de modéliser finement la charge, aussi bien en mode différentiel qu'en mode commun, de même qu'il faut modéliser précisément le système de commande des différents transistors.

Une extension intéressante de cette méthode concerne les aspects rayonnés : nous sommes en effet capables de déterminer les courants qui circulent dans les différentes pistes du circuit imprimé, et nous envisageons d'utiliser la méthode des fils fins pour calculer le champ créé par chacun de ces courants à un point donné de l'espace.

Enfin, à terme, et si nous arrivons à améliorer la précision des simulations vis à vis des commutations, il serait intéressant de pouvoir prédéterminer les pertes d'un convertisseur, ce qui nécessiterait d'établir un modèle électro-thermique complet et précis des composants et du convertisseur, la configuration et l'environnement de logiciels retenue (PSPICE, MATLAB) devrait permettre d'accéder à cet objectif.



## **BIBLIOGRAPHIE**

## Bibliographie

- [1] Costa (F.). – Contribution à l'étude des perturbations conduites dans les convertisseurs statiques haute fréquence. Avril 1992. Thèse de doctorat de 3<sup>ème</sup> cycle de l'université d'Orsay Paris-Sud.
- [2] Labouré (E.). – Contribution à l'étude des perturbations conduites dans les alimentations continu-continu isolées. Octobre 1995. Thèse de doctorat de 3<sup>ème</sup> cycle de l'Ecole Normale Supérieure de Cachan, Laboratoire d'Electricité Signaux et Robotique.
- [3] Schanen (J.L.). Intégration de la compatibilité électromagnétique dans la conception de convertisseurs en électronique de puissance. Janvier 1994. Thèse de doctorat de 3<sup>ème</sup> cycle de l'Institut National Polytechnique de Grenoble.
- [4] Clavel E. – Vers un outil de conception de câblage. Le logiciel InCa. Novembre 1996. Thèse de doctorat de 3<sup>ème</sup> cycle de l'Institut National Polytechnique de Grenoble.
- [5] Maciel (D.). – Etude et modélisation des risques électromagnétiques supportés par les câbles de transmission d'informations contenus dans des chemins métalliques installés sur des sites industriels. Mars 1993. Thèse de doctorat de 3<sup>ème</sup> cycle de l'U.S.T.L. (Lille).
- [6] Petit (P.). – Contribution à la modélisation du câblage utilisé en électronique de puissance par la méthode des fils fins. Décembre 1996. Thèse de doctorat de 3<sup>ème</sup> cycle du Conservatoire National des Arts et Métiers.
- [7] Lardellier M. – Contribution à l'étude des perturbations électromagnétiques générées par des convertisseurs à liaison directe. Mai 1996. Thèse de doctorat de l'école centrale de Lyon.
- [8] Cogitor B. – Recherche des circuits équivalents pour les composants magnétiques haute fréquence. Juillet 1994. Thèse de doctorat de 3<sup>ème</sup> cycle de l'Institut National Polytechnique de Grenoble.
- [9] Batard (C.). – Interactions composants - circuits dans les onduleurs de tensions. Caractérisation – Modélisation – Simulation. 1992. Thèse de doctorat de 3<sup>ème</sup> cycle de l'Institut National Polytechnique de Toulouse. Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes.
- [10] Lefebvre (S.). - Contribution a la caractérisation de l'I.G.B.T. en commutation a zéro de courant. Février 1994. Thèse de doctorat de 3<sup>ème</sup> cycle de l'Ecole Normale Supérieure de Cachan, Laboratoire d'Electricité Signaux et Robotique.
- [11] Massol (J.L.). – Représentation des phénomènes de diffusion dans la modélisation des composants bipolaires de puissance. Application à la simulation du recouvrement inverse de la diode. 1993. Thèse de doctorat de 3<sup>ème</sup> cycle de l'Institut National des Sciences Appliquées – Toulouse. Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes.
- [12] Gillet (P.). – Modèle distribué de transistors bipolaires pour la C.A.O. des circuits en électronique de puissance. 1995. Thèse de doctorat de 3<sup>ème</sup> cycle de l'Institut National Polytechnique de Toulouse. Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes.
- [13] Ben Hadj Slama (J.) – Modélisation du rayonnement électromagnétique des circuits d'électronique de puissance, application à un hacheur. Décembre 1997. Thèse de l'école doctorale E.E.A. de Lyon.
- [14] Gautier (C.). – Etude comparative de logiciels de type « circuit » pour la simulation des perturbations électromagnétiques dans les convertisseurs statiques et modélisation de phénomènes non linéaires. Juin 1993. Rapport de D.E.A. de l'université Paris VI.

## Bibliographie

---

- [15] Paul (C. R.). – Introduction to electromagnetic compatibility. 1992 .Wiley Interscience. John Wiley & Sons.
- [16] Degauque (P.) et al. – Compatibilité électromagnétique. 1990. Dunod.
- [17] Ott (H.W.). – Noise reduction techniques in electronic systems. 1986. Wiley Interscience. John Wiley & Sons.
- [18] Perez (J. PH.) et al. – Electromagnétisme. Vide et milieux materiels.1990. Masson.
- [19] Sadiku (N.O.). – Numerical techniques in electromagnetics. 1992 .CRC Press.
- [20] Edwards (T.). – Foundations for microstrip circuit design. 1981, 1992. John Wiley & Sons.
- [21] Abrie (P.L.D.). – The design of impedance-matching networks for radio-frequency and microwave amplifiers. 1985. Artech House.
- [22] Gupta (K.C.) et al. - Computed-aided design of microwave circuits. 1981. Artech House.
- [23] Badoual (R.) et al. – Les micro-ondes (1). 1983, 1992. Masson
- [24] Bahl (I.). – Microwave solid state circuit design .
- [25] Documentation PSPICE – MicroSim Corporation. Irvine USA.
- [26] Leturcq (Ph.) et Rey (G.). – Physique des composants actifs à semiconducteurs. 1978. Dunod.
- [27] Mathieu (H.). – Physique des semiconducteurs et des composants électroniques. 1987, 1996. Masson.
- [28] Froidevaux (C.), & al. – Types de données et algorithmes. 1994. Editions Ediscience.
- [29] de Berg (M.), & al. – Computational Geometry, algorithms and applications. 1997. Editions Springer.
- [30] Costa (F.), Rojat (G.). – Simulation de la C.E.M. des convertisseurs statiques. Août 1999. Techniques de l'ingénieur. D 3292.
- [31] Leturcq (Ph.). – Composants semiconducteurs de puissance. Techniques de l'ingénieur, D3110 à D3111.
- [32] Roudet (J.), Schanen (J.L.), Clavel (E.). – Vers une meilleure connaissance des interconnexions en Electronique de puissance. Mars 1999. Journées d'étude SEE, Lyon.
- [33] Morel (H.), Besbes (K.), Chante (J.P.), Ferrieux (J.P.), Perard (J.). – Simulations comportementales en électronique de puissance. Janvier 1990. Revue Générale de l'Electricité, RGE n°1, pp 65-73.
- [34] Batard (C.), Meynard, Foch, Massol. – Circuit oriented simulation of power semiconductor using SUCCESS. Application to diodes and bipolar transistor. 1991. Florence, EPE conference.
- [35] Saha (P.K.), Dowling (J.). – A combined CAD package to predict and minimise E.M. radiation from a P.C.B. at design stage. Septembre 1994. International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Rome.
- [36] Hefner (A.R.) – Simulating the dynamic electrothermal behaviour of power electronic circuits and systems. Octobre 1993. IEEE Transactions on power electronics. Vol. 8, n°4. pp 376-385.
- [37] Kerkman (R. J.), Legatte (D.), Skibinski (G. L.) – Interaction of drive Modulation and Cable Parameters on AC Motor Transients. Mai 1997. IEEE Transactions on industry applications. Vol 33, n° 3, pp 722-731.

## Bibliographie

---

- [38] Ogasawara (S.), Ayano (H.), Akagi (H.) – An Active Circuit for Cancellation of Common-Mode Voltage Generated by a PWM Inverter. Septembre 1998. IEEE Transactions on power electronics. Vol. 13, n° 5.
- [39] Erdman (J. M.), Kerkman (R. J.), Schlegel (D. W.), Skibinski (G. L.) – Effect of PWM Inverters on AC Motor Bearing Currents and Shaft Voltages. Mars 1996. IEEE Transactions on industry applications. Vol 32, n°2, pp 250-259.
- [40] Gummel, Poon. – An intégral charge control model of bipolar transistor. Mai, Juin 1970. The Bell system technical journal.
- [41] Persson (P.A.) – A circuit simulation model for the high power diode. Septembre 1991. Conférence E.P.E. – Florence.
- [42] Winternheimer (S.) – Investigations on the turn-on process in fast recovery power diodes. Septembre 1991. Conférence EPE de Florence.
- [43] Xu (C.), Shröder (D.). – A power bipolar junction transistor model describing static and dynamic behavior. Octobre 1992. IEEE Transaction on Electron. Devices. Vol 7, n°4, pp 734-740.
- [44] Metzner (D.), Vogler (T.), Shröder (D.). – A modular concept for the circuit simulation of bipolar power semiconductors. 1994. IEEE Transaction on power electronics. Vol. 9, pp 506-513.
- [45] Ma (C.L.), Lauritzen (P.O.), Lin (P.Y.). – A Physically-based lumped-charge P-v-N diode model. Septembre 1993. Brighton. EPE Conference.
- [46] Goebel (H.), Hoffman – Full dynamic power diode model including temperature behavior for use in circuit simulators. 1992. Conférence I.S.P.S.D. – Tokyo.
- [47] Darling (R. B.). - A full dynamic model for pn-junction Diode switching transient. Mai 1995. IEEE transaction on Electron. Devices. Vol 42, n°5, pp 969-976.
- [48] Strollo (A. G. M.) – A New SPICE Model of Power P-I-N Diode Based on asymptotic Waveform Evaluation. Janvier 1997. IEEE Transactions on power electronics. Vol 12, n° 1, pp 12-20.
- [49] Kolessar (R.), Danielson (B.E.). – Modelling the forward recovery of the high power diode for circuit simulation. Septembre 1997. Trondheim. Conférence EPE.
- [50] International Rectifier – SPICE-2 Computer Models for HEXFETs. Application note 954A
- [51] Motorola - SPICE Models for TMOS TM. Application note 1043/D. Novembre 1988.
- [52] Maimouni (R.), CORDONNIER (C.E.), et Al. - Modèle « universel » du transistor de puissance MOS pour le logiciel SPICE. Janvier 1990. Revue R.G.E. – N° 1, pp 49-59.
- [53] Hefner (A.R.) - Analytical modelling of device-circuit interaction for the power insulated gate bipolar transistor (I.G.B.T.). Novembre 1990. IEEE Transactions on industry applications. Vol. 26, n°6.
- [54] Hefner (A.R.) - Modeling Buffer Layer IGBTs for Circuit Simulation. Mars 1995. IEEE Transactions on Power Electronics. Vol. 10, n°2, pp. 111-123.
- [55] Alonso (C.), Meynard (T.A.), Piquet (H.). – Présentation et étude d'un modèle d'IGBT de type circuit. Septembre 1994. Cachan. Conférence EPF'94.
- [56] Rhueli A. E. – Inductance calculation in a Complex Integrated Environment. – I.B.M. Journal of Research and Developement. Septembre 1972, pp 470 – 481.
- [57] Paul (C.R.). – Literal Solutions for Tima-Domain Crosstalk on Lossless Transmission Lines. Novembre 1992. IEEE Trans. on electromagnetic compatibility, Vol. 34, n° 4, pp 433-444.

## Bibliographie

---

- [58] Hill (D.A.), Cavcey(K.H.), Johnk (R.T.). Crosstalk between microstrip transmission lines. Decembre 1993. National Institute of Standards and Technology (U.S.A.). NISTIR 5015.
- [59] Wheeler (H.A.). – Transmission lines properties of a strip on a dielectric sheet on a plane. Août 1977. IEEE transaction on microwave theory and techniques, Vol MTT-25 n°8.
- [60] Schneider (M.V.). – Microstrip lines for microwave integrated circuits. 1969. Bell System Technique journal. Vol 48 n°5.
- [61] Nahman (N.S.), Holt (D.R.). – Transient analyse of coaxial cables using the skin effect approximation  $A + B \cdot \sqrt{s}$ . Septembre 1972. IEEE Transactions on circuit theory. Vol.19,n° 5, pp 443-451.
- [62] Yen (C.), Fazarinc (Z.). – Time-Domain Skin Effect Model for Transient Analysis of Lossy Transmission Lines. Juillet 1982. Proceedings of the IEEE, Vol 70, n° 7, pp 750-757.
- [63] Peña (N.), Ney (M.). – Modèle rigoureux pour les calculs de diaphonie dans les lignes de circuit imprimé. Septembre 1996. Lille. Congrès CEM96.
- [64] Zhu (J. G.), Hui (S. Y. R.), Ramsden (V. S.) – Modeling low and high frequency magnetic cores with a generalised dynamic circuit. Septembre 1995. Conférence EPE de Séville.
- [65] Costa (F.), Labouré (E.), Forest (F.) et Gautier (C.) – Wide bandwidth, Large AC Current Probe for Power Electronics and EMI Measurements. Août 1997. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 44, n°4, pp 502-511.





## **ANNEXES**

## ANNEXE 1: CARACTÉRISTIQUES POUR UNE LIGNE MICRO-RUBAN

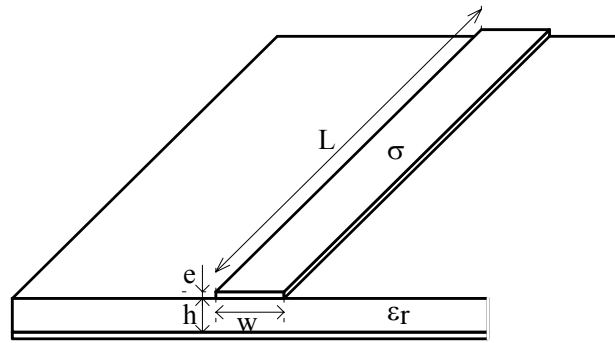


Figure A1 : géométrie d'une piste microruban

## PERMITTIVITÉ EFFECTIVE

$$W/h \leq 1 \quad \varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \left( \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{W}}} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h}\right)^2 \right) - \frac{\varepsilon_r - 1}{4.6} \frac{\left(\frac{e}{h}\right)}{\sqrt{\frac{W}{h}}}$$

$$W/h \geq 1 \quad \varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{W}}} - \frac{\varepsilon_r - 1}{4.6} \frac{\left(\frac{e}{h}\right)}{\sqrt{\frac{W}{h}}}$$

## LARGEUR EFFECTIVE

$$W/h \leq 1/2\pi \quad \frac{W'}{h} = \frac{W}{h} + \frac{1.25}{\pi} \frac{e}{h} \left(1 + \ln\left(\frac{4\pi \cdot W}{e}\right)\right)$$

$$W/h \geq 1/2\pi \quad \frac{W'}{h} = \frac{W}{h} + \frac{1.25}{\pi} \frac{e}{h} \left(1 + \ln\left(\frac{2h}{e}\right)\right)$$

## IMPÉDANCE CARACTÉRISTIQUE

$$W/h \leq 1 \quad Z_0 = \frac{120\pi}{2\pi \cdot \sqrt{\varepsilon_{eff}}} \cdot \ln\left(\frac{8h}{W'} + 0.25 \frac{W'}{h}\right) \quad (\Omega)$$

$$W/h \geq 1 \quad Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \cdot \left( \frac{1}{\frac{W'}{h} + 1.393 + 0.667 \cdot \ln\left(\frac{W'}{h} + 1.444\right)} \right) \quad (\Omega)$$

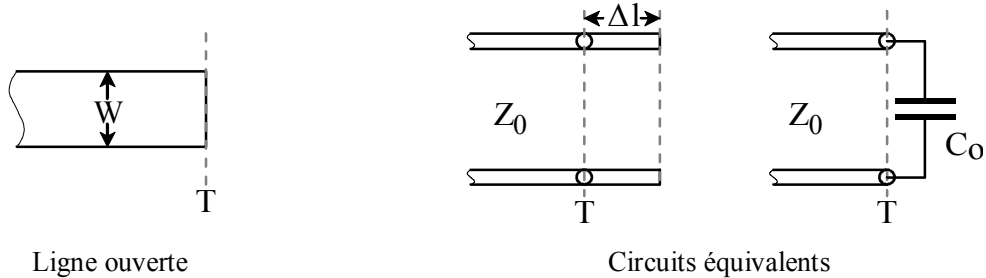
## INDUCTANCE LINÉIQUE

$$L_W = \frac{Z_0 \cdot \sqrt{\varepsilon_{eff}}}{c} \quad (\text{H/m})$$

## CAPACITÉ LINÉIQUE

$$C_w = \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}}}{Z_0 \cdot c} \quad (\text{F/m})$$

## EXTRÉMITÉ OUVERTE POUR UNE PISTE MICRORUBAN :



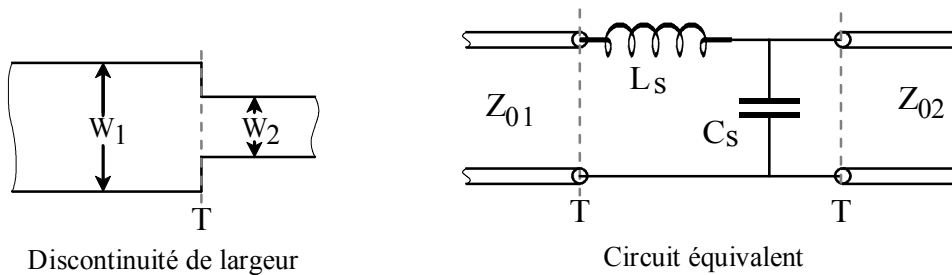
Ligne ouverte

Circuits équivalents

$$\text{Allongement} \quad \frac{\Delta l}{h} = 0.412 \frac{\epsilon_{eff} + 0.3}{\epsilon_{eff} - 0.258} \left[ \frac{\frac{W}{h} + 0.264}{\frac{W}{h} + 0.8} \right]$$

$$\text{Capacité} \quad C_o = \frac{\Delta l \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}}}{c \cdot Z_0} \quad (\text{F})$$

## DISCONTINUITÉ DE LARGEUR



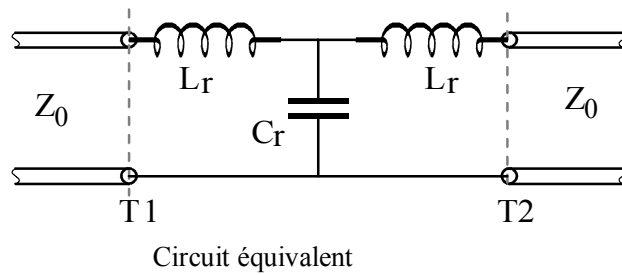
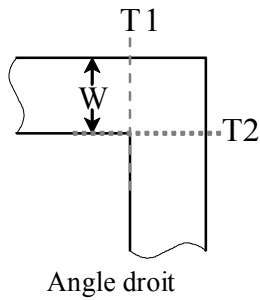
Discontinuité de largeur

Circuit équivalent

$$\text{Capacité} \quad \frac{C_s}{h} = 1370 \frac{\sqrt{\epsilon_{eff1}}}{Z_{01}} \left( 1 - \frac{W_2}{W_1} \right) \cdot \frac{\epsilon_{eff1} + 0.3}{\epsilon_{eff1} - 0.258} \left[ \frac{\frac{W}{h} + 0.264}{\frac{W}{h} + 0.8} \right] \quad (\text{pF/m})$$

$$\text{Inductance} \quad \frac{L_s}{h} = \left( 1 - \frac{Z_{01}}{Z_{02}} \sqrt{\frac{\epsilon_{eff1}}{\epsilon_{eff2}}} \right)^2 \quad (\mu\text{H/m})$$

ANGLE DROIT



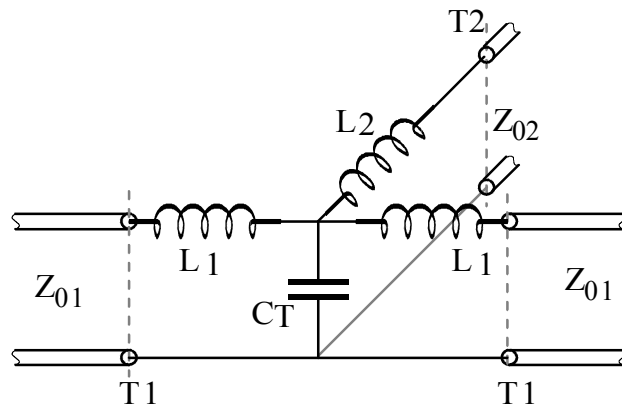
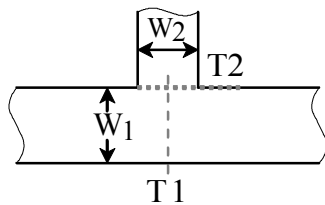
Capacité

$$W/h \leq 1 \quad \frac{C_r}{W} = \frac{(14 \cdot \epsilon_r + 12.5) \left(\frac{W}{h}\right) - (1.83 \cdot \epsilon_r - 2.25)}{\sqrt{\frac{W}{h}}} + \frac{0.02 \cdot \epsilon_r}{\frac{W}{h}} \quad (\text{pF/m})$$

$$W/h \geq 1 \quad \frac{C_r}{W} = (9.5 \cdot \epsilon_r + 1.25) \left(\frac{W}{h}\right) + 5 \cdot \epsilon_r + 7 \quad (\text{pF/m})$$

Inductance  $\frac{L_r}{h} = 100 \left( 4 \sqrt{\frac{W}{h}} - 4.21 \right) \quad (\text{nH/m})$

JONCTION EN TÉ



Jonction en Té

Circuit équivalent

**ANNEXE 2: « NETLIST » POUR DEUX BANDES COUPLÉES**

```

.SUBCKT 2bandes N1 N2 N3 N4

C_C1      N1      0      4.3p
C_C2      0      N2      4.3p
C_C3      0      N3      3.2p
C_C4      N4      0      3.2p
C_C10     N1      N4      1.9p
C_C11     N2      N3      1.9p
C_C12     N1      N3      1.9p
C_C13     N2      N4      1.9p
C_C14     N2      N1      -4.05p
C_C15     N3      N4      -3.5p
R_R3      N1      $N_0001 10m
R_R5      $N_0001 $N_0002 20m
R_R6      $N_0002 $N_0003 40m
R_R7      $N_0003 $N_0004 80m
R_R8      $N_0004 $N_0005 160m
R_R9      $N_0005 $N_0006 320m
L_L3      $N_0001 $N_0006 572pH
L_L4      $N_0002 $N_0006 286pH
L_L5      $N_0003 $N_0006 143pH
L_L6      $N_0005 $N_0006 35.7pH
L_L7      $N_0004 $N_0006 71.5pH
R_R14     $N_0008 $N_0007 16.4m
R_R15     $N_0007 $N_0009 32.8m
R_R16     $N_0009 $N_0010 65.6m
R_R17     $N_0010 $N_0011 131.2m
R_R18     $N_0011 $N_0012 262.4m
R_R19     $N_0012 N4      524.8m
L_L8      $N_0007 N4      954pH
L_L9      $N_0009 N4      477pH
L_L10     $N_0010 N4      238.5pH
L_L11     $N_0012 N4      59.6pH
L_L12     $N_0011 N4      119.3pH
E_E2      $N_0013 N3      $N_0006 N2      0.56
VF_F2     N2      $N_0006 VF_F2  -0.56
VF_F2     $N_0013 $N_0014 0V
L_L13     $N_0006 N2      55nH
L_L14     $N_0014 $N_0008 48.4nH

.ENDS 2Bandes

```

**Composants :**

<b>C</b>	Capacité
<b>E</b>	Source de tension commandée en tension
<b>F</b>	Source de courant contrôlée en courant
<b>L</b>	Inductance
<b>R</b>	Résistance
<b>V</b>	Source de tension. Sert de mesure de courant pour F.

## **Résumé :**

Cette étude est consacrée au développement d'outils logiciels dédiés à la Conception Assistée par Ordinateur des convertisseurs statiques non isolés, prenant en compte les aspects de compatibilité électromagnétique.

Nous présentons d'une part les modèles de composants silicium utilisés et d'autre part notre contribution à la modélisation du circuit imprimé et au développement des outils logiciels associés, dans l'objectif de parvenir à la constitution de modèles " Circuit ". Les modèles de composants actifs sont adaptés aux contraintes propres à la simulation en C.E.M. La modélisation du circuit imprimé est basée sur la méthode des fils-fins, méthode monodimensionnelle issue de la théorie des lignes. Enfin, un outil logiciel permet de constituer la librairie SPICE des différents segments de piste imprimé, qu'ils soient couplés ou non. Le modèle électrique complet du convertisseur ainsi obtenu permet de simuler et d'étudier sous SPICE son comportement électrique et CEM.

La bonne concordance obtenue entre les résultats mesurés et simulés, tant de l'admittance présentée par le circuit imprimé que des spectres des courants de perturbations conduites, permet de valider cette approche de modélisation, ainsi que la démarche d'étude des perturbations conduites dans un convertisseur non isolé..

**Mots clés :** Electronique de puissance, C.E.M., Modélisation du circuit imprimé, Simulation, C.A.O.

## **Abstract :**

This study deals with the development of software tools for Computer Aided Design of non-isolated power static converter, taking into account Electro Magnetic Compatibility.

At first, we present power components models and our contribution to printed circuit modelisation and dedicated software tools. The aim is to get equivalent " Circuit " models. Power components models are therefore adapted in order to match E.M.C. problems requirement. Printed circuit electrical characteristics are computed using the "thin-wires" method, which is based on transmission line theory. This method is well suited to the case of one-dimensional microstrip lines. Software tools are then used for evaluation of crosstalk between lines segments, in order to build SPICE model library of printed circuit. Thus, the converter complete SPICE model, which allow study of its E.M.I. behaviour; can be achieved.

The good agreement between measured and simulated results, in the case of the printed circuit admittance and the spectrums of perturbations currents, shows that the method used to establish the printed circuit model is relevant. This results also shows the interest of the way used to study E.M.C. perturbations within non-isolated static converters.

**Keywords :** Power electronics, E.M.C., Simulation, Printed circuit modelisation, C.A.D.