

UNIVERSITE DE LIMOGES
ECOLE DOCTORALE Science – Technologie – Santé
FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Année : 2006

Thèse N° 40-2006

Thèse
pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

Discipline : Electronique des Hautes Fréquences, Optoélectronique
Spécialité : Télécommunications

présentée et soutenue par

Sylvain DEMARTY

le 31 août 2006

**Contribution à l'étude électromagnétique théorique
et expérimentale des cartes de circuit imprimé.**

Thèse dirigée par Monsieur A. REINEIX

JURY :

Patrick VAUDON, Professeur des Universités, XLIM, Dépt. « O.S.A. » Limoges

Président

Bernard DEMOULIN, Professeur des Universités, TELICE Villeneuve d'Ascq

Rapporteur

Françoise PALADIAN, Professeur des Universités, LASMEA Aubière

Rapporteur

Omar DAFIF, Ingénieur de Recherche CNRS, XLIM, Dépt. « O.S.A. » Limoges

Examineur

Alain REINEIX, Directeur de Recherche CNRS, XLIM, Dépt. « O.S.A. » Limoges

Examineur

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE.....	10
CHAPITRE 1 : PRESENTATION GENERALE DE L'ETUDE.....	14
INTRODUCTION.....	16
A - CONCEPTION DE CARTE DE CIRCUIT IMPRIME.....	17
I- <i>Les problèmes de CEM</i>	17
1 - Définition de la CEM.....	17
2 - Les perturbations électromagnétiques.....	18
3 - Les chemins de couplage.....	20
II - <i>CEM et normalisation</i>	21
1 - La directive européenne 89/336/CEE.....	21
2 - Les normes CEM.....	22
III - <i>Les méthodes et « recettes » de conception</i>	23
1 - Chaîne de conception.....	23
2 - Règles de conception.....	24
IV - <i>Les paramètres à prendre en compte</i>	25
1 - Câbles.....	25
2 - Connecteurs.....	28
3 - Les différentes technologies de PCB.....	29
4 - Intégrité du signal.....	31
5 - Emissions conduites et rayonnées.....	32
6 - Durcissement contre les problèmes de susceptibilité.....	33
7 - Sélection de la technologie logique.....	34
B - MODELISATION DE CARTE DE CIRCUIT IMPRIME.....	36
I- <i>Avantages de la simulation</i>	36
1 - Aspect économique.....	36
2 - Progrès informatiques.....	36
II - <i>Choix entre les différentes méthodes de simulation</i>	37
1 - Choix d'une analyse temporelle ou fréquentielle du système.....	37
2 - Choix de la méthode d'analyse électromagnétique.....	38
3 - Les méthodes rigoureuses : les méthodes de frontière.....	39
4 - Les méthodes rigoureuses : les méthodes à formulations locales.....	40
a - La méthode des différences finies.....	41
b - La technique d'intégration finie.....	44
c - La méthode des éléments finis.....	45
d - La méthode TLM (transmission line matrix method).....	46
5 - Les méthodes approchées.....	47
a - Les méthodes asymptotiques.....	47
b - La théorie des lignes multifilaires (MTL).....	48
C - MESURES ET ESSAIS DE CARTES DE CIRCUIT IMPRIME.....	49
I- <i>Les méthodes d'essais</i>	49
1 - La mise en œuvre des tests.....	49
2 - Optimisation de mesures.....	51
II - <i>Les moyens d'essais</i>	52
1 - Matériel pour les tests d'émissions aux radiofréquences.....	52
a - Les outils de mesure.....	52
b - Transducteurs.....	53
2 - Matériel pour les tests d'immunité.....	55
a - Les tests d'immunité aux radiofréquences.....	55
b - Les tests d'immunité aux DES et aux phénomènes transitoires.....	57
III - <i>Les mesures électromagnétiques en champ proche : intérêt CEM</i>	58
1 - Aide à la conception.....	58
2 - Aide au diagnostic.....	59
CONCLUSION.....	60
CHAPITRE 2 : ETUDE DU CHAMP PROCHE AU-DESSUS D'UNE CARTE A LIGNES DE TRANSMISSION.....	62
INTRODUCTION.....	64
A - DISPOSITIF DE MESURE DU CHAMP PROCHE.....	65
I- <i>Les conditions de champ proche</i>	65

<i>II - Les différentes méthodes de mesure</i>	67
1 - Les méthodes de mesures temporelles	67
a - Méthodes électro-optiques – Méthodes directe et indirecte.....	67
b - Mesure par thermographie infrarouge	70
2 - Les méthodes de mesures fréquentielles	71
a - La méthode de rétro-diffusion	71
b - La méthode directe à détection passive.....	73
3 - Bilan des méthodes de mesure de champ proche.....	73
<i>III - Les sondes</i>	74
1 - Les sondes électriques	75
a - La composante normale électrique.....	75
b - La composante tangentielle électrique	77
2 - La sonde magnétique.....	78
3 - La sonde électromagnétique	81
<i>IV - Le banc de mesure</i>	81
1 - Méthode « surface scan »	82
a - Définition et Propriétés	82
b - L'implémentation pratique.....	84
2 - Les composants matériels	85
a - L'unité de déplacement	85
b - La caméra de visualisation.....	87
c - L'analyseur de spectre.....	88
3 - Les sondes	89
a - Principe.....	89
b - La sonde électrique pour la composante normale Ez	91
c - La sonde électrique pour les composantes tangentielles Ex et Ey	92
d - La sonde magnétique pour la composante normale Hz	93
e - La sonde magnétique pour les composantes tangentielles Hx et Hy	94
4 - Les composants logiciels	95
a - Labview	95
b - La hiérarchie du programme	95
B - CALIBRATION DES SONDES ELECTROMAGNETIQUES	97
<i>I - Principe de calibration</i>	97
1 - Type de mesure	97
2 - Calibration avec une antenne patch.....	99
3 - Principe de la simulation numérique de l'antenne patch.....	100
a - Méthode FDTD	100
b - Logiciel utilisé : Tridimo	101
<i>II - Calibration des sondes</i>	101
1 - Placement de la sonde au-dessus du patch.....	101
2 - Comparaison mesure-simulation.....	102
a - La sonde électrique pour la composante Ez	103
b - La sonde électrique pour les composantes Ex et Ey	105
c - La sondes magnétiques pour la composante normale Hz	110
d - Les sondes magnétiques pour les composantes tangentielles Hx et Hy	112
<i>III - Conclusion sur la calibration</i>	115
1 - Influence des câbles.....	116
2 - Influence du plan de masse	116
3 - Influence de la sonde	117
C - COMPARAISON ENTRE LA THEORIE ET LA MESURE DE CARTOGRAPHIES AU-DESSUS D'UNE CARTE	119
<i>I - Les conditions et les contraintes du test</i>	119
1 - Principe.....	119
2 - Description de la carte à tester	119
<i>II - Comparaison entre la théorie et l'expérimentation</i>	121
1 - Résultats.....	121
a - Les composantes électriques Ex et Ey	122
b - Les composantes magnétiques Hx et Hy	124
2 - Conclusion.....	126
CONCLUSION	127
CHAPITRE 3 : ETUDES THEORIQUE ET EXPERIMENTALE DU COUPLAGE ENTRE PISTES ..130	
INTRODUCTION.....	132
A - DEFINITION ET CALCUL DU COUPLAGE	133
<i>I - Modes de couplage</i>	133
1 - Chemins de couplage	133

2 - Mode différentiel.....	134
3 - Mode commun.....	135
II - Calcul du couplage.....	136
1 - Diaphonie - Paramètres S.....	136
2 - Méthodes de calcul des paramètres S avec Matlab.....	138
a - Le programme Matlab.....	138
b - Méthode de calcul.....	138
B - APPLICATION SUR UNE CARTE PARTICULIERE.....	142
I - Description du système.....	142
II - Simulation.....	143
1 - Principe de la simulation.....	143
2 - Résultats.....	145
III - Mesure.....	147
1 - Principe de la mesure.....	147
2 - Résultats.....	147
C - MODELE SIMPLIFIE THEORIE DES LIGNES.....	150
I - Le principe de la théorie des lignes.....	150
1 - Domaine de validité.....	150
2 - Equations des lignes multifilaires.....	152
a - Première équation.....	152
b - Deuxième équation.....	153
3 - Modélisation.....	155
II - Calcul des paramètres de la ligne par unité de longueur.....	158
1 - Matrice capacité.....	158
a - Equation de Laplace.....	159
b - Détermination des potentiels scalaires.....	162
c - Calcul des composantes du champ électrique.....	164
d - Calcul de l'énergie électrostatique dans le plan.....	165
e - Evaluation des différentes capacités.....	166
2 - Matrice self.....	168
III - Validation du modèle.....	169
1 - Modélisation d'une piste seule.....	169
a - Démarche.....	169
b - Discrétisation des équations.....	170
c - Résultats.....	173
2 - Modélisation de deux pistes parallèles.....	174
a - Démarche.....	174
b - Discrétisation des équations – Forme matricielle.....	175
c - Résultats.....	177
3 - Modélisation de deux pistes avec des discontinuités.....	178
a - Démarche.....	178
b - Couplage des méthodes de modélisation.....	179
c - Validation.....	181
4 - Conclusion sur la validation.....	186
IV - Etude paramétrique.....	187
1 - Démarche.....	187
2 - Résultats.....	188
a - Paramétrage de la zone de couplage faible.....	188
b - Paramétrage de la zone de couplage fort.....	190
3 - Conclusion sur l'analyse paramétrique.....	191
CONCLUSION.....	193
CONCLUSION GENERALE.....	196
ANNEXES.....	202
BIBLIOGRAPHIE.....	214

TABLE DES ILLUSTRATIONS

Fig. 1-1 : Différentes sources de perturbations harmoniques	20
Fig. 1-2 : Procédure de marquage CE d'après la réglementation CEM pour les produits électrique et électronique fonctionnant de façon autonome	22
Fig. 1-3 : Chaîne de conception d'une carte électronique	24
Fig. 1-4 : Impédance de transfert pour un câble coaxial	26
Fig. 1-5 : Impédance de transfert différentielle	27
Fig. 1-6 : Mesure de l'impédance de transfert différentielle	27
Fig. 1-7 : Divers modèles de connecteurs	28
Fig. 1-8 : Exemple de coupe transverse d'une carte simple couche, simple face, sans plan de masse	29
Fig. 1-9 : Exemple de coupe transverse d'une carte simple couche, double face, sans plan de masse	30
Fig. 1-10 : Exemple de coupe transverse d'une carte simple couche avec plan de masse	30
Fig. 1-11 : Exemple de coupe transverse d'une carte multicouche	30
Fig. 1-12 : Limites d'émissions conduites	32
Fig. 1-13 : Limites d'émissions rayonnées	33
Fig. 1-14 : Allure temporelle et fréquentielle d'un signal trapézoïde	34
Fig. 1-15 : Caractéristiques des différentes familles logiques	35
Fig. 1-16 : Choix de la méthode de simulation en fonction de la dimension du système	38
Fig. 1-17 : Cellule élémentaire de Yee pour FDTD	42
Fig. 1-18 : Maillage suivant la méthode des éléments finis	45
Fig. 1-19 : Mesures possibles suivant les différents tests CEM	49
Fig. 1-20 : Coupe longitudinale d'une pince absorbante à ferrite	54
Fig. 1-21 : Ligne triplaque	56
Fig. 1-22 : Limitations d'une cellule TEM	56
Fig. 1-23 : Générateur de décharges électrostatiques (DES)	57
Fig. 2-1 : Zones de champ proche et de champ lointain	65
Fig. 2-2 : Impédance d'onde	66
Fig. 2-3 : La méthode électro-optique directe	68
Fig. 2-4 : La méthode électro-optique indirecte	69
Fig. 2-5 : La méthode « modulated scattering »	72
Fig. 2-6 : La sonde électrique pour la composante Ez	75
Fig. 2-7 : La sonde électrique pour les composantes Ex et Ey en champ lointain	77
Fig. 2-8 : Les sondes magnétiques pour les composantes tangentielles (Hx, Hy) et la composante normale (Hz) du champ H	80
Fig. 2-9 : Les sondes E et H pour le champ proche	80
Fig. 2-10 : Une sonde électromagnétique	81
Fig. 2-11 : Champ magnétique mesuré à la surface d'un circuit imprimé	83
Fig. 2-12 : Champ magnétique mesuré à la surface d'une matrice	83
Fig. 2-13 : Synoptique du banc de mesure de champ proche	84
Fig. 2-14 : La table traçante utilisée pour déplacement de la sonde	85
Fig. 2-15 : Le bras de mesure	86
Fig. 2-16 : Schéma de l'unité de déplacement	87
Fig. 2-17 : L'analyseur de spectre utilisé pour mesurer la puissance du champ	88
Fig. 2-18 : Support des sondes	90
Fig. 2-19 : Les sondes E et H réalisées pour la mesure du champ proche	90
Fig. 2-20 : Sonde électrique Ez	91

Fig. 2-21 : Sonde électrique Ex et Ey	92
Fig. 2-22 : Sonde magnétique Hz.....	93
Fig. 2-23 : Sonde magnétique Hx et Hy.....	94
Fig. 2-24 : Antenne patch.....	99
Fig. 2-25 : Cellule élémentaire de Yee pour FDTD	100
Fig. 2-26 : Réponses des sondes en fonction de leur position verticale.....	102
Fig. 2-27 : Composante Ez du champ théorique au-dessus du patch (dB).....	104
Fig. 2-28 : Tension mesurée au-dessus du patch avec la sonde Ez (dB).....	104
Fig. 2-29 : Comparaison mesure-simulation de la composante Ez (dB).....	105
Fig. 2-30 : Composante Ex du champ théorique au-dessus du patch (dB).....	106
Fig. 2-31 : Tension mesurée au-dessus du patch avec la sonde Ex (dB).....	106
Fig. 2-32 : Comparaison mesure-simulation de la composante Ex (dB).....	107
Fig. 2-33 : Composante Ey du champ théorique au-dessus du patch (dB).....	108
Fig. 2-34 : Tension mesurée au-dessus du patch avec la sonde Ey (dB).....	109
Fig. 2-35 : Comparaison mesure-simulation de la composante Ey (dB).....	109
Fig. 2-36 : Composante Hz du champ théorique au-dessus du patch (dB)	110
Fig. 2-37 : Tension mesurée au-dessus du patch avec la sonde Hz (dB)	111
Fig. 2-38 : Comparaison mesure-simulation de la composante Hz (dB)	111
Fig. 2-39 : Composante Hx du champ théorique au-dessus du patch	112
Fig. 2-40 : Tension mesurée au-dessus du patch avec la sonde Hx (dB)	113
Fig. 2-41 : Comparaison mesure-simulation de la composante Hx (dB).....	113
Fig. 2-42 : Composante Hy du champ théorique au-dessus du patch (dB)	114
Fig. 2-43 : Tension mesurée au-dessus du patch avec la sonde Hy (dB)	115
Fig. 2-44 : Comparaison mesure-simulation de la composante Hy (dB).....	115
Fig. 2-45 : Composante Ex (dB) avec et sans la sonde	117
Fig. 2-46 : Dimensions de la carte de test vue de dessus	120
Fig. 2-47 : Dimensions de la carte de test vue en coupe	120
Fig. 2-48 : Connecteurs aux extrémités des pistes	120
Fig. 2-49 : Zone de mesure sur la carte de test.....	121
Fig. 2-50 : Composante Ex sur la carte de test (dB).....	122
Fig. 2-51 : Composante Ey sur la carte de test (dB).....	123
Fig. 2-52 : Composante Hx sur la carte de test (dB).....	124
Fig. 2-53 : Composante Hy sur la carte de test (dB).....	125
Fig. 3-1 : Couplage entre la source et la victime	134
Fig. 3-2 : Mode différentiel.....	135
Fig. 3-3 : Mode commun	135
Fig. 3-4 : Convention quadripôle.....	136
Fig. 3-5 : Schéma du quadripôle.....	138
Fig. 3-6 : Carte pour observer le couplage	142
Fig. 3-7 : Paramètres de la gaussienne	144
Fig. 3-8 : Allure temporelle de la tension d'excitation.....	145
Fig. 3-9 : Module de la tension d'excitation.....	145
Fig. 3-10 : Phase de la tension d'alimentation	145
Fig. 3-11 : Module des paramètres S_{11} et S_{33}	146
Fig. 3-12 : Module des paramètres S_{22} et S_{44}	146
Fig. 3-13 : Module des paramètres S_{13} et S_{31}	146
Fig. 3-14 : Module des paramètres S_{24} et S_{42}	146
Fig. 3-15 : Module des paramètres S_{12} , S_{21} , S_{34} et S_{43}	146
Fig. 3-16 : Module des paramètres S_{14} , S_{41} , S_{23} et S_{32}	146
Fig. 3-17 : Module des paramètres S_{11} et S_{33}	148

Fig. 3-18 : Module des paramètres S_{22} et S_{44}	148
Fig. 3-19 : Module des paramètres S_{13} et S_{31}	148
Fig. 3-20 : Module des paramètres S_{24} et S_{42}	148
Fig. 3-21 : Module des paramètres S_{12} , S_{21} , S_{34} et S_{43}	148
Fig. 3-22 : Module des paramètres S_{14} , S_{41} , S_{23} et S_{32}	148
Fig. 3-23 : Paramètres propres et mutuels de deux conducteurs au-dessus d'un plan de masse	155
Fig. 3-24 : Schéma équivalent d'une maille élémentaire d'une ligne à (n+1) conducteurs ...	155
Fig. 3-25 : Discrétisation spatiale du plan transversal.....	163
Fig. 3-26 : Coupe transversale pour le calcul des potentiels	164
Fig. 3-27 : Position des composantes du champ électrique dans le maillage	165
Fig. 3-28 : Carte avec une seule piste	169
Fig. 3-29 : Discrétisation spatiale de la tension et du courant	170
Fig. 3-30 : Cellule élémentaire pour l'alimentation d'une piste.....	171
Fig. 3-31 : Algorithme théorie des lignes	173
Fig. 3-32 : Module du courant normalisé observé au début de la piste	174
Fig. 3-33 : Module du courant normalisé observé à la fin de la piste	174
Fig. 3-34 : Module du courant normalisé observé au début de la piste 1	177
Fig. 3-35 : Module du courant normalisé observé à la fin de la piste 1	177
Fig. 3-36 : Module du courant normalisé observé au début de la piste 2	178
Fig. 3-37 : Module du courant normalisé observé à la fin de la piste 2	178
Fig. 3-38 : Dimensions de la carte de test vue de dessus	179
Fig. 3-39 : Dimensions de la carte de test vue en coupe	179
Fig. 3-40 : Les tronçons de pistes remarquables	180
Fig. 3-41 : Algorithme pour gérer les discontinuités.....	181
Fig. 3-42 : Module du courant normalisé au début de la piste 1	182
Fig. 3-43 : Module du courant normalisé à la fin de la piste 1	182
Fig. 3-44 : Module du courant normalisé au début de la piste 2	183
Fig. 3-45 : Module du courant normalisé à la fin de la piste 2	183
Fig. 3-46 : Numérotation des ports	183
Fig. 3-47 : Module des paramètres S_{11} et S_{33}	184
Fig. 3-48 : Module des paramètres S_{22} et S_{44}	184
Fig. 3-49 : Module des paramètres S_{13} et S_{31}	184
Fig. 3-50 : Module des paramètres S_{24} et S_{42}	184
Fig. 3-51 : Module des paramètres S_{12} , S_{21} , S_{34} et S_{43}	184
Fig. 3-52 : Module des paramètres S_{14} , S_{41} , S_{23} et S_{32}	184
Fig. 3-53 : Module du paramètre S_{21} jusqu'à 15GHz.....	185
Fig. 3-54 : Module du paramètre S_{11} jusqu'à 4GHz.....	186
Fig. 3-55 : Paramétrage de E et e	187
Fig. 3-56 : Module du paramètre S_{21} en fonction de la distance E.....	188
Fig. 3-57 : Module du paramètre S_{21} à 10 MHz en fonction de la distance E.....	189
Fig. 3-58 : Module du paramètre S_{21} en fonction de la distance e	190
Fig. 3-59 : Module du paramètre S_{21} à 10 MHz en fonction de la distance e	191
Fig. 3-60 : Comparaison de temps de calcul et de place mémoire.....	192
Fig. 3-61 : Contour d'intégration de la première équation des lignes.....	206
Fig. 3-62 : Définition du flux magnétique	208
Fig. 3-63 : Définition de la surface fermée entourant le $i^{\text{ème}}$ conducteur	210
Fig. 3-64 : Illustration des courants de conduction et de déplacement	213

Introduction générale

Aujourd'hui, les appareils électroniques font partie intégrante de l'environnement de chacun, qu'il soit personnel ou professionnel. Il est parfois possible d'observer des dysfonctionnements d'origine électromagnétique de ces appareils en présence d'un phénomène naturel, comme la foudre, de décharges électrostatiques, ou simplement en présence d'un autre appareil électrique.

La multiplication de produits électriques et électroniques entraîne des problèmes de perturbations d'un dispositif par un autre. Aussi, afin de lui assurer une bonne intégration dans son environnement de fonctionnement, l'appareil ne doit-il pas polluer le milieu qui l'entoure par un rayonnement électromagnétique trop important. Ceci est d'autant plus vrai que les systèmes électroniques emploient de plus en plus des technologies extrêmement sensibles aux variations de signaux eux-mêmes de plus en plus rapides. Par ailleurs, la complexité de leur agencement interne et la nécessité de faire cohabiter des circuits de natures très différentes entraîne aussi des perturbations à l'intérieur même de l'appareil. La miniaturisation des circuits et l'utilisation de signaux toujours plus rapides contribuent à poser sérieusement le problème de la susceptibilité d'un appareil face aux parasites électromagnétiques.

La prise de conscience de ces problèmes de perturbations a engendré la naissance d'une nouvelle discipline scientifique, la compatibilité électromagnétique (CEM). A l'origine, celle-ci avait pour but de résoudre les phénomènes erratiques une fois l'appareil conçu. Désormais, les experts CEM interviennent davantage en amont du projet afin de prévenir d'éventuelles difficultés sur le plan électromagnétique. Ce changement dans la manière d'appréhender la CEM au cours du développement d'un nouveau produit est lié d'une part à des considérations économiques, tant la résolution de problèmes CEM peut être coûteuse en temps, en matière grise, en matériel et donc en argent. D'autre part, il est lié au cadre normatif qui est désormais en place au sein de l'Union Européenne et qui régle la mise sur le marché des produits électroniques.

Le travail de recherche présenté tout au long de ce document de thèse a pour but d'apporter une contribution à une meilleure compréhension des phénomènes électromagnétiques observables sur une carte de circuit électronique. Les travaux menés se sont donc inscrits dans

une démarche liée à la compatibilité électromagnétique avec d'une part, une étude liée à la mesure de rayonnements en zone proche et, d'autre part, à la modélisation numérique de circuits électroniques.

Ce document de thèse propose alors, dans un premier temps, une présentation générale de l'étude des cartes électroniques du point de vue de la CEM. Au cours du premier chapitre, seront donc exposés les manières d'appréhender leur conception ainsi que les moyens de modélisation, de mesure et d'essai.

Ensuite, le deuxième chapitre présente les travaux effectués pour la réalisation d'un banc de mesure de champ proche au-dessus d'une carte. Ce banc a pour but de permettre l'établissement de cartographies complètes du champ électromagnétique au-dessus d'une carte électronique. Il détaille la méthode employée et le matériel utilisé. Il explique d'abord comment l'acquisition est faite et comment les sondes électromagnétiques ont été réalisées avant d'exposer les différents résultats obtenus.

Finalement, le troisième chapitre présente l'outil de modélisation pour déterminer le couplage entre des pistes d'une carte de circuit imprimé. Il expose la méthode numérique employée, la théorie de lignes multifilaires et montre comment elle a été utilisée pour traiter des problèmes de pistes à méandres. Sont ensuite détaillés les résultats obtenus qui sont comparés à ceux issus d'autres outils de simulation.

Chapitre 1 : Présentation générale de l'étude

Introduction

Ce premier chapitre a pour objectif de situer notre projet de recherche dans son cadre scientifique et technique. Les différents paragraphes décrivent donc les généralités et les particularités dans la manière de considérer les cartes électroniques du point de vue de la compatibilité électromagnétique (CEM).

Ainsi, la première sous-partie de ce chapitre développe la manière d’appréhender la conception de cartes de circuit imprimé à la lumière de considérations CEM.

Ensuite, dans une deuxième sous-partie, c’est le thème de la modélisation numériquement de telles cartes qui est abordé.

Finalement, la dernière partie détaille les méthodes et les moyens de mesure et d’essai sur les cartes de circuit imprimé.

A - Conception de carte de circuit imprimé

I - Les problèmes de CEM

1 - Définition de la CEM

La Compatibilité Electromagnétique (CEM) est une discipline scientifique et technique qui permet de lutter contre les perturbations électromagnétiques. Plus précisément, ces objectifs sont :

- d'assurer que le rayonnement électromagnétique d'un système électrique n'affecte pas le fonctionnement d'autres dispositifs.
- d'assurer qu'un système dispose d'un niveau d'immunité adéquat vis-à-vis des perturbations électromagnétiques ambiantes. Le système est alors caractérisé par sa « susceptibilité ».

La Communauté Européenne propose la définition suivante pour décrire la compatibilité électromagnétique [1] : c'est « l'aptitude d'un dispositif, d'un appareil ou d'un système à fonctionner dans son environnement électromagnétique de façon satisfaisante et sans produire lui-même des perturbations électromagnétiques ».

Contrairement aux préjugés, la CEM n'est pas une science aussi récente qu'elle n'y paraît. Déjà, lors de l'avènement du téléphone et de la radio, les ingénieurs de l'époque devaient faire face au comportement erratique et mystérieux de leurs systèmes électriques. Les spécialistes en CEM ont alors commencé à apporter des explications et des solutions aux concepteurs. Paradoxalement, la spécialité de l'expert en CEM est d'être généraliste, c'est la

pluridisciplinarité qui lui permet d'analyser le fonctionnement d'un système. Ainsi, ce spécialiste aborde des aspects scientifiques aussi variés que l'électronique, l'électrotechnique, les statistiques, l'informatique, la géologie, la chimie,...

2 - Les perturbations électromagnétiques

Une interférence électromagnétique est la perturbation d'un système par un autre circuit ou phénomène extérieur. Littéralement, l'interférence n'est pas le signal perturbateur lui-même mais le fait qu'il se couple avec un système suffisamment vulnérable pour être affecté. Ainsi, les problèmes de CEM sont traités en termes de sources et de victimes, et en s'interrogeant sur les chemins de couplage [2].

La Communauté Européenne définit de la manière suivante la notion de perturbations électromagnétiques : ce sont des «phénomènes électromagnétiques susceptibles de créer des troubles de fonctionnement d'un dispositif, d'un appareil ou d'un système. Une perturbation électromagnétique peut être un bruit électromagnétique, un signal non désiré ou une modification du milieu de propagation lui-même ».

Les perturbations électromagnétiques sont donc la raison d'être de la CEM, et l'expérience du siècle dernier montre que la CEM a de beaux jours devant elle. En effet, dès l'apparition des systèmes de communication longues distances, des problèmes de perturbations électriques se sont posés. Des solutions ont été rapidement apportées pour ces dispositifs « simples ». Néanmoins, le savoir en CEM semble s'être fait devancer inlassablement et de peu par l'émergence ininterrompue d'applications nouvelles, sources de perturbations toujours plus complexes à interpréter et à maîtriser. De plus, si elles peuvent être à l'origine de troubles à peine perceptibles, leurs effets peuvent aller jusqu'à la détérioration du matériel, sans oublier les risques biologiques.

Aussi, les perturbations considérées en CEM sont elles des ondes électromagnétiques parasites générées de manières très diverses. Leurs sources se classent en deux grandes catégories, elles peuvent être d'origine transitoire (phénomène temporel) ou harmonique

(phénomène fréquentiel) [3]. Ces deux types de parasites se distinguent par la spécificité de leurs effets sur les équipements agressés.

- Les parasites transitoires peuvent créer pendant une durée très brève des surtensions ou des surintensités. Ceci entraîne des dysfonctionnements de courte durée et parfois la destruction des équipements. Ces vecteurs de perturbations peuvent être regroupés en différentes catégories :
 - La foudre : elle peut agresser un système par foudroiement direct ou par rayonnement du canal de décharge avec un champ électrique de 10 V/m à 50 Km de l'éclair, pouvant couvrir un terrain de football. La foudre couvre un spectre de fréquences de quelques dizaines de mégahertz
 - Les décharges électrostatiques : elles sont particulièrement pénalisantes dans le domaine spatial.
 - Les perturbations de type industriel : elles regroupent tous les phénomènes qui ne sont pas d'origine naturelle.
 - L'impulsion électromagnétique d'origine nucléaire (IEMN) : l'explosion nucléaire à très haute altitude entraîne des dégâts électroniques extrêmement sévères. Les champs électriques peuvent atteindre 50 kV/m au niveau du sol (valeur crête) sur une surface circulaire de 1500 Km de rayon, les effets s'étendant sur la bande [0 – 100 MHz].
 - Les armes à faisceaux dirigés (AFD) : ces armes, dites de nouvelle génération, ont la particularité de pouvoir concentrer leur énergie et leur densité de puissance suivant une direction privilégiée. Les armes ultra large bande (ULB) en sont un exemple. Leurs spectres couvrent des plages de fréquence allant de quelques centaines de mégahertz à quelques dizaines de gigahertz.
- Les parasites harmoniques, tout aussi nocifs, s'étalent sur des durées plus longues au cours desquelles ils accumulent de l'énergie susceptible d'échauffer les composants sensibles par effet Joule. Le tableau ci-dessous donne un aperçu de différentes sources :

Perturbation	Bande de Fréquences	Puissance d'émission
Radars	30 MHz – qq. 100 GHz	1 W – 1 MW
Radiodiffusion Télédiffusion	150 kHz – 12 GHz	1 W – 2 MW
Radioamateurs	1 MHz – 250 GHz	1 W – 20 W
Radiotéléphone	150 MHz – 2 GHz	1 W – 20 W

Fig. 1-1 : Différentes sources de perturbations harmoniques

3 - Les chemins de couplage

Le couplage entre les perturbations électromagnétiques et un dispositif peut se faire de deux manières distinctes : le signal parasite peut être conduit ou rayonné [4]. Par exemple, les chemins de couplage peuvent être les suivants :

- En mode rayonné :
 - Antenne à antenne.
 - Champ à câble et vice-versa.
 - Champ à cartes/composants et vice-versa.
 - Câble à câble (diaphonie).

- En mode conduit :
 - Impédance commune de masse ou d'alimentation.
 - Lignes de transmission et de distribution d'énergie.
 - Câble d'interconnexion.

II - CEM et normalisation

1 - La directive européenne 89/336/CEE

Depuis le 3 mai 1989, les fabricants de matériel électrique souhaitant distribuer leurs produits au sein de la communauté européenne doivent appliquer la directive de CEM 89/336/CEE. Cette directive a été proposée afin d'harmoniser les législations des Etats membres relatives à la CEM. Elle a fait l'objet du décret N° 92-587 du 26 juin 1992 pour sa transposition au droit français. Son application est obligatoire depuis le 1er janvier 1996.

Cette directive s'inscrit dans la lignée de celles publiées par le Conseil de la Communauté Européenne visant à écarter les obstacles commerciaux à l'intérieur de l'Union Européenne. S'il est reconnu que la libre circulation des marchandises entre les pays membres est économiquement bénéfique, il est par contre difficile d'homogénéiser la normalisation technique et la reconnaissance mutuelle des résultats. En effet, auparavant, les normes étaient avant tout nationales.

Aujourd'hui, la directive initiale a subi de nombreuses modifications et de nouvelles directives sont apparues. Maintenant, les produits électriques et électroniques modernes sont généralement si complexes que plusieurs directives sont applicables.

Toutefois, ces réglementations suivent toutes les mêmes préceptes :

- permettre la libre circulation des produits sur le Marché Unique Européen en fixant des exigences unifiées de CEM ;
- organiser la maîtrise de l'exploitation de la ressource naturelle que constitue l'espace électromagnétique pour de multiples applications spécifiques ;
- contribuer à l'amélioration de la protection des consommateurs face aux risques qui peuvent résulter de problèmes de CEM.

C'est le marquage de conformité CE qui permet la diffusion d'un nouveau produit électrique ou électronique au sein de la Communauté Européenne. Il s'obtient en suivant les étapes présentées par le diagramme suivant :

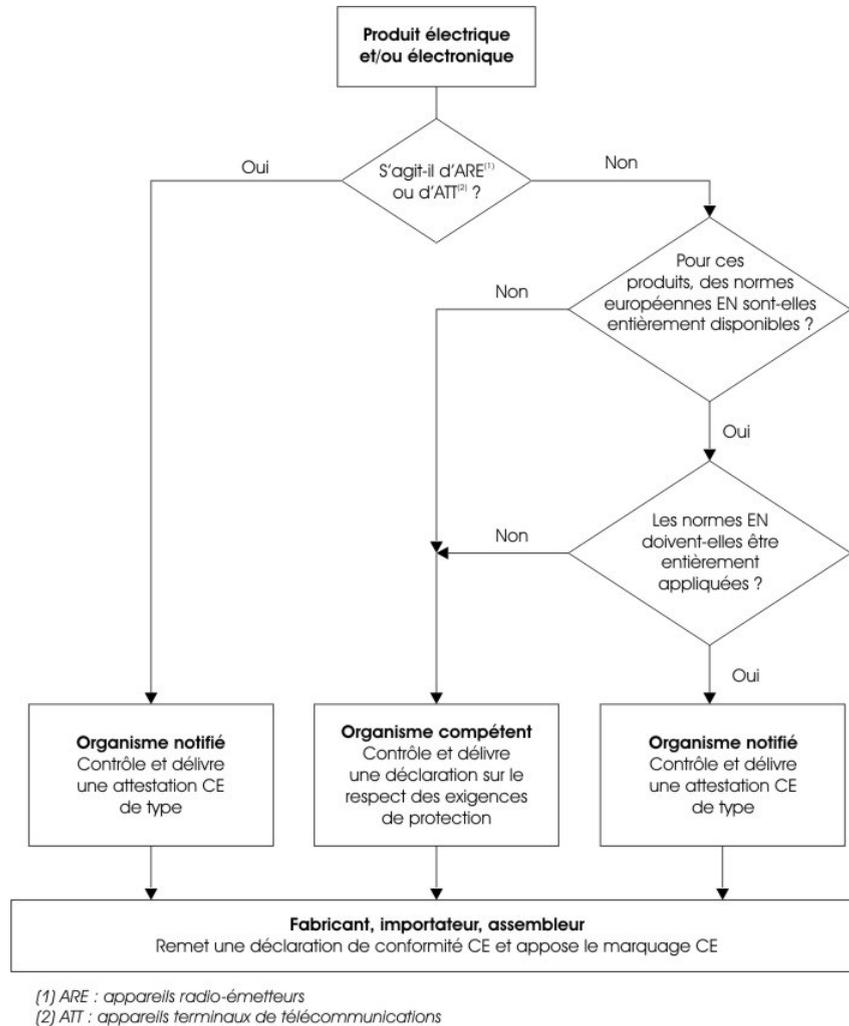


Fig. 1-2 : Procédure de marquage CE d'après la réglementation CEM pour les produits électrique et électronique fonctionnant de façon autonome

2 - Les normes CEM

La directive 89/336/CEE ne contient pas d'indications détaillées comme des valeurs limites ou des procédés de mesure. En effet, elle ne donne que des exigences qualitatives. Ce sont les Normes Européennes qui imposent les contraintes quantitatives à la mise en

conformité d'un produit. Ces exigences sont établies par des instances comme le Comité Européen de Normalisation Electrotechnique (CENELEC) ou encore l'Institut Européen de Normalisation en Télécommunications (ETSI). Ces organismes travaillent en étroite collaboration avec les instances nationales et internationales comme la Commission Electrotechnique Internationale (CEI) et le Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques (CISPR).

Les essais à effectuer sur un produit pour en vérifier la conformité sont le plus souvent divisés suivant l'environnement d'utilisation auquel est destiné le produit. Deux classes de tests sont ainsi proposées : la classe A représente des tests effectués sur des équipements utilisés en milieu industriel et la classe B correspond à des tests sur des équipements utilisés en environnement résidentiel, commercial ou industrie légère.

III - Les méthodes et « recettes » de conception

1 - Chaîne de conception

La conception d'une carte électronique nécessite plusieurs étapes. En effet, à partir du cahier des charges, le développement d'une carte suit la chaîne suivante :

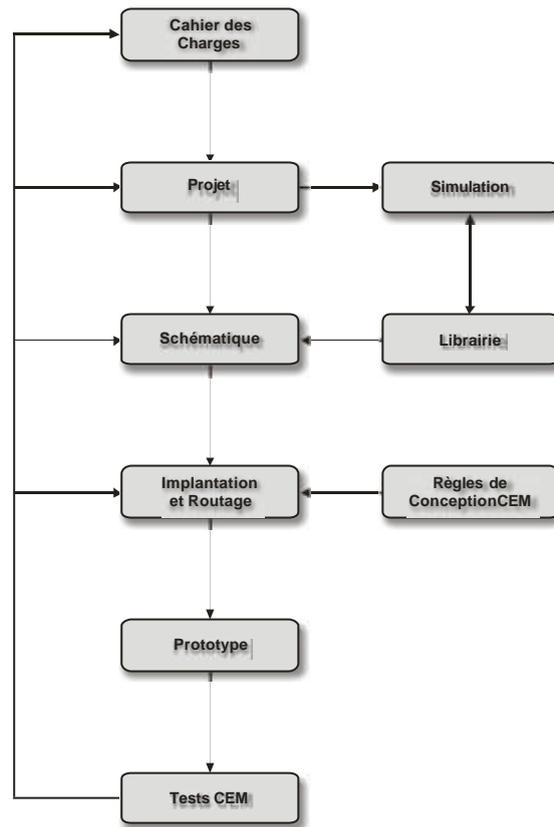


Fig. 1-3 : Chaîne de conception d'une carte électronique

2 - Règles de conception

Les phénomènes électromagnétiques sont difficiles à appréhender de par leur caractère relativement impalpable. Ainsi, la prise en compte de la CEM dans l'industrie pose un problème de productivité. Son appétit en termes d'espace et de temps mais aussi en terme de matière grise va à l'encontre d'une bonne rentabilité. C'est pourquoi les scientifiques ont dégagés quelques règles élémentaires. Voici quelques-unes de ces règles pratiques mises à disposition des techniciens et des ingénieurs pour concevoir des cartes électroniques :

- L'augmentation de l'espacement entre les pistes diminue le couplage.
- La diminution de la hauteur des pistes par rapport au plan de masse diminue le couplage.
- L'augmentation de l'impédance de la victime entraîne une augmentation du couplage.

- La diminution de l'impédance de la source entraîne une augmentation du couplage.
- Les blindages et les pistes écrans reliés à la masse permettent de diminuer le couplage.
- Le partage entre circuits de conducteurs communs (principalement les masses) augmente le couplage.
- ...

IV - Les paramètres à prendre en compte

1 - Câbles

Les câbles de transmission sont de natures différentes suivant leur utilisation et les environnements naturels et électromagnétiques dans lesquels ils évoluent. Du point de vue de la CEM, les câbles sont répertoriés suivant deux catégories :

- Les câbles blindés, multifilaires ou coaxiaux : ces câbles ne sont pas blindés de la même manière. Ainsi, suivant l'application à laquelle ils sont destinés, leurs blindages peuvent être les suivants :
 - Blindage semi-rigide (ou semi-souple) : d'impédance 50 Ω , ce câble coaxial d'excellente qualité sert notamment pour des applications de métrologie hautes fréquences. Ce blindage homogène est constitué d'un cylindre métallique assurant une immunité élevée aux perturbations électromagnétiques. En outre, son comportement est excellent pour la transmission des signaux.
 - Blindage simple tresse : le blindage est ici constitué par un ensemble de fils métalliques entrelacés pour former une tresse autour du câble. Cette tresse permet de recouvrir le câble de 80 à 95%. Ce type de blindage présente des aptitudes correctes pour une utilisation aux hautes fréquences.
 - Blindage par un ruban métallisé (ou feuillard) : bien que le câble soit complètement recouvert grâce à ce type de blindage, son efficacité reste médiocre. Les câbles blindés de cette manière disposent d'un fil de drain qui

permet d'assurer la continuité électrique du blindage lors de la connexion. Ces câbles sont souvent employés dans les liaisons des réseaux locaux car leur coût est relativement faible.

- Blindage par un ruban et une tresse métallisée : ce type de blindage permet de combiner les avantages de ces deux moyens de blindage. La couverture est ainsi complète et l'immunité face aux parasites électromagnétiques est excellente. Ces câbles sont essentiellement destinés à des applications hautes fréquences. L'association de plusieurs blindages permet d'accroître les performances mais entraîne une augmentation non négligeable des coûts et de la masse des câbles.

- Les câbles non blindés : ces câbles servent essentiellement au transport des données basses fréquences. Ils sont aussi utilisés pour des applications domestiques, pour le transport de l'énergie électrique basse et moyenne tension, ainsi que pour la téléphonie fixe. Certains de ces câbles sont multifilaires et servent, par exemple, à la communication des réseaux locaux à 100 Mbps. Le câble de ce type le plus couramment employé est appelé UTP (Unshielded Twisted Pair). Son principal avantage est de présenter un coût très faible. Il est composé de quatre paires de fils torsadés qui sont vrillées entre elles afin de limiter les phénomènes de diaphonie.

La qualité du blindage est donc le critère dominant pour qualifier un câble en compatibilité électromagnétique. Ce paramètre est évalué grâce à l'impédance de transfert. En effet, cette dernière relie la tension induite sur l'âme d'un câble au courant parasite qui circule dans le blindage. Cette impédance dépend alors de la fréquence et s'exprime en $m\Omega$ par mètres.

Pour un câble coaxial de longueur L , soumis à un courant perturbateur I_p , l'impédance de transfert Z_t se calcule de la manière suivante :

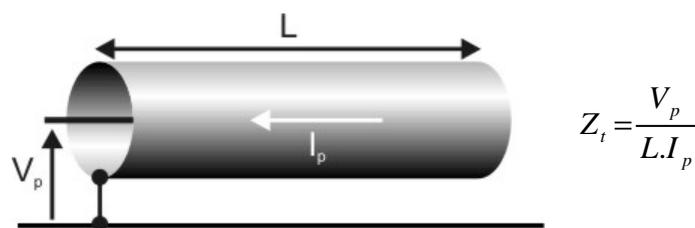


Fig. 1-4 : Impédance de transfert pour un câble coaxial

Pour une liaison bifilaire blindée, une impédance de transfert de mode différentiel $Z_{t_{diff}}$ est définie ainsi :

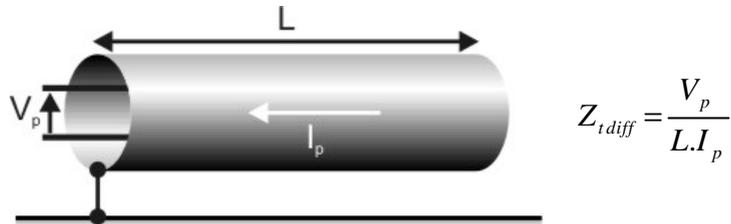


Fig. 1-5 : Impédance de transfert différentielle

Ainsi, plus la valeur de l'impédance de transfert d'un câble sera faible et plus son blindage sera considéré comme efficace.

L'impédance de transfert se détermine expérimentalement par injection de courant à l'aide d'une structure triaxiale. Placer le câble à tester dans un cylindre métallique permet de former une ligne perturbatrice entre ce tube et le blindage. La figure suivante illustre ce principe de mesure :

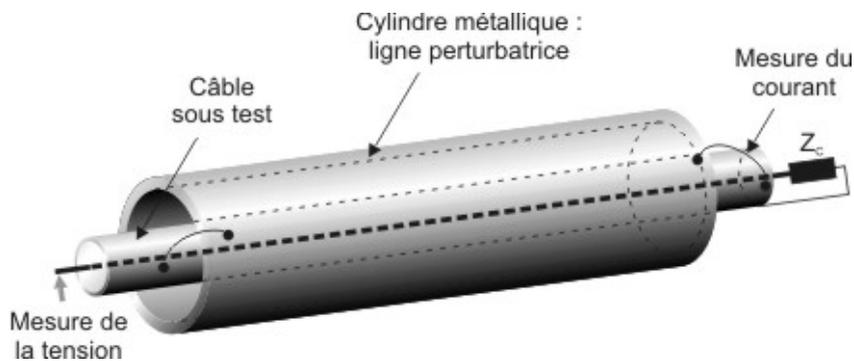
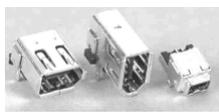


Fig. 1-6 : Mesure de l'impédance de transfert différentielle

2 - Connecteurs

Les câbles permettent de transporter l'information jusqu'aux systèmes électroniques internes. Les connecteurs ont alors la lourde tâche d'assurer correctement la transition entre ces deux parties.

Le marché de la connectique est très diversifié. En effet, de nombreux types de connecteurs sont à la disposition des concepteurs. Cette diversité est due au grand nombre d'applications auxquelles ils sont destinés, chaque application ayant ses propres contraintes et des exigences particulières. Les modèles de connecteurs sont donc très disparates, à la fois d'un point de vue électrique, l'impédance allant de 50 Ω pour les câbles coaxiaux à 200 Ω pour les lignes bifilaires, mais aussi d'un point de vue mécanique, les connecteurs présentant des géométries très variées. La figure suivante présente différents modèles de connecteurs :



Signaux PC – interface haut débit, blindés



Signaux internes, connexion entre cartes, non blindés



Audio vidéo



Connecteurs type D blindés, pour carte CI



Connecteurs famille RJ, informatique et téléphonie : standard européen



Connecteur type RJ standard anglais

Fig. 1-7 : Divers modèles de connecteurs

Les fabricants de connecteurs cherchent à les simplifier au maximum afin d'en réduire les coûts de production. L'emploi de nouveaux matériaux comme les plastiques métallisés est un

des moyens souvent exploités pour réduire le coût de production d'un connecteur. Ce genre de disposition entraîne une diminution de la qualité du blindage et risque donc de dégrader les performances du produit en matière de compatibilité électromagnétique.

3 - Les différentes technologies de PCB

Les pistes d'une carte de circuit imprimé sont de section rectangulaire. Leur épaisseur est normalisée et prend le plus souvent la valeur de 35 μm ou 70 μm . Les cartes peuvent disposer ou non d'un plan de masse. Elles peuvent aussi présenter plusieurs plans métalliques, elles sont alors désignées comme étant des cartes multicouches. Les diélectriques employés pour supporter les pistes ont une constante diélectrique généralement comprise entre 2,2 et 9,7. Le matériau le plus couramment utilisé est le FR-4 constitué d'époxy dont la constante diélectrique varie entre 4,3 et 4,6.

- Cartes sans plan de masse

Ces cartes sont intéressantes d'un point de vue économique. Par contre, leur utilisation aux hautes fréquences reste délicate. De plus, ces cartes sont difficiles à modéliser car le conducteur de masse est constitué par une autre piste et éventuellement par les aplats de cuivre. Ces derniers servent à réduire le couplage. La diversité et la complexité de leurs formes posent des problèmes de modélisation.

- Carte simple couche, simple face



Fig. 1-8 : Exemple de coupe transverse d'une carte simple couche, simple face, sans plan de masse

- Carte simple couche, double face



Fig. 1-9 : Exemple de coupe transverse d'une carte simple couche, double face, sans plan de masse

- Carte avec plan de masse

Ce type de carte est mieux adapté à une utilisation aux hautes fréquences que les cartes sans plan de masse. Ces cartes sont beaucoup plus faciles à modéliser tant qu'elles ne présentent qu'une seule couche, sinon, se posent des problèmes similaires à ceux des cartes sans plan de masse.

- Carte simple couche



Fig. 1-10 : Exemple de coupe transverse d'une carte simple couche avec plan de masse

- Cartes multicouches

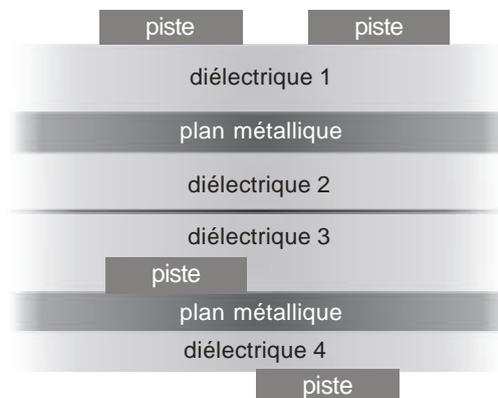


Fig. 1-11 : Exemple de coupe transverse d'une carte multicouche

4 - Intégrité du signal

Le temps de propagation des signaux est un des paramètres importants à prendre en compte lors de la conception de cartes de circuit imprimé fonctionnant aux hautes fréquences. Le temps de propagation t_p se calcule de la manière suivante :

$$t_p = \frac{l_p}{v_p}$$

Où l_p correspond à la longueur des pistes et v_p à la vitesse de propagation. Cette dernière dépend du choix du diélectrique employé qui est caractérisé par sa permittivité effective ϵ_r . La vitesse de propagation v_p suit la relation ci-dessous où C est la vitesse de la lumière dans le vide :

$$v_p = \frac{C}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

D'autres paramètres, plus difficiles à appréhender, sont à considérer par le concepteur afin d'assurer l'intégrité des signaux :

- Rupture d'impédance : les réflexions et les oscillations amorties qu'elle entraîne ont pour conséquence de dégrader les signaux d'horloge.
- L'alimentation : ses fluctuations et les signaux transitoires nocifs au système peuvent être réduits par une capacité ou une perle de ferrite (ou même les deux).
- La diaphonie (couplage entre pistes) : l'effet de couplage entre les pistes est un problème complexe qui provient de l'impédance de la masse commune, de l'inductance mutuelle et de la capacité mutuelle.
- La susceptibilité des circuits aux champs ambiants : c'est un paramètre essentiel pour la compatibilité des cartes de circuit imprimé. Le couplage d'un champ externe sur un circuit victime dépend de :
 - la polarisation du champ incident

- l'amplitude du champ incident
- l'incidence du champ incident
- la longueur d'onde du champ incident
- la surface de la boucle formée par le circuit victime
- la hauteur du circuit victime
- l'impédance caractéristique du circuit victime
- des charges du circuit victime
- ...

5 - Emissions conduites et rayonnées

En accord avec les normes CEM, les émissions conduites et rayonnées doivent être prises en compte dès le début de la conception d'une carte électronique.

Le tableau suivant présente les tensions maximales d'émissions conduites tolérées par la norme issue du CISPR pour les deux classes de produits :

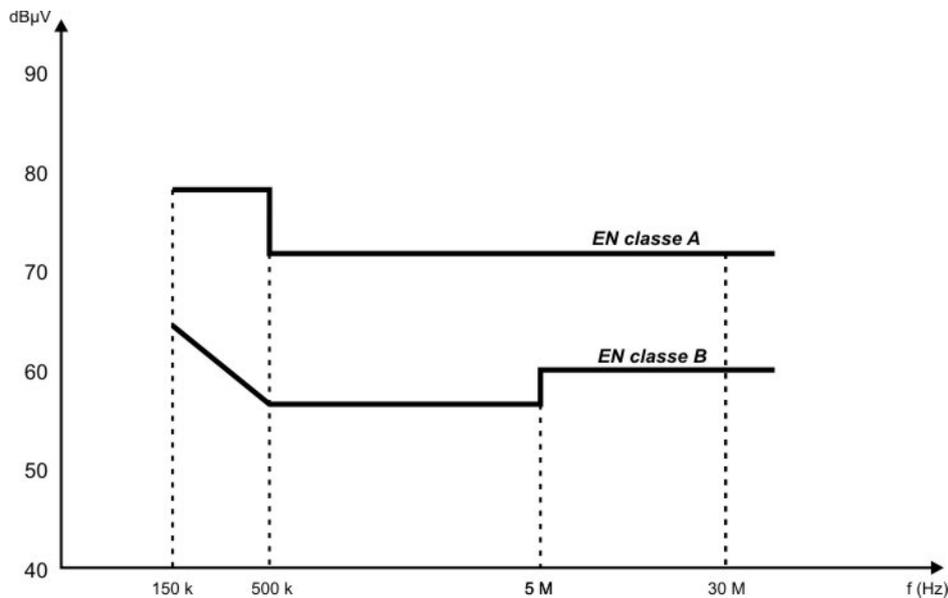


Fig. 1-12 : Limites d'émissions conduites

Les émissions rayonnées se décomposent en deux modes : le mode différentiel et le mode commun. Le mode différentiel se caractérise par un flux de courant dans des boucles. Le

mode commun provient de dissymétries et de plan de masses imparfaits. Le graphique suivant présente les limites d'émissions rayonnées imposées par la norme issue du CISPR :

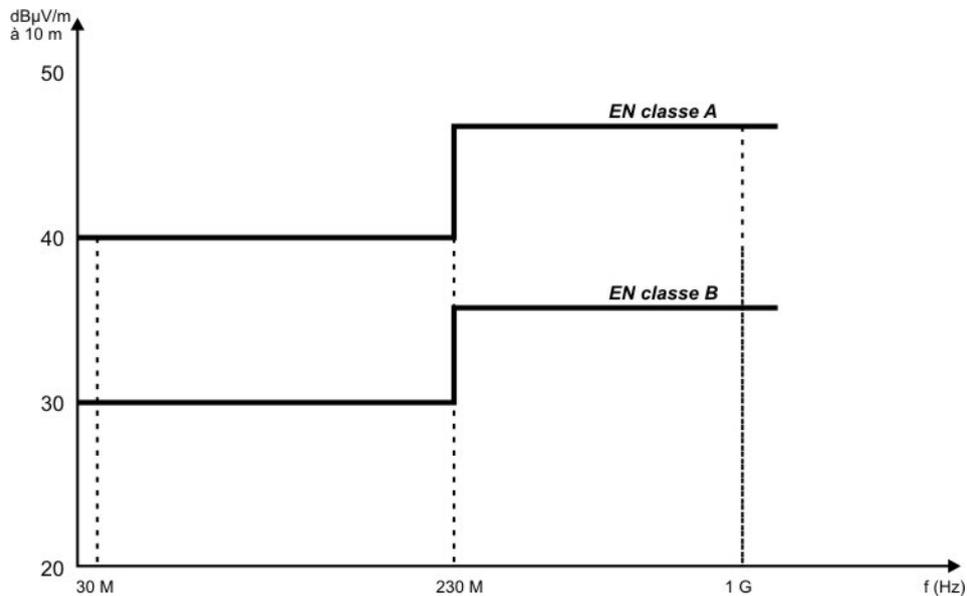


Fig. 1-13 : Limites d'émissions rayonnées

6 - Durcissement contre les problèmes de susceptibilité

Comme pour les émissions conduites et rayonnées, le durcissement de la susceptibilité dépend de l'utilisation de l'appareil. Le plus souvent, le renforcement de la protection d'un dispositif face aux perturbations électromagnétiques engendre une augmentation non négligeable de son coût de production. En effet, certains appareils très simples ne nécessitent pas forcément un haut degré de protection alors que pour d'autres systèmes, ce durcissement est capital, même dans des conditions extrêmes. Ceci devient évident lorsque l'on compare des appareils tels qu'un jouet électronique et un stimulateur cardiaque pour lesquels les tolérances de dysfonctionnements sont très éloignées. Les niveaux de durcissement les plus élevés se retrouvent ainsi pour les dispositifs militaires, les centrales, le réseau de distribution électrique et les installations de sécurité.

Ainsi, pour des cartes électroniques de circuit imprimé, différents paramètres doivent être pris en compte afin de les protéger contre des menaces électromagnétiques :

- le tracé des pistes doit être aussi réduit que possible afin de limiter les boucles
- utiliser la technologie la moins rapide possible afin d'abaisser la susceptibilité des composants
- utiliser des filtres autant que possible sur les équipements de communication ainsi que sur les câbles et les connecteurs
- séparer les circuits fonctionnant aux hautes fréquences des autres circuits, insérer des filtres aux endroits sensibles, et/ou blinder cette partie de la carte
- blinder la carte avec un boîtier métallique. Ceci peut s'avérer nécessaire même si le prix de revient du produit s'en trouve augmenté.

7 - Sélection de la technologie logique

Les temps de montée et de descente des différents composants logiques ainsi que la largeur d'impulsion entraînent des problèmes d'interférences électromagnétiques critiques. Il est donc nécessaire de faire le bon choix de la technologie logique à employer en privilégiant la technologie la plus lente.

La figure suivante montre l'enveloppe spectrale d'un signal créneau où A représente l'amplitude du signal, l la largeur de l'impulsion et t_m le temps de montée :

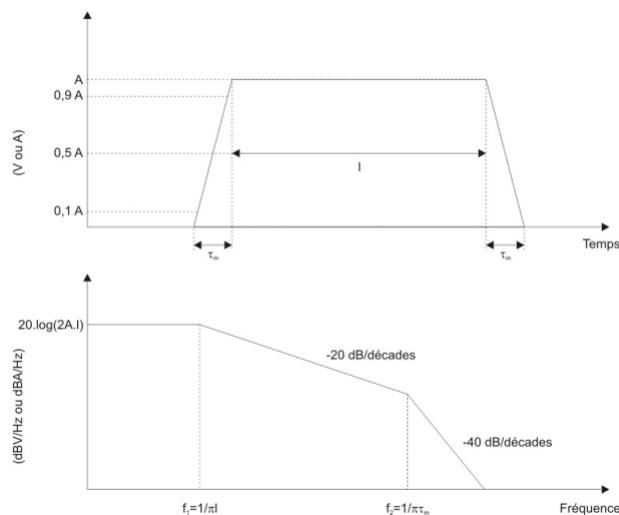


Fig. 1-14 : Allure temporelle et fréquentielle d'un signal trapézoïde

La majorité de l'énergie d'un signal créneau se situe en dessous de la fréquence f_2 . Pour augmenter la vitesse du signal, il est possible de réduire la pente et la largeur du signal. Cependant, cela augmenterait alors le niveau du spectre du signal. Cette figure donne également la limite haute de l'amplitude du spectre, le pire cas généré par l'impulsion, c'est-à-dire le palier du continu jusqu'à la fréquence f_1 . Lorsque le signal est répété à la fréquence f_r , une série de raies apparaît sous l'enveloppe séparée d'une fréquence f_r . Pour un signal périodique, la densité spectrale maximale générée par une famille logique est égale à $2Ad$ où d représente la période du signal. Lorsque l'on considère le spectre d'un signal d'horloge, on ne doit pas négliger les harmoniques supérieures. En effet, souvent, les dixièmes, les vingtièmes, voire des harmoniques d'ordres plus élevés peuvent poser des problèmes d'émission.

Le tableau ci-dessous donne les caractéristiques de différentes technologies :

Logic families	Typical Output Voltage Swing (V)	Rise & Fall Time (ns)	BW 1/pts (MHz)	Max Vcc Voltage Drop (V)	Power	Input C (pF)	DC Noise Margin (mV)	
					Supply Transition Current (mA)			
ECL10k	0.8	2/2	160	0.2	1	3	125	
ECL100k	0.8	0.75	420	0.2			100	
FAST	3.0	1.75	182	0.5		5	300	
TTL	3.4	10.0	32	0.5	16	5	400	
LP	3.5	20/10	21		8	5	400	
S	3.4	3/2.5	120	0.5	30	4	300	
LS	3.4	10/6	40	0.25	8	6	300	
C	5V	5.0	90/100	3	1	5	1V	
	[15V]	[15]	[50]	[6]	[10]	[5]	[4.5V]	
HC	5V	5.0	10	32	2.0	10	5	1V
AS		1.7	190		20			

Fig. 1-15 : Caractéristiques des différentes familles logiques

B - Modélisation de carte de circuit imprimé

I - Avantages de la simulation

1 - Aspect économique

La mise en conformité des appareils aux normes CEM implique une grande rigueur dans leur conception. En effet, le moindre écart entraîne le rejet du produit et sa non-commercialisation. C'est pour cela qu'il est important de prédire au mieux le comportement électromagnétique final du système en fonctionnement. Ainsi, la modélisation numérique de ce dernier va permettre de prévenir tout écart. De plus, certains dispositifs ne peuvent pas être testés de manière rigoureuse. C'est le cas, par exemple, pour un satellite subissant une décharge électrostatique. Son environnement physique ne peut pas être reproduit lors des essais. Ainsi, on retrouve la simulation numérique tout au long de la chaîne de conception pour assister les ingénieurs et les techniciens. Ceci permet de réduire les coûts des études expérimentales qui se révèlent très chères et nécessitent, le plus souvent, des délais importants.

Le fait de mener une campagne de simulation n'est donc pas à remettre en question. Désormais, un grand nombre d'études portent sur les techniques de simulation et sur la manière de les intégrer au mieux aux processus de recherche et de développement.

2 - Progrès informatiques

La modélisation des phénomènes électromagnétiques devient d'autant plus aisée que les performances des ordinateurs s'accroissent. En effet, cet essor est fulgurant et infatigable.

Il est d'ailleurs parfaitement illustré par la loi de Moore. En 1965, Gordon Moore, cofondateur d'Intel Corporation, constata que tous les 18 à 24 mois chaque nouvelle puce était approximativement deux fois plus puissante. Ce constat, vite érigé en loi, s'est confirmé et reste aujourd'hui remarquablement juste. Dans leur quête d'optimisation, les numériciens et programmeurs de codes scientifiques disposent ainsi d'un allié de choix, le temps.

En définitive, même s'il reste (pour l'instant) impossible de modéliser d'importants dispositifs sans l'aide de supercalculateurs, il est actuellement possible de modéliser des structures complexes sur des ordinateurs personnels en procédant à des simplifications et des approximations.

II - Choix entre les différentes méthodes de simulation

1 - Choix d'une analyse temporelle ou fréquentielle du système

Depuis le début des études en matière de modélisation électromagnétique, deux approches se sont distinguées pour décrire le comportement d'un système : l'analyse fréquentielle et l'analyse temporelle. Cependant, bien que ces deux approches soient théoriquement équivalentes, elles présentent des dispositions différentes quant à leur mise en œuvre. Ainsi, les avantages de l'étude en régime harmonique lui ont permis de faire l'objet d'un intérêt dominant jusqu'aux années soixante. En effet, elle présente comme principaux atouts, la facilité de discrétisation des équations, une durée relativement faible des calculs et une modélisation immédiate de la dispersion. Or, deux inconvénients majeurs, qui sont, d'une part, la nécessité de connaître au préalable les fréquences caractéristiques du système et, d'autre part, l'impossibilité de modéliser les non-linéarités, contribuèrent au gain d'intérêt de l'analyse temporelle. Cette dernière permet d'obtenir des caractéristiques large bande en un seul calcul et de prendre en compte des modèles non-linéaires ou variant dans le temps.

2 - Choix de la méthode d'analyse électromagnétique

Il existe plusieurs méthodes pour simuler des systèmes électromagnétiques. Celles-ci peuvent être des modèles rigoureux ou approchés. Le premier cas permet l'étude de structures relativement quelconques. Ces méthodes sont générales et leurs champs d'application très vastes. A l'inverse, les méthodes approchées s'appliquent à des structures bien définies et leurs champs d'application sont très pointus.

En général, la méthode est choisie suivant l'ordre de grandeur du rapport de la taille caractéristique a du système sur la longueur d'onde λ . En effet, le rapport a/λ permet de dimensionner le problème. La figure suivante montre approximativement comment se fait le choix :

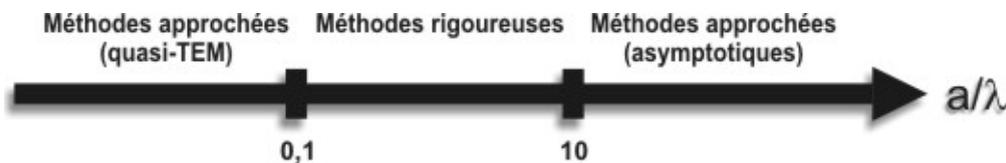


Fig. 1-16 : Choix de la méthode de simulation en fonction de la dimension du système

Ainsi, la modélisation des cartes de circuit imprimé se fait essentiellement grâce aux méthodes approchées de type quasi-TEM ou grâce à des modèles rigoureux lorsque la dimension du problème devient trop importante.

Les méthodes rigoureuses sont regroupées suivant deux catégories : les méthodes de frontières et les méthodes à formulations locales (ou volumiques).

3 - Les méthodes rigoureuses : les méthodes de frontière

Ces méthodes reposent sur une transformation des équations locales de Maxwell en une formulation intégrale. La démarche mathématique consiste à mettre les équations de Maxwell sous la forme d'équations de propagation. Elles sont obtenues directement sur les composantes de champs ou sur des potentiels vecteurs et scalaires. C'est la projection de ces équations sur les structures étudiées et l'application des conditions aux limites sur la surface de ces structures qui conduisent à des formes intégrales ou variationnelles que l'on nomme équations intégrales [6].

Deux types d'équations intégrales peuvent ainsi être obtenus :

- sur le champ électrique ou EFIE (electric field integral equation).
- sur le champ magnétique ou MFIE (magnetic field integral equation).

La résolution de ces équations se fait grâce à la méthode des moments (MoM) démocratisée par Harrington [7]. Cette technique mathématique générale permet de résoudre toute équation linéaire inhomogène de la forme :

$$L(f) = g$$

Où : L est l'opérateur linéaire,
 f est la fonction inconnue,
 g est une fonction connue.

La méthode de résolution suit alors les étapes ci-dessous :

- développement de la fonction f sur une base de fonction
- définition d'un produit intérieur associé au choix d'une famille de fonctions test
- résolution d'un système matriciel.

La convergence des résultats est assurée par un choix judicieux des fonctions de base et des fonctions test.

Momentum est un module du programme Advanced Design System (ADS) d'Agilent Technologies. Momentum repose sur la méthode des moments et permet de modéliser des circuits planaires. Il s'adapte à des topologies complexes comme, par exemple, des cartes multicouches. De plus, il dispose d'outils performants de visualisation et d'optimisation.

4 - Les méthodes rigoureuses : les méthodes à formulations locales

Cette approche consiste à conserver l'aspect local des équations de Maxwell. L'application de ces équations en chaque point du volume de calcul discrétisé permet de calculer les composantes des champs. Le calcul prend alors en compte les caractéristiques électromagnétiques du point considéré mais aussi les valeurs des composantes adjacentes.

En conséquence, la manière d'appréhender le volume de calcul est l'essence même de cette méthode. En effet, même s'il doit nécessairement contenir la structure étudiée, ses dimensions ne doivent pas perturber la simulation. Ce problème devient particulièrement critique lors de l'étude de structures ouvertes ou en espace libre. De ce fait, les conditions aux limites du volume de calcul présentent une difficulté certaine de mise en œuvre car elles doivent assurer l'absence de réflexion des ondes sortantes.

De plus, la discrétisation du volume de calcul dépend de la géométrie des structures à analyser et de la fréquence de travail. L'étude d'un système comportant des objets de dimensions très hétérogènes est particulièrement sensible.

Plusieurs méthodes de modélisations électromagnétiques cohabitent. Elles présentent des avantages et des inconvénients variés.

a - La méthode des différences finies

Cette méthode dont les bases furent posées par Yee [8] en 1966 propose une solution directe des équations de Maxwell :

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{E} = -\mathbf{m} \frac{\partial \vec{H}}{\partial t}$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{H} = -\mathbf{s} \vec{E} + \mathbf{e} \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}$$

L'étude peut se faire en temps, on parle alors de méthode FDTD (Finite Difference in Time Domain) ou en fréquence, on parle alors de méthode FDFD (Finite Difference in Frequency Domain) et les équations de Maxwell sont mises sous leur forme harmonique :

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{E} = -j\omega \mathbf{m} \vec{H}$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{H} = (\mathbf{s} + j\omega \mathbf{e}) \vec{E}$$

La méthode FDFD reste peu employée bien qu'elle présente des avantages non négligeables comme la possibilité d'utiliser un maillage variable.

La méthode FDTD est beaucoup plus utilisée. Le calcul des dérivées spatiales et temporelles se fait grâce à l'approximation des différences centrées. C'est une méthode itérative sur le temps où les données sont des échantillons temporels des excitations. La région modélisée est représentée par deux grilles de points discrets intercalées d'une demi maille. Une grille contient les points où sont calculés les champs magnétiques et l'autre où sont évalués les champs électriques. Chaque composante du champ magnétique est entourée de quatre composantes du champ électrique comme le montre la maille élémentaire sur la figure suivante :

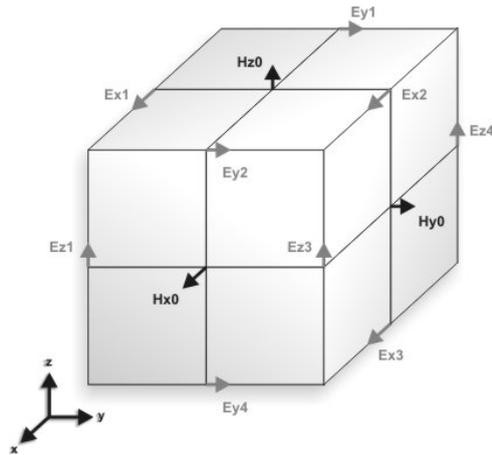


Fig. 1-17 : Cellule élémentaire de Yee pour FDTD

Ce formalisme implique donc que la taille mémoire et le temps de calcul nécessaires à une simulation FDTD sont directement proportionnels à la dimension du volume de calcul et aux pas (temporel et spatiaux) de discrétisation choisis. Evidemment, le pas temporel Δt et les pas spatiaux Δx , Δy et Δz sont reliés. Cette liaison est représentée par la contrainte du critère de stabilité du schéma numérique qui impose la relation suivante :

$$\Delta t \leq \frac{1}{C \sqrt{\frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2}}}$$

Où C est la vitesse de la lumière.

Le maillage parallélépipédique ainsi imposé peut éventuellement poser des problèmes pour la description d'objets aux formes acérées car seul un maillage en « marches d'escalier » est disponible pour épouser au mieux leurs contours.

Le maillage du volume est déterminé par le plus petit élément à décrire. Celui-ci s'avère parfois très petit par rapport au volume d'étude globale et entraîne donc un temps de calcul et une place mémoire très importante. Par exemple, dans le cas d'une carte électronique, le plus petit élément à décrire est habituellement une piste, c'est donc sa dimension qui va conditionner le maillage. Or, la largeur d'une piste est très petite par rapport à la taille globale de la carte, ce qui implique des simulations d'une durée et d'une dimension rédhibitoires.

C'est pour répondre à ce problème qu'a été développé le formalisme des fils minces mis en place par R. Holland [9]. Ce formalisme permet de décrire des fils tant qu'ils sont situés le long des arêtes du maillage et que leurs rayons ne dépassent pas une certaine valeur. C. Giraudon [10] propose d'étendre ce formalisme pour modéliser des fils obliques qui parcourent le maillage de manière quelconque. Cette technique s'avère relativement intéressante pour la modélisation de cartes de circuits imprimés.

En outre, quelques études sont menées pour créer un sous-maillage afin de raffiner la discrétisation de l'espace aux endroits particulièrement sensibles du système. La mise en œuvre d'un tel formalisme reste cependant assez difficile.

De manière à obtenir une solution unique, il est nécessaire d'imposer des conditions limites de champs aux frontières du système. Par exemple, des parois métalliques imposent aux composantes tangentielles du champ électrique de s'annuler. Une difficulté de la méthode des différences finies est de décrire rigoureusement une structure ouverte. Diverses techniques tendent à limiter ce problème. C'est essentiellement J. P. Bérenger qui a apporté une solution novatrice pour simuler l'espace infini avec la notion de couches absorbantes de type PML [10]. Les PML sont une extension du concept de couches absorbantes proposé par R. Holland [12]. Le principe repose sur une subdivision des composantes du champ électromagnétique. Cet artifice permet d'adapter ces couches à toutes les ondes quelles que soient leur angle d'incidence et leur fréquence. Récemment, le concept des PML a été encore amélioré grâce au principe des PML par produit de convolution ou CPML (convolution perfectly matched layer) [13] qui permet de rendre les couches absorbantes indépendantes du milieu qui les entoure.

De plus, le formalisme FDTD permet de mettre à jour, pour chaque cellule élémentaire, les caractéristiques des matériaux (ϵ , μ et s) en fonction de l'espace et du temps. Il est ainsi possible de modéliser des matériaux anisotropes et non linéaires.

Le logiciel Tridimo développé par l'IRCOM au sein de l'équipe DEM utilise cette méthode. Il est plus amplement décrit au B-I-3-b du chapitre 2 de ce document. Il s'adapte à l'étude de cartes électroniques mais nécessite une occupation mémoire et des temps de calculs importants du fait de la méthode employée. En effet, il est nécessaire d'avoir un maillage très fin pour décrire correctement la structure car, le plus souvent, les cartes présentent des

éléments très petits vis-à-vis du volume global (comme la largeur des pistes ou l'épaisseur du substrat, par exemple).

b - La technique d'intégration finie

Le principe de la technique d'intégration finie (FIT) repose sur la discrétisation des équations de Maxwell sous leurs formes intégrales :

$$\oint_C \vec{E} \cdot d\vec{l} = - \oiint_S \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot d\vec{S}$$

$$\oint_C \vec{H} \cdot d\vec{l} = \oiint_S \left(\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} + \vec{J} \right) \cdot d\vec{S}$$

$$\oiint_S \vec{D} \cdot d\vec{S} = \iiint_V \vec{r} \cdot dV$$

$$\oiint_S \vec{B} \cdot d\vec{S} = 0$$

Le domaine de calcul doit être discrétisé suivant un maillage cubique pour développer les différentes équations sous formes matricielles pour chacune des faces des cubes. La résolution de ces systèmes matriciels permet de répondre à des problèmes statiques, temporels et aussi fréquentiels par transformée de Fourier. Comme pour la méthode FDTD, le volume de calcul doit être borné, ce qui implique d'utiliser des conditions absorbantes aux frontières pour étudier des systèmes ouverts.

La FIT est utilisée par le logiciel d'analyse électromagnétique 3D Microwave Studio de CST qui présente de nombreuses optimisations de calcul et une interface graphique conviviale. L'entreprise allemande est aussi à l'origine du logiciel MAFIA en 1989. Aujourd'hui, elle en propose une version améliorée avec une interface graphique.

c - La méthode des éléments finis

Cette méthode décrit la structure à analyser grâce à un assemblage de petits éléments homogènes. La figure suivante montre un exemple de maillage du plan transverse d'une carte électronique disposant de deux pistes parallèles :

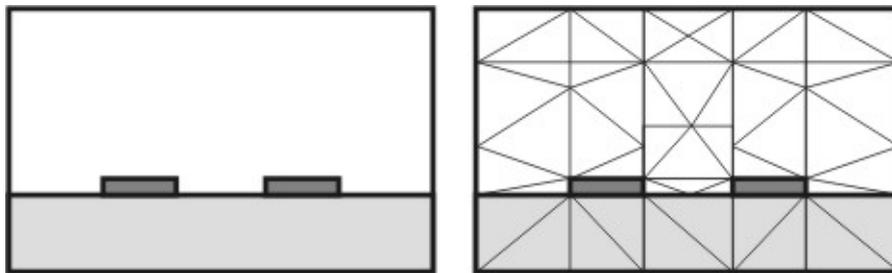


Fig. 1-18 : Maillage suivant la méthode des éléments finis

Dans chaque élément, une variation simple (souvent linéaire) du champ est assurée. Les coins des éléments sont appelés des nœuds et le but de l'analyse est de déterminer la valeur des champs en chacun des nœuds du maillage.

La plupart des méthodes éléments finis sont des techniques dites variationnelles. Ces méthodes fonctionnent en minimisant ou en maximisant une expression qui est connue pour être stationnaire autour de la valeur exacte. Généralement, les méthodes éléments finis résolvent les champs inconnus en minimisant une fonction énergie. Cette fonction énergie est une expression qui décrit toute l'énergie associée à la structure étudiée.

De la même manière que pour la méthode des différences finies, la méthode des éléments finis permet d'exploiter les couches absorbantes pour simuler l'espace infini en éliminant la réflexion des signaux aux frontières du système modélisé.

Le principal avantage de cette méthode est donc de permettre une excellente description des structures grâce à un maillage variable qui autorise un affinement du maillage au niveau des zones sensibles. Il est ainsi possible de représenter finement le contour de géométries

complexes. De plus, bon nombre de logiciels commerciaux permettent de mailler automatiquement un système et d'optimiser la position de nœuds.

HFSS est un des outils d'analyse électromagnétique 3D basé sur la méthode des éléments finis (FEM) parmi les plus aboutis. C'est un logiciel développé par la société américaine Ansoft. Il présente une interface graphique avancée et de nombreuses fonctionnalités, il a bénéficié de nombreuses optimisations pour accélérer les calculs. Il se révèle relativement bien adapté pour décrire les cartes électroniques de manière précise mais nécessite des temps de calculs importants en temporel.

d - La méthode TLM (transmission line matrix method)

Comme pour la méthode des différences finies dans le domaine temporel, l'analyse se fait dans un espace maillé. Cependant, elle utilise un seul maillage au lieu d'intercaler les maillages des champs électriques et des champs magnétiques. Les nœuds de ce maillage sont interconnectés par des lignes de transmission virtuelles. Les excitations aux nœuds sources se propagent aux nœuds adjacents à travers ces lignes à chaque itération temporelle.

La formule condensée des nœuds introduite par Johns [14] est devenue un standard pour l'analyse TLM en trois dimensions. Chaque nœud est connecté au nœud voisin par une paire orthogonale de lignes de transmission polarisées. Les caractéristiques électromagnétiques (ϵ , μ et s) des matériaux sont modélisées par des stubs placés aux nœuds d'intersection. Les milieux à pertes peuvent être modélisés en introduisant les pertes dans les équations des lignes de transmission ou en chargeant les nœuds par des stubs à pertes. De plus, les couches absorbantes peuvent être facilement implémentées dans le maillage TLM en chargeant chaque nœud par son impédance caractéristique.

Les avantages de la méthode TLM sont similaires à ceux de la méthode des différences finies dans le domaine temporel. Des matériaux complexes, non linéaires, peuvent être facilement modélisés. Les réponses impulsionnelles et le comportement temporel des systèmes sont déterminés explicitement.

Les inconvénients des différences finies sont aussi partagés par cette méthode. Le principal défaut provient du fait que les problèmes volumineux nécessitent un maillage fin et

demandent donc un volume de calcul excessif. La méthode TLM nécessite davantage de taille mémoire que les différences finies mais modélisent mieux les frontières géométriques car les champs électrique et magnétique sont calculés à chaque nœud frontière.

La société anglaise Flomerics distribue le logiciel de simulation FLO/EMC qui est basé sur la méthode numérique TLM. Ce logiciel a la particularité d'être dédié au domaine de la CEM. Flomerics propose d'autres logiciels compatibles avec FLO/EMC qui sont dédiés, par exemple, aux lignes microstrips ou encore aux phénomènes thermiques.

5 - Les méthodes approchées

Deux principaux types de méthodes approchées sont employés afin de faire des simulations électromagnétiques : les méthodes asymptotiques, la théorie des lignes multifilaires (MTL). Ces méthodes sont spécifiques et leur champ d'application est très restreint.

a - Les méthodes asymptotiques

Ces méthodes sont fondées sur les principes :

- de l'optique géométrique, comme la théorie géométrique de la diffraction (GTD) ou de la théorie uniforme de la diffraction (UTD).
- de l'optique physique comme la théorie de la diffraction (PTD).

Elles sont utilisées lorsque les dimensions de la structure sont très grandes devant la longueur d'onde. Dans le cas des cartes de circuit imprimé, les dimensions sont petites devant la longueur d'onde donc ces méthodes ne sont pas adaptées à ce genre de structures.

La société franco-allemande EADS a développé le logiciel Aseris HF basé sur méthodes asymptotiques GTD/UTD pour répondre à des problèmes électromagnétiques dans les domaines de l'aéronautique et de l'aérospatiale.

b - La théorie des lignes multifilaires (MTL)

La théorie des lignes est une méthode d'analyse approchée qui convient parfaitement à l'étude de structures filaires dont la section transverse est invariante par translation. Elle permet de déterminer les courants et les tensions en tout point de la ligne considérée en s'appuyant sur la résolution des équations des télégraphistes. Les pistes d'une carte de circuit imprimé peuvent être assimilées à des fils moyennant quelques approximations. Cette méthode peut donc être adaptée à l'analyse de carte dans certaines conditions.

Un des programmes de la suite logicielle Aseris d'EADS utilise cette méthode, il s'agit d'Aseris Net.

C - Mesures et essais de cartes de circuit imprimé

I - Les méthodes d'essais

1 - La mise en œuvre des tests

L'ensemble des tests de compatibilité électromagnétique peut être regroupé en quatre étapes élémentaires : diagnostics, tests de pré-conformité, tests de conformité et tests de production.

Suivant le type d'entreprise et la stratégie de développement adoptée, certains types de tests peuvent être omis. Ces différents tests permettent de mesurer l'ampleur de certains phénomènes électromagnétiques. Le tableau suivant, proposé par Williams [14], liste les principaux tests :

		Diagnostic	Pré-conformité	Conformité	Production
Emissions	Conduites	<i>P</i>	E	E	<i>P</i>
	Rayonnées	?	<i>P</i>	<i>P</i>	?
Immunités	ESD	<i>P</i>	E	E	?
	Transitoires	<i>P</i>	E	E	<i>P</i>
	Fronts de montée	?	?	<i>P</i>	?
	Conduites	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>P</i>
	Rayonnées	?	?	<i>P</i>	?

E = essentiel – *P* = probable – ? = incertain

Fig. 1-19 : Mesures possibles suivant les différents tests CEM

- **Diagnostics, investigations :**

Cette phase s'applique lorsque le produit est encore en développement. Elle consiste à évaluer et tester l'impact de différents moyens de conception sur le comportement électromagnétique du dispositif. Cette étape permet d'aboutir à un prototype au caractère CEM plus ou moins sain. Elle permet d'ailleurs de forger une base de connaissances pratiques au sujet des choix de design.

- **Pré-conformité :**

Lorsqu'un prototype est prêt, il est possible de lui faire subir quelques tests préliminaires avant de le soumettre à des tests complets de conformité afin de :

- Se prévenir de mauvaises surprises : si un produit est clairement hors norme, il n'est pas nécessaire de perdre du temps et de l'argent à lui faire subir un test complet.
- Définir la pire configuration et le mode opératoire. En effet, pour un produit complexe le pire cas à soumettre au test complet de conformité n'est pas forcément évident à déterminer.
- Définir le critère d'échec des tests d'immunité. Parfois, ce critère n'est pas clair et il appartient au fabricant lui-même de définir la limite d'immunité d'un système.

- **Conformité :**

Le fabricant doit soumettre son produit à un test complet de conformité en accord avec les normes en vigueur. Ces tests sont effectués par lui-même ou par une société extérieure suivant différents facteurs comme, par exemple, le budget, le matériel et les compétences disponibles. La nature même de l'équipement à tester peut être un facteur déterminant.

- **Production :**

Le contrôle de la production en matière de CEM n'est pas précisément défini par les directives. La charge du fabricant est de prendre toutes les mesures possibles pour assurer la conformité de l'ensemble de la production. Les tests à effectuer sont alors relativement binaires (conforme/non-conforme) et nécessitent un mode opératoire répétitif détectant les variations de qualité de la production. Les coûts et les compétences nécessaires pour ces tests sont donc moindres.

2 - Optimisation de mesures

Les mesures sont inévitables et coûtent particulièrement cher aux fabricants. L'investissement nécessaire en terme de matériel mais aussi en termes de compétences et de temps peut s'avérer colossal. Les fabricants cherchent donc naturellement à optimiser les mesures. La mise en œuvre des essais implique la maîtrise des points particuliers suivants [15] :

- type d'essais : ceci concerne l'équipement sous test lui-même et les contraintes liées aux moyens à mettre en place pour appliquer les techniques normatives de mesures.
- matériel de mesure : ceci concerne les outils de mesures et les dispositifs à mettre éventuellement en place. L'étalonnage correct des appareils et leur éventuelle dérive de mesure sont des points très importants à vérifier périodiquement.
- méthode de mesure : la mise en œuvre des essais doit être la plus simple possible. Le souci d'organisation est un point capital pour un déroulement optimal de la campagne d'essais. En effet, ceci permet de gagner du temps et de s'assurer de la bonne reproductibilité des essais.
- gestion des résultats de mesure : le traitement des données permet de vérifier la dispersion des résultats en vue de vérifier les incertitudes de mesures et la reproductibilité des mesures.

En définitive, l'effort qui doit être fait pour optimiser les mesures CEM doit l'être sur ces points.

II - Les moyens d'essais

1 - Matériel pour les tests d'émissions aux radiofréquences

a - Les outils de mesure

Les outils de mesure les plus utilisés pour les tests CEM d'émissions sont le récepteur de mesure et l'analyseur de spectre.

Les récepteurs de mesure sont optimisés pour les tests CEM. En effet, ils sont conçus de manière à effectuer des mesures aux normes CISPR, de par leurs bandes passantes, leurs détecteurs et leur dynamique. Ils sont aujourd'hui complètement automatisés et peuvent être pilotés par un ordinateur PC. Ils peuvent ainsi faire l'acquisition de mesures sur l'ensemble de la bande de fréquences d'étude, de manière autonome, précise et rapide. De plus, ils disposent d'une grande sensibilité, ce qui permet de séparer les signaux du bruit à des niveaux faibles. L'inconvénient des récepteurs de mesure provient du fait qu'il est souvent nécessaire de disposer de deux appareils, l'un couvrant la plage de fréquences en dessous de 30 MHz et l'autre couvrant la bande de 30 MHz à 1GHz.

Compte tenu des tarifs élevés de ces appareils, ce genre de dispositif ne se trouve que dans des laboratoires spécialisés. Les entreprises de taille restreinte sont plutôt équipées d'analyseurs de spectre qui sont bien moins chers. Contrairement aux récepteurs de mesure, ils disposent d'un affichage du spectre ce qui permet d'avoir un aperçu et un diagnostic rapide. Cependant, leur sensibilité limitée et leur faible plage dynamique ne leur permettent pas de remplacer un récepteur de mesure. Par ailleurs, ils sont particulièrement sensibles à la surcharge. Ce point faible est lié à l'absence de robustesse de leur circuit d'entrée. Pour compléter les fonctionnalités de l'analyseur de spectre et pallier à ses défauts, il est possible

de lui adjoindre d'autres appareils comme un présélecteur ou un générateur asservi. Le présélecteur dispose d'une entrée protégée, d'un préamplificateur et d'un filtre accordé asservi à la fréquence de l'oscillateur local de l'analyseur de spectre. L'implémentation d'un présélecteur permet d'effectuer des mesures semblables à celles que pourraient faire un récepteur de mesure, mais le coût supplémentaire qu'il entraîne rapproche le montant total de celui d'un récepteur. Par contre, l'incorporation d'un générateur suiveur permet d'élargir significativement les possibilités de mesure de l'analyseur de spectre sans pour autant engendrer un surcoût trop important. Classiquement, ce couple est utilisé pour effectuer les mesures de tests CEM suivantes :

- tests d'immunité des matériels aux radiofréquences ;
- caractérisation des pertes dans les câbles ;
- caractérisation de composants (filtres, amplificateurs, atténuateurs,...) ;
- test de l'efficacité du blindage pour les coffrets et les enveloppes ;
- déterminations des résonances des structures et des circuits ;
- calibration de l'atténuation en site ouvert (entre deux antennes).

Aujourd'hui, il est possible de trouver sur le marché des instruments qui fournissent des fonctions similaires à un analyseur de spectre pour un prix bien moindre. Plus particulièrement, certains appareils se proposent de transformer un oscilloscope en afficheur de spectre. Ces dispositifs, bien qu'utiles pour des diagnostics, atteignent rapidement leurs limites en termes de sensibilité, de fiabilité et de souplesse d'utilisation. Les performances médiocres de tels appareils sont donc à prendre en compte sérieusement car elles sont le plus souvent inadaptées pour effectuer des tests CEM pointus.

b - Transducteurs

Les transducteurs permettent de relier ce que l'on cherche à mesurer avec les appareils de mesure par voie de couplage. Pour les tests d'émission, les grandeurs à mesurer sont le courant et la tension conduits ainsi que le champ électromagnétique rayonné. Il existe des transducteurs adaptés à chacune de ces grandeurs.

Les antennes permettent de faire des mesures du champ électromagnétique rayonné en zone proche et lointaine. Les antennes sont calibrées suivant l'impédance d'entrée de l'appareil de mesure (50 ohms en général). Les types d'antennes les plus souvent utilisées pour les tests CEM sont les antennes bi-coniques, les antennes log périodique ou les antennes hybrides bilog. Ces dernières sont particulièrement efficaces car elles autorisent un test complet sans changer d'antenne. Les dipôles sont aussi utilisés mais pour des opérations ponctuelles et spécifiques (calibrage, mesure d'atténuation de sites,...).

Même si la majorité des tests d'émission est effectuée de 30MHz à 1GHz, certaines normes imposent des mesures en dessous de 30MHz. Ces mesures sont alors réalisées à l'aide d'une antenne cadre qui permet de déterminer le niveau du champ magnétique. Cependant, ce dispositif présente divers inconvénients comme son manque de sensibilité aux basses fréquences. L'emploi d'une antenne de type LLA (Large Loop Antenna) ou antenne de Van Veen permet de s'affranchir de ce manque de sensibilité.

Les courants parasites dans les câbles peuvent être mesurés à l'aide d'une pince absorbante à ferrite (pince MDS-21). C'est un transformateur d'intensité composé d'une boucle de couplage et de tores de ferrites fendus pour permettre l'insertion du câble à tester. La grandeur mesurée est directement proportionnelle au courant de mode commun qui circule dans le câble. Une telle pince permet donc de mesurer la puissance du bruit. Elle est particulièrement adaptée pour des mesures aux basses fréquences. La figure suivante présente une coupe longitudinale d'une pince absorbante à ferrite :

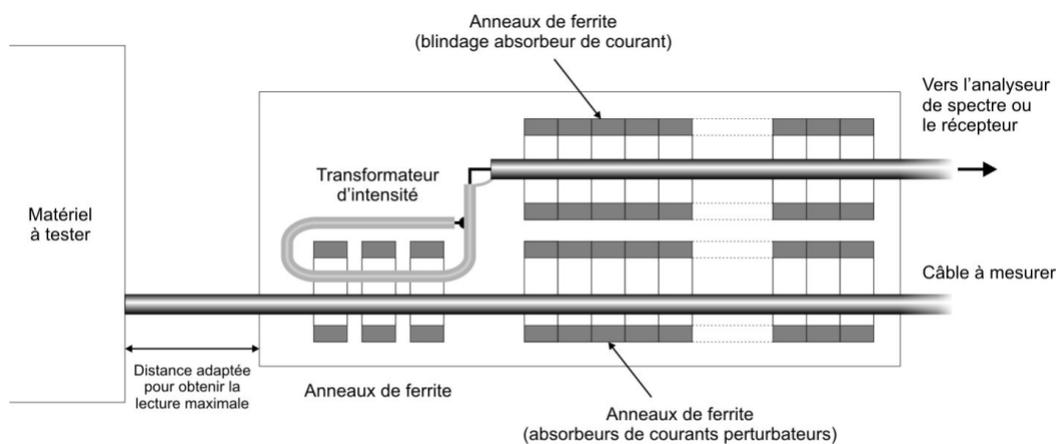


Fig. 1-20 : Coupe longitudinale d'une pince absorbante à ferrite

Les sondes de champ proche sont utilisées pour localiser des sources d'émissions. Elles sont, soit sensibles aux variations de tension au cours du temps - ce sont alors des sondes électriques - soit sensibles aux variations de courant - ce sont alors des sondes magnétiques. Ces sondes sont plutôt utilisées pour des mesures relatives et non absolues.

2 - Matériel pour les tests d'immunité

a - Les tests d'immunité aux radiofréquences

Les tests d'immunité impliquent d'utiliser un générateur de signal radiofréquence, un amplificateur de puissance et un transducteur.

Pour la source de signal, la norme CEI 1000-4-3 impose une modulation de la porteuse de 1 kHz avec une profondeur de 80%. Cette modulation peut être fournie par le générateur lui-même ou bien par un modulateur externe. Un générateur asservi à un analyseur de spectre permet d'effectuer des opérations de balayage.

Comme les générateurs de signaux n'ont généralement pas un niveau de sortie suffisant, il est indispensable de leur adjoindre un amplificateur de puissance. Le niveau de puissance de sortie nécessaire dépend du champ que l'on souhaite appliquer au dispositif à tester et de la manière dont le transducteur se comporte. La caractéristique majeure d'un amplificateur est sa puissance de sortie en fonction de la bande passante.

Le champ rayonné est en général issu d'une antenne, c'est le transducteur le plus couramment utilisé. Les types d'antennes les plus fréquemment employés sont les mêmes que pour les tests d'émissions : bi-coniques et log périodiques. Le transfert de puissance par ces antennes est limité par le transformateur balun (balanced-unbalanced) qui assure la transition entre l'entrée symétrique et la connexion asymétrique avec le câble coaxial. En effet, une partie de la puissance appliquée y est perdue par effet Joule, ce qui entraîne son échauffement et donc un éventuel dysfonctionnement.

La ligne triplaque et les cellules TEM et GTEM sont d'autres moyens pour irradier un matériel. La ligne triplaque, dont le principe a été proposé par Groenfeld et de Jong, est constituée par une ligne de transmission qui produit un champ uniforme de type transverse

électromagnétique (TEM) entre les plaques qui la composent. La ligne triplaque ne peut servir qu'à mesurer des dispositifs relativement petits. A titre indicatif, les normes imposent un volume de 80x80x80 cm. Le principal inconvénient de ce système provient de la difficulté de prise en compte des câbles de raccordement du matériel à tester qui traversent l'une des plaques comme le montre la figure suivante :

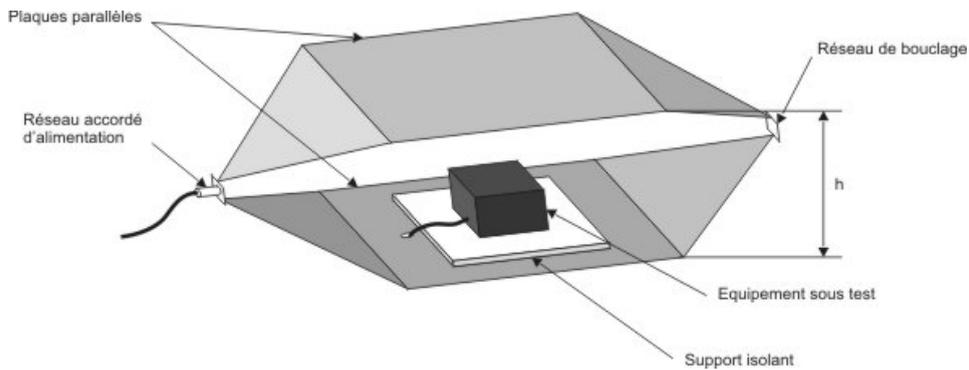


Fig. 1-21 : Ligne triplaque

Pour de petits matériels à tester, la ligne triplaque peut être remplacée par une cellule TEM aussi appelée cellule Crawford. La cellule TEM reprend le principe de la ligne triplaque, excepté le fait que l'une des plaques est étendue de manière à englober l'autre. La cellule est alors fermée et constitue donc une enceinte blindée. Comme pour la ligne triplaque, la taille de la cellule limite la fréquence maximale de mesure. Le tableau ci-dessous donne une illustration de cette limitation pour la cellule TEM [16] :

Dimension de la cellule en cm ²	Taille maximale du matériel à tester LxPxH cm	Fréquence maximale
30,5	15x15x5	500 Mhz
61	20x20x7,5	300 MHz
91,5	30,5x30,5x10	400 MHz
122	40,5x40,5x15	150 MHz
183	61x61x20	100 MHz

Fig. 1-22 : Limitations d'une cellule TEM

L'utilisation de la cellule GTEM permet de lever cette limitation de fréquence. Son concept repose sur son adaptation continue sur toute sa longueur et sur sa double adaptation : aux fréquences basses, elle est adaptée grâce à une charge résistive et aux hautes fréquences, elle

est adaptée grâce à une charge absorbante anéchoïde. Par ailleurs, ce principe permet de concevoir des cellules de grandes tailles.

b - Les tests d'immunité aux DES et aux phénomènes transitoires

Par rapport aux tests radiofréquences, la mise en œuvre des tests des transitoires et des décharges électrostatiques (DES) est moins complexe du point de vue du matériel et des installations nécessaires.

Pour les mesures de DES, il faut disposer d'un générateur de DES parfaitement décrit par les normes. Son circuit est le suivant :

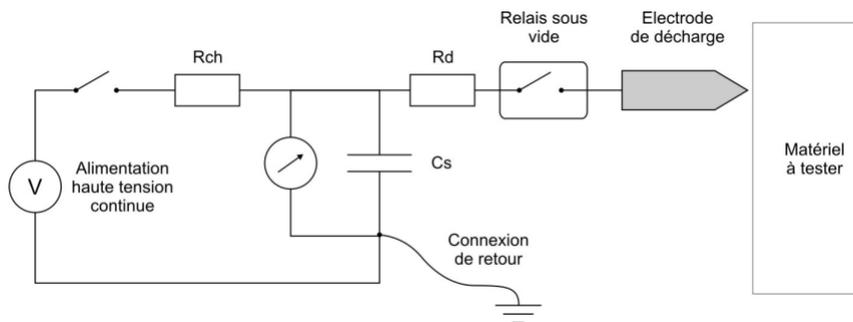


Fig. 1-23 : Générateur de décharges électrostatiques (DES)

Le condensateur de stockage C_s est chargé par une alimentation haute tension à travers la résistance R_{ch} . Il est ensuite déchargé dans le matériel à tester au travers de la résistance R_d . L'interrupteur type est un relais sous vide actionné par un opérateur. Un tel générateur doit fournir une forme d'onde définie avec un temps de montée précis. Ceci implique que le condensateur et la résistance de sortie soient situés à proximité de l'électrode de décharge. Cette dernière doit avoir des dimensions bien précises et une extrémité arrondie pour les décharges dans l'air ou une extrémité pointue pour les décharges par contact.

Pour les tests de matériel aux transitoires conduits, les signaux transitoires et les moyens de couplage par lesquels ils sont appliqués doivent être parfaitement définis. Le réseau de couplage applique l'impulsion en mode commun. Par exemple, les salves de transitoires rapides à appliquer pour les tests CEM sont imposées par la norme CEI 1000-4-4.

III - Les mesures électromagnétiques en champ proche : intérêt CEM

Les mesures électromagnétiques en champ proche sont de plus en plus utilisées en électronique. En effet, elles font l'objet d'un grand intérêt en apportant un support important au cours de la conception de produits électroniques et lors d'investigations et de diagnostics CEM sur ceux-ci.

1 - Aide à la conception

Les mesures électromagnétiques en champ proche permettent d'intervenir lors de la conception pour déterminer le diagramme de rayonnement lointain en effectuant une transformation champ proche - champ lointain. Cette transformation implique de connaître parfaitement l'amplitude et la phase des différentes composantes du champ électromagnétique. L'intérêt d'une telle technique est de réduire drastiquement les coûts et de rendre possible des caractérisations de grandes structures. C'est aussi en phase de conception, pour les circuits hyperfréquences, que la mesure de champ proche peut s'avérer utile en permettant de mettre en évidence un problème de désadaptation d'impédance et de déterminer les paramètres S sans nécessiter des ports d'accès.

Par ailleurs, les résultats des mesures de champ proche trouvent aussi une application dans le développement de modèles électromagnétiques ayant pour objectif de prédire le comportement électromagnétique de circuits intégrés. Le modèle ICEM (Integrated Circuit electromagnetic Model) est une de ces applications en vogue.

2 - Aide au diagnostic

Ce type de mesure permet d'effectuer un diagnostic CEM relativement rapide d'un système en détectant les sources de rayonnement, les couplages entre composants ainsi que d'éventuels défauts de blindage.

Au niveau des composants, les mesures des émissions conduites et rayonnées sont normalisées (respectivement IEC 61967-6 et IEC 61967-3). Elles permettent alors, d'une part, de connaître les émissions conduites le long des broches d'entrée-sortie et d'alimentation à partir de la mesure du champ magnétique en zone proche. Et, d'autre part, il est possible de connaître le champ proche rayonné par un circuit intégré.

L'apport de cette méthode de mesure n'est pas qu'en matière de diagnostic d'émissivité mais aussi en matière d'immunité aux décharges électrostatiques. En effet, des études sont menées dans ce domaine pour répondre aux besoins des industriels. En effet, ces derniers se préoccupent de la susceptibilité de leurs équipements aux décharges électrostatiques au contact des broches.

Conclusion

Ce chapitre a permis d'exposer le cadre scientifique et technique dans lequel se sont inscrits nos travaux. L'étude des cartes électroniques du point de vue de la CEM présente de nombreux aspects. Nous avons développé ceux-ci selon trois sous-parties.

Dans un premier temps nous avons développé la problématique de la conception des cartes de circuit imprimé en abordant l'aspect normatif en CEM, puis la manière de concevoir les cartes avec les différentes règles à respecter et, enfin, nous avons détaillé les différents paramètres à prendre en compte au cours de la conception.

Dans un second temps, nous avons traité de la modélisation de cartes électroniques. Nous avons montré pourquoi la simulation numérique est un aspect capital de la conception des cartes. Par ailleurs, nous avons expliqué pourquoi cette discipline va encore se développer au cours des prochaines années tant les progrès informatiques sont en continuelle expansion. Ensuite, nous avons détaillé les différentes méthodes numériques employées pour modéliser des cartes. Puis, nous avons répertorié les principaux logiciels aboutis de simulation électromagnétique qui sont disponibles et utilisables dans le cadre de la CEM.

Dans un troisième et dernier temps, nous nous sommes attachés à présenter comment s'effectuent les mesures et les essais de cartes électroniques en CEM. Tout d'abord, nous avons vu comment mettre en œuvre des tests et comment les optimiser. Après les méthodes d'essais, nous avons présenté les moyens d'essais en détaillant le matériel pour effectuer des tests d'émission et des tests d'immunité.

Chapitre 2 : Etude du champ proche au-dessus d'une carte à lignes de transmission

Introduction

Le deuxième chapitre décrit la première thématique abordée au cours de ce travail de recherche, la mesure du champ électromagnétique proche au-dessus d'une carte électronique. L'objectif final était de mettre en place un banc de mesure fonctionnel à partir d'éléments fabriqués par nos soins.

La première sous-partie du chapitre expose les principes généraux des techniques de mesure de champ proche. Par ailleurs, elle décrit notre système de mesure et le matériel employé pour le mettre en place.

Ensuite, la seconde sous-partie est consacrée aux éléments clefs et délicats du banc de mesure, les sondes électromagnétiques. Plus particulièrement, c'est leur calibration qui fait le principal objet de cette section.

Finalement, la troisième et dernière sous-partie présente une comparaison des mesures effectuées à l'aide notre banc avec des résultats théoriques. Les différentes cartographies pour chaque composante du champ électromagnétique mesurée sont donc présentées et comparées aux résultats obtenus à l'aide de simulations numériques afin d'établir la qualité de notre système de mesure.

A - Dispositif de mesure du champ proche

I - Les conditions de champ proche

Le champ électromagnétique en un point donné dépend de deux facteurs, la source de ce champ et le milieu dans lequel il est observé. Ces deux facteurs prennent un rôle plus ou moins important en fonction de la distance qui sépare le point d'observation et la source de l'onde. En effet, à proximité de la source, le champ dépend essentiellement des propriétés de la source, alors que lorsqu'il est éloigné, ce sont les propriétés du milieu qui sont prépondérantes.

Ainsi, deux espaces peuvent être mis en évidence [17] [18], la zone dite de champ proche, qui se situe à proximité de la source jusqu'à une distance de $\lambda/2\pi$, et la zone dite de champ lointain située au-delà de cette limite. La figure ci-après détaille ce principe :

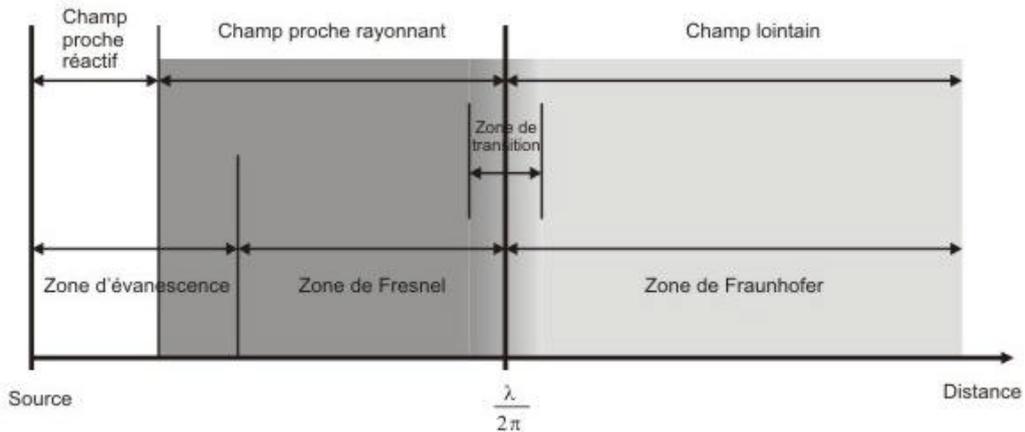


Fig. 2-1 : Zones de champ proche et de champ lointain

Les ondes générées par une source sont progressives et évanescentes. Les ondes progressives se propagent et sont observables en zone lointaine. Les ondes évanescentes sont confinées autour de la source et présentent une décroissance exponentielle à mesure que l'on s'en éloigne. Le champ est très réactif lorsqu'un conducteur se trouve très proche de la source dans

cette zone d'évanescence. Notre étude en champ proche concerne uniquement les ondes aptes à se propager, nous nous placerons donc au-delà de la zone d'évanescence.

Les notions de champ proche et de champ lointain sont souvent mises en évidence en considérant l'impédance d'onde Z_w qui relie le champ électrique et le champ magnétique par le rapport suivant :

$$Z_w = \frac{E}{H}$$

La courbe suivante présente l'allure de Z_w en fonction de la distance par rapport à la source pour un champ en espace libre :

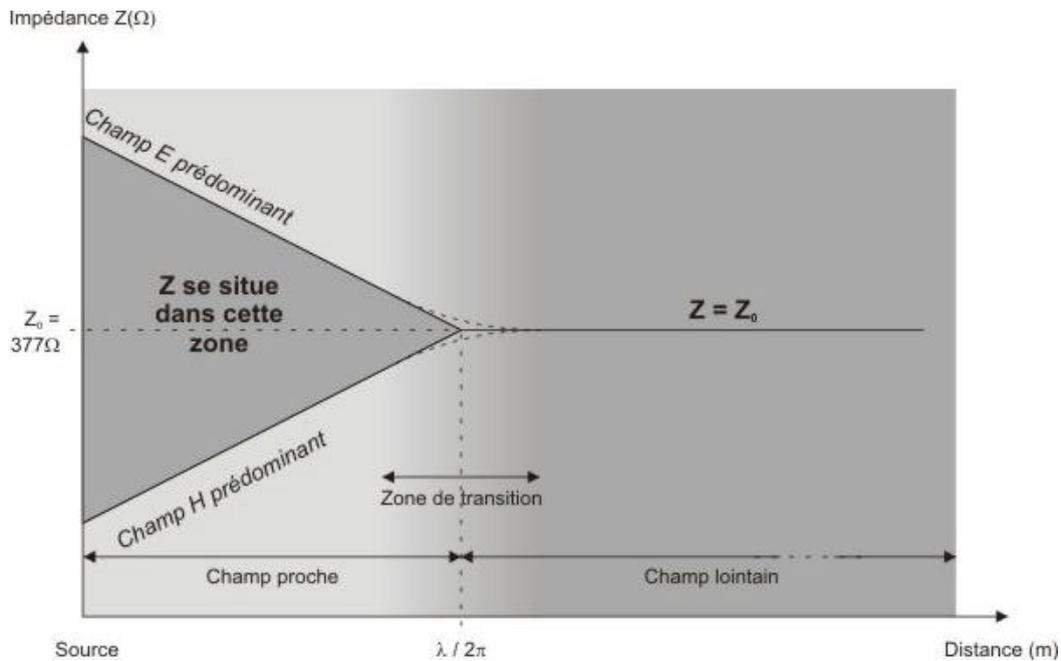


Fig. 2-2 : Impédance d'onde

Lorsque les conditions d'espace libre et de champ lointain sont remplies, le champ électrique et le champ magnétique sont couplés par le rapport invariant suivant :

$$Z_0 = \frac{E}{H}$$

Où Z_0 est l'impédance du vide et garde une valeur constante : $Z_0 = 120\pi \approx 377 \Omega$.

Dans ces conditions, le champ électromagnétique est une onde plane. Cependant, ceci n'est vrai que si la source est de faible dimension vis-à-vis de la longueur d'onde. Si la source présente une taille importante, la limite à partir de laquelle l'onde électromagnétique est considérée comme plane est égale à $2D^2/\lambda$, où D est la plus grande dimension de la source.

II - Les différentes méthodes de mesure

Pour effectuer une mesure du champ proche, il existe trois principales catégories de méthodes : les méthodes électro-optiques, les méthodes par thermographie infrarouge et les méthodes électroniques.

1 - Les méthodes de mesures temporelles

a - Méthodes électro-optiques – Méthodes directe et indirecte

i - Principe générale

La mesure électro-optique, directe ou indirecte, est basée sur l'effet Pockels qui traduit le fait que les propriétés d'un matériau électro-optique sont modifiées sous l'effet d'un champ électrique. Ainsi, la modification des indices de réfraction du matériau entraîne un déphasage de l'onde qui le traverse. Or, ce retard engendré est proportionnel au champ électrique (voir annexe 1). Il est donc possible de se servir de tels matériaux pour effectuer des mesures de champ proche.

Il existe deux méthodes qui se distinguent par la manière dont est employé et disposé le matériau électro-optique de mesure : la méthode directe et la méthode indirecte.

Pour la méthode directe, le substrat sur lequel est gravé le circuit joue le rôle de sonde, tandis que pour la technique indirecte, un cristal électro-optique extérieur au matériel à tester fait usage de sonde.

ii - Méthode directe

La mesure électro-optique directe du champ proche emploie directement le substrat sur lequel est gravé le circuit comme matériau électro-optique.

La figure suivante présente le principe de la méthode électro-optique directe [19] :

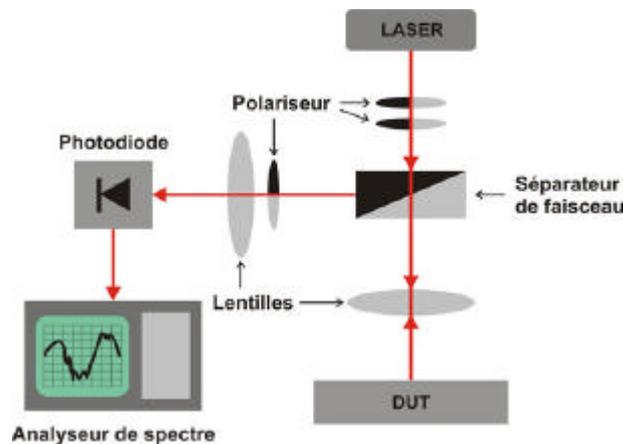


Fig. 2-3 : La méthode électro-optique directe

Le laser émet un faisceau qui traverse les polariseurs. Il est focalisé grâce à la lentille sur l'équipement sous test (DUT). Le substrat du circuit à tester, qui doit obligatoirement être un matériau électro-optique, va déphaser l'onde par l'effet Pockels. L'onde réfléchi et déphasée traverse un deuxième polariseur qui convertit le déphasage en intensité lumineuse. Cette dernière est ensuite détectée par une photodiode qui la traduit en un signal électrique qui va être directement proportionnel au champ électrique.

Cette méthode permet donc de mesurer le champ électrique au niveau du circuit mais ne permet pas de mesurer le champ électrique rayonné dans l'air par le dispositif sous test.

iii - Méthode indirecte

Dans le cas de la méthode indirecte, un cristal électro-optique de petite taille placé au-dessus du matériel à tester joue le rôle de sonde. Le cristal, sous l'effet du champ rayonné par le dispositif à tester, subit une modification de ses indices de réfraction. La mise en place de cette méthode de mesure est très similaire à la méthode directe sauf qu'ici, l'onde issue du faisceau laser sera réfléchiée par le cristal et non plus par le système testé. Le signal déphasé sera lui aussi capté par une photodiode.

Par rapport à la méthode directe, cette méthode permet de s'affranchir de la nécessité d'avoir un substrat constitué d'un matériau électro-optique.

La figure suivante présente le schéma fonctionnel de la méthode électro-optique indirecte [20] [21] :

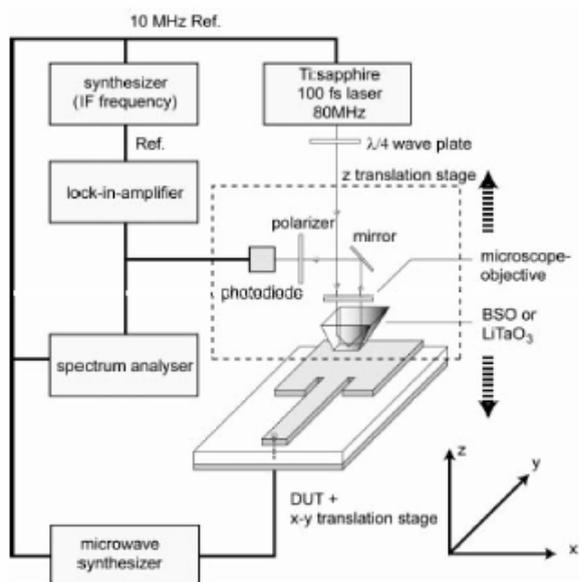


Fig. 2-4 : La méthode électro-optique indirecte

iv - Conclusion sur les méthodes électro-optiques

Les méthodes électro-optiques présentent des caractéristiques très intéressantes pour effectuer des mesures de champ proche :

- Comme ces méthodes exploitent un signal issu d'un faisceau laser de diamètre très faible, il est alors possible d'obtenir une résolution spatiale importante, de l'ordre de quelques micromètres.
- Lors de mesures de champ proche, l'influence du système de mesure sur le champ émis par la source est un facteur critique. Ici, le champ n'est que très faiblement perturbé par le dispositif de mesure qui ne présente pas de parties conductrices métalliques susceptibles d'interagir avec le champ rayonné.
- La bande passante est très large car le temps de réponse de l'effet Pockles est très bref.

Cependant, quelques inconvénients majeurs rendent ces méthodes inappropriées ou difficiles à mettre en place. En effet, comme il l'a été décrit précédemment, la méthode directe ne permet pas de mesurer le champ ambiant à l'extérieur du système à tester et impose que ce dernier dispose d'un substrat particulier de type électro-optique.

Par ailleurs, l'unité de mesure optique ne peut pas se déplacer. Pour effectuer une cartographie de champ à la surface du dispositif à tester, il est donc nécessaire que ce soit lui-même qui se déplace. Cette contrainte peut être majeure suivant le système en question car il peut, par exemple, présenter de nombreux câbles (d'alimentation, de commande,...) entraînant un déplacement délicat.

b - Mesure par thermographie infrarouge

L'Onera dispose d'une chaîne de traitement complet exploitant cette technique baptisée EMIR pour ElectroMagnétique InfraRouge. Elle a été mise au point par son département

Electromagnétisme et Radar chargé des questions de CEM. Le principe de cette méthode est de déposer un film photothermique résistif à la surface du dispositif sous test. Le champ rayonné par le dispositif est absorbé par le film et entraîne son échauffement qui peut être détecté par une caméra infrarouge. En connaissant parfaitement le comportement thermique du film, il est possible de ramener la température observée à la puissance du champ électromagnétique. En revanche, s'il est aisé de décorrélérer le champ électrique du champ magnétique dans le cas d'ondes TEM (pour des pistes de circuit imprimé par exemple), le rapport entre les deux étant constant et égal à l'impédance du vide, il semble que dans un cas plus quelconque cette décorrélation soit beaucoup moins facile à réaliser.

Notons que l'avantage principal de cette technique de mesure repose sur le fait que pour obtenir une cartographie de champ, il n'est pas nécessaire de déplacer ni l'équipement sous test, ni le système de mesure. La cartographie est directement observable grâce à l'acquisition vidéo de la surface du film par la caméra infrarouge [22].

2 - Les méthodes de mesures fréquentielles

Les mesures de type fréquentiel sont basées sur des principes électroniques. Il existe deux techniques : la technique de rétro-diffusion (en anglais : « modulated scattering technique ») et la mesure directe à détection passive. Ces méthodes emploient toutes les deux des sondes situées au-dessus du dispositif à tester. Dans les deux cas, ce sont les sondes qui se déplacent au-dessus de la surface à mesurer.

a - La méthode de rétro-diffusion

Cette méthode repose sur l'utilisation d'une sonde servant de diffuseur. Ce dernier doit être placé à proximité du dispositif à tester pour qu'il vienne perturber son environnement électromagnétique proche. Le but est de moduler le couplage du champ rayonné par la source à tester grâce au diffuseur. Il existe alors plusieurs moyens pour obtenir cette modulation du signal capté :

- modulation par voie mécanique : la modulation s'obtient, soit en jouant sur l'orientation du diffuseur, soit en agissant directement sur le diffuseur, en modifiant sa forme ou ses caractéristiques électriques.
- modulation par voie électrique : la modulation peut être issue d'un générateur BF relié au diffuseur.
- modulation par voie optique.

Il est ensuite nécessaire de différencier le signal BF du signal HF afin de pouvoir récupérer les informations sur le champ électromagnétique. Pour ce faire, il existe deux techniques : la méthode monostatique et la méthode bistatique [23 à 26]. Dans le premier cas, c'est l'équipement sous test lui-même qui récupère le signal. Dans le deuxième cas, le signal est récupéré par une antenne annexe. La figure suivante synthétise ces deux méthodes :

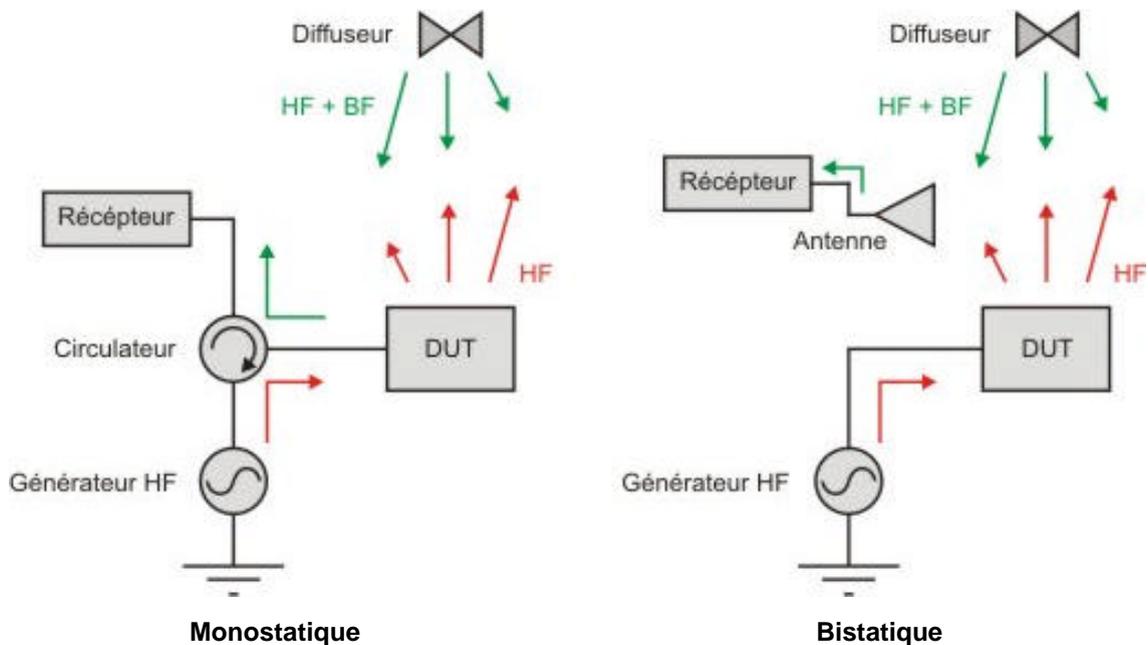


Fig. 2-5 : La méthode « modulated scattering »

b - La méthode directe à détection passive

Cette méthode repose sur l'utilisation de dispositifs servant de sondes. Le principe est de capter directement les composantes de champ. Le problème principal de cette technique de mesure réside dans le fait que les sondes à proximité du matériel à tester introduisent éventuellement des perturbations du champ électromagnétique. Par exemple, pour une carte électronique, les lignes de champ électrique peuvent se refermer sur le plan de masse de la carte. Il est donc nécessaire de minimiser la taille des sondes tout en les gardant assez grandes pour capter le champ électromagnétique. A ce compromis déjà complexe à établir, se rajoutent des problèmes liés à la connectique de la sonde et aux câbles la reliant aux appareils de mesure qui peuvent aussi être des sources d'interférences.

C'est cette méthode que nous avons utilisée pour réaliser notre banc de mesure de champ proche.

3 - Bilan des méthodes de mesure de champ proche

Le tableau ci-dessous fait la synthèse des différentes méthodes de mesure précédemment présentées en distinguant leurs avantages et leurs inconvénients :

Méthodes		Avantages	Inconvénients
Temporelles	Electro-optique	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Très bonne résolution spatiale ▪ Le dispositif perturbe très peu le champ rayonné ▪ Large bande passante ▪ Décorrélacion des composantes de champs 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Pas de mesure à l'extérieur du système sous test ▪ Le système sous test doit disposer d'un substrat de type électro-optique ▪ L'unité de mesure optique n'est pas mobile
	Thermographie infrarouge	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Mesure rapide ▪ La mesure ne nécessite pas de déplacement 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Décorrélacion des composantes de champ complexe voire impossible suivant le système mesuré ▪ Faible résolution spatiale
Fréquentielles	Rétrodiffusion	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Le dispositif perturbe très peu le champ rayonné ▪ Décorrélacion des composantes de champs 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Mise en œuvre complexe ▪ Le fait que le système sous test récupère le signal avec la méthode mono-statique peut être gênant dans certains cas
	Mesure directe à détection passive	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Sondes facilement réalisables ▪ Méthode adaptée à des configurations très variées avec de larges possibilités de positionnement et de déplacement des sondes ▪ Décorrélacion des composantes de champ 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Les sondes induisent des perturbations du champ rayonné ▪ Une bonne résolution spatiale peut être délicate à obtenir

Au regard de ce bilan, nous avons choisi de travailler suivant la méthode directe à détection passive pour sa capacité d'adaptation à la mesure de différents systèmes et à sa relative simplicité de mise en œuvre.

III - Les sondes

La technique de mesure que nous avons employée est la méthode directe à détection passive. Elle fait appel à des sondes dont le rôle est de capter les différentes composantes du champ électromagnétique. Il existe deux principaux types de sondes susceptibles de détecter les composantes du champ électrique ou du champ magnétique : d'une part, les sondes électriques et, d'autre part, les sondes magnétiques. Notons que certaines sondes permettent de capter simultanément des informations sur le champ électrique et sur le champ magnétique. Le banc de mesure de champ proche que nous avons mis en place utilise une collection de

sondes électriques et magnétiques. Le fonctionnement de ces détecteurs de champ est détaillé dans les paragraphes qui suivent.

1 - Les sondes électriques

a - La composante normale électrique

Pour mesurer la composante normale du champ électrique, il est possible d'utiliser une antenne monopole simple [27 à 29]. Elle doit être placée perpendiculairement au matériel à tester. Cette antenne peut être réalisée à l'aide d'un câble coaxial dénudé sur une longueur de quelques millimètres comme le montre la figure suivante :

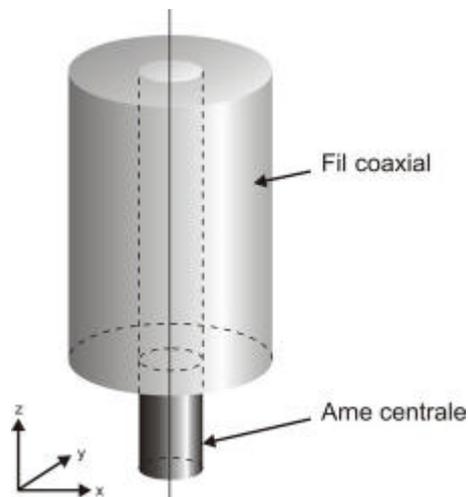


Fig. 2-6 : La sonde électrique pour la composante E_z

La partie de l'âme centrale qui se retrouve dans l'air sert alors de capteur suivant l'axe z . Cette sonde se comporte comme une sonde capacitive. La différence de tension entre la sonde et le matériel à tester produit un courant induit i dans la sonde qui s'exprime comme suit :

$$i(\omega) = j.C\omega.v(\omega)$$

Où :

C est la capacité entre la sonde et le matériel à tester ;

$v(\mathbf{w})$ est la tension entre la sonde et le matériel à tester.

La tension $v(\mathbf{w})$ est directement proportionnelle à l'intensité du champ électrique E :

$$v(\mathbf{w}) = k \cdot \|E(\mathbf{w})\|$$

Où k est une constante dépendante du système de mesure.

Le champ $E(\mathbf{w})$ se décompose spatialement de la manière suivante :

$$\vec{E}(\mathbf{w}) = E_x \vec{u}_x + E_y \vec{u}_y + E_z \vec{u}_z$$

Comme le courant induit dans la sonde est essentiellement dû à la contribution de la composante normale E_z du champ électrique, nous avons :

$$\|E(\mathbf{w})\| = \sqrt{E_x^2(t) + E_y^2(t) + E_z^2(t)} \approx E_z(t)$$

Et :

$$\|E(\mathbf{w})\| = \mathbf{a}(\mathbf{w}) \cdot E_{z \max}$$

Où :

$$\mathbf{a}(\mathbf{w}) < 1$$

Alors :

$$\|i(\mathbf{w})\| \approx Cw.k.\mathbf{a}(\mathbf{w}).E_{z \max}$$

Le courant induit dans la sonde est donc approximativement proportionnel à la composante normale E_z . Si le rapport de proportion est connu, il est alors possible, en mesurant ce courant, de connaître le champ électrique suivant sa composante normale.

b - La composante tangentielle électrique

Théoriquement, la mesure du champ électrique suivant ses composantes tangentielles peut se faire de la même manière que pour la composante normale, bien que le monopole soit alors placé suivant la composante tangentielle à étudier. Cependant, à cause de contraintes mécaniques du placement de la sonde, la sonde ne peut pas être directement pivotée de 90° . Une solution est alors de tordre l'âme centrale dénudée du câble coaxiale pour qu'elle réalise un angle droit. Toutefois, le coude engendré par cette torsion peut être le siège de perturbations et engendrer des erreurs de mesure. De plus, la dissymétrie obtenue avec le blindage du câble coaxial peut aussi poser problème. Ces défauts ont été confirmés par des essais que nous avons réalisés. En effet, les mesures se sont révélées très divergentes vis-à-vis de la théorie.

En général, la mesure des deux composantes tangentielles du champ électrique est réalisée à l'aide d'un dipôle électrique. Pour la mesure du champ lointain, afin que l'antenne dipôle soit adaptée, la longueur de ses deux branches doit être égale à $\lambda_g/4$, où λ_g est la longueur d'onde guidée :

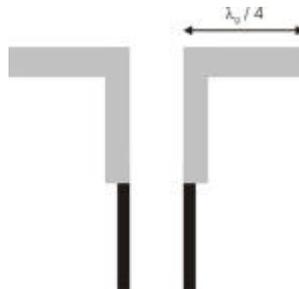


Fig. 2-7 : La sonde électrique pour les composantes E_x et E_y en champ lointain

Cependant, pour des mesures effectuées en zone proche, la sonde doit perturber le moins possible l'environnement électromagnétique du matériel sous test. Elle doit donc être désadaptée vis-à-vis

du matériel à tester à la fréquence considérée, la longueur de ses branches doit donc être très inférieure à $\lambda_g/4$ [30].

2 - La sonde magnétique

La mesure du champ magnétique peut être effectuée à l'aide de boucles magnétiques [31 à 35]. En effet, quand le champ magnétique traverse une boucle magnétique, un courant proportionnel à la valeur du champ magnétique est induit dans la boucle. Afin de mesurer les différentes composantes du champ H , il faut placer la normale de la boucle de manière colinéaire à la composante recherchée.

Si la taille de la boucle est petite, le champ électrique induit est négligable. En fait, la tension disponible est proportionnelle à la composante du champ magnétique dans le plan de la boucle, mais aussi aux fluctuations parasites du champ électrique sur la boucle. Donc, plus la taille de la boucle est petite, plus les parasites induits sont négligables.

Utiliser ce type de sonde permet également de mesurer la distribution du courant , puisque :

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{H} = \vec{J} + j\omega\epsilon\vec{E}$$

Ou, si nous l'écrivons sous la forme intégrale:

$$\int_L \vec{H} \cdot d\vec{L} = \iint_S n_j \cdot \vec{J} ds + j\omega\epsilon \cdot \iint_S n_j \cdot \vec{E} ds$$

Et, lorsque le plan de contour est perpendiculaire à l'axe de courant, on obtient la relation :

$$2\pi r.H_j = I + j\omega\epsilon \cdot \iint_S E_z \cdot ds$$

Très près de la partie conductrice, $E_z \rightarrow 0$, donc : $2\pi r.H_j = I$.

On a également :

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{E} = -j\omega\mathbf{m}\vec{H}$$

Qui peut s'écrire sous la forme intégrale de la manière suivante :

$$V = \int_L \vec{E} \cdot d\vec{L} = -j\omega\mathbf{m} \iint_S n_j \cdot \vec{H} \cdot ds$$

Ce qui conduit à :

$$V = -j\omega\mathbf{m} \iint_S H_j \cdot ds$$

Si la sonde est très petite alors la variation de champ H est négligable dans son plan :

$$V = -j\omega\mathbf{m} \frac{\rho D^2}{4} \cdot H_j = j\omega\mathbf{m} \frac{\rho D^2}{8\rho r} \cdot I$$

Où D est le diamètre de la sonde.

La dernière équation permet de mesurer la distribution de courant via la tension disponible.

Le meilleur gain pour ces antennes est obtenu lorsque le périmètre des boucles équivaut à $\lambda_g/4$.

Un câble coaxial permet de réaliser les boucles magnétiques :

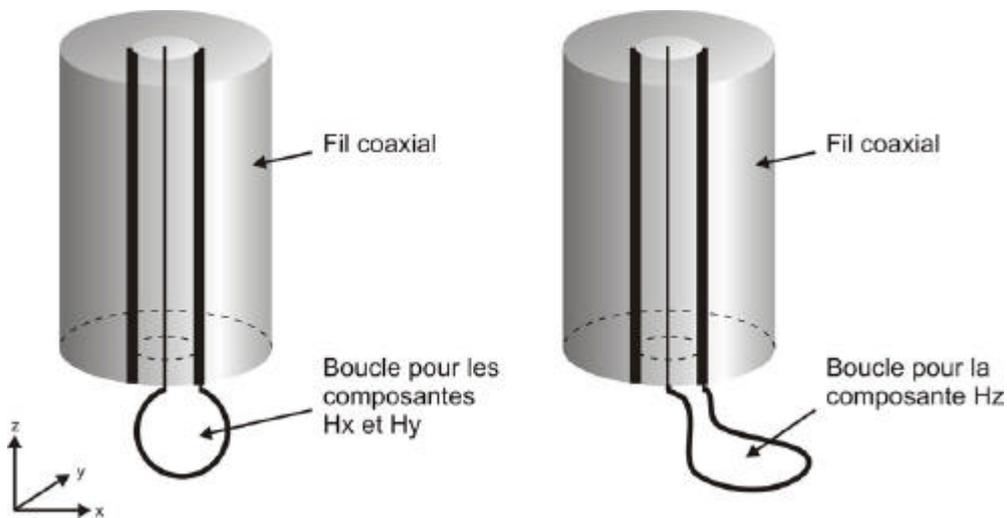


Fig. 2-8 : Les sondes magnétiques pour les composantes tangentielles (H_x , H_y) et la composante normale (H_z) du champ H

Les spécifications mécaniques des sondes E et H pour la mesure du champ proche sont conseillées par le standard IEC 61976-3 :

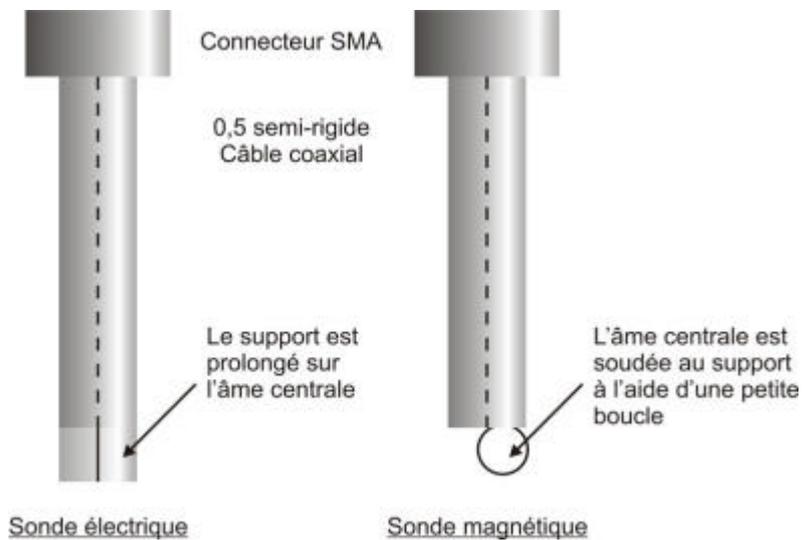


Fig. 2-9 : Les sondes E et H pour le champ proche

Comme les sondes doivent être les plus petites possibles pour ne pas trop perturber les lignes de champ, elles peuvent être gravées sur des substrats de forte permittivité.

3 - La sonde électromagnétique

Il existe plusieurs types de sonde mesurant le champ magnétique et électrique en même temps. Le schéma suivant montre un exemple d'une sonde électromagnétique [36] :

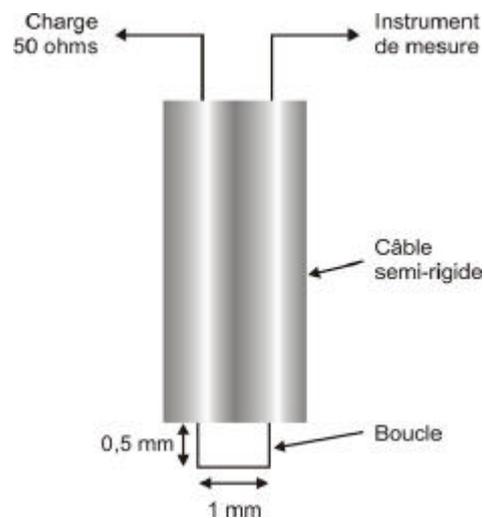


Fig. 2-10 : Une sonde électromagnétique

IV - Le banc de mesure

Les paragraphes suivants exposent la manière dont le banc de mesure de champ proche a été mis en œuvre. Le principe de la méthode employée, dite méthode «surface scan», est tout d'abord expliqué. Ensuite, sont présentés les composants matériels et logiciels du banc de mesure. Les capteurs de champ, les sondes électriques et magnétiques, de par leur importance majeure pour le fonctionnement du banc de mesure, font l'objet d'un développement approfondi.

1 - Méthode « surface scan »

a - Définition et Propriétés

La méthode « surface scan » [37] est une méthode qui permet d'évaluer les composantes électriques ou les composantes magnétiques du champ proche à la surface d'un circuit imprimé. Cette méthode peut être employée sur la gamme de fréquences de 10MHz à 3GHz. Pour mesurer la distribution de ces champs une sonde électrique ou magnétique est déplacée mécaniquement au-dessus du circuit imprimé. La sonde peut alors être placée dans un plan parallèle ou perpendiculaire à la surface à mesurer.

Les données mesurées peuvent être traitées par un ordinateur afin de visualiser la cartographie du champ, à une fréquence spécifique de balayage, grâce à une représentation colorée.

La résolution accessible avec cette méthode est étroitement liée à la précision du système de positionnement mécanique de la sonde et de la taille des sondes utilisées.

Il est ainsi possible d'observer l'impact des modifications effectuées à différentes étapes de la conception. Cette méthode de mesure peut être appliquée à n'importe quel circuit imprimé monté sur une carte électronique accessible à la sonde.

Le balayage de champs électrique et magnétique au-dessus de la surface du circuit imprimé permet de connaître la puissance relative des sources d'émission électromagnétique. Cette méthode fournit donc un outil pour repérer des secteurs sur la matrice (die) avec une émission excessive.

La taille du pas minimum de balayage dépend de la taille de la puce et naturellement de la précision du système de positionnement. La sonde peut également être placée individuellement en n'importe quelle position au-dessus du matériel à tester. Ceci permet des mesures d'émission électromagnétique directement au-dessus d'une partie spécifique de la composante, par exemple au-dessus d'un amplificateur opérationnel de vitesse élevée.

La figure suivante est un exemple de champ magnétique mesuré sur la surface d'un circuit imprimé par le laboratoire de Austrimicrosystems AG :

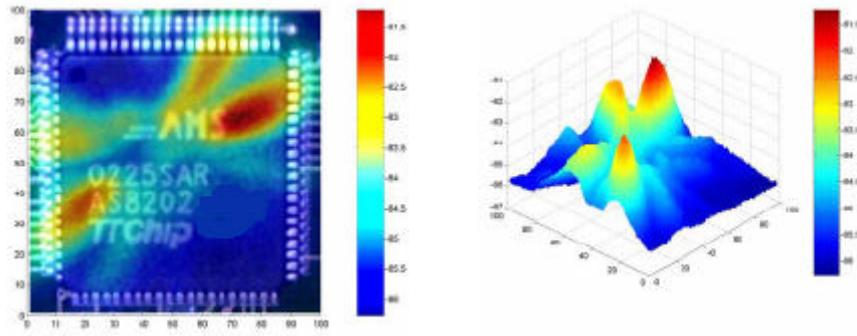


Fig. 2-11 : Champ magnétique mesuré à la surface d'un circuit imprimé

Cette image présente clairement des secteurs (fil, armature en esclavage de fil) ayant des composants où le champ magnétique est le plus élevé. Dans ce cas, ces secteurs sont probablement les I/O numériques et les lignes d'horloge.

Très souvent les pattes (pins) présentant une émission magnétique plus élevée sont des pattes d'alimentation et des pattes de sortie du circuit imprimé. Ces émissions élevées sont dues aux courants élevés de ces pattes en combinaison avec les courants dynamiques élevés de commutation.

Comme ces pattes sont responsables de l'émission électromagnétique globale du circuit imprimé, c'est ici que les mesures CEM doivent être effectuées.

La mesure de la diffusion du champ magnétique au-dessus d'une matrice nécessite une sonde de champ H très petite. Un exemple de diffusion du champ magnétique au-dessus de la matrice est illustré par la figure qui suit :

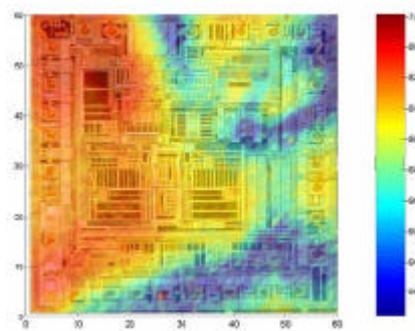


Fig. 2-12 : Champ magnétique mesuré à la surface d'une matrice

b - L'implémentation pratique

L'équipe de recherche Diffraction Electromagnétique (DEM) de l'IRCOM a mis en place un système de mesure de champ proche répondant à l'IEC61967-3 pour la méthode « Surface Scan » [38]. La figure suivante représente le schéma de principe de ce banc de mesure :

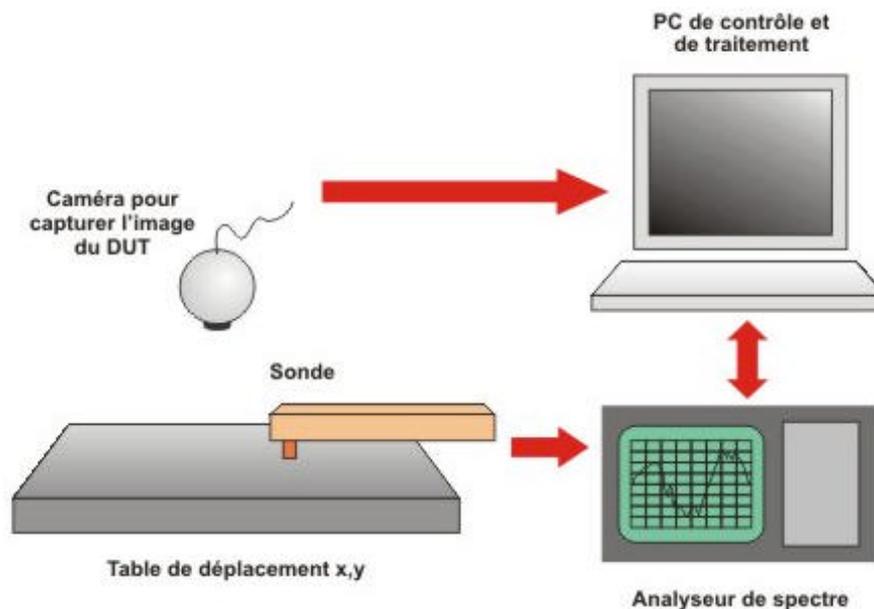


Fig. 2-13 : Synoptique du banc de mesure de champ proche

Les sondes sont déplacées par le bras d'une table traçante qui est commandée par un ordinateur. Un programme Labview a été développé pour piloter la mesure et le traitement des données.

Une caméra CCD se charge d'effectuer une acquisition de l'image de la carte électrique. Ceci facilite la sélection de la zone à mesurer par l'utilisateur en cliquant directement sur l'image.

Le programme Labview commande le balayage vertical de la table traçante et l'ensemble des paramètres de l'analyseur de spectre. Ce dernier est employé pour mesurer le spectre de la tension aux bornes de la sonde. La sonde est déplacée sur un secteur rectangulaire défini au-

dessus de la surface de la carte. Elle capture la valeur du spectre de fréquence mesurée par l'analyseur de spectre en chaque point de mesure. Le programme fournit alors un graphique en 3D du champ magnétique ou électrique mesuré. Afin d'assurer un traitement des données personnalisable, le programme permet d'exporter les données vers des formats compatibles avec les logiciels Excel et Matlab.

2 - Les composants matériels

a - L'unité de déplacement

Le positionnement et le déplacement de la sonde sont réalisés à l'aide d'une table traçante modifiée. La table est pilotée par l'ordinateur qui se charge aussi de l'acquisition des données via son port parallèle.

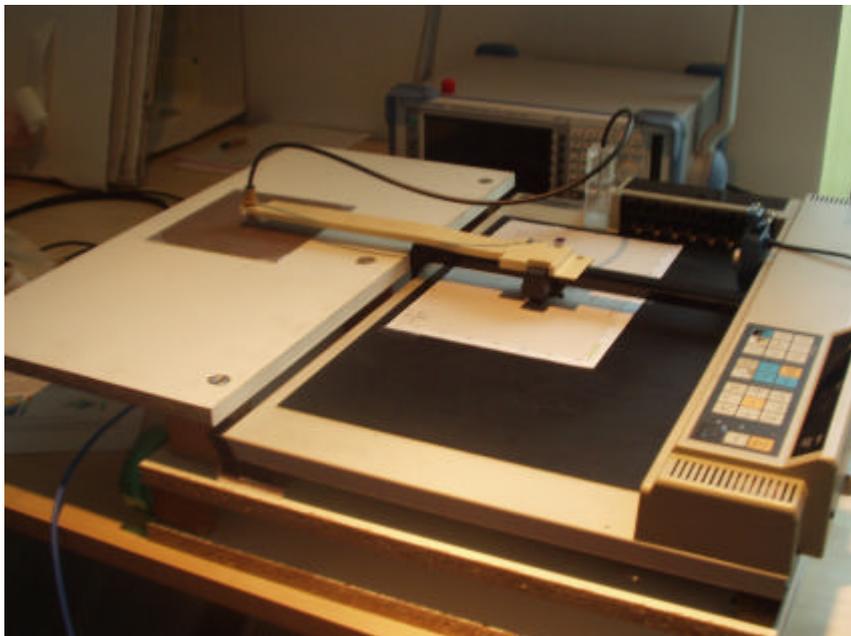


Fig. 2-14 : La table traçante utilisée pour déplacement de la sonde

Comme le montre les deux photos suivantes, la table traçante a été modifiée pour accueillir une prolongation du traceur de manière à positionner la sonde au-delà de la surface d'impression de la table.

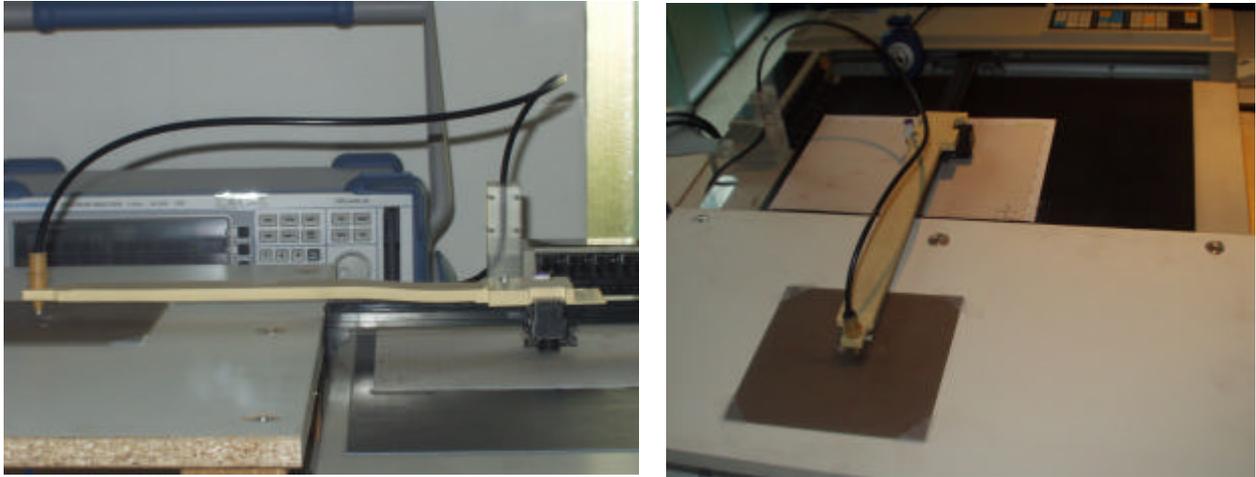


Fig. 2-15 : Le bras de mesure

Le prolongement est assuré par un bras en pvc de manière à ce qu'il reste léger et qu'il ne perturbe pas l'environnement électromagnétique. Le bras est percé à son extrémité afin de recevoir le stylo-sonde. Ce dernier peut être bloqué à hauteur variable par une vis latérale qui est en plastique, toujours pour s'assurer d'un maximum de transparence vis-à-vis du champ électromagnétique. Ce prolongement permet alors de placer l'équipement sous test sur un support plan en bois dont la hauteur est ajustable. La sonde peut donc être déplacée dans un plan parfaitement horizontal à la hauteur choisie.

Le schéma suivant résume la manière dont est agencé le système :

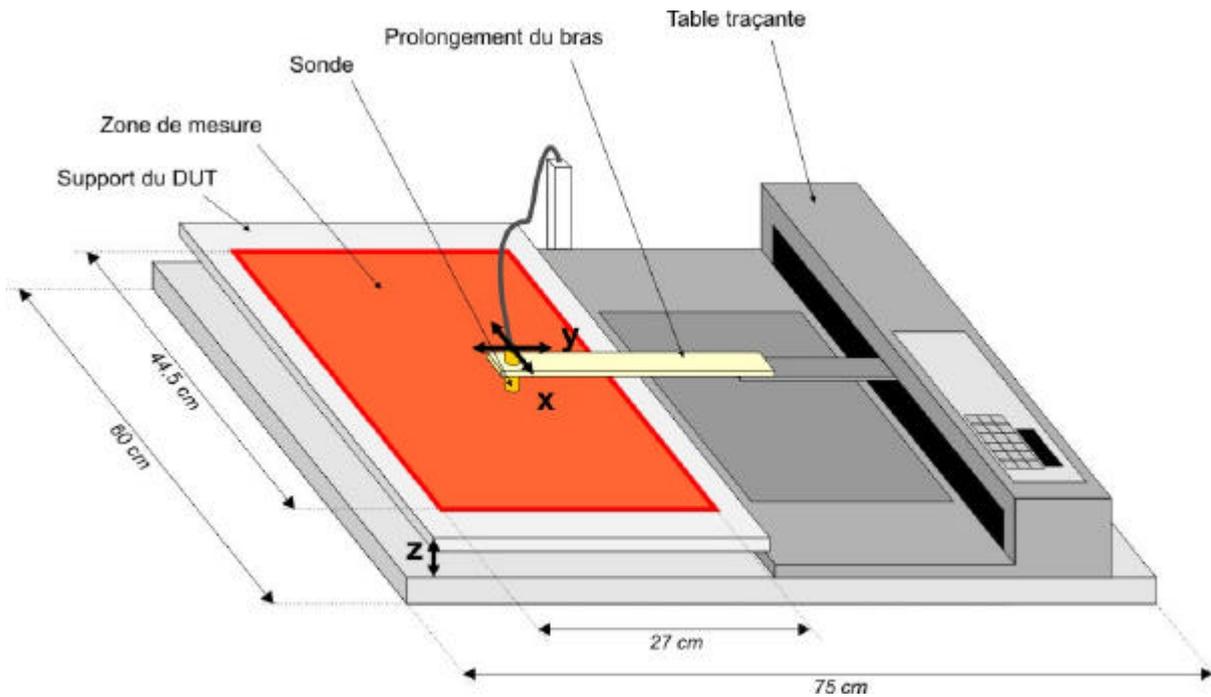


Fig. 2-16 : Schéma de l'unité de déplacement

Les caractéristiques mécaniques de la table traçante impliquent de se limiter à une zone de mesure rectangulaire maximale de dimension $44,5 \text{ cm} \times 27 \text{ cm}$. Par ailleurs, le pas minimum entre deux points de mesure et suivant les deux axes du plan de mesure est de $25 \mu\text{m}$.

Par ailleurs, un support plastique a été ajouté sur le bord de la table traçante pour maintenir le câble coaxial de la sonde afin d'éviter tout étirement lors des mesures.

La table traçante est placée sur une autre table qui permet d'ajuster sa hauteur par rapport au support du matériel sous test si nécessaire.

Le dispositif reste relativement peu encombrant avec une surface totale occupée de $75 \text{ cm} \times 60 \text{ cm}$.

b - La caméra de visualisation

Une caméra CCD a été implémentée au-dessus de la zone de mesure afin de la visualiser. Elle est placée à environ 40 cm au-dessus de celle-ci. L'intérêt d'utiliser une caméra est de pouvoir choisir de manière visuelle la surface à mesurer. Elle est reliée à l'ordinateur qui propose à l'utilisateur de sélectionner simplement la région qui l'intéresse en

cliquant sur l'image avec la souris. La caméra utilisée est une Webcam Creative Pro eX d'une résolution de $640 \times 480 \text{ pixels}$ et elle est commandée via l'interface USB 2 du PC.

c - L'analyseur de spectre

La sonde est reliée à un analyseur de spectre pour mesurer la puissance reçue. Il s'agit d'un analyseur de spectre FSP30 de la société Rhode & Schwarz. Il permet d'effectuer une mesure sur la plage de fréquences s'étalant de 9kHz à 30GHz . Il est équipé d'une interface IEC-Bus selon le IEC 625.1/IEEE 488.2 standard et d'une interface GPIB. C'est via cette dernière qu'il communique avec l'ordinateur qui se charge de le piloter et de traiter les données mesurées par l'analyseur de spectre. L'instrument supporte le SCPI version 1997.0 (commandes standards pour les instruments programmables).



Fig. 2-17 : L'analyseur de spectre utilisé pour mesurer la puissance du champ

3 - Les sondes

a - Principe

Pour mesurer le champ électrique ou magnétique, il est nécessaire d'effectuer une mesure de chaque composante du champ suivant les trois dimensions de l'espace. Ces composantes se regroupent en deux catégories : la composante normale, perpendiculaire à la surface à mesurer (suivant l'axe z) et les deux composantes tangentielles situées dans le plan de la surface à mesurer (suivant les axes x et y). Nous devons donc disposer de deux sondes pour connaître le champ électrique ou magnétique global : l'une pour la composante normale et l'autre pour les deux composantes tangentielles. Nous avons donc fabriqué un ensemble de quatre sondes pour évaluer le champ électromagnétique total rayonné par un dispositif en zone proche.

Les sondes ont été spécialement fabriquées pour la mise en place du banc de mesure de champ proche. Elles ont été réalisées à partir de câbles coaxiaux 500 dénudés à l'une de leurs extrémités. Par la suite, c'est le travail effectué sur l'âme centrale ainsi ajourée qui va déterminer la nature de la sonde.

De manière à permettre le maintien des sondes mais aussi afin de pouvoir les permuter facilement, les extrémités sensibles des câbles sont encastrées dans des stylos perforés dédiés à la table traçante. De plus, ces stylos en plastique, tout en protégeant le capteur, ont un impact très réduit sur l'environnement électromagnétique. Le schéma suivant montre comment sont placés les câbles coaxiaux dans les stylos :

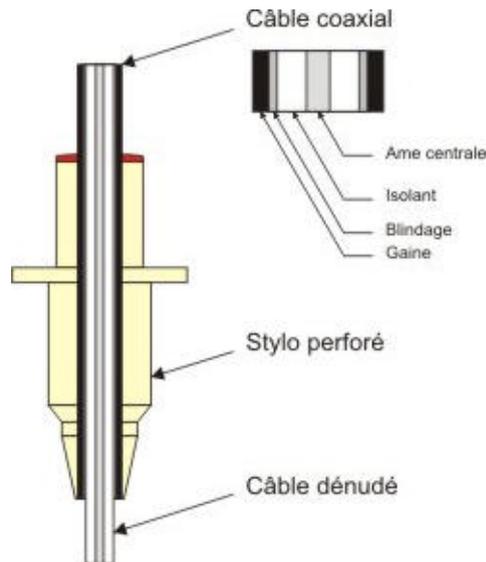


Fig. 2-18 : Support des sondes

La photographie suivante présente un aperçu de sondes que nous avons testées :

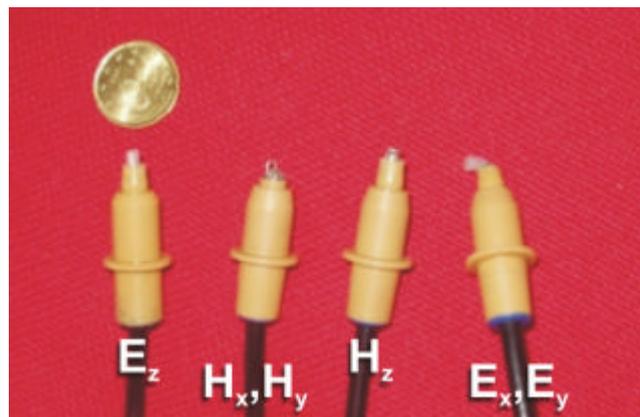


Fig. 2-19 : Les sondes E et H réalisées pour la mesure du champ proche

La technique employée pour réaliser ces sondes nous permet donc de nous placer dans un bon compromis entre la taille des sondes et leur sensibilité. En effet, les sondes ne doivent pas être trop grosses afin de minimiser les perturbations du champ mesuré mais aussi afin de disposer d'une résolution spatiale suffisante. Par ailleurs, ce système nous permet de mettre en place un mode opératoire peu contraignant au niveau du temps de changement de la sonde et de son positionnement. La technique utilisée est aussi relative au matériel dont nous disposons et à la volonté de conserver un système au coût peu élevé tout en permettant un large éventail de

réalisations possibles. Ceci nous a permis de réaliser assez rapidement les sondes qui sont présentées dans les paragraphes suivants.

b - La sonde électrique pour la composante normale E_z

Comme nous l'avons décrit précédemment, la sonde électrique chargée de capter la composante de champ E_z est constituée d'un câble coaxial 50Ω dénudé et disposé suivant la direction verticale z . Ainsi, la gaine et le blindage ont été ôtés sur une longueur de 3mm comme le montre la figure suivante :

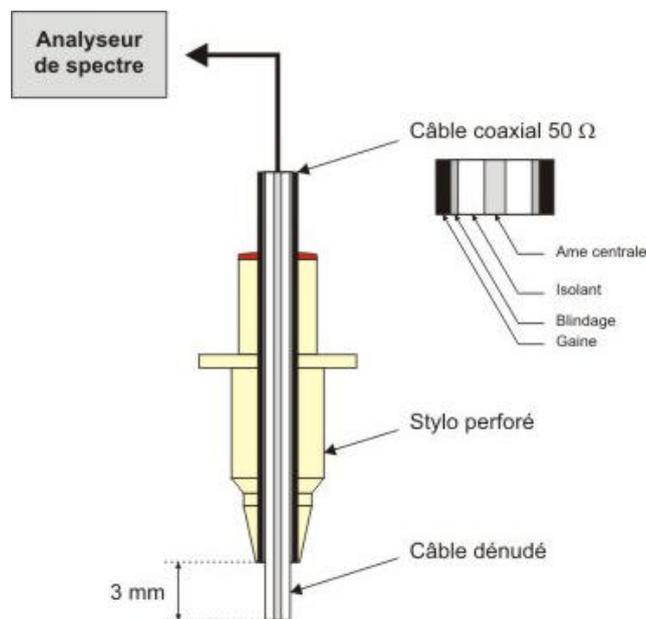


Fig. 2-20 : Sonde électrique E_z

Le câble est directement relié à l'analyseur de spectre.

c - La sonde électrique pour les composantes tangentielles E_x et E_y

Dans un premier temps, la sonde chargée de mesurer les composantes E_x et E_y du champ électrique que nous avons fabriqué reprenait le design de la sonde chargée de mesurer la composante E_z . L'âme centrale mise à nue était simplement recourbée à 90° de manière à pouvoir se retrouver colinéaire aux axes x ou y . Il est apparu que les résultats obtenus n'étaient pas convenables et divergeaient énormément de la théorie. Dans un second temps, nous avons donc étudié un autre design qui a aboutit à celui-ci :

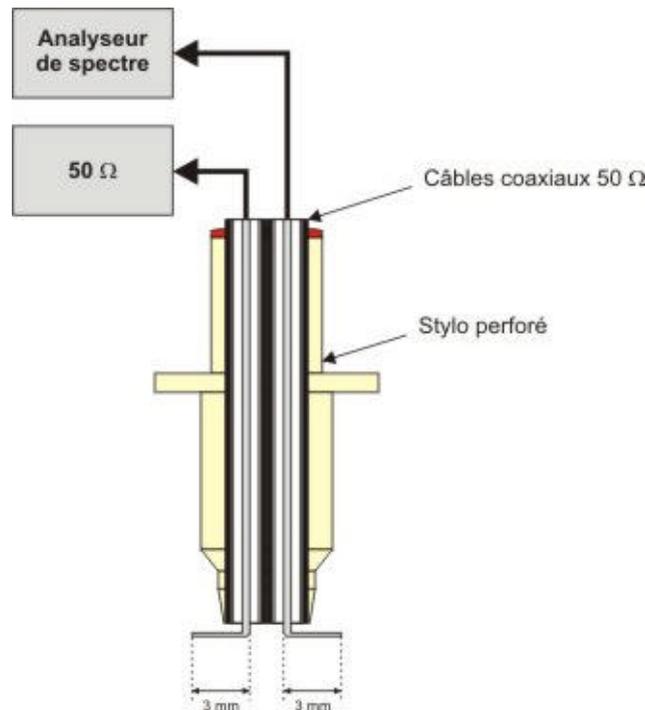


Fig. 2-21 : Sonde électrique E_x et E_y

Cette nouvelle sonde est constituée de deux câbles insérés dans le stylo. Disposés côte à côte, leurs âmes centrales sont dénudées et recourbées à 90° de manière à former un T. L'un des câbles est relié à l'analyseur de spectre dont l'impédance d'entrée est de 50Ω et l'autre est directement relié à une charge de 50Ω . Chacun des brins à l'air libre a une longueur de 3 mm . Les brins sont disposés de manière à être parfaitement alignés.

d - La sonde magnétique pour la composante normale H_z

Pour former une sonde magnétique, le principe employé est semblable à celui de la sonde électrique E_z , à l'exception du fait que l'âme centrale dénudée doit être reliée à une boucle métallique de faible dimension. Dans le cas d'une sonde chargée de mesurer la composante normale H_z , l'axe de la boucle doit être placée suivant la direction verticale z . La surface de la boucle se situe donc parallèlement à la surface à tester. La boucle présente un diamètre d'environ 2 mm.

Le schéma suivant illustre la manière dont a été fabriquée cette sonde :

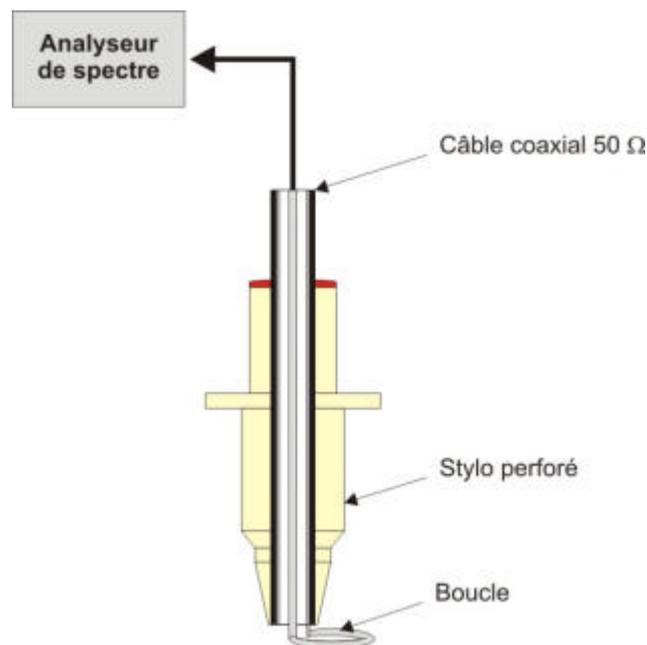


Fig. 2-22 : Sonde magnétique H_z

e - La sonde magnétique pour les composantes tangentielles H_x et H_y

Cette sonde a été réalisée sur le même modèle que la sonde magnétique H_z . Pour cette sonde, l'axe de la boucle est placé suivant la direction horizontale x ou y . La surface de la boucle se trouve alors perpendiculaire à la surface à mesurer.

La figure suivante montre comment la boucle est située par rapport au reste de la structure de la sonde :

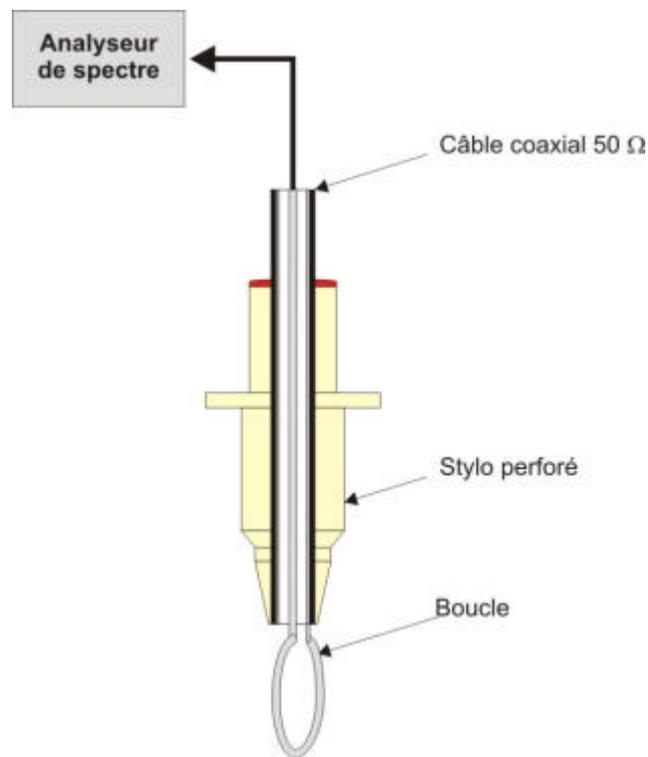


Fig. 2-23 : Sonde magnétique H_x et H_y

4 - Les composants logiciels

a - Labview

Labview (*Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench*) est un logiciel de développement d'applications d'instrumentation de la société National Instruments. Quoique tout à fait utilisable dans un grand nombre de domaines, Labview est plus particulièrement destiné à l'acquisition de données et au traitement du signal. En effet, ce logiciel offre de larges possibilités de communication entre l'ordinateur et le monde physique (par cartes d'acquisitions analogiques ou numériques, cartes GPIB, réseau, liaisons série et parallèles, etc.) ainsi que d'importantes bibliothèques mathématiques permettant de traiter les signaux mesurés.

Labview est un environnement qui combine la simplicité du développement graphique avec la souplesse d'un langage de programmation très puissant. Il permet de construire rapidement des solutions pour l'acquisition, l'analyse et la présentation de données.

Le paragraphe suivant présente la hiérarchie du programme principal pilotant le banc de mesure.

b - La hiérarchie du programme

Le programme principal est construit en plusieurs modules. Chaque module tient un rôle bien précis. Les modules principaux ont les fonctions suivantes :

- Sélection de la zone de mesure : ce module permet de choisir la zone du matériel à tester où le champ électromagnétique doit être mesuré. Cette zone peut être directement sélectionnée sur l'image renvoyée par la caméra.
- Acquisition des données : ce module contrôle le déplacement de la sonde au-dessus du matériel à tester. Il commande le mouvement via le port parallèle de la table traçante. A chaque pas de déplacement, une mesure est effectuée via le port GPIB de l'analyseur de spectre.
- Gestion des données : ce module traite les données acquises et les présente sous la forme d'un diagramme en trois dimensions aisément paramétrable. Il permet aussi d'exporter les données et de les stocker dans un fichier.

B - Calibration des sondes électromagnétiques

I - Principe de calibration

Afin de calibrer nos sondes électromagnétiques, nous nous servirons d'un objet rayonnant dont nous connaissons le rayonnement théorique. Nous comparerons alors les valeurs expérimentales aux données théoriques. Les paragraphes suivants présentent la manière dont nous avons effectué cette comparaison et comment nous avons fait correspondre les grandeurs mesurées à des valeurs réelles de champ.

1 - Type de mesure

Les sondes permettent d'effectuer une mesure de la puissance émise P en dBm. Afin de déterminer la valeur de la composante de champ rayonné, il est nécessaire de connaître la tension captée par la sonde. En effet, comme nous l'avons vu précédemment, la valeur de champ est directement proportionnelle à la tension reçue.

Les équations suivantes montrent comment s'effectue le passage de la puissance mesurée P en dBm à la valeur du champ E :

$$P_{dBm} = 10 \cdot \log(P_{mW})$$

$$P_W = 10^{\frac{P_{dBm}}{10}} \cdot 10^{-3}$$

$$P_W = |V_{eff}| \cdot |I| = \frac{|V_{eff}|^2}{R}$$

Où :

- V_{eff} est la tension efficace en Volts
- I est l'intensité du courant en Ampères
- R est l'impédance d'entrée de l'instrument de mesure, ici (et en général) : $R = 50\Omega$

$$|V_{eff}| = \sqrt{P_w \cdot R}$$

De manière à comparer nos résultats, la tension doit être donnée vis-à-vis de la tension d'alimentation appliquée au dispositif sous test. Pour cela, la tension est normalisée par la tension appliquée :

$$|V_n| = \frac{|V_{eff}|}{|V_a|}$$

Où :

- V_n est la tension normalisée
- V est la tension mesurée
- V_a est la tension d'alimentation appliquée

Lors de notre étude, la puissance d'alimentation est prise comme étant égale à : $P_a = 0 \text{ dBm} = 1 \text{ mW}$, ce qui donne une tension d'alimentation égale à $V_a = 223,6 \text{ mV}$ pour une impédance d'entrée du générateur égale à 50Ω .

Le champ normalisé E_n peut alors en être déduit par un rapport de proportionnalité direct k :

$$|E_n| = \frac{|V_n|}{k}$$

La connaissance du champ repose donc sur le rapport k qu'il est nécessaire d'évaluer au cours d'une campagne de calibration.

2 - Calibration avec une antenne patch

De manière à évaluer le rapport entre la tension mesurée et la valeur de la composante de champ rayonné, nous avons comparé les résultats de mesure et la simulation d'une antenne patch qui présente un maximum de rayonnement à une fréquence de $2,5\text{ GHz}$.

Le schéma suivant précise les caractéristiques géométriques de l'antenne patch rectangulaire utilisée :

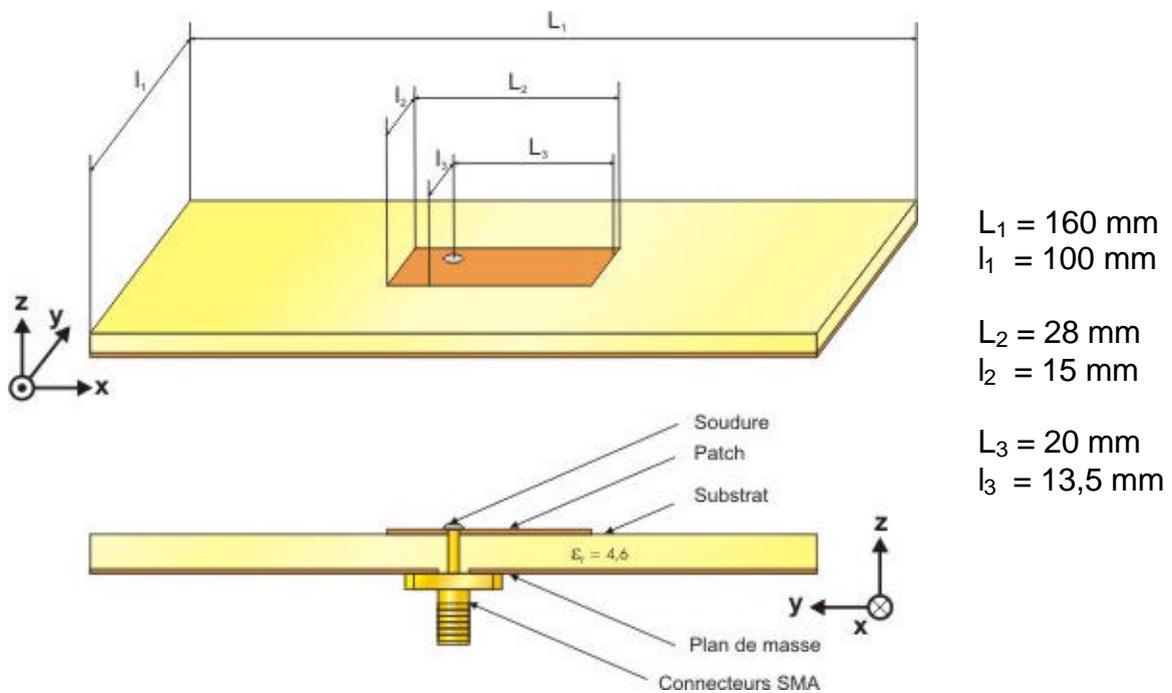


Fig. 2-24 : Antenne patch

Les sondes sont placées à une hauteur de 4 mm par rapport à la surface du patch.

3 - Principe de la simulation numérique de l'antenne patch

a - Méthode FDTD

Les différentes simulations de l'antenne patch étudiée sont effectuées grâce à la méthode des différences finies dans le domaine temporel (*Finite Difference in Time Domain, FDTD*). Cette méthode à formulation locale est rigoureuse. Elle s'appuie sur la résolution des équations de Maxwell à l'aide de l'approximation des différences centrées.

Les équations ainsi discrétisées permettent de décrire le volume à modéliser suivant un maillage de parallélépipèdes élémentaires répondant au schéma de la cellule élémentaire de Yee :

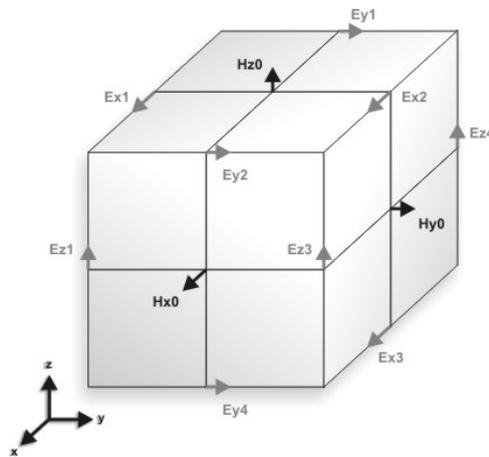


Fig. 2-25 : Cellule élémentaire de Yee pour FDTD

Par ailleurs, les contraintes spatio-temporelles de cette modélisation impliquent de relier le pas temporel Δt et les pas spatiaux Δx , Δy et Δz par le critère de stabilité suivant :

$$\Delta t \leq \frac{1}{C \sqrt{\frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2}}}$$

b - Logiciel utilisé : Tridimo

Le logiciel utilisé, Tridimo, repose sur la méthode FDTD. Tridimo a été développé au sein de l'équipe DEM par C. Giraudon (doctorant) et C. Guiffaut (Chargé de Recherche CNRS) sous la responsabilité d'A. Reineix (Directeur de Recherche). Ce logiciel bénéficie d'un constant développement et de nouvelles fonctions lui sont fréquemment implémentées. Ainsi, il dispose de fonctionnalités de tout premier ordre qui en font un outil de recherche très performant. De plus, sa programmation en Fortran 95, optimisée pour les machines de calculs vectoriels et parallèles, lui permet d'exploiter au maximum les capacités des calculateurs de l'IDRIS utilisés par l'équipe.

L'utilisateur de Tridimo doit lui fournir un fichier texte décrivant le système à modéliser et les éventuels post-traitements complémentaires à effectuer. Ce fichier est organisé en blocs de données séparés par des balises afin d'assurer un minimum d'ergonomie au programme. Tridimo fournit à la fin de l'exécution un ensemble de données organisées dans des fichiers textes à la convenance de l'utilisateur.

II - Calibration des sondes

1 - Placement de la sonde au-dessus du patch

Comme nous l'avons vu, la calibration des sondes est effectuée pour une fréquence d'utilisation de 2,5 GHz. La calibration nécessite aussi de fixer la puissance d'alimentation du

dispositif. Nous avons pris arbitrairement une puissance égale à 0 dBm . Par ailleurs, la position verticale des sondes étant fixe, nous avons établi les courbes de réponses des sondes en fonction de la hauteur à laquelle elles sont situées. Pour cela, nous les avons placées au-dessus d'un point de l'antenne patch de test présentant un fort rayonnement, puis nous avons observé la puissance captée en faisant varier leur hauteur par rapport à la surface du patch. Nous avons alors obtenu les résultats suivants :

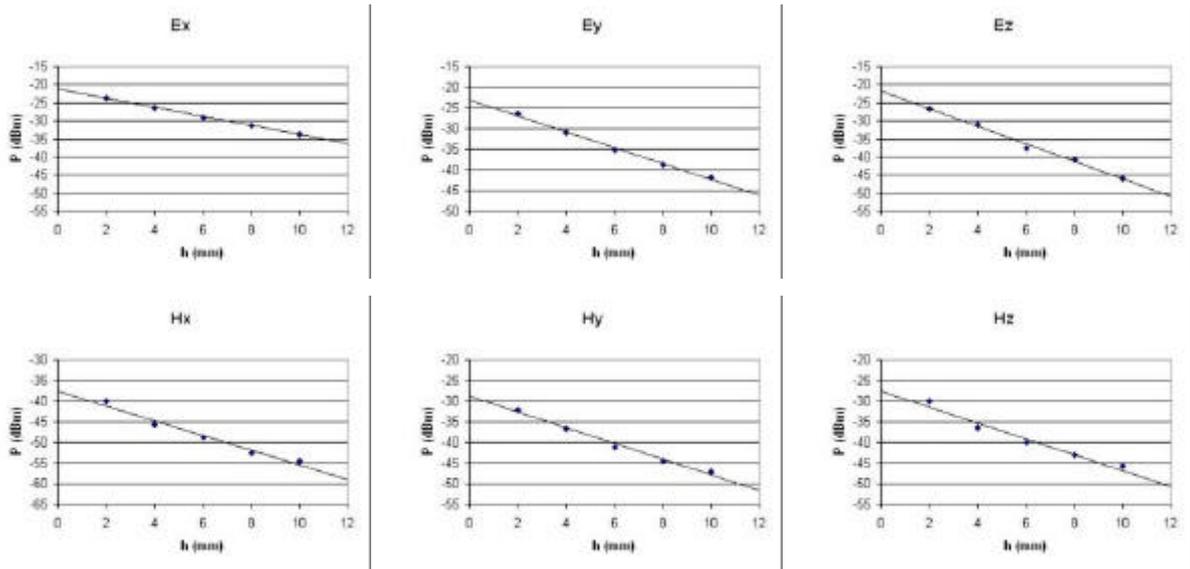


Fig. 2-26 : Réponses des sondes en fonction de leur position verticale

Pour toutes les sondes, nous obtenons des courbes de tendance linéaires décroissantes. Ainsi, la calibration effectuée peut être facilement transposée à d'autres hauteurs de placement, en restant en zone proche bien sûr.

La calibration présentée dans les paragraphes suivant est effectuée pour une hauteur de 4 mm .

2 - Comparaison mesure-simulation

Les paragraphes suivants présentent des cartographies de la surface du patch. Elles ont été obtenues, d'une part, grâce à des mesures et, d'autre part, grâce à des simulations numériques qui reprennent des conditions de test communes afin de pouvoir les comparer entre elles. Nous rappelons brièvement ces conditions :

- puissance d'alimentation de l'antenne patch : $P = 0 \text{ dBm}$
- fréquence d'utilisation : $f = 2,5 \text{ GHz}$
- hauteur des sondes par rapport au patch : $h = 4 \text{ mm}$

Par ailleurs, les cartographies sont présentées avec deux rectangles dont le tracé est en surimpression noire. Le plus grand délimite les frontières du patch métallique et le plus petit indique la position du point d'alimentation.

La comparaison entre la mesure et les simulations se fait en comparant leurs maxima. Le rapport entre ces deux maxima est alors appelé ici coefficient de correction k . Les niveaux mesurés de la composante de champ sont alors multipliés par ce coefficient afin de pouvoir les comparer aux niveaux issus de la simulation.

$$k = \frac{P_{simulation}}{P_{mesure}}$$

De manière à quantifier la bonne correspondance des mesures avec les simulations, le couple cartographie issue de la simulation – cartographie corrigée issue de la mesure est traité sous Matlab grâce à sa fonction intégrée « corrcoef » qui permet d'évaluer le coefficient de corrélation entre les deux matrices représentatives. La formule correspondante est la suivante :

$$r = \frac{\sum (X - \bar{X}) \cdot (Y - \bar{Y})}{\sqrt{\sum (X - \bar{X})^2} \cdot \sqrt{\sum (Y - \bar{Y})^2}}$$

a - La sonde électrique pour la composante Ez

Les résultats de la simulation donnent une cartographie de la composante E_z du champ électrique répartie suivant deux lobes plus ou moins confinés à l'intérieur du patch. Ce dernier se voit alors divisé en deux, suivant sa largeur (direction y), par une ligne de minima :

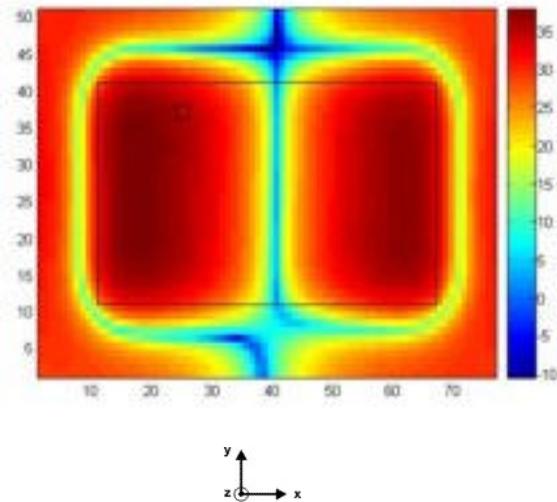


Fig. 2-27 : Composante E_z du champ théorique au-dessus du patch (dB)

La mesure effectuée à l'aide de la sonde électrique pour la composante E_z nous donne une répartition de la tension dont les formes sont très proches de la simulation :

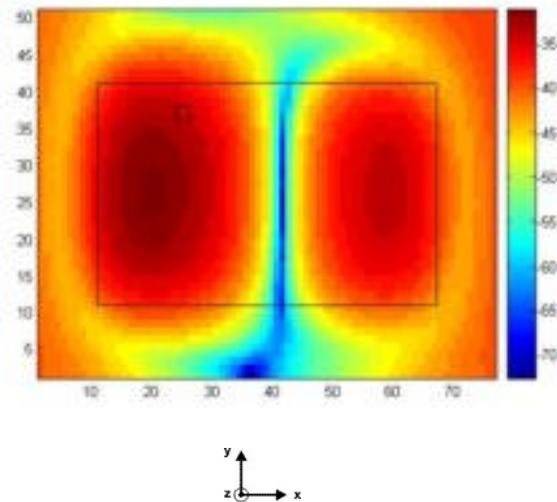
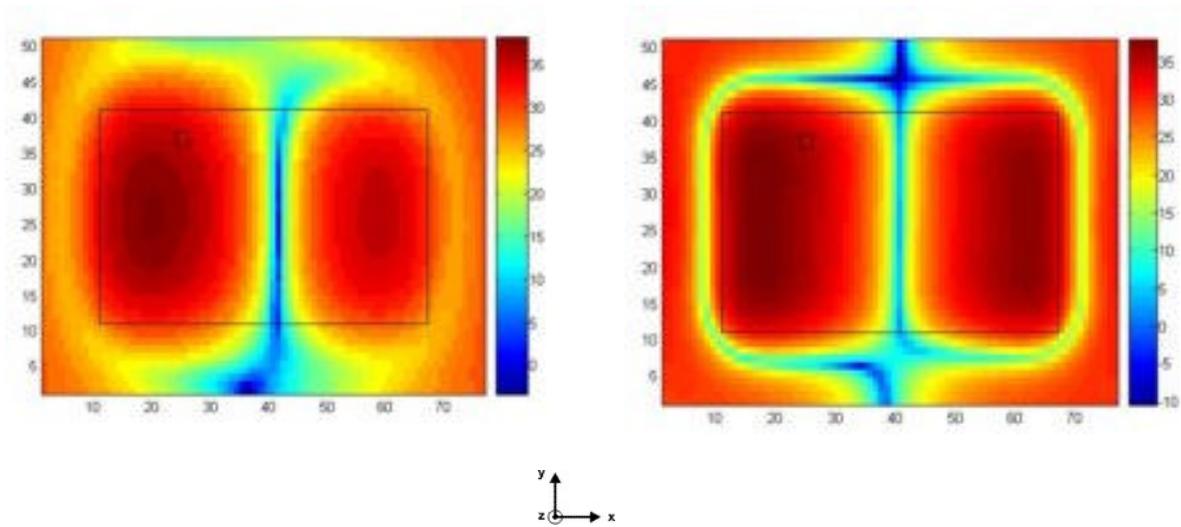


Fig. 2-28 : Tension mesurée au-dessus du patch avec la sonde E_z (dB)

En effet, apparaissent aussi deux lobes disposés dans le sens de la longueur (direction x). En revanche, ces lobes épousent moins bien les rebords du patch. De plus, les minima sont beaucoup moins marqués, surtout autour du patch.

Après correction et calcul du champ à partir de la tension mesurée, les deux cartographies présentent une très bonne corrélation de 91,5% :



Mesure

Simulation

Corrélation : 91,5 %

Coefficient de correction : $3,45 \cdot 10^{-4}$

Fig. 2-29 : Comparaison mesure-simulation de la composante E_z (dB)

La sonde E_z semble donc fonctionner correctement et donne une bonne indication du niveau de champ malgré un certain manque de dynamique entre les minima et les maxima. La répartition du champ est plus diffuse en ce qui concerne la mesure. Cela semble normal car l'environnement électromagnétique est beaucoup moins maîtrisé que pour la simulation.

b - La sonde électrique pour les composantes E_x et E_y

i - La composante E_x

La simulation donne la représentation du champ électrique suivant la direction x ci-dessous :

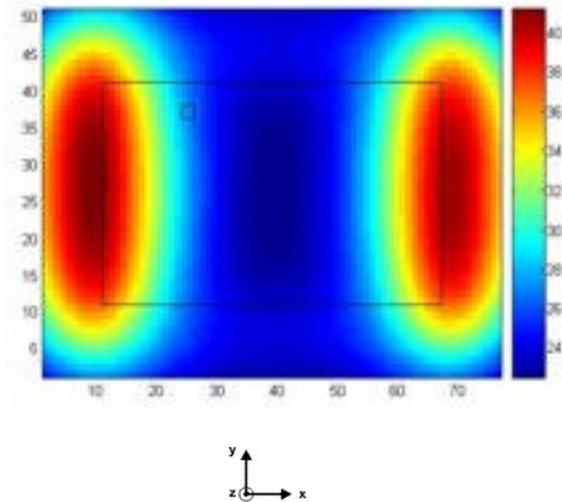


Fig. 2-30 : Composante E_x du champ théorique au-dessus du patch (dB)

Il est possible de distinguer deux lobes presque similaires. Ils sont centrés et étalés sur les bords du patch situés selon la direction x . Celui de gauche présente un niveau plus élevé de quelques décibels par rapport à celui de droite. De plus, une zone importante de minima est située au centre du patch.

Le passage de la sonde électrique chargée de mesurer la composante E_x au-dessus du patch donne la cartographie suivante :

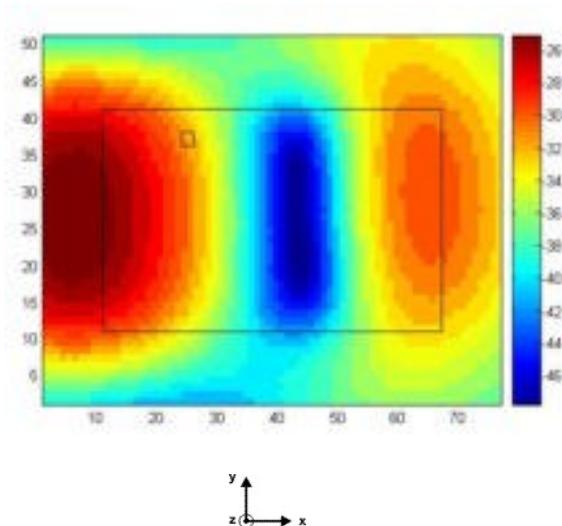


Fig. 2-31 : Tension mesurée au-dessus du patch avec la sonde E_x (dB)

En accord avec le résultat théorique, la tension mesurée présente aussi deux lobes centrés sur les bords du patch. Ils caractérisent les lignes de champ qui passent au-dessus des rebords du patch métallique. Néanmoins, le lobe situé à proximité de l'alimentation est plus important que l'autre. Par ailleurs, les lobes sont beaucoup plus étalés et moins bien dessinés que pour la simulation.

Une fois le traitement de la tension mesurée effectué de manière à obtenir le champ électrique correspondant, la comparaison des deux cartographies permet d'affirmer qu'il y a une bonne corrélation entre elles :

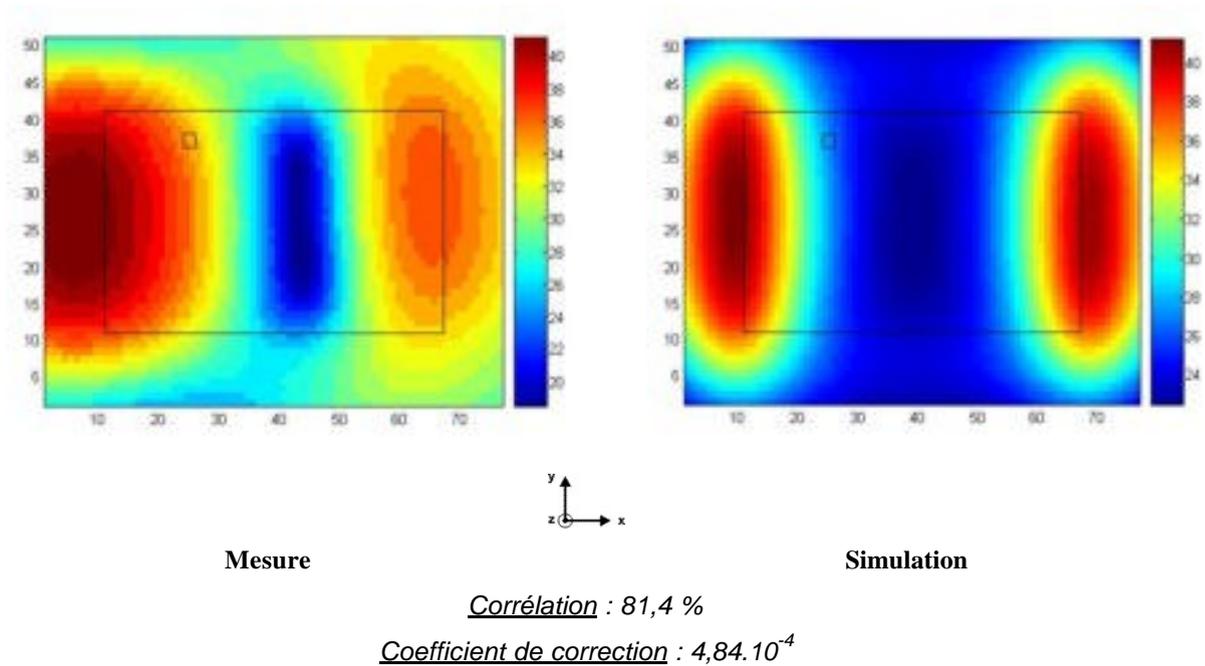


Fig. 2-32 : Comparaison mesure-simulation de la composante Ex (dB)

Le principal problème réside donc dans le fait qu'il y a une différence de niveau un peu plus marquée entre les deux lobes pour la mesure que pour la simulation. Ce problème est tout de même à relativiser compte tenu du caractère très « parfait » de la figure théorique. La cartographie de la mesure montre clairement qu'il existe un niveau de champ tout autour du patch qui est plus élevé que pour la simulation.

ii - La composante E_y

La simulation donne une représentation très tranchée où figurent quatre lobes :

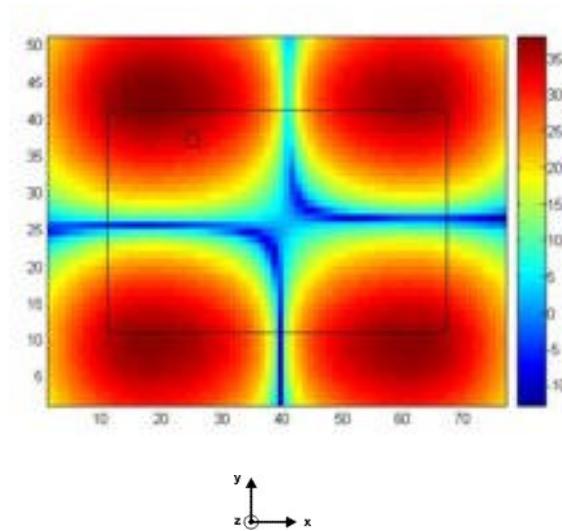


Fig. 2-33 : Composante E_y du champ théorique au-dessus du patch (dB)

Il apparaît nettement quatre lobes situés à chaque coin du patch métallique. Les lobes sont parfaitement dessinés et ne sont pas déformés, ils sont relativement circulaires et découpent le patch en quatre parties égales suivant le sens de la longueur et celui de la largeur.

La sonde électrique pour les composantes tangentielles, tournée suivant la direction y , donne le relevé de tensions suivant :

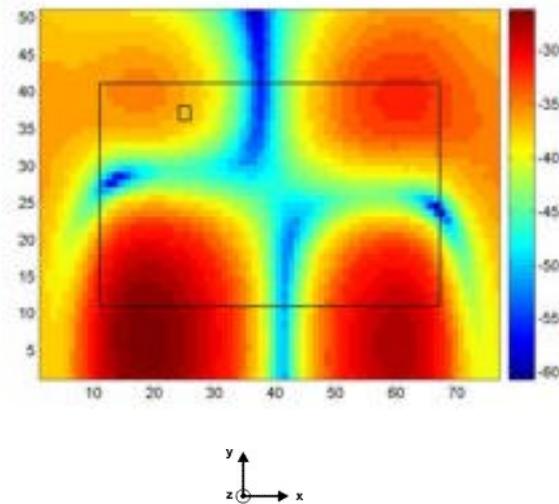
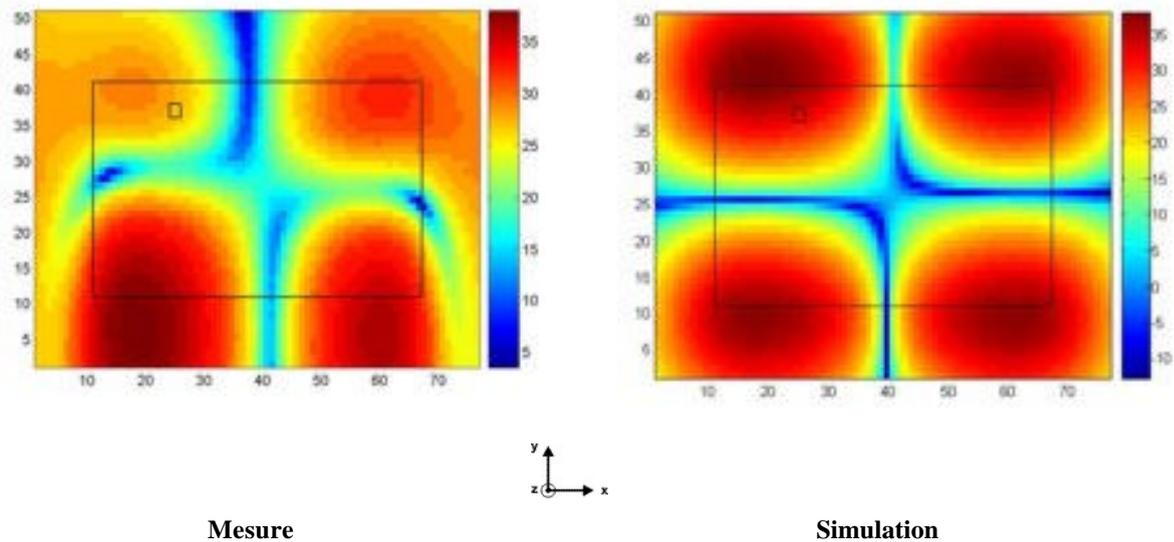


Fig. 2-34 : Tension mesurée au-dessus du patch avec la sonde Ey (dB)

Les quatre lobes sont bien présents. Cependant, les niveaux maxima des lobes supérieurs sont inférieurs à ceux situés en dessous. Ces lobes sont déformés et tendent à s'incurver vers le bas.

La comparaison des cartographies donne donc une corrélation moins bonne que pour la composante précédente :



Mesure

Simulation

Corrélation : 62,9 %

Coefficient de correction : $6,14 \cdot 10^{-4}$

Fig. 2-35 : Comparaison mesure-simulation de la composante Ey (dB)

Les maxima et les minima sont clairement identifiables. Cependant, les lobes sont déformés et présentent des niveaux qui diffèrent de la théorie pour les lobes supérieurs.

c - La sondes magnétiques pour la composante H_z

La simulation pour la composante H_z du champ magnétique montre une répartition de la tension suivant deux lobes centrés sur les bords du patch et disposés suivant la direction x :

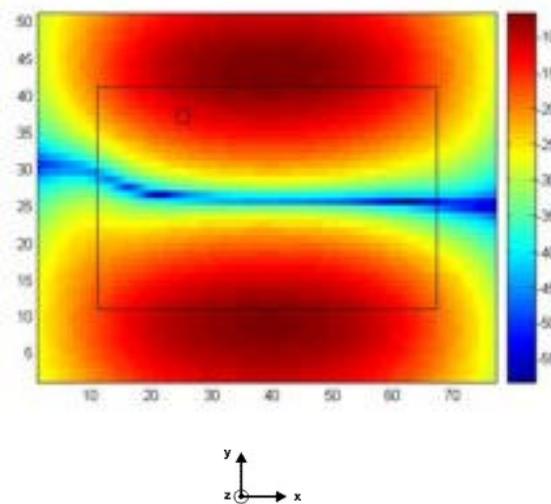


Fig. 2-36 : Composante H_z du champ théorique au-dessus du patch (dB)

Les lobes sont très légèrement déformés et la ligne de démarcation est légèrement inclinée.

La mesure effectuée à l'aide de la sonde magnétique chargée de relever la composante H_z montre aussi une répartition de la tension suivant deux lobes centrés sur les bords du patch. En revanche, les formes des lobes tendent à s'orienter parallèlement à la diagonale du patch comme le montre la cartographie suivante :

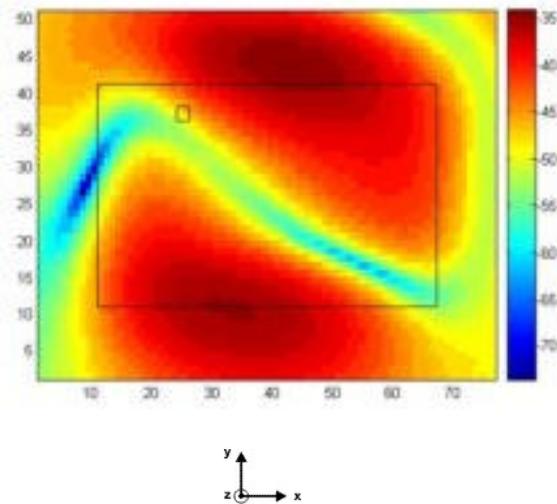
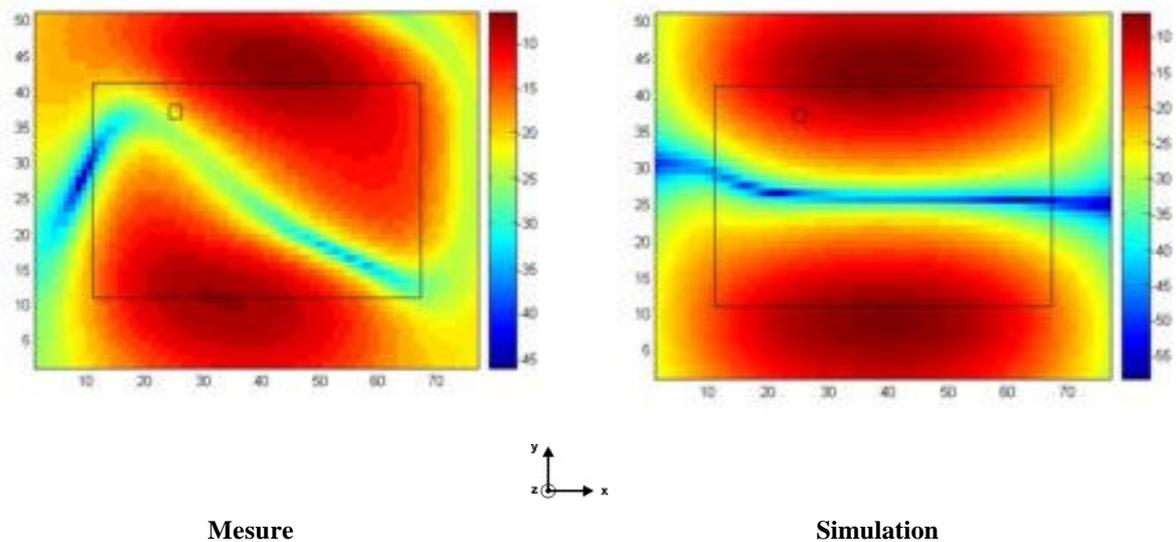


Fig. 2-37 : Tension mesurée au-dessus du patch avec la sonde Hz (dB)

Malgré cette différence d'inclinaison, la corrélation entre les deux cartographies est bonne. Pour la mesure, les minima sont toutefois moins bien représentés :



Mesure

Simulation

Corrélation : 80.04 %

Coefficient de correction : $4,2 \cdot 10^{-2}$

Fig. 2-38 : Comparaison mesure-simulation de la composante Hz (dB)

D'autres tests avec cette sonde ont montré qu'il était possible d'avoir une influence sur l'inclinaison des lobes en faisant pivoter la sonde sur elle-même. La déformation des lobes serait donc dépendante du design de la sonde et plus particulièrement de la zone de connexion entre la boucle et le reste du câble.

d - Les sondes magnétiques pour les composantes tangentielles H_x et H_y

i - La composante H_x

Le résultat théorique pour la composante H_x , issu de la simulation, donne une cartographie où figurent quatre lobes. Ces lobes sont situés aux quatre coins du patch et subissent chacun une légère déformation comme le montre la figure suivante :

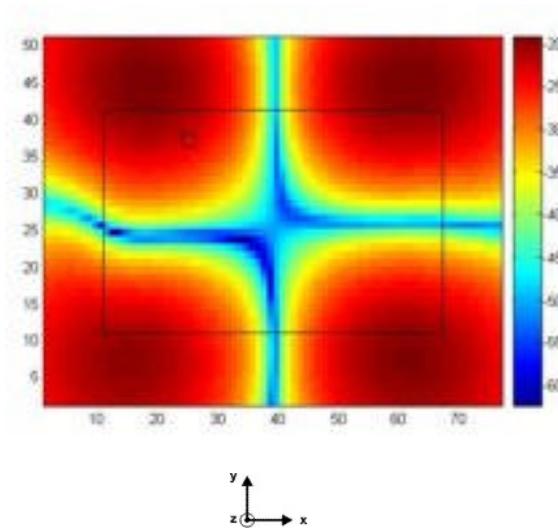


Fig. 2-39 : Composante H_x du champ théorique au-dessus du patch

La mesure effectuée avec la sonde magnétique pour les composantes tangentielles tournée dans la direction x donne une cartographie où figurent aussi les quatre lobes aux quatre coins du patch. Néanmoins, ils sont largement plus déformés. De plus, les niveaux des lobes supérieurs sont plus élevés que ceux du dessous comme le montre la figure suivante :

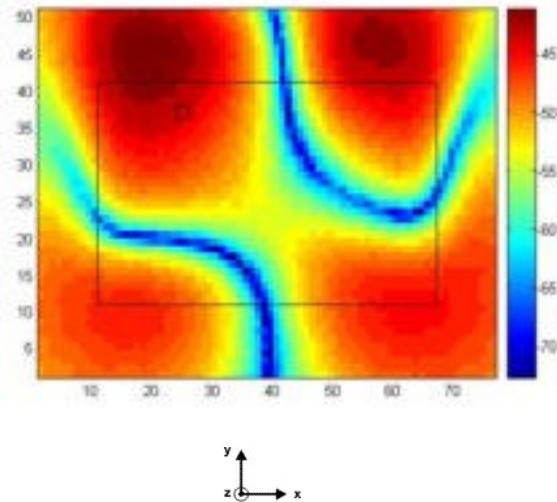
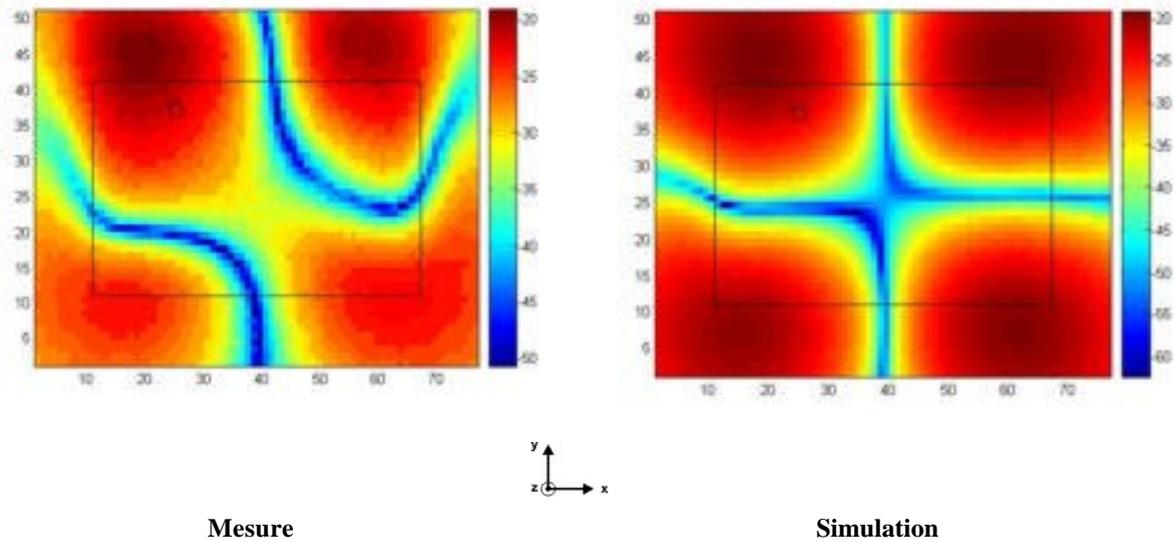


Fig. 2-40 : Tension mesurée au-dessus du patch avec la sonde Hx (dB)

Par rapport, à la cartographie théorique, celle obtenue après le traitement des résultats de la mesure offre toutefois une bonne corrélation :



Mesure

Simulation

Corrélation : 80,1 %

Coefficient de correction : $7,96 \cdot 10^{-2}$

Fig. 2-41 : Comparaison mesure-simulation de la composante Hx (dB)

Les lobes de la mesure sont davantage déformés que ceux de la simulation mais sont clairement identifiables.

ii - La composante H_y

Les résultats théoriques pour la composante H_y montrent que le champ est concentré au centre du patch alors qu'un fossé de minima entoure le patch :

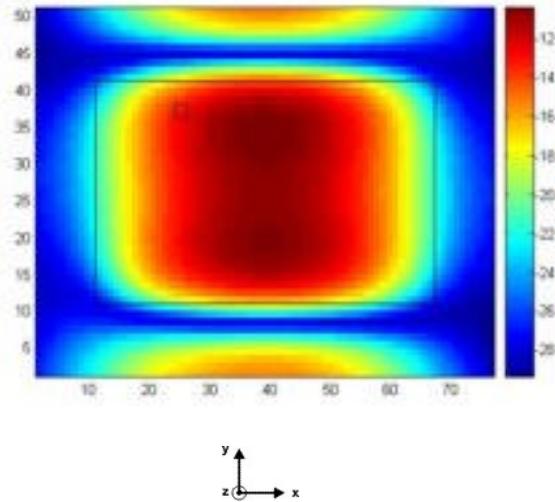


Fig. 2-42 : Composante H_y du champ théorique au-dessus du patch (dB)

Une fois tournée suivant la direction y , la sonde magnétique pour les composantes tangentielles donne le résultat de mesure suivant :

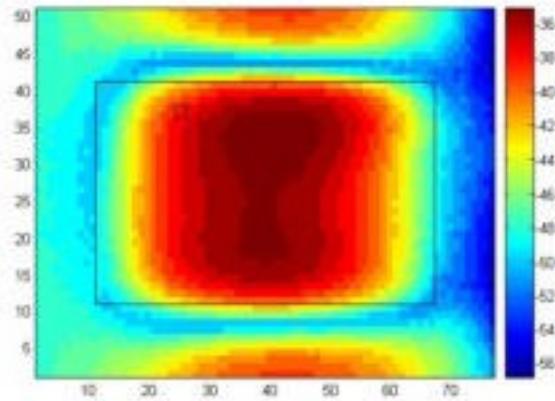
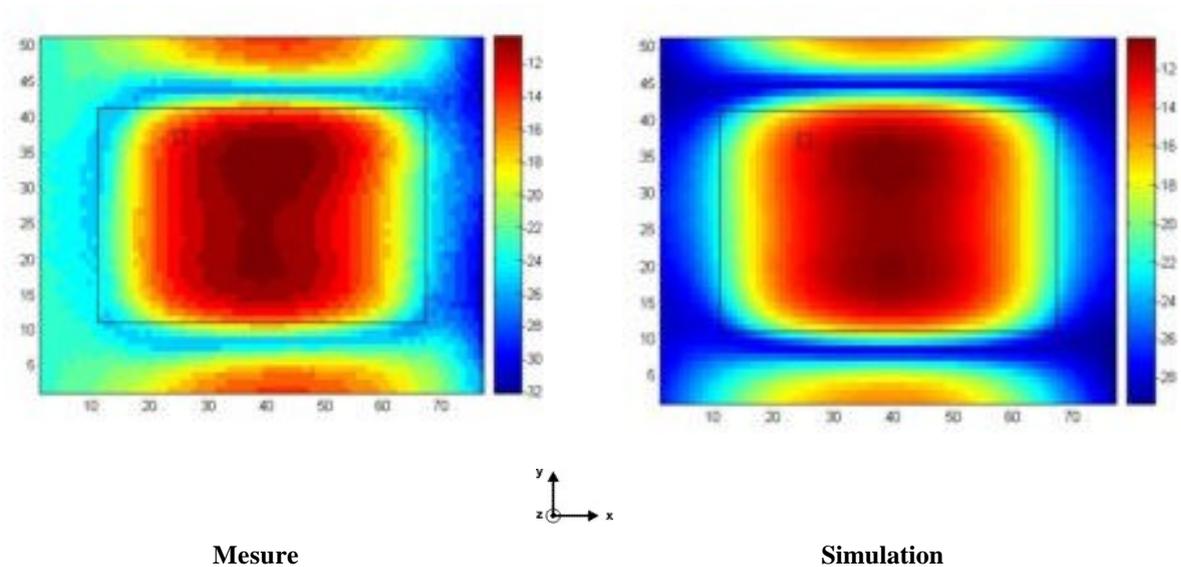




Fig. 2-43 : Tension mesurée au-dessus du patch avec la sonde Hy (dB)

L'allure de cette cartographie issue de la mesure corrobore parfaitement celle issue de la simulation.

Il en résulte une très bonne corrélation entre les niveaux de champ de la mesure et de la simulation :



Mesure

Simulation

Corrélation : 97,7 %

Coefficient de correction : $5,83 \cdot 10^{-2}$

Fig. 2-44 : Comparaison mesure-simulation de la composante Hy (dB)

III - Conclusion sur la calibration

Les résultats de la phase de calibration sont relativement bons et encourageants pour les futures mesures. Cependant, nous avons pu noter différents paramètres qui influencent plus ou moins ces résultats. En effet, trois points ont particulièrement attiré notre attention : les câbles qui relient les sondes à l'analyseur de spectre, le plan de masse de l'antenne patch et la présence de la sonde elle-même.

1 - Influence des câbles

Lors des différentes expérimentations que nous avons menées, nous avons pu observer des variations du niveau de puissance mesurée en fonction du positionnement de la liaison entre le capteur de champ et l'analyseur de spectre. Les différences de niveau de puissance ont parfois atteints 2 à 3 dB. Ce phénomène semble provenir de l'effet de boucle créé par le câble.

Par ailleurs, ces perturbations sont encore plus sensibles avec la sonde pour les composantes E_x et E_y qui fait appel à deux câbles. Les deux câbles ne semblent pas se perturber directement l'un l'autre car le blindage des câbles que nous avons testé n'a pas donné de meilleurs résultats.

2 - Influence du plan de masse

Lors des différentes mesures nous avons vu que le champ autour du patch est beaucoup plus diffus et présente un niveau en général plus élevé que pour les résultats théoriques. Différents essais ont montré que cet effet est lié à l'environnement dans lequel se trouve le banc de mesure mais aussi et surtout au plan de masse de l'antenne patch. En effet, de manière à mettre en évidence ce phénomène, nous avons étiré artificiellement le plan de masse en plaçant sous l'antenne une plaque métallique en contact direct avec son plan de masse. Le niveau de champ autour du patch est alors moins élevé de quelques décibels et les lobes sont en général moins diffus. Les résultats se rapprochent alors davantage de la théorie.

3 - Influence de la sonde

Le principal inconvénient de la technique de mesure du champ proche que nous utilisons provient du fait que la sonde entraîne des perturbations du champ rayonné à cause de sa présence à proximité de l'équipement sous test. Les différents essais que nous avons effectués ont montré que cet effet peut devenir très important. Nous avons observé qu'avec notre dispositif, c'est surtout pour les sondes de champ électrique que ce phénomène est notable. De manière à mettre en évidence clairement ce problème, nous avons effectué une simulation du patch avec un dipôle idéal simulant la sonde E_x . Pour ce faire, nous avons placé un fil présentant une charge de 500 en son milieu au-dessus d'un maximum de rayonnement de la composante E_x . Déjà, avec ce modèle idéal, il est possible d'observer une perturbation du lobe en dessous du dipôle comme le montre les cartographies suivantes :

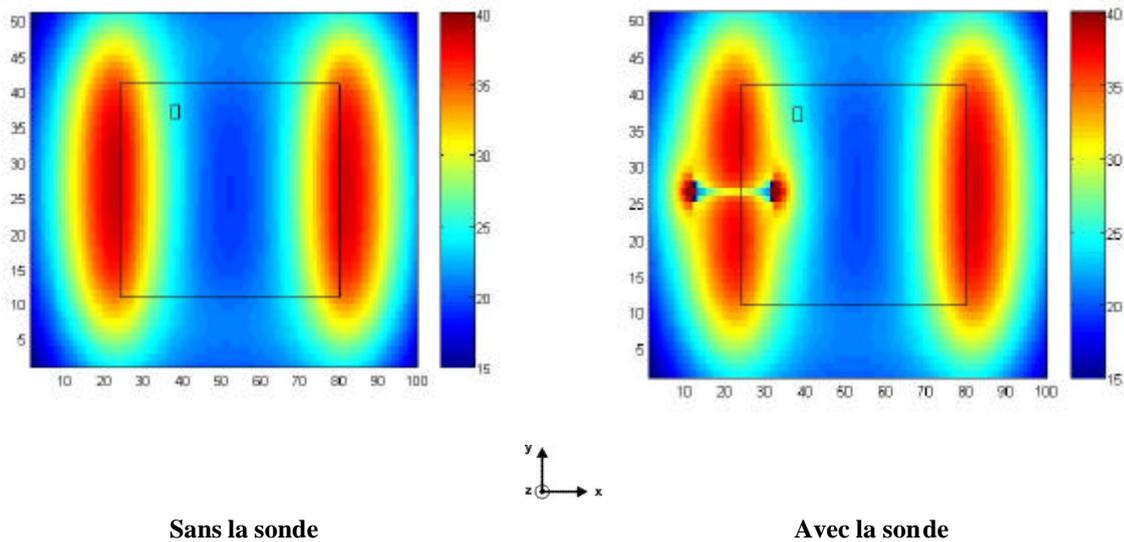


Fig. 2-45 : Composante E_x (dB) avec et sans la sonde

La cartographie de gauche montre la cartographie théorique de la composante de champ E_x à une hauteur de $4mm$ au-dessus du patch en l'absence de la sonde. Sur la cartographie de droite, la sonde a été placée juste au-dessus du lobe de gauche, on peut voir qu'elle altère les lignes de champs qui le constituent.

C - Comparaison entre la théorie et la mesure de cartographies au-dessus d'une carte

I - Les conditions et les contraintes du test

1 - Principe

De manière à vérifier l'aptitude des sondes à effectuer correctement une mesure en champ proche, nous avons utilisé une carte électronique de test. Elle présente une zone de couplage dont nous avons effectué des mesures avec chacune des sondes fabriquées et calibrées. Afin de rester dans le cadre de notre calibration, les mesures ont été effectuées pour une fréquence de fonctionnement de $2,5\text{ GHz}$ et à une hauteur de 4 mm .

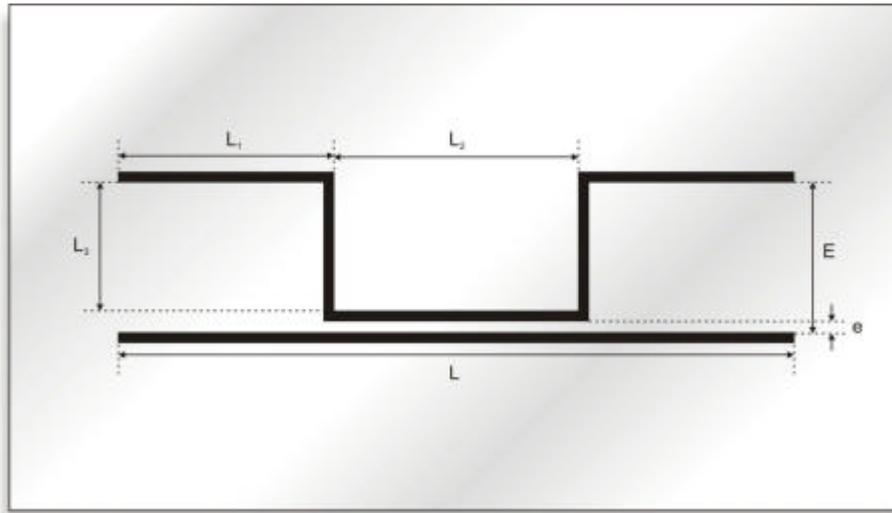
En vue de comparer ces résultats avec la théorie, la carte a été modélisée entièrement à l'aide du logiciel Tridimo en utilisant les mêmes contraintes de test.

2 - Description de la carte à tester

La carte de test est constituée de deux pistes. La première des deux pistes est parfaitement droite, alors que la seconde présente des méandres qui l'éloignent plus ou moins de la première.

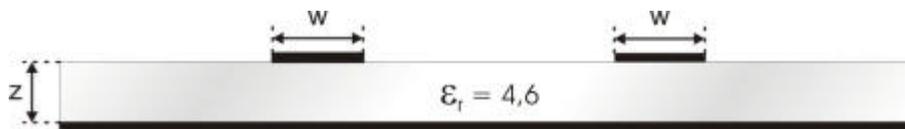
La carte réalisée pour effectuer les essais est composée de deux pistes de cuivre au-dessus d'un plan de masse, séparées de celui-ci par un diélectrique, de l'époxy présentant une permittivité $\epsilon_r = 4,6$.

La figure suivante présente les dimensions exactes de la carte vue de dessus :



$L = 150 \text{ mm}$
 $L_1 = 40 \text{ mm}$
 $L_1 = 72 \text{ mm}$
 $L_3 = 56 \text{ mm}$
 $E = 60 \text{ mm}$
 $e = 3 \text{ mm}$

Fig. 2-46 : Dimensions de la carte de test vue de dessus



$w = 1 \text{ mm}$
 $z = 1,6 \text{ mm}$

Fig. 2-47 : Dimensions de la carte de test vue en coupe

Les connexions aux pistes se font par en dessous. Des connecteurs SMA traversent la carte aux extrémités des pistes comme le représente la figure suivante :

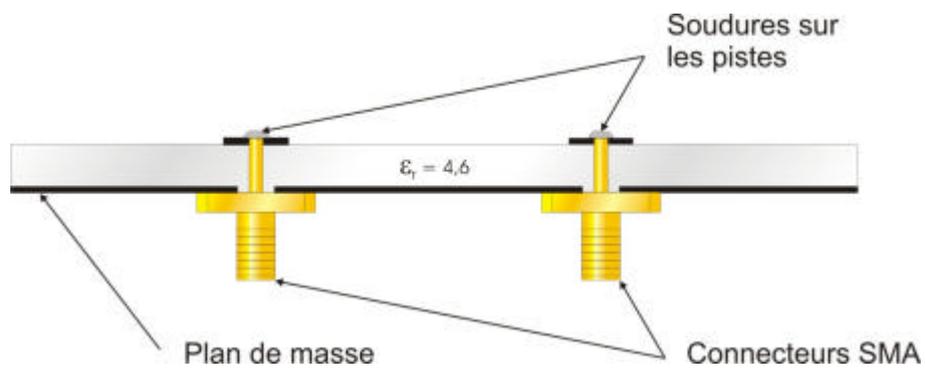


Fig. 2-48 : Connecteurs aux extrémités des pistes

L'une des extrémités de la piste à méandres est alimentée par une puissance de 0 dBm . Les autres ports de la carte sont laissés comme tels, en circuits ouverts.

La zone de test est approximativement la suivante :

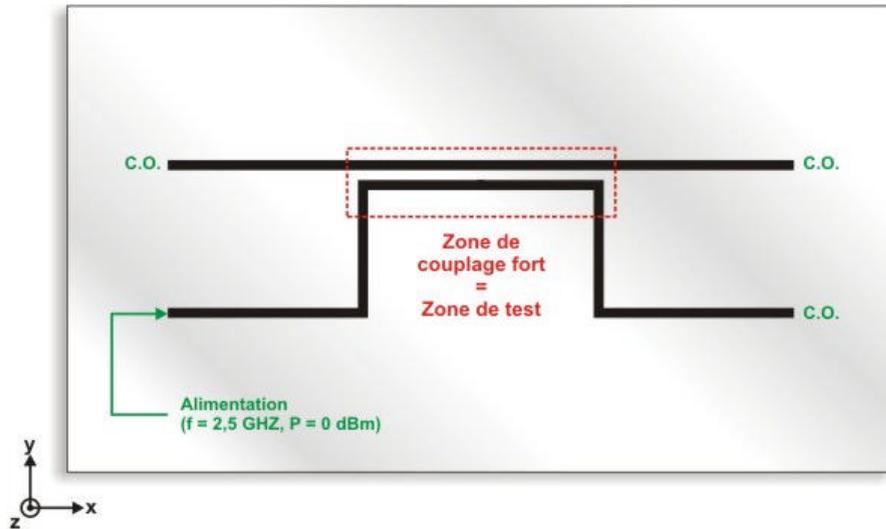


Fig. 2-49 : Zone de mesure sur la carte de test

II - Comparaison entre la théorie et l'expérimentation

1 - Résultats

Les paragraphes suivants présentent les résultats obtenus à l'aide des sondes pour les composantes tangentielles. Chaque mesure est comparée avec son équivalent issu de la modélisation de la carte avec Tridimo.

Les pistes de la carte de test sont représentées sur chaque cartographie par des traits noirs en surimpression.

a - Les composantes électriques E_x et E_y

i - La composante E_x

La figure suivante présente les résultats de la mesure et la simulation pour le module de la composante E_x :

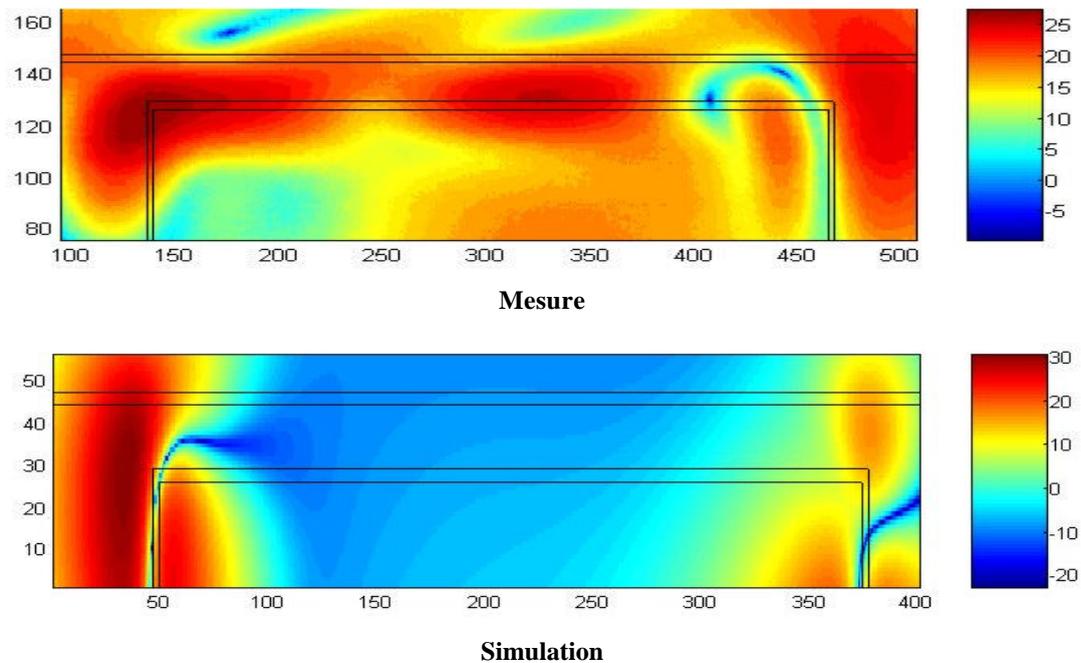


Fig. 2-50 : Composante E_x sur la carte de test (dB)

Ces premiers résultats sont assez mauvais. Même si on observe bien le rayonnement au niveau des coudes, la mesure fait apparaître un maximum de rayonnement au milieu de la piste perturbatrice que l'on ne retrouve pas en théorie. Cet effet, a pu être légèrement atténué avec l'emploi d'une plaque métallique rajoutée sous la carte servant de plan de masse artificiel de plus grande taille. Cette configuration semble mettre à mal notre sonde alors que les résultats avec le patch étaient meilleurs. Ce problème nous paraît provenir de la taille de la sonde qui est relativement grande vis-à-vis de la largeur des pistes de la carte de test.

ii - La composante E_y

Les cartographies suivantes de champ présentent, d'une part, la composante E_y mesurée au-dessus de la carte de test et, d'autre part, le résultat de la simulation de la même zone pour la même composante :

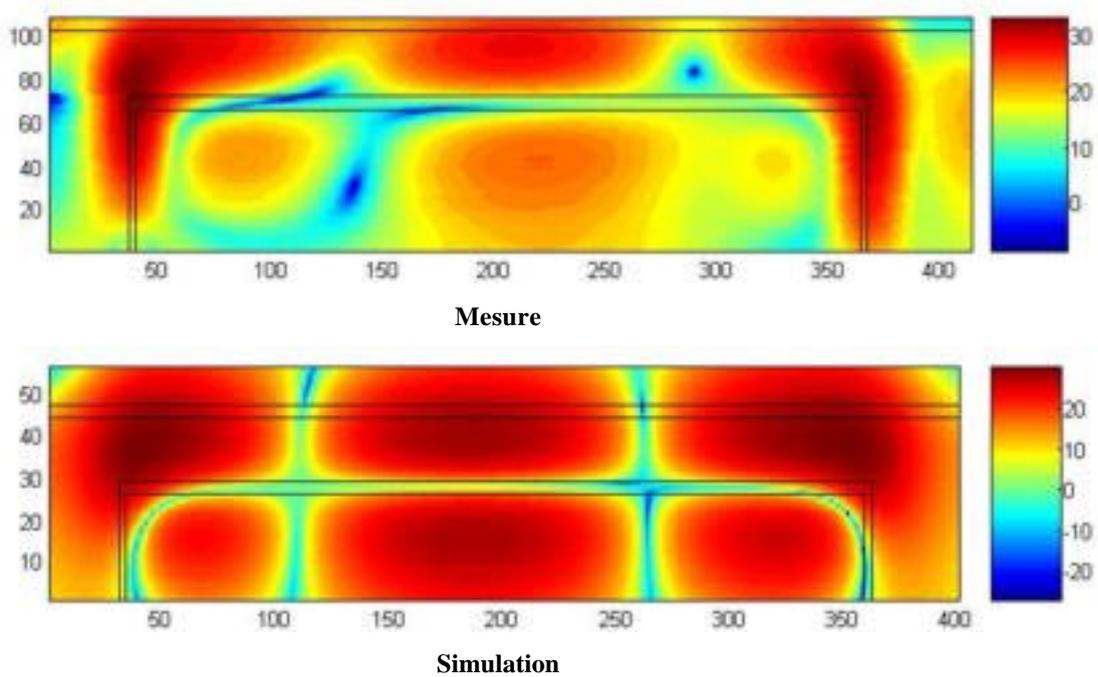


Fig. 2-51 : Composante E_y sur la carte de test (dB)

Les concentrations de champ sont relativement identiques. Six lobes peuvent être clairement discernés dans les deux cas, même si dans le cas de la mesure, ils sont nettement plus déformés. Ils entourent la piste à méandres qui est alimentée. Des différences de niveau sont à noter. La partie inférieure mesurée semble en effet un peu moins bien correspondre à la théorie.

b - Les composantes magnétiques H_x et H_y

i - La composante H_x

La figure suivante permet de comparer mesure et simulation pour la composante de champ magnétique transverse H_x :

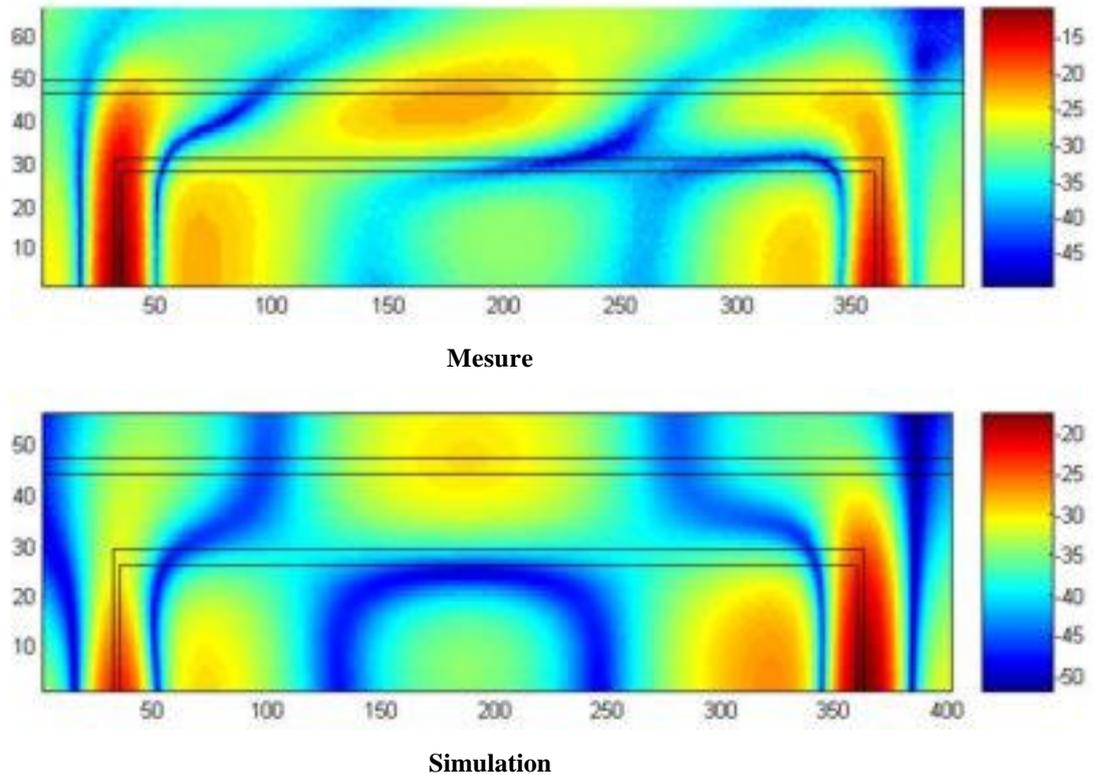


Fig. 2-52 : Composante H_x sur la carte de test (dB)

Visuellement, les résultats sont bons dans le sens où l'on retrouve les mêmes formes de champ. Le champ magnétique suivant la direction x est concentré au niveau de la piste à méandres et plus exactement sur les tronçons qui sont colinéaires à la direction y . Ceci est lié au déplacement du courant le long de ces tronçons qui induit un champ magnétique suivant la

direction qui lui est perpendiculaire. En revanche, on peut observer un décalage d'environ -5 dB sur l'ensemble de l'échelle de la mesure par rapport à la théorie.

ii - La composante H_y

Le relevé de l'autre composante magnétique transverse, H_y , est comparé à la simulation sur les deux cartographies suivantes :

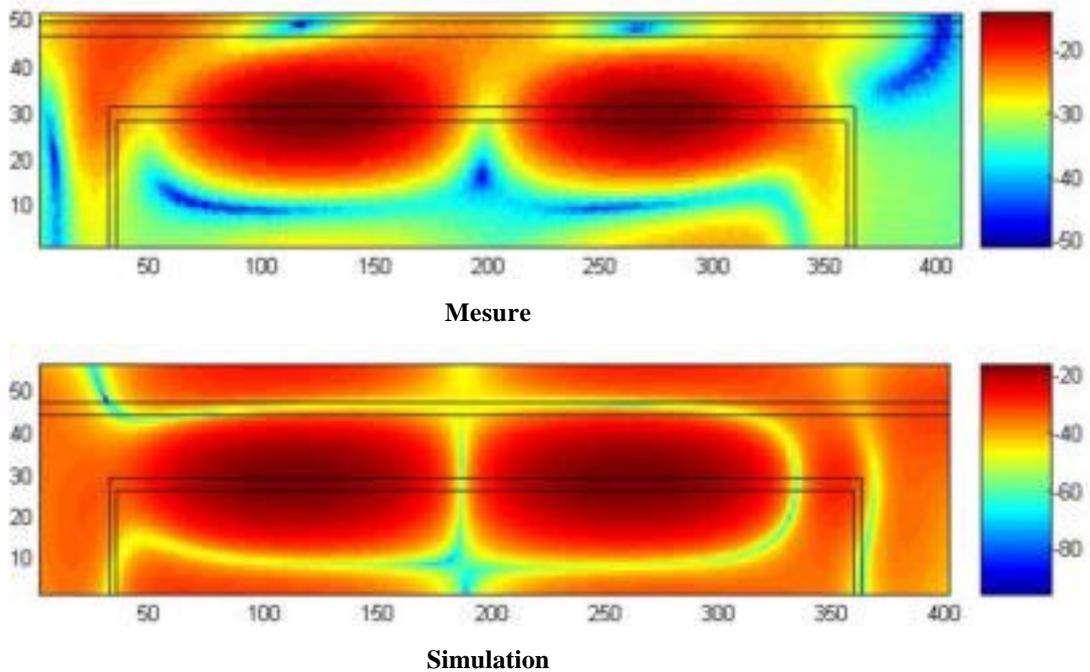


Fig. 2-53 : Composante H_y sur la carte de test (dB)

Comme pour la composante H_x , les formes sont très semblables. Cette fois-ci, le champ est concentré en deux lobes sur le tronçon de la piste à méandres qui est orienté suivant la direction x . L'explication de ce phénomène est la même : le courant se déplaçant suivant la direction x induit un champ magnétique orienté suivant la direction y . Il persiste aussi une certaine imprécision quant aux niveaux du champ mesuré par rapport à la théorie.

2 - Conclusion

Ces résultats montrent que les sondes sont, dans l'ensemble, fonctionnelles. Il est possible d'identifier clairement où le champ se concentre suivant ses différentes composantes. Les formes sont souvent déformées par rapport à la théorie mais cela semble normal car la simulation renvoie des résultats dans des conditions beaucoup plus neutres que celles dans lesquelles sont effectuées les mesures. En effet, l'environnement électromagnétique est perturbé autour du banc de mesure malgré les efforts que l'on peut faire pour atténuer ces perturbations. L'information sur le niveau de champ est par contre relativement imprécise mais donne tout de même un bon ordre d'idée. Comme pour les formes du champ, les écarts de niveaux sont à relativiser, compte tenu de la différence de milieu dans lequel est plongé le matériel sous test par rapport à la modélisation. Seule la sonde E_x pose problème. Des études complémentaires doivent être menées pour déterminer si elle est inadaptée à la mesure d'une telle structure, c'est-à-dire savoir si sa résolution n'est pas trop faible par rapport à la largeur des pistes et à l'écart qui les sépare, ou s'il y a un réel problème de dysfonctionnement que la mesure du patch n'aurait pas réussi à mettre en évidence. En effet, la taille de la sonde est peut-être trop importante pour cette géométrie. Cependant la réduction des dimensions de la sonde impliquerait aussi une baisse significative de sa sensibilité. Des sondes de petite taille mais actives pourraient être envisagées pour les futures études. L'autre point critique de ces acquisitions est le câble coaxial reliant la sonde à l'appareil de mesure qui entraîne des perturbations du champ mesuré.

Conclusion

Ce second chapitre montre comment nous avons abordé la mesure de champ électromagnétique proche au-dessus d'une carte électronique au cours de nos travaux. Il explique comment nous avons mis en place le banc de mesure. En effet, c'est au cours de trois parties que nous avons retranscrit l'évolution de ce travail, de la théorie jusqu'à la mise en œuvre pratique.

Ainsi, dans un premier temps, nous avons abordé les fondements théoriques sur lesquels la mesure de champ proche se base. Nous avons donc exposé les conditions de champ proche et les différentes techniques de mesures disponibles. Choissant la technique de mesure à détection passive pour sa plus grande faisabilité, nous avons présenté comment nous avons réalisé les sondes électromagnétiques et la manière dont le banc a été mis en place.

Dans un second temps, nous nous sommes attardés sur le principal problème de ce projet, la calibration des sondes. Nous avons donc exposé le principe de calibration que nous avons utilisé et sa mise en application à l'aide d'une antenne patch aux caractéristiques connues.

Dans un troisième temps, nous avons comparé nos résultats pratiques aux résultats théoriques issus de simulations numériques. Pour cela, nous avons utilisé une carte électronique présentant des pistes couplées. Nous avons obtenus des résultats relativement corrects, compte tenu du cahier des charges initial dans lequel nous souhaitions conserver un dispositif peu onéreux, mais aussi facile à utiliser et à mettre en place. Les sondes donnent de bons résultats sauf la sonde E_x pour laquelle le doute persiste, alors que la mesure du patch est correcte, la mesure de la carte n'est pas bonne. Quelques tests restent donc à réaliser avant de valider le fonctionnement de cette sonde.

Finalement, le banc de mesure de champ électromagnétique proche est en place au sein du laboratoire. Il est complètement opérationnel et permet d'avoir un bon ordre d'idée du

rayonnement de cartes électroniques. Il présente l'avantage d'être facilement utilisable tant sur le plan matériel que sur le plan logiciel.

Des évolutions sont bien sûr envisageables. Les sondes électromagnétiques pourraient être remplacées par des sondes professionnelles ou faire l'objet d'études complémentaires pour en améliorer les caractéristiques. Cependant, le compromis entre résolution spatiale, encombrement et sensibilité est la principale problématique. L'amélioration d'une des caractéristiques ne va pas sans pénaliser les autres. Des solutions ont été envisagées pour réduire le couplage avec le conducteur extérieur, comme, par exemple, l'ajout d'un petit plan métallique perpendiculaire à la sonde E_z [39] mais cela implique nécessairement un encombrement et des perturbations parasites plus importants. Il apparaît donc qu'il est nécessaire de disposer de plusieurs types de sondes privilégiant telle ou telle performance en matière de sensibilité, encombrement ou résolution spatiale pour pouvoir effectuer des mesures sur des équipements aux caractéristiques physiques variables. D. Baudry [40] a montré que, pour les sondes de type E_z , leurs différentes géométries peuvent avoir des impacts variés. Le tableau ci-dessous résume son analyse :

	Augmentation du brin central	Augmentation du diamètre de la sonde	Présence d'un plan métallique
Sélectivité	☺		
Sensibilité	☺	☺	☺
Bande de fréquences		☹☹	
Résolution spatiale		☹	
Perturbations induites		☺	☹☹
Profils	☹☹	☺	☺☺
Encombrement	☺	☹	☹☹

Ce tableau corrobore donc notre analyse sur le fait qu'on ne peut pas dégager une géométrie de sonde optimale pour toute structure. Il est donc essentiel d'adapter la forme des sondes au problème.

Par ailleurs, le système de déplacement 2D pourrait être remplacé par une unité de déplacement en trois dimensions avec des moteurs pas à pas. Ceci permettrait d'étendre les capacités de mesure du banc à des objets 3D. La réalisation d'un tel dispositif est actuellement en préparation au sein du laboratoire.

Chapitre 3 : Etudes théorique et expérimentale du couplage entre pistes

Introduction

Ce chapitre traite du second thème abordé au cours du projet de recherche, l'évaluation numérique du couplage entre des pistes d'une carte électronique. L'objectif de cette étude était de développer un logiciel capable de modéliser ces pistes et de calculer rapidement le couplage entre celles-ci.

Ainsi, la première sous-partie propose tout d'abord de définir les modes de couplage. Ensuite, elle explique la manière d'évaluer le couplage entre des pistes.

Par la suite, la seconde sous-partie expose l'application à une carte de test particulière. Le couplage entre les pistes est évalué à l'aide d'une modélisation numérique classique et il est aussi étudié expérimentalement.

Enfin, la troisième sous-partie présente le modèle que nous proposons. Il est basé sur la méthode des équations des lignes multifilaires qui est explicitée au cours de cette section. Cette partie montre comment le logiciel créé prend en compte les méandres des pistes et les résultats que nous avons pu obtenir sur notre carte de test.

A - Définition et calcul du couplage

I - Modes de couplage

1 - Chemins de couplage

Le couplage entre la source de perturbation et le circuit victime peut s'effectuer de deux manières [41] [42] :

- Couplage par conduction : ce type de couplage est dû à la propagation d'une tension ou d'un courant le long des conducteurs du circuit.
- Couplage par champ : le couplage est ici lié à la propagation du champ électromagnétique dans le milieu séparant la source et la victime.

Suivant le chemin de couplage, il est possible de distinguer les phénomènes basse-fréquence et les phénomènes haute-fréquence qui vont engendrer une tension et un courant induit sur le circuit victime. Le schéma suivant détaille la manière dont une perturbation peut s'acheminer d'un équipement source à un équipement victime :

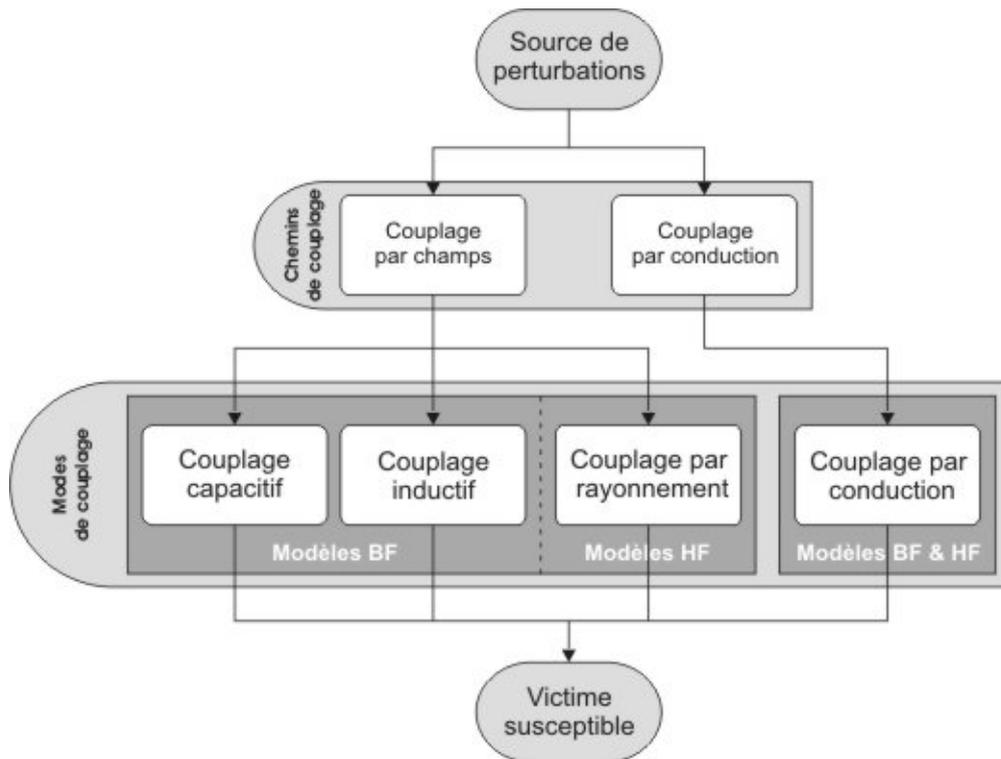
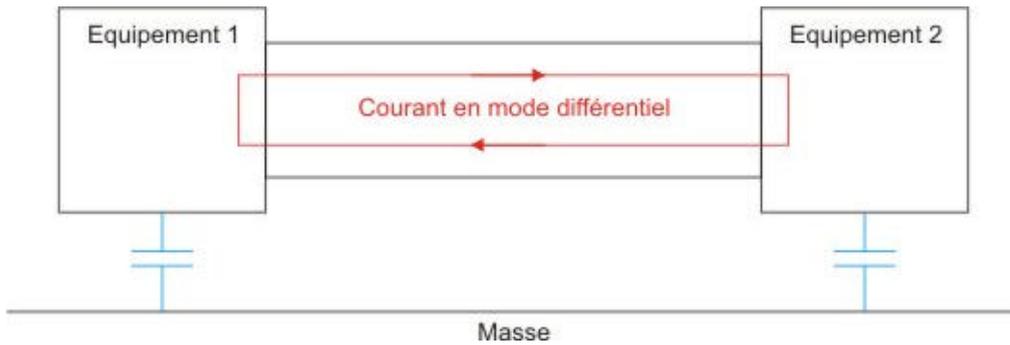


Fig. 3-1 : Couplage entre la source et la victime

La perturbation issue de la source peut se coupler au dispositif victime de deux manières distinctes : le mode différentiel et le mode commun.

2 - Mode différentiel

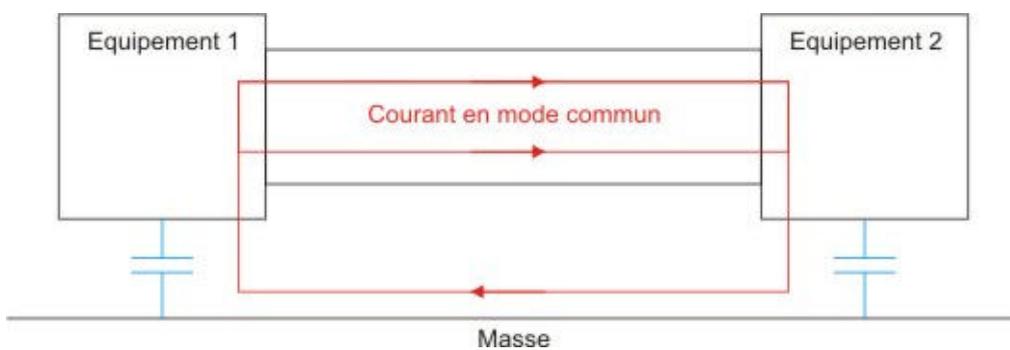
Si l'on considère deux dispositifs reliés par une ligne bifilaire, le mode différentiel correspond à une transmission des signaux de manière «symétrique ». En effet, le courant se propage sur l'un des deux conducteurs et revient en opposition de phase sur le second :

**Fig. 3-2 : Mode différentiel**

En général, comme les conducteurs sont souvent proches l'un de l'autre, le niveau de couplage est assez faible en mode différentiel. En mode différentiel, le plan de masse ne joue aucun rôle.

3 - Mode commun

En considérant le même système que précédemment, le mode commun correspond à une propagation « asymétrique ». Effectivement, le courant se propage le long des deux conducteurs dans le même sens. Le retour s'effectue via la masse. Le schéma suivant décrit le parcours du courant en mode commun :

**Fig. 3-3 : Mode commun**

Les courants en mode commun sont généralement indépendants des signaux utiles à la transmission. En mode commun, le plan de masse et les capacités parasites des équipements jouent un rôle très important dont l'impact est difficile à maîtriser.

II - Calcul du couplage

1 - Diaphonie - Paramètres S

Généralement, le couplage pour une ligne de transmission multifilaire est évalué grâce à la diaphonie, appelée aussi coefficient de couplage [43]. La diaphonie se calcule comme suit :

$$D_{dB} = 20 \cdot \log \left(\frac{V_{victime}(f)}{V_{perturbatrice}(f)} \right)$$

L'analyse de la diaphonie se fait en séparant la diaphonie capacitive de la diaphonie inductive.

Dans le cas de notre étude concernant les cartes électroniques, nous nous sommes attachés à caractériser le couplage au niveau des pistes grâce aux paramètres S de la structure globale. Les paramètres S relient par une matrice les ondes entrantes et les ondes sortantes d'un dispositif.

Si l'on considère la convention quadripôle suivante :

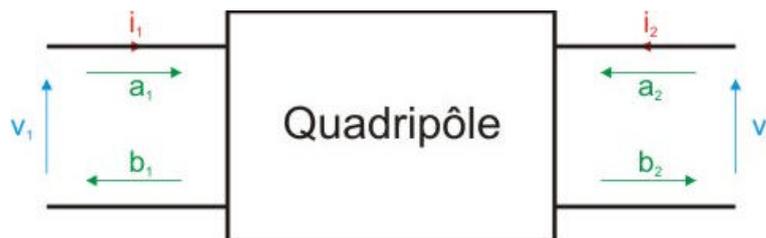


Fig. 3-4 : Convention quadripôle

Où :

$$a_1 = \frac{v_1 + i_1}{2}$$

$$a_2 = \frac{v_2 + i_2}{2}$$

$$b_1 = \frac{v_1 - i_1}{2}$$

$$b_2 = \frac{v_2 - i_2}{2}$$

Il est alors possible de relier les ondes directes a et les ondes inverses b par la matrice S suivante :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = [S] \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

La matrice S étant décrite de la manière suivante :

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$$

Dont les coefficients représentent :

- $S_{11} = \left(\frac{b_1}{a_1} \right)_{a_2=0}$: coefficient de réflexion à l'entrée du quadripôle.
- $S_{21} = \left(\frac{b_2}{a_1} \right)_{a_2=0}$: coefficient de transmission direct du quadripôle.
- $S_{12} = \left(\frac{b_1}{a_2} \right)_{a_1=0}$: coefficient de transmission inverse du quadripôle.
- $S_{22} = \left(\frac{b_2}{a_2} \right)_{a_1=0}$: coefficient de réflexion à la sortie du quadripôle.

2 - Méthodes de calcul des paramètres S avec Matlab

a - Le programme Matlab

Matlab signifie Matrix Laboratory. Programmé à l'origine en Fortran, Matlab est aujourd'hui écrit en langage C et distribué par Mathwork Inc. C'est un logiciel qui propose un environnement puissant et ergonomique destiné au calcul scientifique. Matlab possède son propre langage de programmation qui est simple d'utilisation et très performant. Il dispose d'un grand nombre de fonctions et de bibliothèques scientifiques. Son approche matricielle lui confère une grande souplesse pour le traitement des données. Cet aspect ainsi que la richesse de ses fonctions graphiques en font un excellent outil de travail pour le post-traitement.

b - Méthode de calcul

Ce paragraphe présente la méthode employée pour calculer les paramètres S d'un quadripôle. Ses quatre ports sont schématisés ainsi :

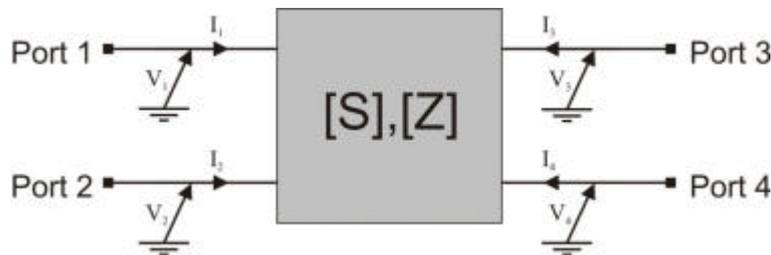


Fig. 3-5 : Schéma du quadripôle

Les paramètres S sont calculés à partir des paramètres Z (impédance) grâce à l'équation suivante :

$$[S] = ([Z] - [Z_0]) \cdot ([Z] + [Z_0])^{-1}$$

Où :

$$[S] \text{ est la matrice des paramètres } S : [S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix}$$

$$[Z] \text{ représente la matrice impédance : } [Z] = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} & Z_{14} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} & Z_{24} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} & Z_{34} \\ Z_{41} & Z_{42} & Z_{43} & Z_{44} \end{bmatrix}$$

$$[Z_0] \text{ représente la matrice impédance de normalisation : } [Z_0] = \begin{bmatrix} z_0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & z_0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & z_0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & z_0 \end{bmatrix}$$

Les paramètres sont normalisés sur 50 ohms, donc $z_0 = 50 \Omega$.

Le but est donc de déterminer la matrice impédance $[Z]$. Or, elle est définie comme étant le rapport de la tension sur le courant :

$$\underline{[Z] = [V] \cdot [I]^{-1}}$$

Où :

$$[V] \text{ est la matrice des tensions : } [V] = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix}$$

$$[I] \text{ est la matrice des courants : } [I] = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{bmatrix}$$

Ce qui peut aussi s'écrire :

$$\begin{cases} V_1 = Z_{11} \cdot I_1 + Z_{12} \cdot I_2 + Z_{13} \cdot I_3 + Z_{14} \cdot I_4 \\ V_2 = Z_{21} \cdot I_1 + Z_{22} \cdot I_2 + Z_{23} \cdot I_3 + Z_{24} \cdot I_4 \\ V_3 = Z_{31} \cdot I_1 + Z_{32} \cdot I_2 + Z_{33} \cdot I_3 + Z_{34} \cdot I_4 \\ V_4 = Z_{41} \cdot I_1 + Z_{42} \cdot I_2 + Z_{43} \cdot I_3 + Z_{44} \cdot I_4 \end{cases}$$

Les différents paramètres Z pourraient être déterminés en annulant certains courants. Par exemple, Z_{11} est donné par le rapport V_1 sur I_1 lorsque I_2 , I_3 et I_4 sont nuls. Ce genre de configuration peut être obtenu en procédant à des simulations où les extrémités de la structure sont laissées en circuits ouverts. Les courants se trouvant à ces extrémités sont alors nuls. Cependant, cette méthode présente des inconvénients majeurs. D'une part, le nombre de simulations nécessaires est important. D'autre part, le fait de placer des circuits ouverts aux extrémités implique des temps d'observation considérables. En effet, ce type de charge a tendance à entretenir les oscillations du fait de la désadaptation qu'elle entraîne, alors que les signaux temporels doivent être complètement amortis pour pouvoir en déduire leurs comportements sur la bande de fréquence considérée. Cette technique pour évaluer les paramètres Z est donc réhabilitaire quant aux temps de calculs importants qu'elle implique.

La méthode qui est proposée ici exploite les capacités de Matlab à effectuer de manière performante des calculs matriciels.

Afin que Matlab puisse déterminer les seize inconnues du système, il est nécessaire de lui fournir des valeurs de tensions et de courants dans quatre cas différents afin d'obtenir un système de seize équations à seize inconnues. Ces cas correspondent à des configurations où les ports du quadripôle sont chargés par des impédances réelles différentes à chaque fois. Les impédances de charge sont choisies comme étant relativement proches de l'impédance caractéristique du quadripôle, de manière à ce que les signaux temporels s'atténuent assez rapidement pour alléger les simulations.

Les matrices $[V]$ et $[I]$ deviennent alors des matrices 4x4 :

$$[V]=\begin{bmatrix} \text{Charge 1} & \text{Charge 2} & \text{Charge 3} & \text{Charge 4} \\ V_{11} & V_{12} & V_{31} & V_{41} \\ V_{21} & V_{22} & V_{32} & V_{42} \\ V_{31} & V_{23} & V_{33} & V_{43} \\ V_{41} & V_{24} & V_{34} & V_{44} \end{bmatrix}$$

$$[I]=\begin{bmatrix} \text{Charge 1} & \text{Charge 2} & \text{Charge 3} & \text{Charge 4} \\ I_{11} & I_{12} & I_{31} & I_{41} \\ I_{21} & I_{22} & I_{32} & I_{42} \\ I_{31} & I_{23} & I_{33} & I_{43} \\ I_{41} & I_{24} & I_{34} & I_{44} \end{bmatrix}$$

Dans cette configuration, Matlab peut alors effectuer l'opération suivante :

$$[Z]=[V].[I]^{-1}$$

La matrice $[S]$ peut ensuite être déduite par Matlab avec :

$$[S]=([Z]-[Z_0]).([Z]+[Z_0])^{-1}$$

Cette technique permet d'obtenir d'excellents résultats. Nos divers essais ont montré que ces derniers sont encore meilleurs lorsque les simulations sont faites en changeant de port d'alimentation lors des différentes simulations. Ceci permet d'avoir des signaux assez forts sur les divers ports et ainsi d'avoir un calcul plus précis.

Il est possible de réduire le nombre de simulations lorsque le quadripôle présente des symétries au niveau de son design. En effet, ceci peut entraîner le fait que de nombreux éléments de la matrice soient égaux.

Cette méthode de calcul permet donc de déterminer efficacement les paramètres $[S]$ d'un système à n pôles en procédant à au plus n simulations distinctes.

B - Application sur une carte particulière

I - Description du système

Le but de l'étude est d'observer le couplage entre des pistes. Pour ce faire, nous utiliserons une structure coudée simple où le couplage est très localisé. Les pistes plus ou moins éloignées subissent un couplage plus ou moins fort, voire négligeable.

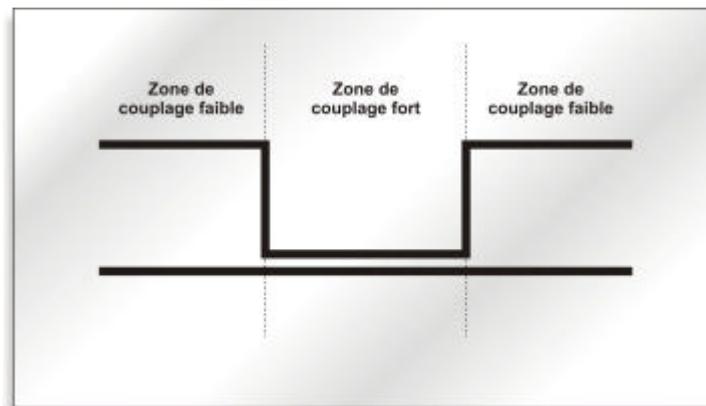


Fig. 3-6 : Carte pour observer le couplage

La carte utilisée est celle qui a été présentée au chapitre 2 et l'étude sera effectuée jusqu'à une fréquence maximale de 2 GHz.

II - Simulation

1 - Principe de la simulation

Le but de ces simulations est, d'une part, de vérifier que notre méthode de calcul des paramètres S est correcte. Pour cela, nous exploiterons les résultats théoriques donnés par Tridimo et nous comparerons les paramètres S calculés avec ceux que donne directement un logiciel de référence du commerce. Par ailleurs, grâce à ces simulations, il sera possible de comparer les phénomènes qu'elles permettent de prédire avec les mesures réelles sur la structure d'étude.

De manière à valider notre méthode de calcul des paramètres S, nous utiliserons ADS, le célèbre logiciel d'Agilent Technologies, et plus précisément son module Momentum. Ce dernier est basé sur la méthode des moments et permet de déterminer directement les paramètres S d'un multipôle. Dans les deux cas, les paramètres S sont normalisés par rapport à 50 ohms.

Avec Tridimo, la structure est alimentée à l'extrémité d'une de ses pistes par une tension source d'allure gaussienne. Elle est définie dans le domaine temporel et fréquentiel par les relations :

$$e(t) = A_0 \cdot e^{-\frac{(t-t_0)^2}{T^2}} \xrightarrow{TF} e(f) = A_0 \cdot T \cdot \sqrt{\mathbf{p}} \cdot e^{-(\mathbf{p}fT)^2} \cdot e^{-j2\mathbf{p}ft_0}$$

L'impulsion gaussienne employée présente les caractéristiques suivantes :

- Fréquence maximale utile : $f_{max} = 2 \text{ GHz}$
- Amplitude maximale : $A_0 = 1 \text{ V}$

Pour une étude dans une bande de fréquence connue, Tridimo permet de fixer l'atténuation à la fréquence maximale par rapport au maximum d'amplitude situé à la fréquence nulle. Le pied de la gaussienne est défini indépendamment, il est fixé par l'atténuation à l'origine du temps par rapport à l'amplitude maximale.

Les paramètres suivants ont été arbitrairement choisis pour les différentes simulations :

- Atténuation à f_{max} : $Att_{f_{max}} = 10$
- Atténuation à $t = 0$ s : $Att_0 = 1000$

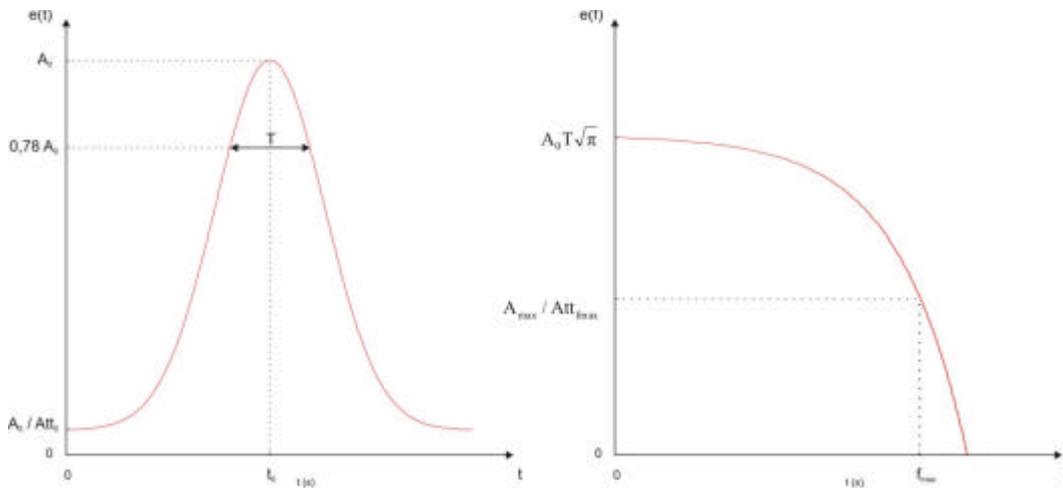


Fig. 3-7 : Paramètres de la gaussienne

Largeur de l'impulsion :
$$T = \frac{\sqrt{\ln(Att_{f_{max}})}}{P \cdot f_{max}}$$

Retard par rapport à l'origine des temps :
$$t_0 = T \sqrt{\ln(Att_0)}$$

Les courbes suivantes présentent son allure temporelle et fréquentielle :

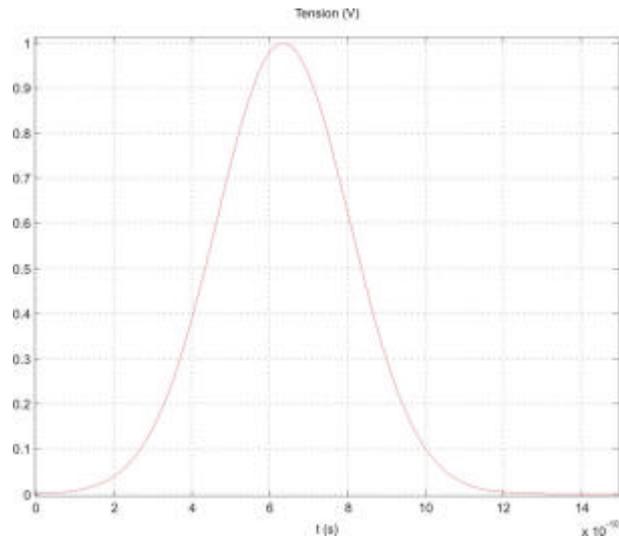


Fig. 3-8 : Allure temporelle de la tension d'excitation

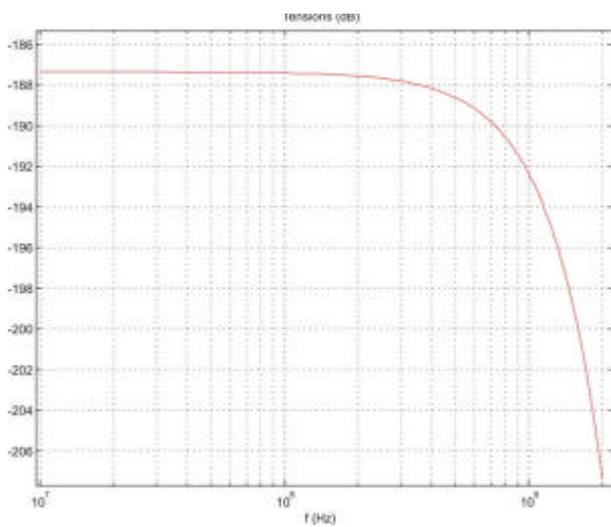


Fig. 3-9 : Module de la tension d'excitation

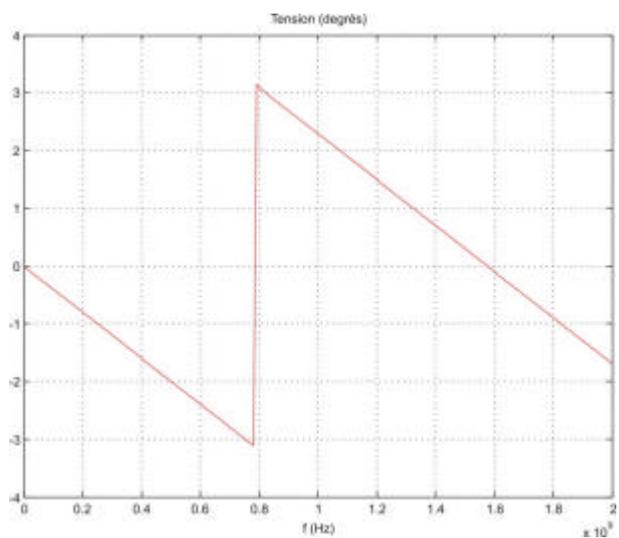


Fig. 3-10 : Phase de la tension d'alimentation

2 - Résultats

Les différents graphiques ci-dessous présentent les résultats obtenus. Ils permettent de comparer les diverses valeurs des paramètres S de notre quadripôle données par Momentum avec celles que nous avons calculées à partir des résultats de Tridimo.

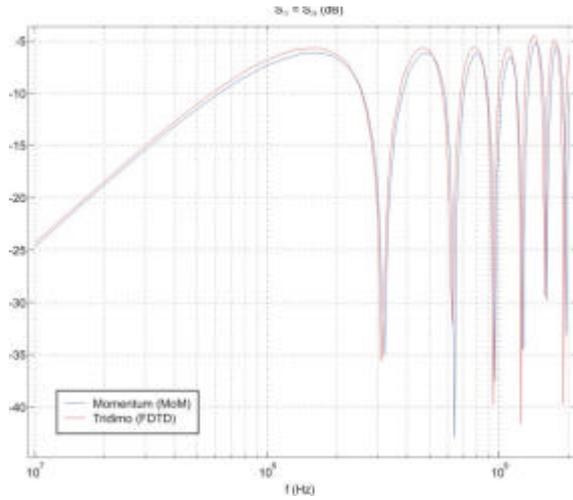


Fig. 3-11 : Module des paramètres S_{11} et S_{33}

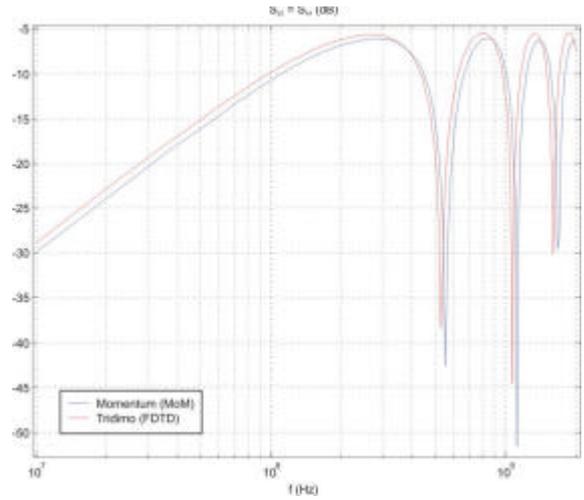


Fig. 3-12 : Module des paramètres S_{22} et S_{44}

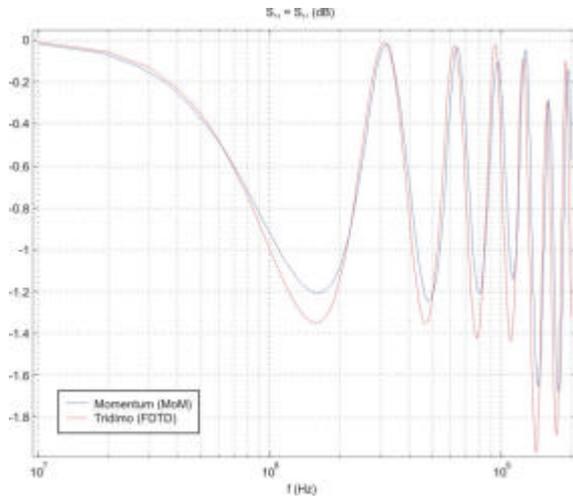


Fig. 3-13 : Module des paramètres S_{13} et S_{31}

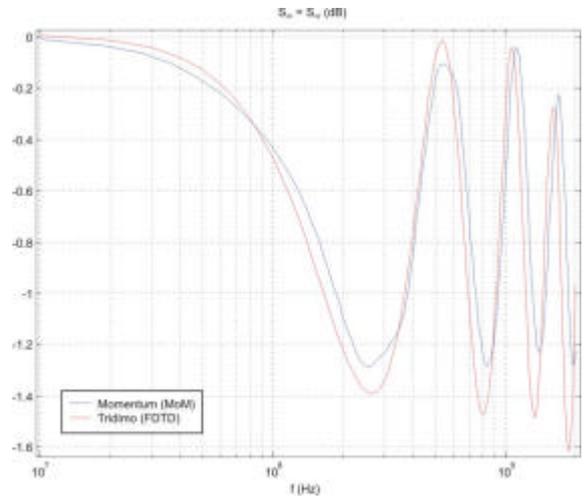


Fig. 3-14 : Module des paramètres S_{24} et S_{42}

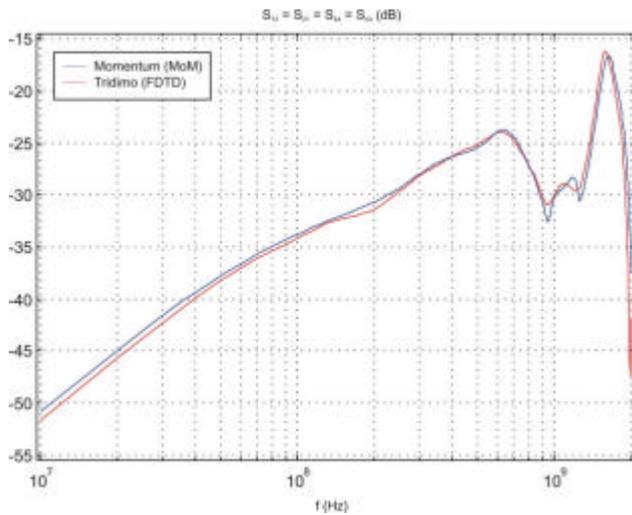


Fig. 3-15 : Module des paramètres S_{12} , S_{21} , S_{34} et S_{43}

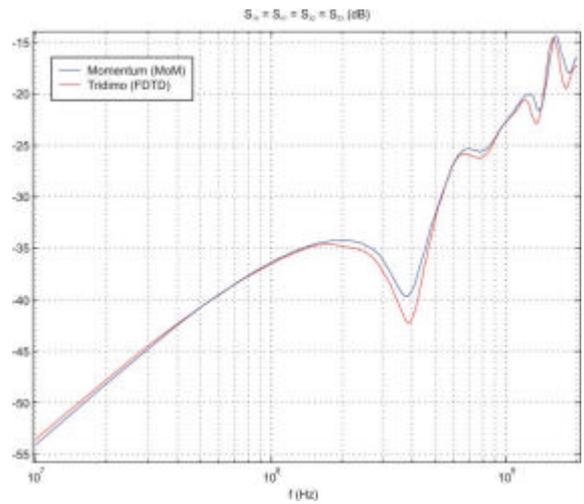


Fig. 3-16 : Module des paramètres S_{14} , S_{41} , S_{23} et S_{32}

On peut donc observer une très bonne concordance entre les résultats des deux logiciels.

III - Mesure

1 - Principe de la mesure

Le but de l'étude est de mesurer les différents paramètres S de la carte de test afin de les comparer aux résultats obtenus par la modélisation. Pour effectuer les mesures, nous avons utilisé un analyseur de réseau vectoriel Rhodes et Schwarz ZVM 1127.8500.60 dont la bande de fréquence de fonctionnement, s'étale de *10MHz* à *20GHz*.

2 - Résultats

L'ensemble des graphiques suivants représente les différents modules des paramètres S obtenus par la simulation et ceux qui ont été mesurés :

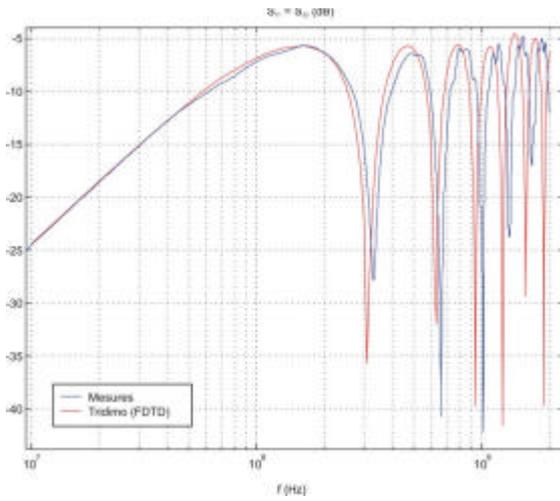


Fig. 3-17 : Module des paramètres S_{11} et S_{33}

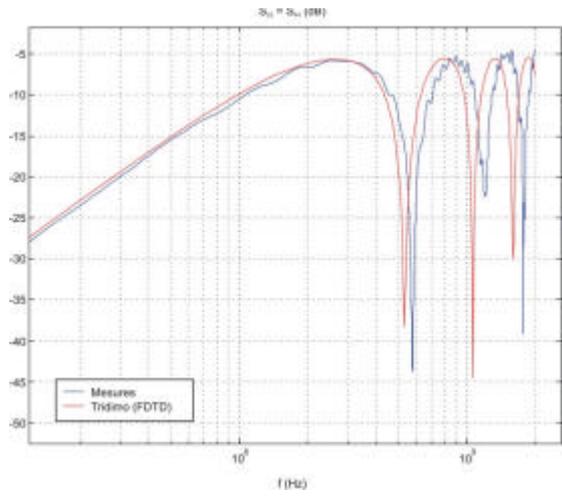


Fig. 3-18 : Module des paramètres S_{22} et S_{44}

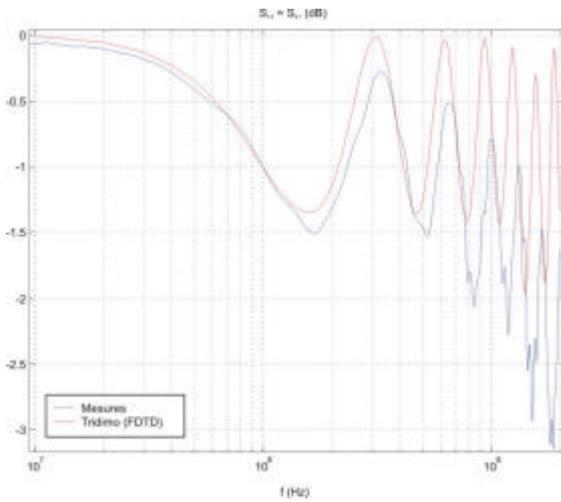


Fig. 3-19 : Module des paramètres S_{13} et S_{31}

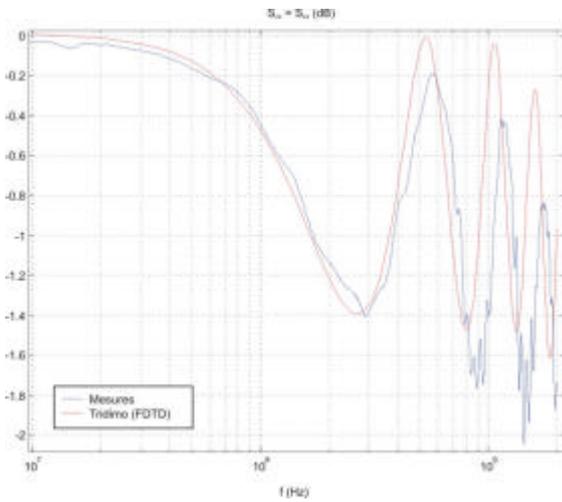


Fig. 3-20 : Module des paramètres S_{24} et S_{42}

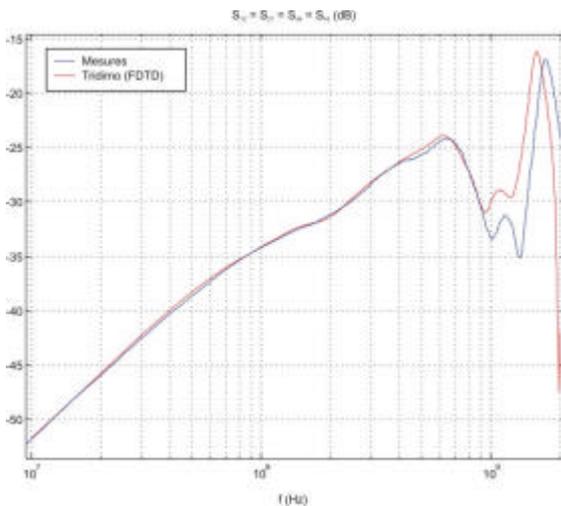


Fig. 3-21 : Module des paramètres S_{12} , S_{21} , S_{34} et S_{43}

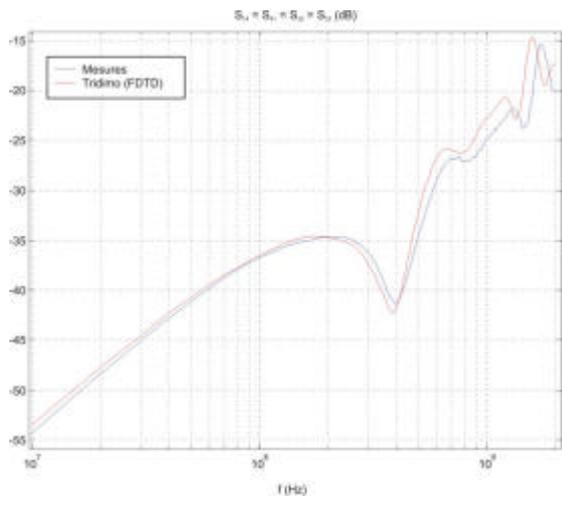


Fig. 3-22 : Module des paramètres S_{14} , S_{41} , S_{23} et S_{32}

Les résultats des mesures sont quasiment identiques à ceux issus de la modélisation même s'ils sont évidemment plus perturbés. Cependant, quelques dissemblances sont à noter. En effet, plus la fréquence est élevée est plus des différences de niveaux apparaissent, mais ces écarts restent assez faibles. Par ailleurs, du point de vue de la fréquence, les résultats obtenus avec Tridimo semblent toujours plus bas que ceux de la mesure. Ce décalage fréquentiel est tout de même minime.

C - Modèle simplifié théorie des lignes

I - Le principe de la théorie des lignes

1 - Domaine de validité

La théorie des lignes [44] repose sur deux hypothèses. D'une part, les conducteurs doivent être homogènes. D'autre part, le courant doit se conserver dans une section droite perpendiculaire à la ligne. Ainsi, afin de se placer dans ce cadre, les conditions suivantes doivent être satisfaites :

- Les paramètres géométriques et physiques (nature des conducteurs et des diélectriques) doivent rester constants tout au long de la ligne de manière à remplir la condition d'homogénéité. Les lignes de transmissions homogènes sont constituées d'au moins deux conducteurs parallèles à un axe de propagation rectiligne. Les conducteurs appartiennent à deux groupes distincts qui constituent ce que l'on appelle les conducteurs « d'aller » et les conducteurs « de retour ».
- Pour que le courant se conserve dans une section droite perpendiculaire à la ligne, il est nécessaire que le temps de propagation du champ électromagnétique entre le groupe des conducteurs « d'aller » et le groupe des conducteurs « de retour » soit négligeable par rapport à la durée la plus faible des phénomènes électromagnétiques observés. Ceci revient à supposer que les dimensions latérales de la ligne sont négligeables devant les autres dimensions du système étudié. Finalement, et c'est une conséquence des équations de Maxwell, ces conditions impliquent que la somme des courants dans la section soit nulle, c'est-à-dire que les courants parcourant les conducteurs « d'aller » sont égaux à ceux qui traversent les conducteurs « de retour ».

Les vecteurs champs électriques et champs magnétiques sont alors supposés se situer dans un plan perpendiculaire à la direction de propagation. Le mode de propagation le long de la ligne est donc transverse électromagnétique (TEM). Les autres modes de propagation ne sont pas pris en compte par le formalisme de la théorie des lignes. Ils peuvent apparaître lorsque la structure étudiée présente des dimensions transversales qui sont grandes face aux hautes fréquences du spectre d'excitation.

Ainsi, pour un fil placé à une hauteur h au-dessus d'un plan de masse, la fréquence d'apparition du premier mode supérieur correspond à :

$$f = \frac{c}{h/10}$$

Où c est la célérité de la lumière dans le vide.

En conséquence, pour se placer dans le domaine de validité du formalisme de la théorie des lignes, la longueur d'onde λ doit vérifier l'expression suivante :

$$\lambda \geq \frac{h}{10}$$

Par ailleurs, de manière à ce que le mode TEM soit le seul mode à se propager, les modes supérieurs TE et TM étant alors évanescents, Clayton R. Paul [45] montre que pour des structures à faible dimension transversale, cette dimension a ne doit pas dépasser la moitié de la valeur de la longueur d'onde :

$$a < \frac{\lambda}{2}$$

2 - Equations des lignes multifilaires

a - Première équation

Le mode TEM doit répondre aux équations de Maxwell et, en particulier, à la loi de Faraday :

$$\text{rot} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$$

Loi de Faraday

En appliquant la formule de Stokes, la forme intégrale de la loi de Faraday est la suivante :

$$\oint_L \vec{A} \cdot d\vec{L} = \iint_S \text{rot} \vec{A} \cdot \vec{n} \, dS$$

Formule de Stokes

$$\oint_C \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\mu \frac{\partial}{\partial t} \iint_S \vec{H} \cdot d\vec{S}$$

Forme intégrale de la loi de Faraday

On aboutit alors, après résolution des équations précédentes (voir annexe 2) à un système de n équations reliant les tensions et les courants.

Ainsi, pour n conducteurs, la première équation des télégraphistes peut s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\frac{\partial}{\partial z} [V(z,t)] = -[R] \times [I(z,t)] - [L] \times \frac{\partial}{\partial t} [I(z,t)]$$

Avec les vecteurs de tension et courant :

$$V(z, t) = \begin{pmatrix} V_1(z, t) \\ V_2(z, t) \\ \vdots \\ V_n(z, t) \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad I(z, t) = \begin{pmatrix} I_1(z, t) \\ I_2(z, t) \\ \vdots \\ I_n(z, t) \end{pmatrix}$$

Et avec les matrices self $[L]$ et résistance $[R]$ définies par unité de longueur :

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & \cdots & L_{1n} \\ L_{21} & L_{22} & \cdots & L_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{n1} & L_{n2} & \cdots & L_{nn} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [R] = \begin{bmatrix} r_1 + r_0 & r_0 & \cdots & r_0 \\ r_0 & r_2 + r_0 & \cdots & r_0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_0 & r_0 & \cdots & r_n + r_0 \end{bmatrix}$$

Où r_0 représente la résistance de pertes du conducteur de référence.

b - Deuxième équation

On applique la même démarche que précédemment pour obtenir la deuxième équation des télégraphistes.

Rappelons l'équation de conservation de la charge :

$$\text{div} \vec{J} + \frac{\partial \rho}{\partial t} = 0$$

En appliquant le théorème d'Ostrogradsky à cette équation, la conservation de la charge peut s'écrire ainsi :

$$\iiint_V \text{div} \vec{A} \, dV = \iint_S \vec{A} \cdot \vec{n} \, dS$$

Théorème d'Ostrogradsky

$$\oiint_S \vec{J} \cdot \vec{n} \, dS + \frac{\partial}{\partial t} Q_{\text{int}} = 0$$

La deuxième équation des télégraphistes établie pour les n conducteurs s'écrit alors sous la forme matricielle suivante :

$$\frac{\partial}{\partial z} [I(z,t)] = -[G] \times [V(z,t)] - [C] \times \frac{\partial}{\partial t} [V(z,t)]$$

Où $V(z,t)$ et $I(z,t)$ sont respectivement les vecteurs tension et courant définis précédemment, et où les matrices $[G]$ et $[C]$ représentent respectivement les pertes sur les n pistes et les capacités entre les pistes dans le plan transverse, telles que :

$$[C] = \begin{bmatrix} \sum_{k=1}^n C_{1k} & -C_{12} & \cdots & -C_{1n} \\ -C_{12} & \sum_{k=1}^n C_{2k} & \cdots & -C_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -C_{1n} & -C_{2n} & \cdots & \sum_{k=1}^n C_{nk} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [G] = \begin{bmatrix} \sum_{k=1}^n g_{1k} & -g_{12} & \cdots & -g_{1n} \\ -g_{12} & \sum_{k=1}^n g_{2k} & \cdots & -g_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -g_{1n} & -g_{2n} & \cdots & \sum_{k=1}^n g_{nk} \end{bmatrix}$$

Les $(2n)$ équations de la théorie des lignes pour $(n+1)$ conducteurs peuvent s'écrire sous la forme compacte suivante :

$$\frac{\partial}{\partial z} \begin{pmatrix} V(z,t) \\ I(z,t) \end{pmatrix} = - \begin{bmatrix} 0 & R \\ G & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} V(z,t) \\ I(z,t) \end{pmatrix} - \frac{\partial}{\partial t} \begin{bmatrix} 0 & L \\ C & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} V(z,t) \\ I(z,t) \end{pmatrix}$$

Les matrices $[R]$, $[L]$, $[G]$ et $[C]$ contiennent implicitement toutes les informations concernant la section transverse qui permet de caractériser une structure multiconductrice. Les coefficients de ces différentes matrices sont obtenus, soit par des formules simples (structure avec des fils ou des pistes seulement), soit par des méthodes de calcul plus ou moins complexes.

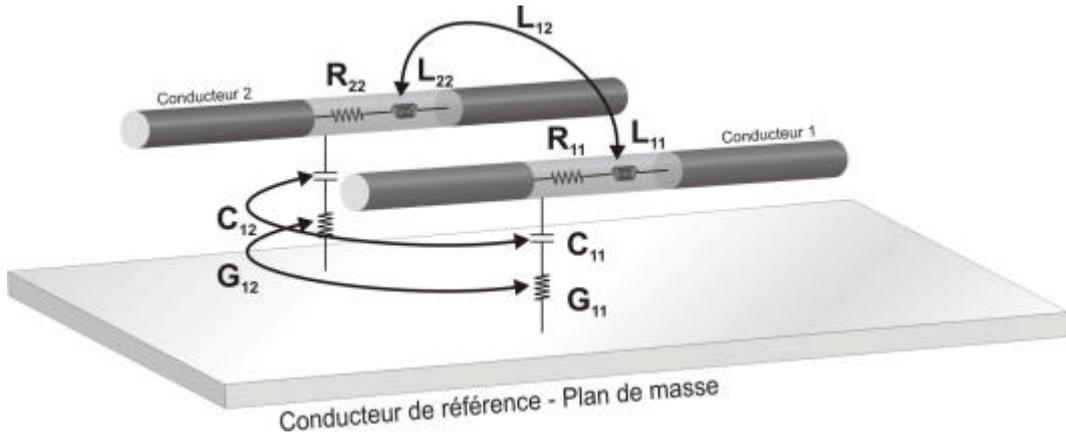


Fig. 3-23 : Paramètres propres et mutuels de deux conducteurs au-dessus d'un plan de masse

3 - Modélisation

La condition d'homogénéité des conducteurs permet de procéder à un découpage de la ligne suivant l'axe de propagation z . Il est ainsi possible de discrétiser la structure d'étude en mailles élémentaires de longueur Dz . Le schéma équivalent d'une telle maille doit prendre en compte les différents paramètres linéiques pour un ensemble de $(n+1)$ conducteurs. On aboutit alors à la modélisation suivante :

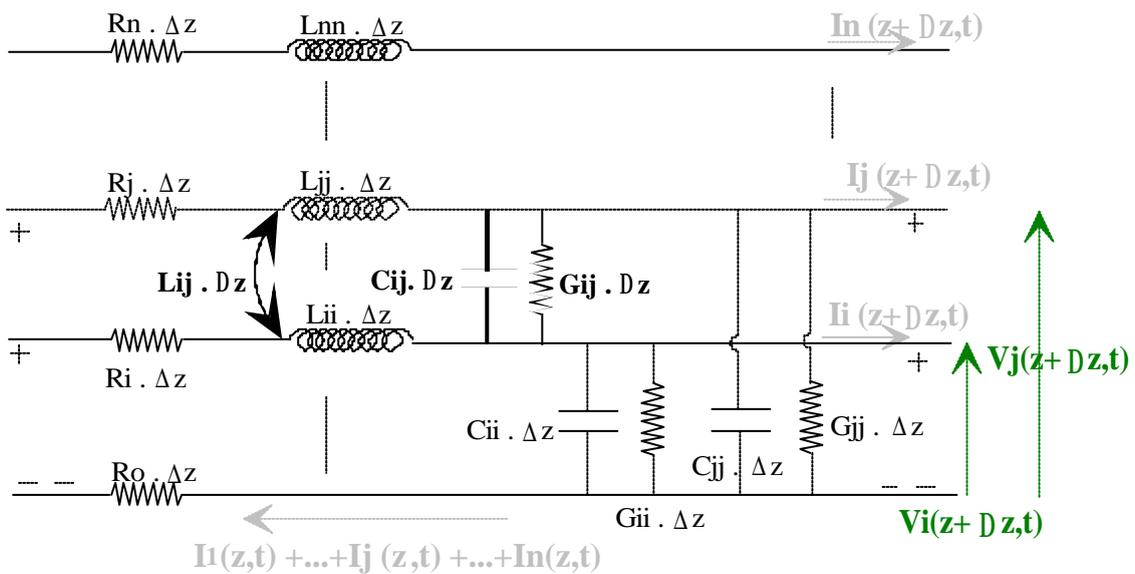


Fig. 3-24 : Schéma équivalent d'une maille élémentaire d'une ligne à $(n+1)$ conducteurs

Comme on l'a vu précédemment, les équations des lignes multifilaires régissant les courants et les tensions le long des lignes s'écrivent :

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial z} V(z,t) + [R]I(z,t) + [L] \frac{\partial}{\partial t} I(z,t) = V_s(z,t) \\ \frac{\partial}{\partial z} I(z,t) + [G]V(z,t) + [C] \frac{\partial}{\partial t} V(z,t) = I_s(z,t) \end{cases}$$

Où $V(z,t)$ et $I(z,t)$ représentent respectivement le vecteur colonne des n tensions le long des différentes lignes par rapport au conducteur de référence, et le vecteur des courants sur chacun des n conducteurs. Comme le conducteur de référence constitue le conducteur «de retour », il n'est pas calculé car il est égal, au signe près, à la somme des courants sur les autres fils (les conducteurs «d'aller »).

Les caractéristiques des lignes sont décrites par les paramètres linéiques de résistances $[R]$, de selfs $[L]$, de conductances $[G]$ et de capacités $[C]$. Ce sont des matrices de dimension $n \times n$.

La matrice self traduit le flux magnétique total par unité de longueur traversant le circuit formé par une ligne et la ligne de référence. Elle contient les inductances propres des lignes par unité de longueur L_{ii} et les inductances mutuelles L_{ij} entre les différentes lignes :

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & \cdots & L_{1n} \\ L_{21} & L_{22} & \cdots & L_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{n1} & L_{n2} & \cdots & L_{nn} \end{bmatrix}$$

De manière identique, la matrice résistance tenant compte des pertes métalliques est définie comme suit :

$$[R] = \begin{bmatrix} r_1 + r_0 & r_0 & \cdots & r_0 \\ r_0 & r_2 + r_0 & \cdots & r_0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_0 & r_0 & \cdots & r_n + r_0 \end{bmatrix}$$

Où r_0 représente la résistance de pertes du conducteur de référence.

La matrice capacités s'écrit à partir des capacités mutuelles et des capacités propres de chaque ligne :

$$[C] = \begin{bmatrix} \sum_{k=1}^n C_{1k} & -C_{12} & \cdots & -C_{1n} \\ -C_{12} & \sum_{k=1}^n C_{2k} & \cdots & -C_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -C_{1n} & -C_{2n} & \cdots & \sum_{k=1}^n C_{nk} \end{bmatrix}$$

La matrice conductance, quant à elle, représente le courant de conduction entre les lignes dans le plan transverse. Elle est due à l'imperfection de l'isolement entre les lignes (pertes dans le diélectrique qui les sépare).

$$[G] = \begin{bmatrix} \sum_{k=1}^n g_{1k} & -g_{12} & \cdots & -g_{1n} \\ -g_{12} & \sum_{k=1}^n g_{2k} & \cdots & -g_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -g_{1n} & -g_{2n} & \cdots & \sum_{k=1}^n g_{nk} \end{bmatrix}$$

Les termes sources $V_s(z,t)$ et $I_s(z,t)$ représentent les générateurs localisés ou répartis (couplage avec une onde) :

$$V_S(z,t) = \begin{pmatrix} V_{S1}(z,t) \\ V_{S2}(z,t) \\ \vdots \\ V_{Sn}(z,t) \end{pmatrix} \quad I_S(z,t) = \begin{pmatrix} I_{S1}(z,t) \\ I_{S2}(z,t) \\ \vdots \\ I_{Sn}(z,t) \end{pmatrix}$$

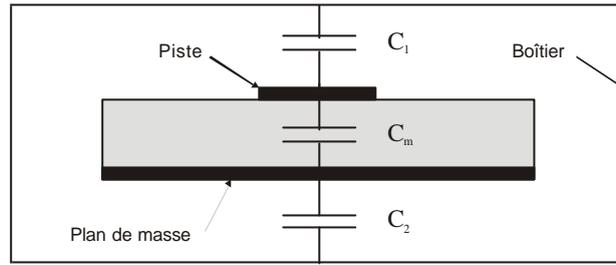
II - Calcul des paramètres de la ligne par unité de longueur

Les paramètres linéiques représentent l'ensemble des propriétés des conducteurs. Comme nous l'avons vu précédemment, ils sont essentiels pour la détermination des courants et des tensions à partir des équations des lignes multifilaires.

Pour présenter la méthode de calcul des paramètres linéiques, nous nous placerons dans le cas d'une carte présentant une piste au-dessus d'un plan de masse, la piste et le plan de masse étant séparés par un diélectrique. Cette carte est placée dans un boîtier qui constitue le conducteur de référence pour le calcul des paramètres linéiques. L'ensemble des conducteurs métalliques sera alors assimilé à des lignes. En vue de simplifier les calculs, on supposera que les lignes sont sans pertes, ni métalliques, ni diélectriques, ce qui entraîne le fait que les matrices résistance et conductance sont nulles. Par ailleurs, nous considèrerons que les parois du boîtiers sont très éloignées de la carte de manière à nous rapprocher du modèle d'une carte en espace libre.

1 - Matrice capacité

Le calcul de la matrice capacité s'effectue à l'aide d'une méthode électrostatique qui permet, grâce à la résolution de l'équation de Laplace, de déterminer la répartition spatiale des potentiels dans un plan de coupe transversal à la structure considérée. Dans notre cas simplifié, cette coupe a l'allure suivante :


Fig. 3.3 : plan de coupe transversal

Avec :

C_1 : capacité entre la piste et le boîtier

C_2 : capacité entre le plan de masse et le boîtier

C_m : capacité mutuelle entre la piste et le plan de masse

a - Equation de Laplace

Les champs électrique et magnétique doivent satisfaire les équations de Maxwell :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{rot} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \\ \text{rot} \vec{H} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{j} \\ \text{div} \vec{D} = \mathbf{r} \\ \text{div} \vec{B} = 0 \end{array} \right.$$

Pour un milieu diélectrique linéaire, l'équation suivante relie le champ \vec{E} et le déplacement \vec{D} :

$$\vec{D} = \mathbf{e}_0 \mathbf{e}_r \vec{E} = \mathbf{e} \cdot \vec{E}$$

Où :

\mathbf{e}_0 est la perméabilité absolue du vide ($\mathbf{e}_0 = \frac{1}{36\pi 10^9} \text{ As/Vm}$)

\mathbf{e}_r est la perméabilité relative du milieu

\mathbf{e} est la perméabilité absolue du milieu

Comme nous nous sommes placés en régime statique, il n'y a pas de variation en fonction du temps, ce qui implique que les dérivées temporelles soient nulles. On a alors :

$$\text{rot} \vec{E} = \vec{0}$$

Le rotationnel d'un gradient étant toujours nul, on peut identifier le champ \vec{E} au gradient d'une fonction scalaire V appelée potentiel :

$$\vec{E} = -\text{grad} V$$

Alors, dans le cadre de notre système statique plongé dans un milieu sans charge ($\rho=0$), on aboutit à la relation suivante :

$$\text{div}(\epsilon \text{ grad } V) = 0$$

Du fait de l'influence directe de la permittivité ϵ , cette expression conduit à différents cas qui dépendent du milieu dans lequel le système est placé.

i - Milieu homogène :

La permittivité ϵ est indépendante de la position dans le cas d'un milieu homogène. L'expression peut alors se développer :

$$\text{div}(\epsilon \text{ grad } V) = \epsilon \text{ div}(\text{grad } V)$$

Ce qui conduit à l'équation de Laplace :

$$\text{div}(\text{grad} V) = 0$$

ii - Milieu inhomogène :

Si le milieu est inhomogène, la permittivité dépend alors de la position spatiale. L'équation doit donc être résolue en chaque point de l'espace de calcul. Wolff [46] propose de décomposer le calcul en déterminant, d'une part, les différents potentiels dans chaque milieu homogène du système grâce à l'équation de Laplace et à appliquer, d'autre part, les conditions aux limites de chacune des interfaces diélectriques et métalliques.

- Interface diélectrique :

Pour une interface diélectrique entre deux milieux homogènes, repérés par les indices 1 et 2, la condition de continuité sur la composante normale du déplacement électrique impose d'avoir au niveau de l'interface :

$$\vec{n} \cdot (\vec{D}_1 - \vec{D}_2) = \mathbf{r}_s$$

Avec :

\vec{n} la normale à l'interface

\mathbf{r}_s densité surfacique de charge sur l'interface

Comme les deux milieux sont homogènes et ne présentent pas de charges, on a :

$$\vec{n} \cdot (\vec{D}_1 - \vec{D}_2) = -\vec{n} \cdot (\mathbf{e}_{r1} \text{grad} V_1 - \mathbf{e}_{r2} \text{grad} V_2) = 0$$

$$\mathbf{e}_{r1} \frac{\partial V_1}{\partial n} - \mathbf{e}_{r2} \frac{\partial V_2}{\partial n} = 0$$

Soit :

$$\mathbf{e}_{r1} \frac{\partial V_1}{\partial n} = \mathbf{e}_{r2} \frac{\partial V_2}{\partial n}$$

Où $\frac{\partial V}{\partial n}$ est la dérivée du potentiel par rapport à la composante normale à l'interface.

- Interface métallique :

L'interface métallique entraîne une condition de court-circuit électrique à son niveau. Ceci impose au champ \vec{E} de remplir la condition suivante :

$$\vec{n} \wedge \vec{E}_1 = \vec{n} \wedge \vec{E}_2 = \vec{0}$$

Soit :

$$\vec{n} \wedge \text{grad } V_1 = \vec{n} \wedge \text{grad } V_2 = \vec{0}$$

Donc, finalement :

$$V_1 = V_2 = C^{te}$$

b - Détermination des potentiels scalaires

Pour résoudre l'équation de Laplace dans les différents milieux homogènes constituant l'espace de calcul et pour appliquer les conditions limites aux interfaces, nous procédons à un découpage transversal de la structure suivant un réseau de mailles uniformes. Ceci va permettre d'évaluer les potentiels scalaires à chaque intersection du maillage grâce à un algorithme du type différences finies aux dérivées centrées.

Le maillage deux dimensions en question peut alors être représenté par $N_y \times N_z$, cellules de taille D_y et D_z , et les différents potentiels sont repérés par leurs coordonnées (j, k) comme le montre la figure suivante :

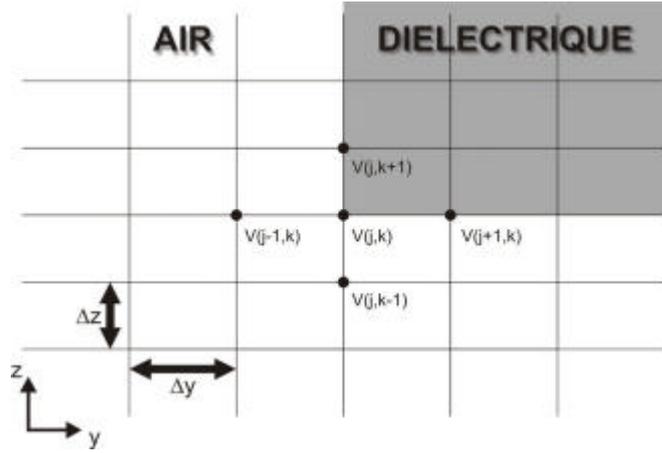


Fig. 3-25 : Discrétisation spatiale du plan transversal

En procédant à un développement en série de Taylor à l'ordre 2 de l'équation de Laplace, puis en discrétisant l'expression obtenue au point de coordonnées (j,k) , le potentiel en ce point peut alors se calculer comme suit :

$$V(j,k) = \frac{\frac{(a+b)}{\Delta y^2} \cdot V(j+1,k) + \frac{(a-b)}{\Delta y^2} \cdot V(j-1,k) + \frac{(a+g)}{\Delta z^2} \cdot V(j,k+1) + \frac{(a-g)}{\Delta z^2} \cdot V(j,k-1)}{2a \left(\frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2} \right)}$$

Avec :

$$\mathbf{a} = \frac{\mathbf{e}(j,k) + \mathbf{e}(j-1,k) + \mathbf{e}(j-1,k-1) + \mathbf{e}(j,k-1)}{4}$$

$$\mathbf{b} = \frac{\mathbf{e}(j,k) - \mathbf{e}(j-1,k) - \mathbf{e}(j-1,k-1) + \mathbf{e}(j,k-1)}{4}$$

$$\mathbf{g} = \frac{\mathbf{e}(j,k) + \mathbf{e}(j-1,k) - \mathbf{e}(j-1,k-1) - \mathbf{e}(j,k-1)}{4}$$

La résolution de cette équation est effectuée par une méthode de relaxation [47]. Le calcul se fait en considérant que, d'une part, le potentiel est nul sur les parois du boîtier - ce qui nous place ici dans une condition de court-circuit électrique - et que, d'autre part, le potentiel sur chaque conducteur est initialement fixé. Ceci permet alors d'obtenir le potentiel électrostatique en chaque point du plan discrétisé.

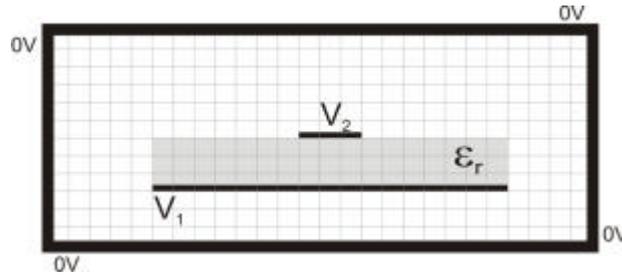


Fig. 3-26 : Coupe transversale pour le calcul des potentiels

c - Calcul des composantes du champ électrique

Une fois le calcul des potentiels réalisé, il est possible d'en déduire les valeurs des composantes E_y et E_z du champ électrique qui répondent aux relations suivantes :

$$E_y = -\frac{\partial V}{\partial y} \text{ et } E_z = -\frac{\partial V}{\partial z}$$

Le calcul des dérivées peut être effectué grâce au principe des différences finies aux dérivées centrées dans le plan discrétisé précédemment employé. Les composantes au point de coordonnées (j,k) se calculent alors grâce aux équations discrétisées suivantes :

$$E_y(j,k) = -\frac{1}{\Delta y} [V(j+1,k) - V(j,k)]$$

$$E_z(j,k) = -\frac{1}{\Delta z} [V(j,k+1) - V(j,k)]$$

Où E_y et E_z sont déterminées entre deux nœuds du maillage.

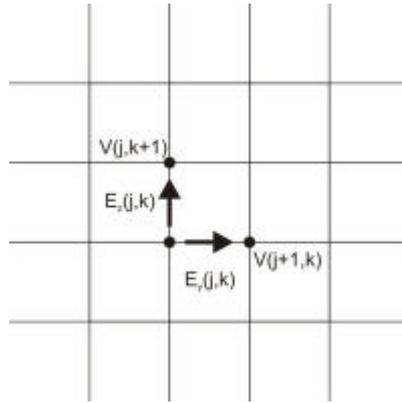


Fig. 3-27 : Position des composantes du champ électrique dans le maillage

d - Calcul de l'énergie électrostatique dans le plan

Connaissant la valeur du champ électrique, il est ensuite possible de calculer la valeur de l'énergie électrostatique dans le plan de coupe de la structure grâce à la formule suivante :

$$W_E = \frac{1}{2} \iint_S \mathbf{e} |E|^2 dS$$

Compte tenu de l'inhomogénéité du milieu, la formule précédente peut se décliner ainsi :

$$W_E = \frac{1}{2} \iint_S \mathbf{e}(y, z) \cdot [E_y^2(y, z) + E_z^2(y, z)] \cdot dy \cdot dz$$

Ce qui conduit à l'expression suivante dans notre plan discrétisé :

$$W_E = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{M_y} \sum_{j=1}^{M_z} \mathbf{e}(y, z) \cdot [E_y^2(y, z) + E_z^2(y, z)] \cdot \Delta y \cdot \Delta z$$

Or, les valeurs des différentes permittivités et les valeurs des composantes du champ électrique présentent un décalage spatial dans le maillage précédemment défini. En effet, les

valeurs de la permittivité sont définies au milieu de chaque maille alors que les composantes du champ électrique le sont sur leurs arêtes :

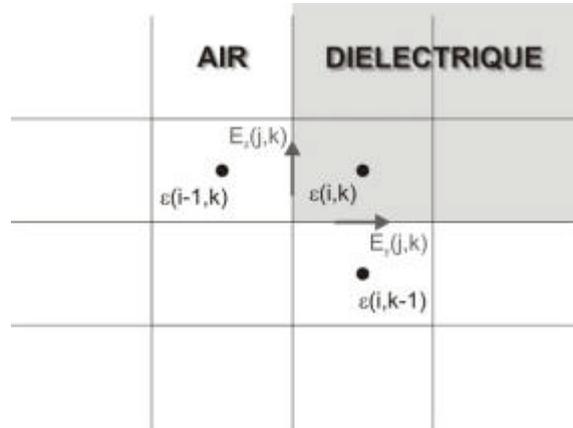


Fig. 3.7 : position des valeurs de la permittivité dans le maillage

Ainsi, pour la composante tangentielle du champ électrique au niveau de l'interface entre les milieux de permittivités ϵ_1 et ϵ_2 , nous prendrons une valeur de la permittivité équivalente, égale à la moyenne des permittivités des deux milieux homogènes qui l'entourent.

$$\epsilon_{eq} = \frac{\epsilon_1 + \epsilon_2}{2}$$

e - Evaluation des différentes capacités

Nous avons précédemment montré comment calculer numériquement l'énergie électrostatique grâce à la formule suivante :

$$W_E = \frac{1}{2} \iint_S \epsilon |E|^2 dS$$

Or, il est aussi possible de calculer l'énergie de manière analytique avec la relation suivante :

$$W_E = \frac{1}{2} \sum_i \sum_j C_{ij} (V_i - V_j)^2$$

Où :

V_i est le potentiel sur la piste i

C_{ij} est la capacité formée par les pistes i et j ou entre la piste i et le boîtier lorsque $i = j$

Il est ainsi possible d'en extraire les valeurs des différentes capacités. Cependant, comme les lignes sont couplées, il est nécessaire de proposer plusieurs configurations en imposant différentes combinaisons de potentiels sur les conducteurs, de manière à construire un système de n équations à n inconnues, n étant le nombre de capacités à déterminer.

Ainsi pour la structure qui nous intéresse présente les capacités et les potentiels suivants :

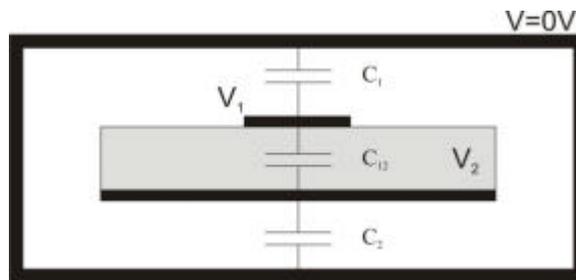


Fig. 3.8 : plan de coupe transversal

Nous devons donc dégager trois cas distincts :

- Première configuration : V_1 nul et V_2 quelconque.

On obtient alors l'équation suivante : $W_e = \frac{1}{2} C_2 V_2^2 + \frac{1}{2} C_{12} V_2^2$

- Deuxième configuration : V_2 nul et V_1 quelconque.

On obtient alors l'équation suivante : $W_e' = \frac{1}{2} C_1 V_1^2 + \frac{1}{2} C_{12} V_1^2$

- Troisième configuration : V_1 et V_2 quelconques.

On obtient alors l'équation suivante : $W_e'' = \frac{1}{2}C_1V_1^2 + \frac{1}{2}C_{12}(V_1 - V_2)^2 + \frac{1}{2}C_2V_2^2$

Les valeurs des différentes capacités peuvent alors être calculées car les différentes valeurs des potentiels V_1 et V_2 et de l'énergie correspondante sont connues.

Il est ensuite possible de construire la matrice capacité $[C]$ à partir de ces capacités de la manière suivante :

$$[C] = \begin{bmatrix} C_1 + C_{12} & -C_{12} \\ -C_{12} & C_2 + C_{12} \end{bmatrix}$$

2 - Matrice self

Dans le cas du vide ou dans un milieu de permittivité homogène, la matrice self et la matrice capacité vérifient la relation suivante :

$$[L_0] * [C_0] = \frac{1}{v^2} [Id]$$

Où $[Id]$ est la matrice identité et v la vitesse dans le milieu.

Il n'existe pas de relation simple dans le cas d'un milieu de permittivité non homogène. Cependant, les valeurs des selfs restent inchangées si le milieu présente une perméabilité identique à celle du vide. Ce qui entraîne donc dans ce cas : $[L] = [L_0]$.

Ainsi, il est nécessaire de calculer dans un premier temps la matrice capacité dans le vide $[C_0]$, suivant la méthode précédemment décrite, puis, dans un second temps, d'en déduire la matrice self dans le vide $[L_0]$. La matrice $[L]$ sera ensuite prise comme étant égale à la matrice $[L_0]$.

III - Validation du modèle

1 - Modélisation d'une piste seule

a - Démarche

Afin de valider notre modèle théorie des lignes pour notre carte qui présente différentes discontinuités, nous nous sommes d'abord attachés à l'étude du cas simple d'une piste unique au-dessus d'un plan de masse. Dans cette configuration, les seuls paramètres qui interviennent sont les paramètres propres de la piste. Par ailleurs, les pertes diélectriques et métalliques seront considérées comme négligeables, compte tenu de la structure que nous étudions. Les deux figures qui suivent détaillent les dimensions de la carte d'étude :

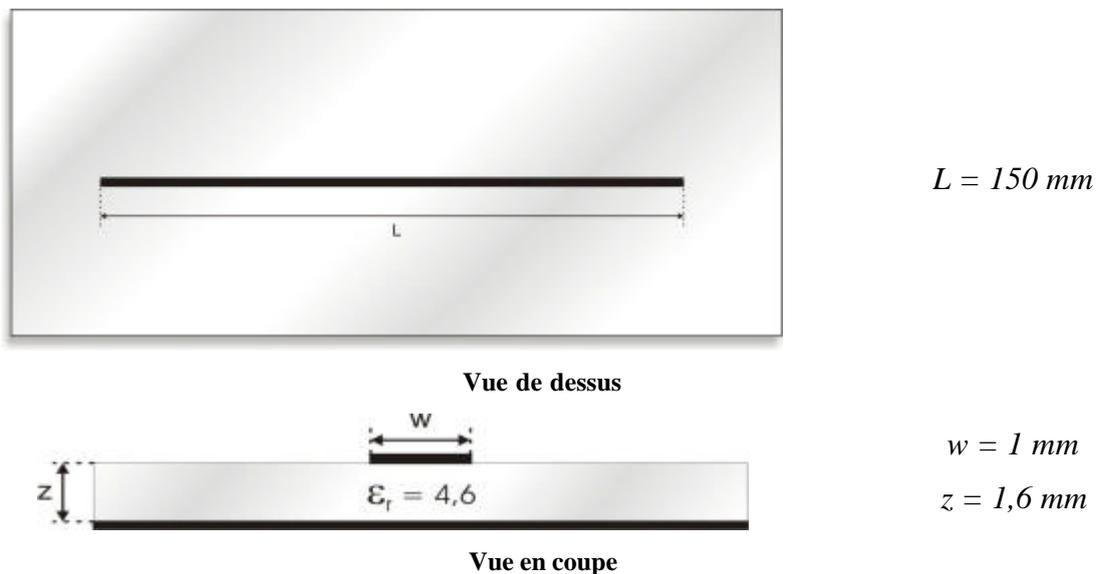


Fig. 3-28 : Carte avec une seule piste

b - Discrétisation des équations

En présence d'une seule piste, les équations de la théorie des lignes s'écrivent :

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial z} V(z, t) + L \frac{\partial}{\partial t} I(z, t) = 0 \\ \frac{\partial}{\partial z} I(z, t) + C \frac{\partial}{\partial t} V(z, t) = 0 \end{cases}$$

Où L et C sont respectivement l'inductance propre et la capacité propre de la piste.

La discrétisation de ces équations grâce à un développement en séries de Taylor nous conduit aux relations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{V_{k+1}^{n+1} - V_k^{n+1}}{\Delta z} + L \frac{I_k^{n+\frac{3}{2}} - I_k^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta t} = 0 \\ \frac{I_k^{n+\frac{1}{2}} - I_k^{n-\frac{1}{2}}}{\Delta z} + C \frac{V_k^{n+1} - V_k^n}{\Delta t} = 0 \end{cases}$$

Où n est l'indice du temps et k celui de l'espace.

Avec ce formalisme, compte tenu du découpage en cellules élémentaires, les courants et les tensions sont décalés spatialement d'une demi-cellule :

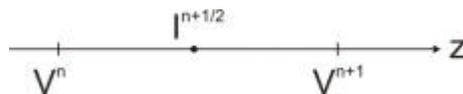


Fig. 3-29 : Discrétisation spatiale de la tension et du courant

On obtient alors une équation qui donne le courant et une autre qui donne la tension :

$$\begin{cases} I_k^{n+\frac{3}{2}} = I_k^{n+\frac{1}{2}} - \mathbf{g}_I (V_{k+1}^{n+1} - V_k^{n+1}) \\ V_k^{n+1} = V_k^n - \mathbf{g}_V \left(I_k^{n+\frac{1}{2}} - I_{k-1}^{n+\frac{1}{2}} \right) \end{cases}$$

Avec :

$$\mathbf{g}_1 = \frac{1}{L} \cdot \frac{\Delta t}{\Delta z}$$

$$\mathbf{g}_2 = \frac{1}{C} \cdot \frac{\Delta t}{\Delta z}$$

Les extrémités de la piste bénéficient d'un traitement particulier de manière à pouvoir alimenter la structure. Les cellules élémentaires aux extrémités peuvent être représentées par le schéma suivant :

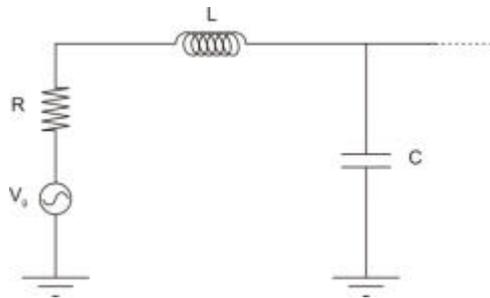


Fig. 3-30 : Cellule élémentaire pour l'alimentation d'une piste

Où R est la résistance de charge à l'extrémité de la piste et V_g est la tension d'alimentation.

Dans ce cas, il est nécessaire d'introduire R et V_g au sein de l'équation du courant pour les cellules de début et de fin :

$$\frac{\Delta V}{\Delta z} + L \frac{\Delta I}{\Delta t} + \frac{R \cdot I}{\Delta z} + \frac{V_g}{\Delta z} = 0$$

Soit sous forme discrétisée :

$$\frac{V_{k+1}^{n+1} - V_k^{n+1}}{\Delta z} + L \frac{I_k^{n+\frac{3}{2}} - I_k^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta t} + \frac{R}{\Delta z} \frac{I_k^{n+\frac{3}{2}} + I_k^{n+\frac{1}{2}}}{2} + \frac{V_g}{\Delta z} = 0$$

Ce qui donne, pour une alimentation à partir de la cellule initiale, donc avec $k = 0$:

$$I_0^{n+\frac{3}{2}} = \frac{\mathbf{g}_1}{\mathbf{g}_2} \cdot I_0^{n+\frac{1}{2}} - \frac{1}{\mathbf{g}_2 \cdot \Delta z} (V_1^{n+1} - V_0^{n+1}) - \frac{1}{\mathbf{g}_2 \cdot \Delta z} \cdot V_g$$

Avec :

$$\mathbf{g}_1 = \frac{L}{\Delta t} - \frac{R}{2 \cdot \Delta z}$$

$$\mathbf{g}_2 = \frac{L}{\Delta t} + \frac{R}{2 \cdot \Delta z}$$

Il est alors possible de modéliser la structure grâce à l'algorithme suivant :

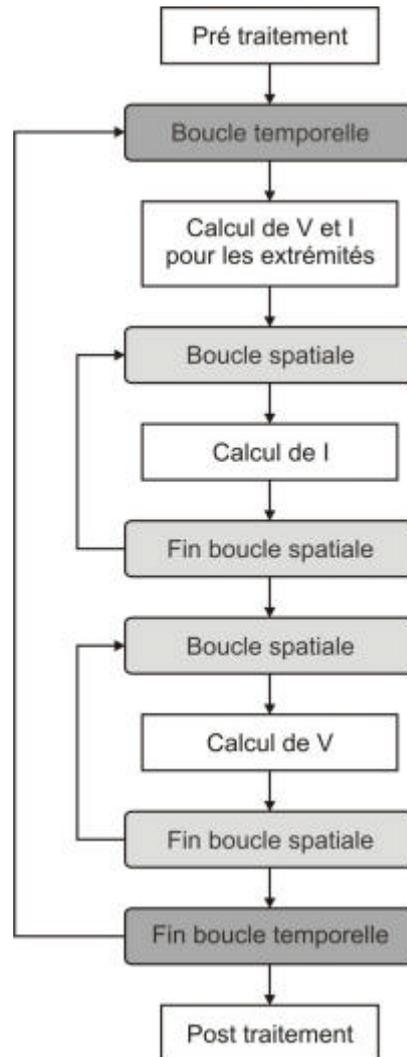


Fig. 3-31 : Algorithme théorie des lignes

c - Résultats

La piste est alimentée avec la même source de tension que pour les simulations précédentes comparant les résultats de Momentum avec ceux de Tridimo. Le programme que nous avons développé reprend le même principe que Tridimo pour décrire l'impulsion source.

La ligne est chargée par des résistances de 50 ohms à chacune de ses extrémités. Le module du courant normalisé obtenu est ici comparé avec les résultats de Tridimo dans la même configuration :

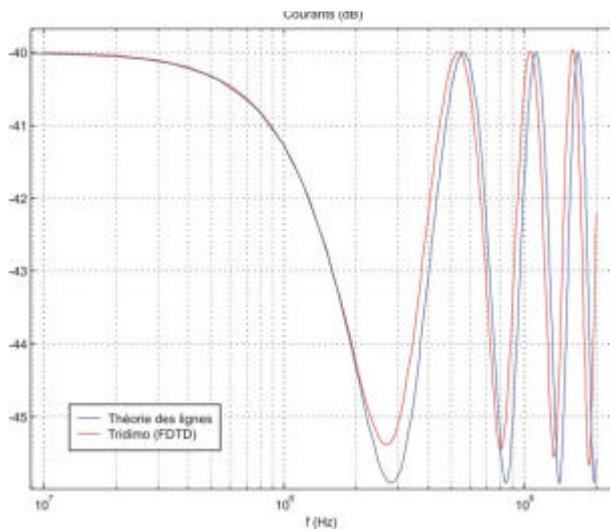


Fig. 3-32 : Module du courant normalisé observé au début de la piste

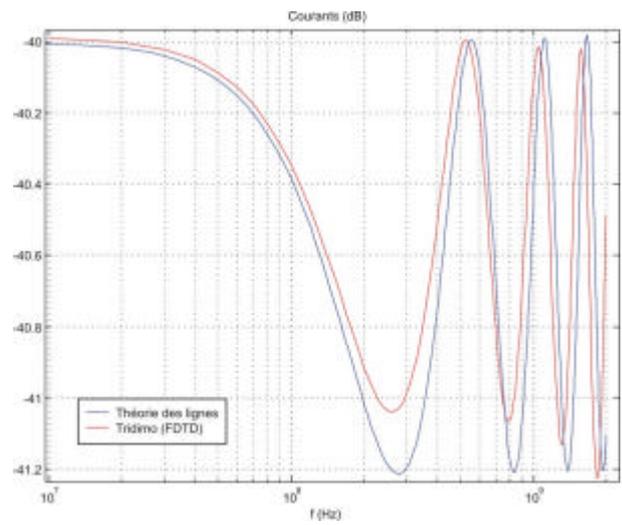


Fig. 3-33 : Module du courant normalisé observé à la fin de la piste

Les résultats sont très similaires et ne laissent apparaître qu'un léger décalage en fréquence et de légers écarts de niveau qui sont négligeables.

2 - Modélisation de deux pistes parallèles

a - Démarche

Le but de cette étude étant de modéliser le couplage entre deux pistes, nous allons étendre la modélisation présentée précédemment à la modélisation de deux pistes parallèles. Ces deux pistes se trouvent au-dessus d'un plan de masse et sont séparées de celui-ci par un diélectrique. La longueur retenue pour les deux pistes est la même que celle retenue pour le cas précédent. L'illustration qui suit présente les dimensions transversales du système :

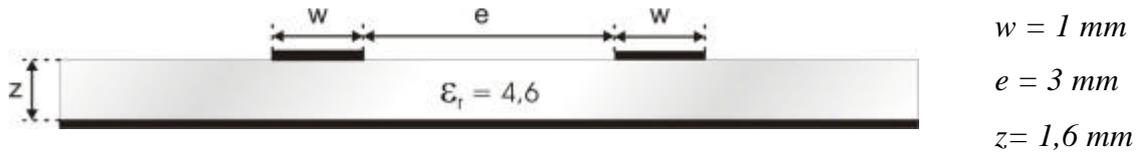


Fig. 3.8 : carte avec deux pistes parallèles vue en coupe

b - Discrétisation des équations – Forme matricielle

La prise en compte du couplage entre les pistes fait intervenir les paramètres mutuels des pistes. Ces derniers sont incorporés aux matrices des paramètres linéiques. Les équations des lignes s'écrivent alors sous la forme d'un système matriciel :

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial z} V + L \frac{\partial}{\partial t} I = 0 \\ \frac{\partial}{\partial z} I + C \frac{\partial}{\partial t} V = 0 \end{cases}$$

Où :

$$V = \begin{bmatrix} V_1(z, t) \\ V_2(z, t) \end{bmatrix} \text{ et } I = \begin{bmatrix} I_1(z, t) \\ I_2(z, t) \end{bmatrix} \text{ représentent les tensions et courants sur chaque piste.}$$

$$L = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{12} & L_{22} \end{bmatrix} \text{ et } C = \begin{bmatrix} C_{11} + C_{12} & -C_{12} \\ -C_{12} & C_{22} + C_{12} \end{bmatrix} \text{ représentent les paramètres linéiques de la ligne.}$$

De même que lorsqu'il n'y a qu'une seule piste, il est possible de discrétiser ce système. Ceci nous conduit aux relations suivantes :

$$\begin{cases} I_k^{n+\frac{3}{2}} = I_k^{n+\frac{1}{2}} - \mathbf{g}_I (V_{k+1}^{n+1} - V_k^{n+1}) \\ V_k^{n+1} = V_k^n - \mathbf{g}_V \left(I_k^{n+\frac{1}{2}} - I_{k-1}^{n+\frac{1}{2}} \right) \end{cases}$$

Où cette fois-ci \mathbf{g}_I et \mathbf{g}_V sont des matrices 2×2 qui valent :

$$\mathbf{g}_I = L^{-1} \cdot \frac{\Delta t}{\Delta z}$$

$$\mathbf{g}_V = C^{-1} \cdot \frac{\Delta t}{\Delta z}$$

De même, pour le cas particulier des extrémités des pistes, les équations prennent une forme matricielle :

$$I_k^{n+\frac{3}{2}} = \frac{\mathbf{g}_1}{\mathbf{g}_2} \cdot I_k^{n+\frac{1}{2}} - \frac{1}{\mathbf{g}_2 \cdot \Delta z} (V_{k+1}^{n+1} - V_k^{n+1}) - \frac{1}{\mathbf{g}_2 \cdot \Delta z} \cdot V_g$$

Où :

$$V_g = \begin{bmatrix} V_{g1}(z, t) \\ V_{g2}(z, t) \end{bmatrix} \text{ représente les sources d'alimentation en tension.}$$

Et où, désormais, \mathbf{g}_1 et \mathbf{g}_2 sont des matrices 2×2 :

$$\mathbf{g}_1 = L \cdot \frac{1}{\Delta t} - R_{ch} \cdot \frac{1}{2 \cdot \Delta z}$$

$$\mathbf{g}_2 = L \cdot \frac{1}{\Delta t} + R_{ch} \cdot \frac{1}{2 \cdot \Delta z}$$

Avec :

$$R_{ch} = \begin{bmatrix} r_{ch1} & 0 \\ 0 & r_{ch2} \end{bmatrix} \text{ qui représente les résistances de charge aux extrémités des deux conducteurs.}$$

Finalement, l'algorithme général permettant de simuler cette structure à deux pistes parallèles sera donc le même que celui que nous avons établi pour une seule piste. En effet, la seule différence au niveau du formalisme réside dans le fait que les équations ont maintenant une allure matricielle.

c - Résultats

La structure est alimentée en tension à l'extrémité de la piste 1 par le même signal gaussien que la piste seule, elle constitue la piste « perturbatrice ». La piste 2 est alors considérée comme la piste « victime ». La comparaison avec Tridimo, lorsque toutes les extrémités sont chargées par des résistances de 50 ohms, donne les résultats suivants :

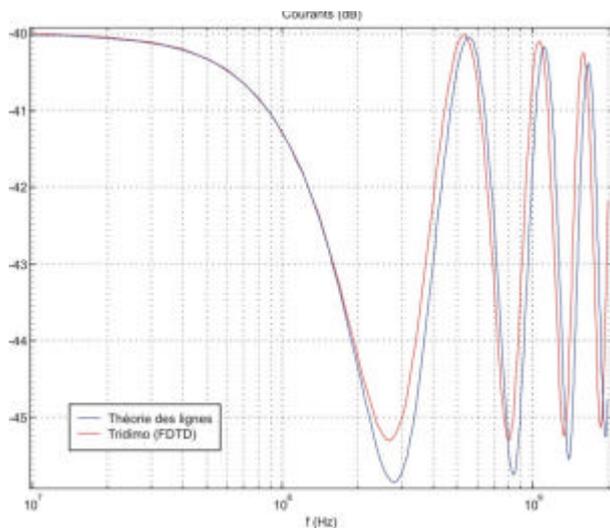


Fig. 3-34 : Module du courant normalisé observé au début de la piste 1

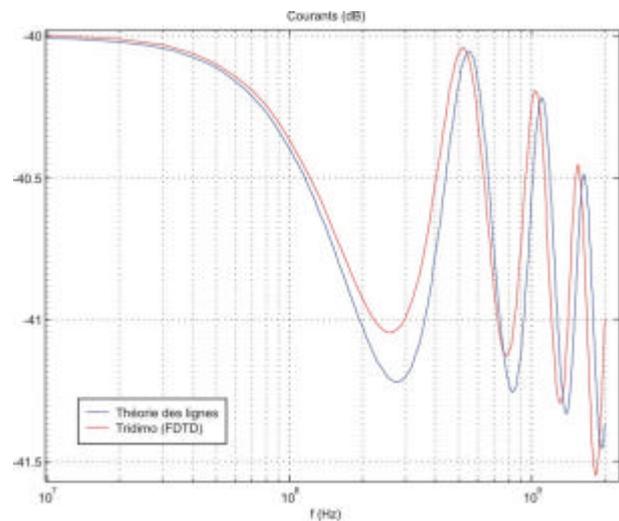


Fig. 3-35 : Module du courant normalisé observé à la fin de la piste 1

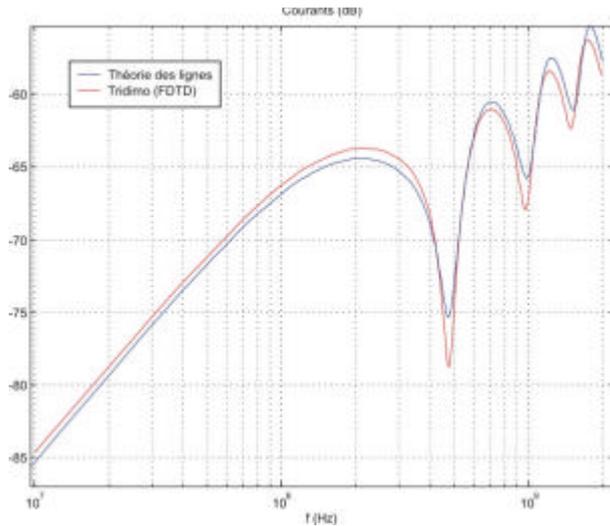


Fig. 3-36 : Module du courant normalisé observé au début de la piste 2

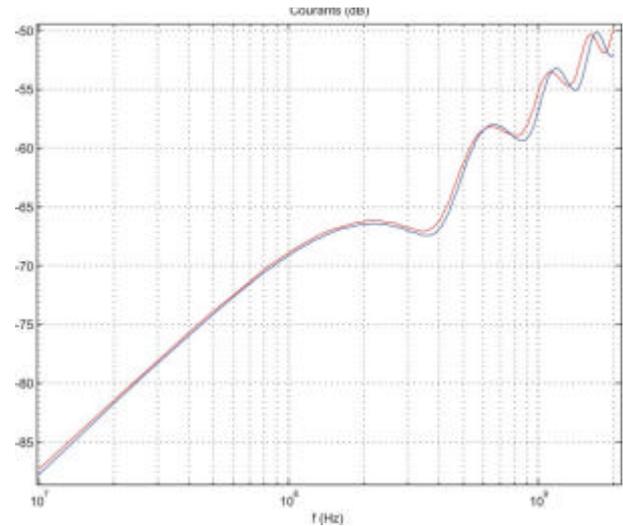


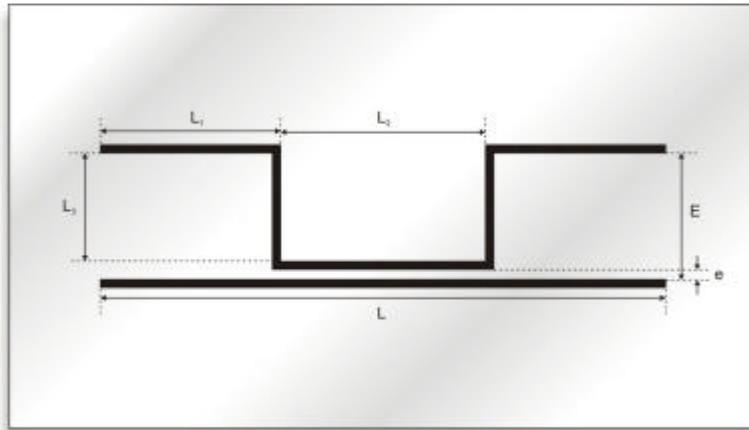
Fig. 3-37 : Module du courant normalisé observé à la fin de la piste 2

Les courbes sont très similaires. Il y a peu de décalage en fréquence. Parfois, les niveaux diffèrent mais, compte tenu de l'échelle, ces écarts sont négligeables.

3 - Modélisation de deux pistes avec des discontinuités

a - Démarche

Nous avons vu précédemment comment mettre en place la modélisation d'une ou de deux pistes couplées grâce à la théorie des lignes. Ce qui nous intéresse est de modéliser deux pistes présentant des discontinuités. La carte de référence que nous avons utilisée nous permet d'illustrer ce cas. Les deux figures suivantes rappellent les dimensions de la structure :



$$L = 150 \text{ mm}$$

$$L_1 = 40 \text{ mm}$$

$$L_2 = 72 \text{ mm}$$

$$L_3 = 56 \text{ mm}$$

$$E = 60 \text{ mm}$$

$$e = 3 \text{ mm}$$

Fig. 3-38 : Dimensions de la carte de test vue de dessus



$$w = 1 \text{ mm}$$

$$z = 1,6 \text{ mm}$$

Fig. 3-39 : Dimensions de la carte de test vue en coupe

b - Couplage des méthodes de modélisation

Nous allons montrer qu'il est possible de modéliser cette structure complexe en couplant les deux formes de modélisations que nous avons déjà présentées : modélisation d'une piste seule et modélisation de deux pistes parallèles. Pour ce faire, il est possible de décomposer spatialement la propagation des signaux le long des pistes. En effet, tout au long de leur parcours sur les pistes, les signaux ne sont pas soumis aux mêmes contraintes. Suivant le tronçon de piste où ils se trouvent, il est possible de plus ou moins négliger la perturbation qu'engendre une piste sur l'autre. Le schéma suivant présente une décomposition des pistes en un ensemble de tronçons de pistes :

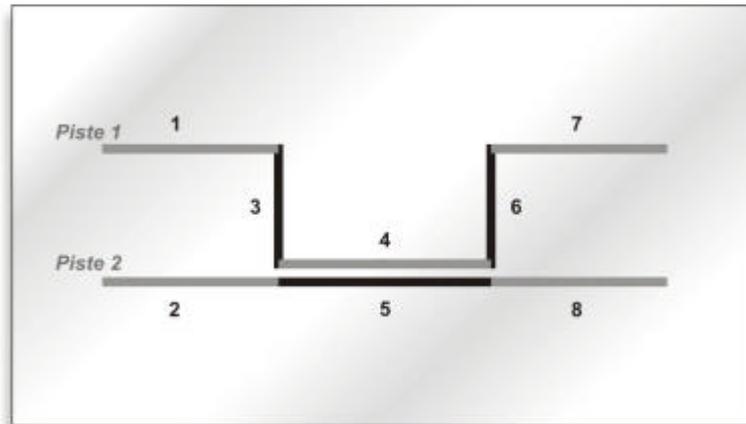


Fig. 3-40 : Les tronçons de pistes remarquables

Sur les couples de tronçons (1,2), (4,5) et (7,8), les pistes sont parallèles. Il y a donc une influence non négligeable d'une piste sur l'autre et cette influence dépend essentiellement de leur écartement. La méthode de modélisation des deux pistes parallèles doit alors être appliquée avec les paramètres linéiques adéquats. Par contre, pour les tronçons 3 et 6, l'influence de la piste 1 sur la piste 2 peut être considérée comme négligeable car elles sont perpendiculaires. Ici la méthode de modélisation d'une piste seule peut être appliquée et uniquement les paramètres propres de la piste 1 seront nécessaires.

Ainsi, trois configurations peuvent être isolées :

- Configuration 1 : les deux pistes sont parallèles et relativement éloignées.
- Configuration 2 : les deux pistes sont perpendiculaires.
- Configuration 3 : les deux pistes sont parallèles et relativement proches.

Le principal problème avec cette modélisation globale provient du raccord à faire au niveau des coudes. En effet, pour chaque itération temporelle, lors du calcul spatial, les signaux aux bouts de chaque tronçon doivent être mis à jour en fonction de la configuration des pistes. Par exemple, au niveau de la fin du tronçon 2, le calcul spatial des signaux sur le tronçon 5 doit être mis en attente, le temps que le calcul spatial sur le tronçon 3 se fasse. Ceci entraîne des changements dans l'algorithme que nous utilisons pour les deux modélisations simples précédentes. Il prend alors la forme suivante où apparaissent les calculs pour les différentes configurations ainsi que les différents reports de valeurs des signaux :

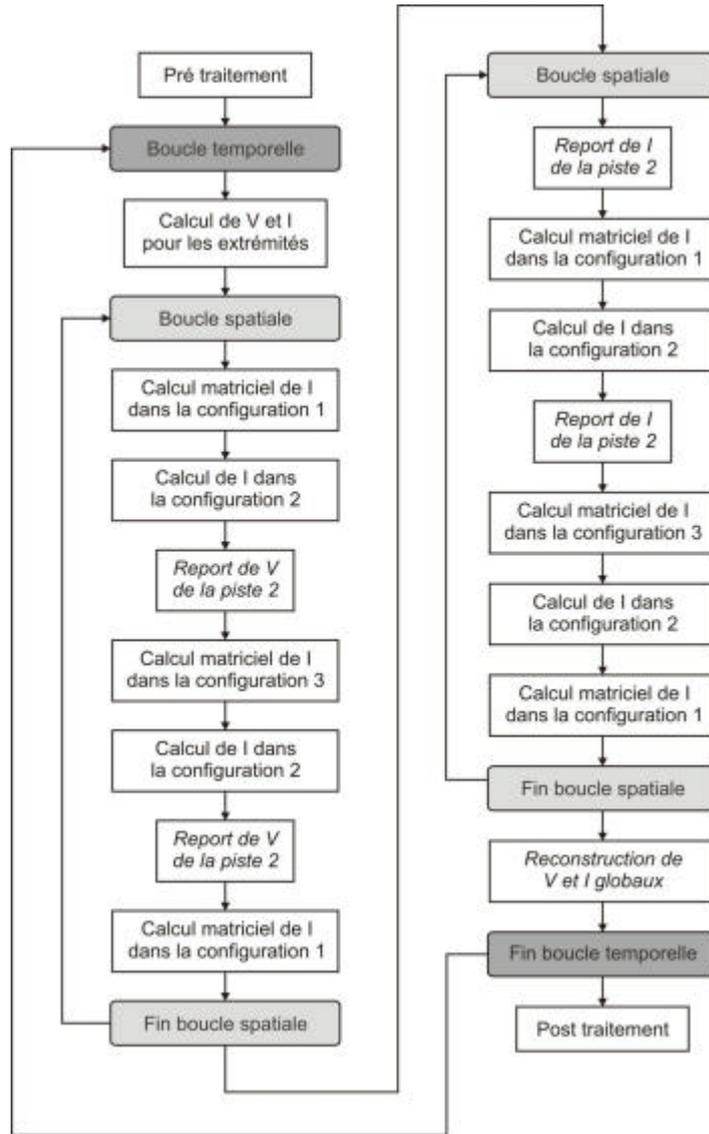


Fig. 3-41 : Algorithme pour gérer les discontinuités

c - Validation

Comme précédemment, en vue de valider notre modèle, plusieurs simulations comparatives ont été réalisées jusqu'à la fréquence de 2 GHz. De manière à montrer le bon fonctionnement de notre modèle, nous avons comparé les résultats issus de notre modélisation avec les résultats théoriques de Tridimo. Puis, afin de montrer la limitation en fréquence de notre principe nous avons comparé ses résultats avec des mesures à des fréquences plus élevées et qui se rapprochent de la limite de validité de la théorie des lignes.

i - Résultats

La piste 1 est alimentée en tension par une gaussienne. Toutes les extrémités des pistes sont chargées par des résistances de 50 ohms :



Fig. 3.8 : configuration de test numéro 1

Les résultats que nous avons obtenus sont comparés avec ceux que donne le logiciel FDTD Tridimo.

Les figures qui suivent représentent les signaux normalisés aux extrémités des deux pistes :

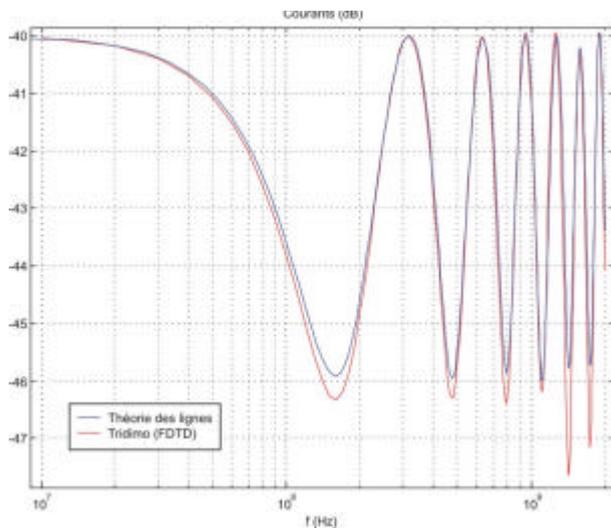


Fig. 3-42 : Module du courant normalisé au début de la piste 1

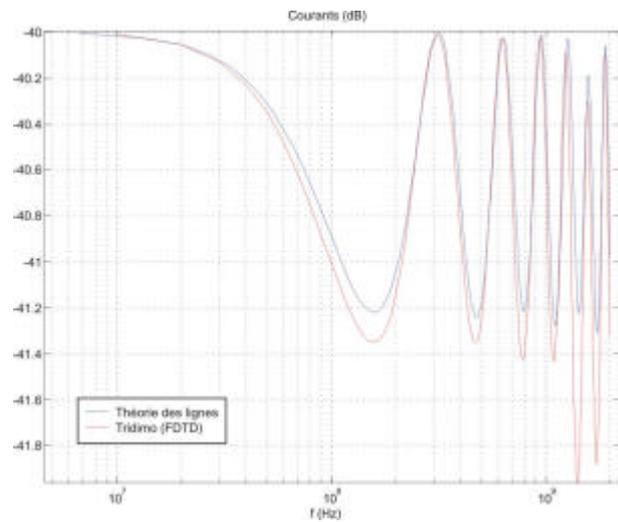


Fig. 3-43 : Module du courant normalisé à la fin de la piste 1

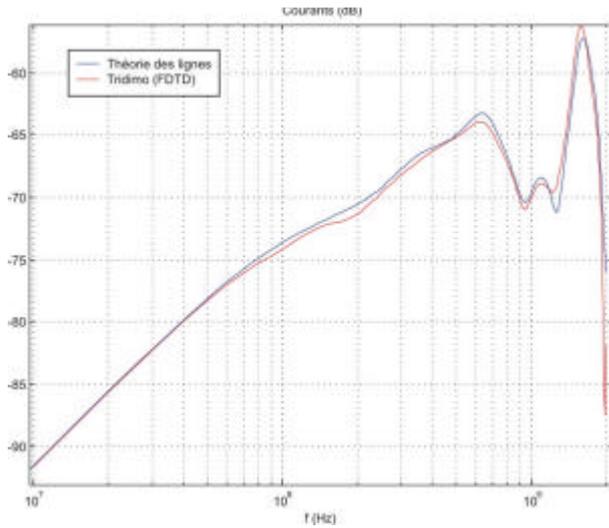


Fig. 3-44 : Module du courant normalisé au début de la piste 2

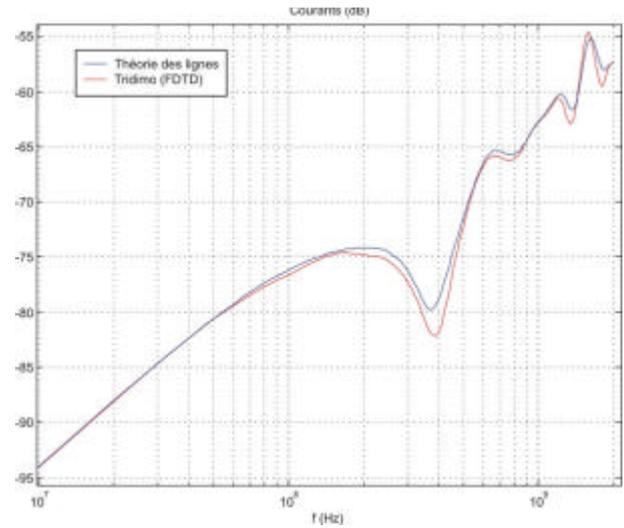


Fig. 3-45 : Module du courant normalisé à la fin de la piste 2

Sachant que les ports de notre structure sont numérotés de la manière suivante :



Fig. 3-46 : Numérotation des ports

Les courbes qui suivent permettent de comparer les paramètres S de la structure obtenus avec Tridimo et avec notre formalisme :

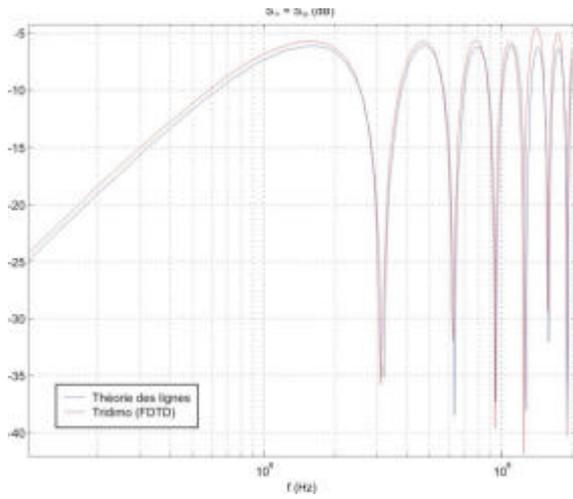


Fig. 3-47 : Module des paramètres S_{11} et S_{33}

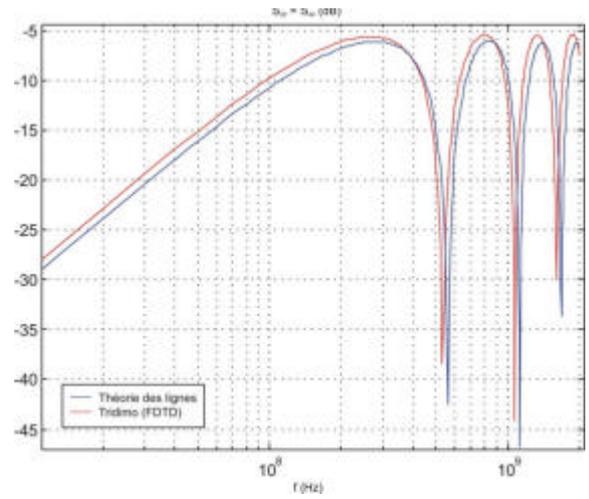


Fig. 3-48 : Module des paramètres S_{22} et S_{44}

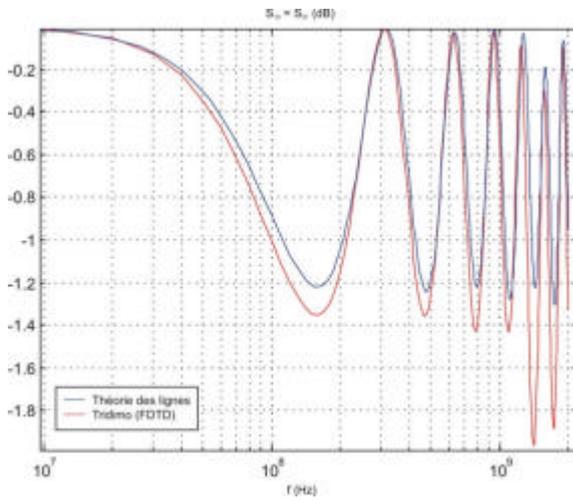


Fig. 3-49 : Module des paramètres S_{13} et S_{31}

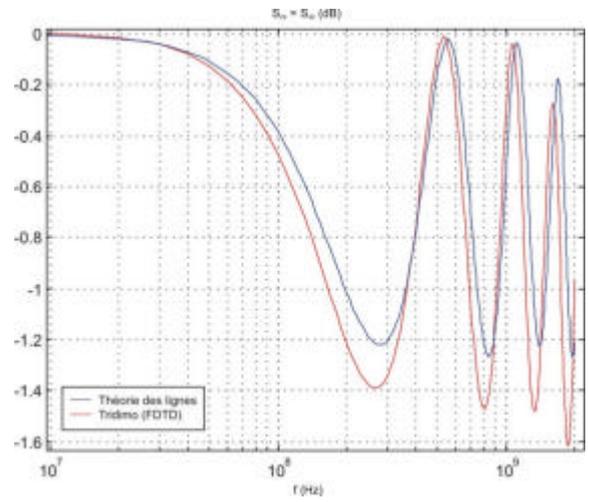


Fig. 3-50 : Module des paramètres S_{24} et S_{42}

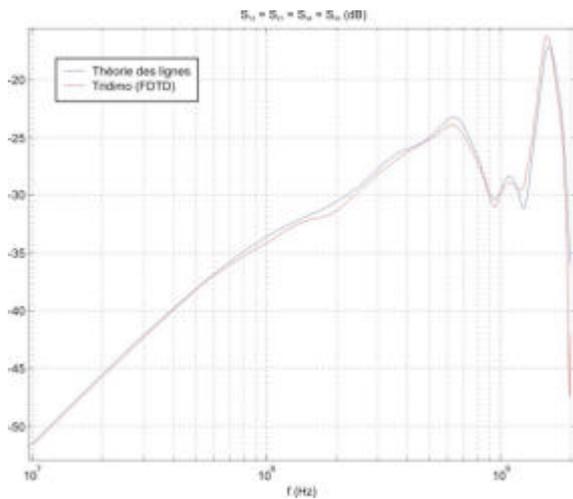


Fig. 3-51 : Module des paramètres S_{12} , S_{21} , S_{34} et S_{43}

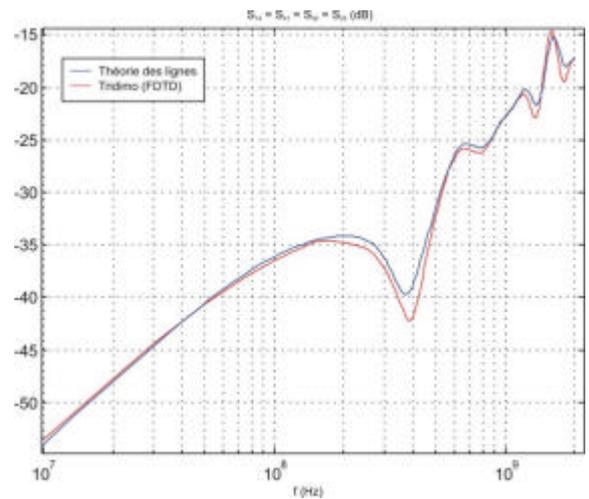


Fig. 3-52 : Module des paramètres S_{14} , S_{41} , S_{23} et S_{32}

ii - Limite de validité

En reprenant les mêmes conditions qu'au paragraphe précédent, nous avons effectué de nouvelles simulations jusqu'à la fréquence maximale de 15GHz . La limite théorique de la théorie des lignes pour notre dispositif est de l'ordre de 10GHz .

Les graphiques suivant montrent comment les paramètres S calculés à l'aide de notre formalisme commencent à s'altérer par rapport à la mesure lorsque l'on monte en fréquence. Le premier graphique, ci-dessous, présente l'évolution du module du paramètre de couplage S_{21} qui souffre d'un décalage en fréquence et d'une baisse de son niveau :

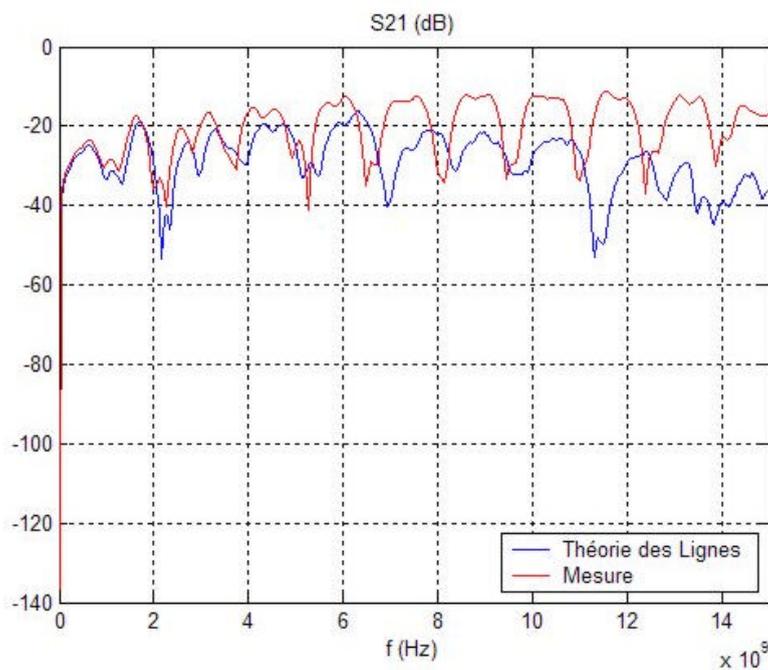


Fig. 3-53 : Module du paramètre S_{21} jusqu'à 15GHz

On peut observer une dégradation globale de l'allure de la courbe par rapport à la courbe pratique lors de la montée en fréquence. Le décalage en fréquence se fait vers le haut et de quelques centaines de MHz . La différence de niveau avec la courbe théorique dépasse les 15dB à 15GHz .

Le second graphique présente la courbe du paramètre de réflexion sur le port 1 S_{11} par rapport à la mesure. Le décalage en fréquence que l'on observe est déjà important à la fréquence de $4GHz$:

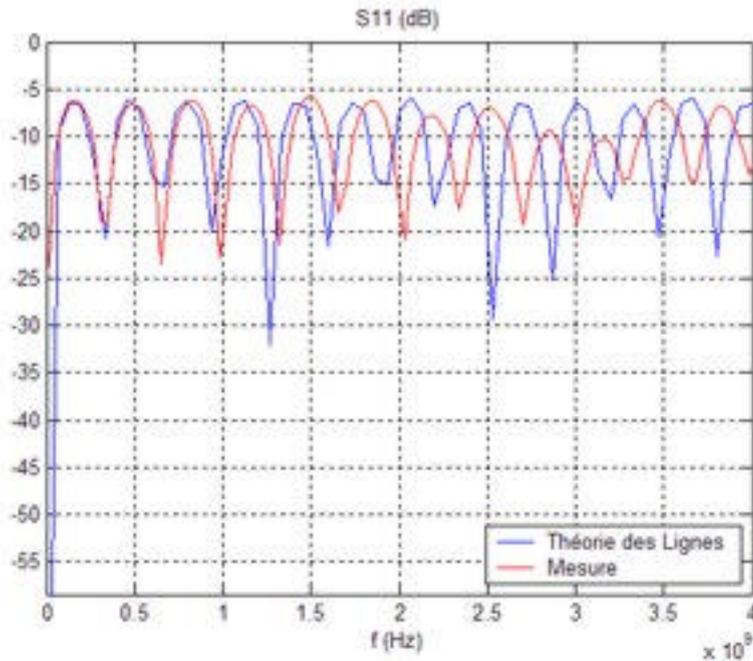


Fig. 3-54 : Module du paramètre S_{11} jusqu'à $4GHz$

A $4GHz$, le décalage en fréquence est de l'ordre de $400MHz$. Par contre, le niveau reste très proche de la pratique avec, au pire, seulement quelques dB d'écart.

4 - Conclusion sur la validation

La modélisation que nous avons proposée présente donc de bons résultats tant que l'on se place dans la plage de fréquence de validité. La montée en fréquence est particulièrement à prendre en compte pour l'analyse des paramètres S . Nos essais ont montrés que son impact reste modéré jusqu'à environ $5GHz$ dans notre cas, ce qui est bien entendu inférieure à la limite de validité de la théorie des lignes. Ceci est dû à l'absence de prise en compte du rayonnement des coudes. Notre formalisme, malgré ses approximations, permet donc d'étudier tout de même notre système sur une bande de fréquence assez large.

IV - Etude paramétrique

Notre méthode ayant été validée aux paragraphes précédents, nous proposons au cours des paragraphes suivants une étude paramétrique de notre carte de test. Ceci nous permet de montrer qu'il est possible de réaliser une telle étude de manière précise et beaucoup plus rapide qu'avec les moyens d'analyse théorique dont nous disposons.

1 - Démarche

L'étude paramétrique que nous proposons porte sur les zones de couplage de la carte de test. D'une part, nous avons fait varier la distance E qui sépare les pistes parallèles les plus éloignées, donc les moins couplées. Et, d'autre part, nous avons fait varier la distance e qui sépare les pistes parallèles les plus proches, donc les plus couplées. Pour chaque configuration, nous observerons l'évolution du paramètre S_{21} . La figure suivante précise ces paramètres et leur valeur initiale :

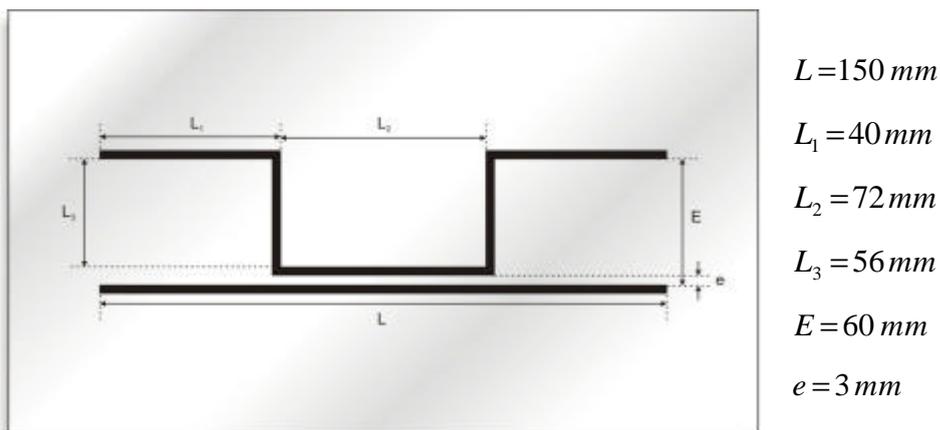


Fig. 3-55 : Paramétrage de E et e

Dans un premier temps, tout en conservant la valeur d'origine de e , nous diminuerons la valeur de E jusqu'à se placer dans le cas où les deux pistes sont parallèles et espacées de e . Ceci nous permettra d'évaluer l'impact de la zone de couplage faible sur le couplage global. Dans un second temps, en gardant E à sa valeur d'origine, nous augmenterons la distance e jusqu'à obtenir une configuration où les pistes sont parallèles et espacées de E . Ce paramétrage nous permettra d'appréhender l'influence de la zone de couplage fort sur le paramètre S_{21} .

2 - Résultats

a - Paramétrage de la zone de couplage faible

L'étude paramétrique repose ici sur la variation de la distance E . Sa variation se fait de sa valeur d'origine, 6cm , à la valeur limite de 3mm . Pour cette dernière, les pistes sont parallèles.

Nous obtenons l'évolution du paramètre S_{21} suivante :



Fig. 3-56 : Module du paramètre S_{21} en fonction de la distance E

Aux basses fréquences, on observe dans tout les cas une pente classique de $20dB$ par décade. Pour une fréquence fixe dans cette plage de fréquence, la variation du niveau de couplage en fonction de la distance E est la suivante :

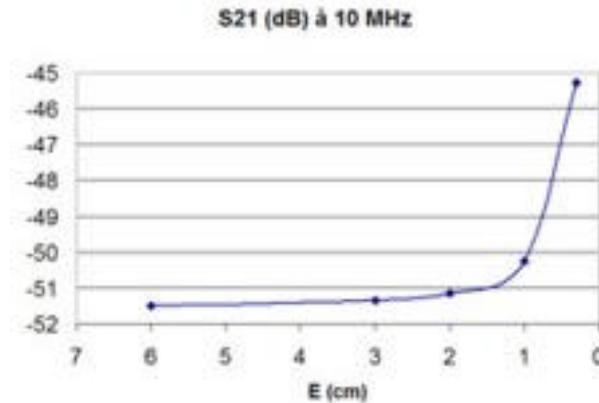


Fig. 3-57 : Module du paramètre S_{21} à 10 MHz en fonction de la distance E

Bien entendu, le couplage augmente lorsque les pistes se rapprochent. Cette augmentation est très faible tant que les pistes restent assez éloignées, jusqu'à $1cm$ environ, l'écart dépasse à peine le décibel. En deçà, on observe une augmentation nettement plus brutale du couplage, qui atteint une variation d'environ $5dB$. L'influence sur le couplage en basse fréquence de ce tronçon ne se fait donc qu'en zone très proche.

Aux hautes fréquences, la configuration où les pistes sont parallèles nous sert de repère. On peut observer les anti-résonances aux fréquences correspondant aux multiples de $l/2$. Le creux très marqué que l'on peut observer à $475MHz$ avec des pistes parallèles correspond à une zone où la transmission est très forte et où le couplage est donc très faible. Cette anti-résonance tend à disparaître lorsque E augmente du fait de l'éloignement engendré et de l'allongement de la piste perturbatrice. Il semble qu'il subsiste un minimum de couplage autour de $1,2GHz$ et un maximum autour de $1,6GHz$ quelque soit la configuration.

b - Paramétrage de la zone de couplage fort

L'étude paramétrique repose ici sur la variation de la distance e . Sa variation se fait de sa valeur d'origine, 3mm , à la valeur limite de 6cm . Pour cette dernière, les pistes sont parallèles.

Nous obtenons l'évolution du paramètre S_{21} suivante :

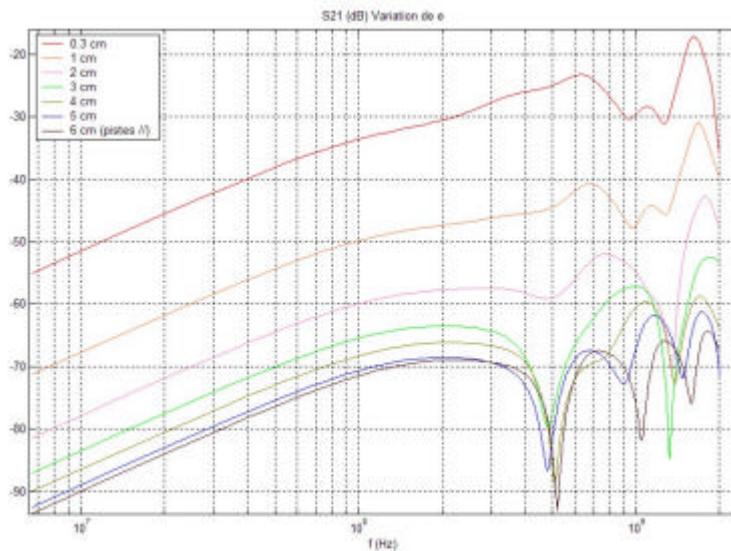


Fig. 3-58 : Module du paramètre S_{21} en fonction de la distance e

Comme précédemment, on observe dans tout les cas une pente de 20dB par décade pour les basses fréquences. A fréquence fixe, la variation du niveau de couplage en fonction de la distance e est la suivante :

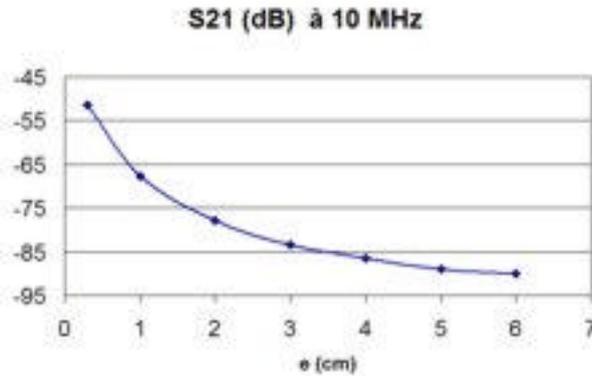


Fig. 3-59 : Module du paramètre S_{21} à 10 MHz en fonction de la distance e

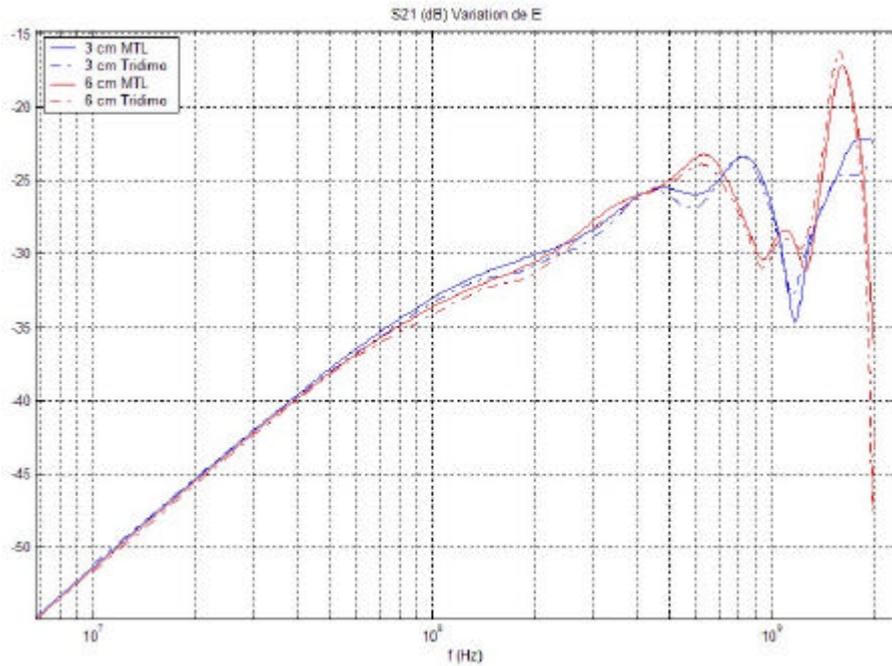
Le couplage diminue à mesure que l'on augmente l'espace e . Ceci semble tout à fait normal. Cependant, par rapport au paramètre E , l'influence en basse fréquence de la distance e est beaucoup plus progressive, même si l'écart entre le maximum et le minimum est nettement plus élevé, de l'ordre de $50dB$.

Aux hautes fréquences, on observe toujours les anti-résonances aux fréquences correspondant à des multiples de $1/2$ pour la configuration où les pistes sont parallèles. A mesure que les pistes s'éloignent, ces anti-résonances apparaissent. En position initiale, seuls le minimum à $1,2GHz$ et le maximum à $1,6GHz$ étaient vraiment notables.

3 - Conclusion sur l'analyse paramétrique

Cette étude montre qu'il est possible grâce à notre formalisme de mettre en évidence l'impact que peut avoir l'écart entre les pistes de notre carte de test.

Cette étude fournit des résultats fiables tout en offrant un gain de temps et de place mémoire. En effet, la comparaison avec un logiciel théorique comme Tridimo met en évidence ces deux points. Par exemple, pour donner un ordre d'idée de ce gain, le tableau suivant présente les temps de calculs et l'espace mémoire nécessaires au déroulement des simulations avec Tridimo et avec notre formalisme pour comparer deux courbes de paramètres S :



	Temps de calcul	Mémoire
Tridimo (FDTD)	9600 secondes sur NEC SX5 (Idris) 27720 secondes sur PC (AMD Athlon 1700+)	288 Mo
Théorie des lignes	720 secondes sur PC (AMD Athlon 1700+)	3,4 Mo

Fig. 3-60 : Comparaison de temps de calcul et de place mémoire

Pour des résultats très comparables, notre formalisme offre donc un net avantage en matière de temps de calcul et d'espace mémoire occupé. Par ailleurs, la modélisation des pistes est aussi beaucoup plus aisée car elle n'implique pas de mailler l'ensemble de la surface des pistes. Le logiciel que nous avons développé se présente donc comme un excellent outil numérique pour l'ingénieur car il est exploitable sur un ordinateur personnel et offre de très bons résultats tant que la limite de validité n'est pas franchie.

Conclusion

Ce troisième chapitre nous a permis d'exposer la seconde thématique abordée au cours de nos travaux de recherche. En effet, nous avons traité un problème de modélisation numérique des pistes d'une carte électronique pour évaluer leur couplage. L'objectif était de proposer une démarche pour simuler une carte présentant des pistes à méandres et calculer rapidement le couplage entre ces pistes.

Au sein de ce chapitre, nous avons défini dans un premier temps les modes de couplage et la manière d'évaluer le couplage.

Dans un second temps, nous avons présenté la carte de test à modéliser. Nous avons effectué des simulations avec un logiciel du commerce, ADS-Momentum et nous avons effectué un ensemble de mesures des paramètres S de la carte. Tous ces résultats ont été comparés à ceux issus du logiciel Tridimo du laboratoire qui est basé sur la méthode rigoureuse des différences finies dans le domaine temporel. Les excellents résultats obtenus nous ont permis de valider notre méthode pour calculer le couplage entre les pistes.

Enfin, nous avons présenté notre modèle basé sur la théorie des lignes. Après avoir décrit cette méthode numérique pour calculer le courant et la tension sur les pistes, nous avons expliqué comment calculer les paramètres linéiques indispensables à l'application de cette méthode. Ensuite, nous avons validé notre modèle en procédant étape par étape jusqu'à modéliser la carte complète. Les résultats que nous avons obtenus sont bons. Nous avons aussi cherché à montrer les limitations en fréquence de notre formalisme. Il atteint ses limites avant celles de la théorie des lignes à cause du phénomène de rayonnement des coudes qui est occulté par notre méthode.

Ayant validé notre modèle, nous avons montré qu'une étude paramétrique complète est réalisable avec celui-ci. Cette étude a prouvé les performances de notre méthode car elle s'est

montrée rapide et peu gourmande en espace mémoire tout en offrant une très bonne adéquation avec la théorie.

Notre programme permet donc de calculer le couplage entre des pistes présentant des méandres malgré de nombreuses approximations. Nous avons appliqué notre méthode à une carte spécifique. Or, elle peut être facilement étendue à d'autres cas, y compris à des cartes multicouches, tant qu'il reste possible d'évaluer les paramètres linéiques des pistes.

Le logiciel peut être amélioré en terme d'ergonomie, en proposant davantage d'automatisation des différentes tâches, mais aussi en développant une interface conviviale.

Conclusion générale

Ce document nous a permis d'exposer le travail que nous avons effectué au cours de notre projet de recherche. Ce travail s'inscrit dans le cadre de l'étude de cartes électroniques du point de vue de la compatibilité électromagnétique (CEM). La diversité de ce domaine nous a permis d'aborder des thématiques variées.

Ainsi, au cours du premier chapitre, nous avons situé le problème de l'étude des cartes de circuit imprimé dans le contexte de la CEM. Pour ce faire, nous avons abordé la manière de concevoir des cartes en prenant en compte l'aspect CEM.

Après avoir expliqué pourquoi il est aujourd'hui nécessaire de procéder à des simulations numériques des cartes à tous les niveaux de leur élaboration, nous avons détaillé les moyens numériques disponibles. En effet, nous avons évoqué les techniques de modélisation en rappelant les différentes méthodes d'analyse numérique et les logiciels dédiés à l'électromagnétisme les plus employés en CEM.

Par ailleurs, nous avons décrit comment s'effectuent les mesures et les tests sur des cartes pour vérifier leurs aptitudes en terme de CEM. Pour cela, nous avons abordé les diverses techniques de mesure et leur mise en œuvre. De plus, nous avons fourni un éventail complet des dispositifs nécessaires pour effectuer des tests d'immunité et des tests d'émission.

Ensuite, le deuxième chapitre nous a permis de décrire la première thématique sur laquelle ont porté nos travaux. En effet, le premier objectif était de mettre en place un outil de mesure capable d'évaluer le rayonnement au-dessus d'une carte électronique en zone proche. Nous avons donc, dans un premier temps, décrit les aspects théoriques de la mesure de champ électromagnétique proche et expliqué pourquoi nous avons choisi la méthode directe à détection passive dite méthode « surface scan ».

Cette technique fait appel à des sondes électromagnétiques dont la calibration est le problème majeur dans la mise en place du banc de mesure. Cette problématique a d'ailleurs fait l'objet d'un large développement où ont été présentés les résultats de la calibration que nous avons effectuée.

De manière à évaluer notre système, nous avons utilisé le banc de mesure pour établir des cartographies des différentes composantes du champ électromagnétique au-dessus d'une carte électronique de test. Les résultats sont très encourageants et montrent que notre dispositif permet d'obtenir une bonne appréciation du rayonnement électromagnétique d'une carte.

Puis, dans le troisième et dernier chapitre, nous avons abordé l'autre thématique traitée au cours de nos travaux. Elle porte sur l'aspect numérique de la CEM des cartes électroniques. Le but de cette deuxième étape du projet de recherche était de développer un logiciel, utile pour l'ingénieur, capable de calculer le couplage entre les pistes d'une carte.

Nous avons d'abord validé notre méthode de calcul des paramètres S à partir de courants et de tensions obtenus par la simulation. Pour ce faire, nous avons développé un code Matlab qui exploite les résultats d'outils de simulations numériques. Les résultats que nous avons utilisés sont issus du logiciel Tridimo de l'équipe. Nous avons alors comparé les paramètres S obtenus à ceux issus d'un logiciel du commerce, ADS-Momentum, et à ceux issus de mesures avec un analyseur de réseau.

Une fois cette méthode validée, nous avons expliqué comment nous avons développé notre logiciel fondé sur la théorie des lignes multifilaires. Après avoir détaillé la méthode et les approximations que nous avons faites, nous avons présenté les résultats que nous avons obtenus pour la carte de test. Ils se sont avérés très concordants.

Ce projet de recherche nous a donc permis d'aborder d'une part l'aspect numérique et d'autre part l'aspect mesure de la CEM. Ceci se révèle très intéressant dans le sens où ces deux thèmes sont complémentaires et apportent une double compétence à l'équipe de recherche. En effet, le projet CEM du département OSA (Ondes et Systèmes Associés) d'XLIM (anciennement IRCOM) dispose désormais d'un banc de mesure en champ proche fonctionnel et d'un logiciel capable de calculer rapidement le couplage entre des pistes d'une carte.

Bien qu'opérationnels, ces deux outils peuvent être améliorés et ouvrir de nouveaux champs d'investigations.

En effet, le banc de mesure peut être facilement modifié pour permettre des mesures en trois dimensions. Une structure parallélépipédique dotée de moteurs pas à pas pouvant être pilotés à distance semble indiquée. Reste que la structure doit demeurer la moins perturbante possible. Par ailleurs, pour obtenir une meilleure précision des relevés de champ, les sondes pourraient faire l'objet d'études supplémentaires pour accroître leurs capacités. Par contre, ces travaux complémentaires doivent continuer à prendre en considération le cahier des charges initial qui stipule que le banc doit conserver une bonne ergonomie et un coût de développement maîtrisé.

Le logiciel peut aussi être amélioré. Effectivement, il paraît nécessaire de l'automatiser davantage pour qu'il traite tout type de pistes. La modélisation de pistes sur des cartes multicouches semble aussi à portée immédiate. Cependant, l'aspect qui apparaît le plus important est de lui fournir une interface utilisateur conviviale afin de le rendre ergonomique et qu'il puisse être exploité par des non-initiés.

Annexes

Annexe 1 : Déphasage d'une onde traversant un matériau électro-optique

Le champ électrique \vec{E} vérifie l'équation suivante :

$$\vec{D} = \mathbf{e} \cdot \vec{E}$$

Avec :

\vec{D} : champ d'excitation électrique

\mathbf{e} : permittivité

Or :

$$\mathbf{e} = \frac{1}{\mathbf{e}_0} \cdot \mathbf{h}$$

Où :

\mathbf{e}_0 : permittivité du vide

\mathbf{h} : tenseur d'imperméabilité électrique

Le tenseur d'imperméabilité \mathbf{h} dépend de la distribution de charges au sein du cristal. Cette dernière varie en fonction du champ électrique appliqué et entraîne une modification du tenseur dont les éléments de la matrice subissent la variation $\Delta \mathbf{h}_{ij}$ suivante :

$$\Delta \mathbf{h}_{ij} = \mathbf{h}_{ij}(\vec{E}) - \mathbf{h}_{ij}(\vec{0})$$

Avec :

\mathbf{h}_{ij} : élément de la matrice tenseur \mathbf{h}

$\mathbf{h}_{ij}(\vec{E})$: tenseur en présence du champ \vec{E}

Si la variation Δh_{ij} reste faible, elle peut alors s'écrire sous la forme :

$$\Delta h_{ij} = \sum_k r_{ijk} E_k$$

Où :

r_{ijk} : tenseur électro-optique (où les indices i et j sont remplacés par un seul indice n)

Les axes principaux du cristal peuvent alors être définis en écrivant l'ellipsoïde des indices en présence du champ électrique. Le retard de phase entre les axes est alors directement proportionnel au champ \vec{E} . Ainsi, toute onde lumineuse traversant le cristal subit ce déphasage.

Annexe 2 : Equation des lignes multifilaires

Première équation

Le mode TEM doit répondre aux équations de Maxwell et en particulier à la loi de Faraday :

$$\text{rot} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$$

Loi de Faraday

En appliquant la formule de Stokes, la loi de Faraday prend la forme intégrale suivante :

$$\oint_L \vec{A} \cdot d\vec{L} = \iint_S \text{rot} \vec{A} \cdot \vec{n} \, dS$$

Formule de Stokes

$$\oint_C \vec{E} \cdot d\vec{l} = -m \frac{\partial}{\partial t} \iint_S \vec{H} \cdot d\vec{S}$$

Forme intégrale de la loi de Faraday (1)

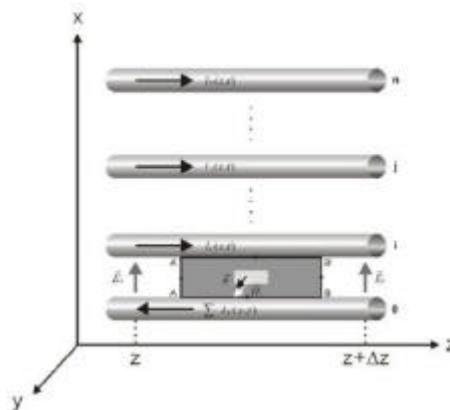


Fig. 3-61 : Contour d'intégration de la première équation des lignes

La structure considérée comporte $(n+1)$ conducteurs et le conducteur de référence porte l'indice 0.

Pour le $i^{\text{ème}}$ conducteur, on considère le contour C_i entourant la surface S_i . C_i est le contour qui s'appuie sur le conducteur i et le conducteur de référence.

L'équation (1) se décompose alors de la manière suivante :

$$\int_A^{A'} \vec{E}_t \cdot d\vec{l} + \int_{A'}^{B'} \vec{E}_z \cdot d\vec{l} + \int_{B'}^B \vec{E}_t \cdot d\vec{l} + \int_B^A \vec{E}_z \cdot d\vec{l} = m \frac{q}{qt} \iint_{S_i} \vec{H}_t \cdot \vec{n} dS \quad (2)$$

Si le conducteur i est chargé positivement et le conducteur de référence chargé négativement, les tensions s'expriment à partir du champ électrique comme suit :

$$V_i(z, t) = - \int_A^{A'} \vec{E}_t \cdot d\vec{l}$$

$$V_i(z + \Delta z, t) = - \int_B^{B'} \vec{E}_t \cdot d\vec{l}$$

Pour des conducteurs parfaits ($\sigma = \infty$), le mode est purement TEM et n'a pas de composante suivant z . Dans le cas contraire, il y a une chute de potentiel le long du conducteur, due à une composante longitudinale du champ électrique. Pour que le mode soit supposé quasi-TEM, les pertes doivent être faibles et s'expriment avec une résistance par unité de longueur et on obtient :

$$\int_{A'}^{B'} \vec{E}_z \cdot d\vec{l} = \int_{A'}^{B'} (+ \vec{E}_z) \cdot (+ \vec{u}_z) \cdot dz = r_i \Delta z \cdot I_i(z, t)$$

Par définition, le courant s'exprime à partir du champ magnétique pour un mode TEM par l'intégrale suivante :

$$I_i(z, t) = \oint_{C_i} \vec{H}_t \cdot d\vec{l}_i$$

Avec C_i , le contour entourant le conducteur i dans le plan transverse.

Or, pour un mode TEM, la somme des courants est nulle dans toute section transversale, ce qui revient à dire que le courant du conducteur de référence vaut la somme des courants des autres conducteurs mais son sens est opposé. Si cette condition est appliquée à l'équation (2) on obtient :

$$\int_B^A \vec{E}_z \cdot d\vec{l} = \int_B^A (-\vec{E}_z) \cdot (-\vec{u}_z) dz = r_0 \Delta z \cdot \sum_{k=1}^n I_k(z, t) \quad (3)$$

L'équation (3) s'écrit alors sous la forme suivante :

$$-V_i(z, t) + r_i \Delta z \cdot I_i(z, t) + V_i(z + \Delta z, t) + r_0 \Delta z \sum_{k=1}^n I_k(z, t) = \mathbf{m} \frac{\mathcal{I}}{\mathcal{I}t} \iint_{S_i} \vec{H}_i \cdot \vec{n} \times dS \quad (4)$$

En divisant les membres de l'équation (3) par Δz , et après transformation l'équation (4) peut s'écrire :

$$\frac{V_i(z + \Delta z, t) - V_i(z, t)}{\Delta z} = -r_0 (I_1(z, t) + I_2(z, t) + \dots + I_n(z, t)) - r_i I_i(z, t) + \mathbf{m} \frac{1}{\Delta z} \cdot \frac{\mathcal{I}}{\mathcal{I}t} \iint_{S_i} \vec{H}_i \cdot \vec{n} \times dS \quad (5)$$

Sur la figure ci-dessous, les courants sont comptés positivement pour les z croissant ainsi que les flux magnétiques dus à ces courants si ceux-ci sont orientés dans le sens inverse au sens trigonométrique.

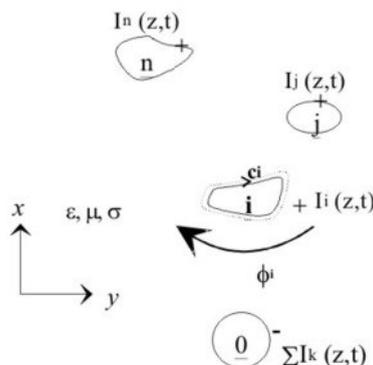


Fig. 3-62 : Définition du flux magnétique

Le flux magnétique total pénétrant la surface S_i , définie entre le conducteur i et le conducteur de référence, s'il est orienté dans le sens inverse au sens trigonométrique, a pour expression :

$$f_i = -m \lim_{\Delta z \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta z} \iint_{S_i} \vec{H}_t \cdot \vec{n} \, dS = L_{i1} I_1(z, t) + L_{i2} I_2(z, t) + \dots + L_{ii} I_i(z, t) + \dots + L_{in} I_n(z, t)$$

Pour le $i^{\text{ème}}$ conducteur, en prenant la limite pour $\Delta z \rightarrow 0$ l'équation (5) devient alors :

$$\begin{aligned} \frac{\mathcal{F}}{\mathcal{F}_z} V_i(z, t) = & -r_0 I_1(z, t) - \dots - (r_0 + r_i) I_i(z, t) - \dots - r_0 I_n(z, t) - L_{i1} \frac{\mathcal{F}}{\mathcal{F}_t} I_1(z, t) - \dots - L_{ii} \frac{\mathcal{F}}{\mathcal{F}_t} I_i(z, t) \\ & - \dots - L_{in} \frac{\mathcal{F}}{\mathcal{F}_t} I_n(z, t) \end{aligned}$$

En établissant ces équations pour les n conducteurs, la première équation des télégraphistes peut s'écrire avec une notation matricielle :

$$\frac{\mathcal{F}}{\mathcal{F}_z} [V(z, t)] = -[R] \times [I(z, t)] - [L] \times \frac{\mathcal{F}}{\mathcal{F}_t} [I(z, t)]$$

Avec les vecteurs de tension et courant :

$$V(z, t) = \begin{pmatrix} V_1(z, t) \\ V_2(z, t) \\ \vdots \\ V_n(z, t) \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad I(z, t) = \begin{pmatrix} I_1(z, t) \\ I_2(z, t) \\ \vdots \\ I_n(z, t) \end{pmatrix} \quad (6 - a) \quad (6 - b)$$

Ainsi que les matrices self $[L]$ et résistance $[R]$ définies par unité de longueur :

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & \cdots & L_{1n} \\ L_{21} & L_{22} & \cdots & L_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{n1} & L_{n2} & \cdots & L_{nn} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [R] = \begin{bmatrix} r_1 + r_0 & r_0 & \cdots & r_0 \\ r_0 & r_2 + r_0 & \cdots & r_0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_0 & r_0 & \cdots & r_n + r_0 \end{bmatrix}$$

Deuxième équation

On applique la même démarche que précédemment pour obtenir la deuxième équation des télégraphistes.

Rappelons l'équation de conservation de la charge :

$$\operatorname{div} \vec{J} + \frac{\partial \rho}{\partial t} = 0 \quad (7)$$

En appliquant le théorème d'Ostrogradsky à l'équation (7), la conservation de la charge peut s'écrire ainsi :

$$\iiint_V \operatorname{div} \vec{A} \, dV = \oiint_S \vec{A} \cdot \vec{n} \, dS$$

Théorème d'Ostrogradsky

$$\oiint_S \vec{J} \cdot \vec{n} \, dS + \frac{\partial}{\partial t} Q_{\text{int}} = 0$$

(8)

La surface S est une surface fermée entourant le volume V , comme le montre la figure ci-dessous. Elle se compose de trois surfaces, l'une est longitudinale (S_1) et les deux autres sont transverses (S_2 et S_3) :

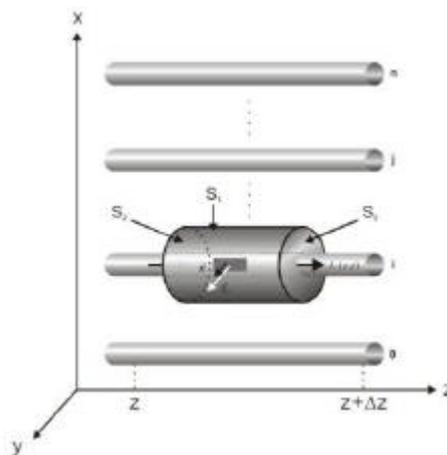


Fig. 3-63 : Définition de la surface fermée entourant le $i^{\text{ème}}$ conducteur

Pour les surfaces S_2 et S_3 nous avons les relations suivantes, \vec{n} étant la normale extérieure :

$$\iint_{S_2} \vec{J} \cdot \vec{n} \, dS = -I_i(z, t) \quad (9)$$

$$\iint_{S_3} \vec{J} \cdot \vec{n} \, dS = +I_i(z + \Delta z, t) \quad (10)$$

Pour la surface longitudinale deux types de courant sont présents lorsque le milieu considéré est homogène (ϵ , μ , σ) :

- le courant de conduction : $\vec{J}_C = \sigma \vec{E}_t$, et,

- le courant de déplacement : $\vec{J}_D = \epsilon \frac{\partial \vec{E}_t}{\partial t}$.

Avec le courant de conduction, on obtient :

$$\iint_{S_1} \vec{J}_C \cdot \vec{n} \, dS = \sigma \iint_{S_1} \vec{E}_t \cdot \vec{n} \, dS \quad (11)$$

On peut définir G_{ij} , la conductance par unité de longueur entre deux conducteurs, comme étant le rapport du courant de conduction sur la différence de potentiels qui existent entre ces deux conducteurs.

L'équation (11) devient alors :

$$\lim_{\Delta z \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta z} \iint_{S_1} \vec{J}_C \cdot \vec{n} \, dS = G_{i1}(V_i(z, t) - V_1(z, t)) + \dots + G_{in}V_i(z, t) + \dots + G_{in}(V_i(z, t) - V_n(z, t))$$

D'autre part, la loi de Gauss permet d'exprimer les charges internes à la surface S_1 :

$$Q_{\text{int}} = \epsilon \iint_{S_1} \vec{E}_t \cdot \vec{n} \, dS$$

(12)

Ces charges s'écrivent à partir des capacités définies entre deux conducteurs et par unité de longueur :

$$\lim_{\Delta z \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta z} \mathbf{e} \iint_{S1} \vec{E}_i \cdot \vec{n} \, dS = C_{i1}(V_i(z,t) - V_1(z,t)) + \dots + C_{ii}V_i(z,t) + \dots + C_{in}(V_i(z,t) - V_n(z,t))$$

En prenant la limite quand $\Delta z \rightarrow 0$ et en substituant (9), (10) divisées par Dz et avec (11) et (12), l'équation (8) devient :

$$\begin{aligned} \frac{\mathcal{I}}{\mathcal{I}z} I_i(z,t) &= G_{i1}V_1(z,t) + G_{i2}V_2(z,t) + \dots - V_i(z,t) \sum_{k=1}^n G_{ik} + \dots + G_{in}V_n(z,t) \\ &+ \frac{\mathcal{I}}{\mathcal{I}t} \left\{ C_{i1}V_1(z,t) + C_{i2}V_2(z,t) + \dots - V_i(z,t) \sum_{k=1}^n C_{ik} + \dots + C_{in}V_n(z,t) \right\} \end{aligned}$$

La deuxième équation des télégraphistes établie pour les n conducteurs s'écrit alors sous la forme matricielle suivante :

$$\frac{\mathcal{I}}{\mathcal{I}z} [I(z,t)] = -[G] \times [V(z,t)] - [C] \times \frac{\mathcal{I}}{\mathcal{I}t} [V(z,t)]$$

Avec les vecteurs tension $V(z,t)$ et courant $I(z,t)$ définis précédemment en (6 - a) et (6 - b) et les matrices $[G]$ et $[C]$, représentatives respectivement des courants de conduction et de déplacement entre les n conducteurs dans le plan transverse, telles que :

$$[C] = \begin{bmatrix} \sum_{k=1}^n C_{1k} & -C_{12} & \dots & -C_{1n} \\ -C_{12} & \sum_{k=1}^n C_{2k} & \dots & -C_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -C_{1n} & -C_{2n} & \dots & \sum_{k=1}^n C_{nk} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [G] = \begin{bmatrix} \sum_{k=1}^n g_{1k} & -g_{12} & \dots & -g_{1n} \\ -g_{12} & \sum_{k=1}^n g_{2k} & \dots & -g_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -g_{1n} & -g_{2n} & \dots & \sum_{k=1}^n g_{nk} \end{bmatrix}$$

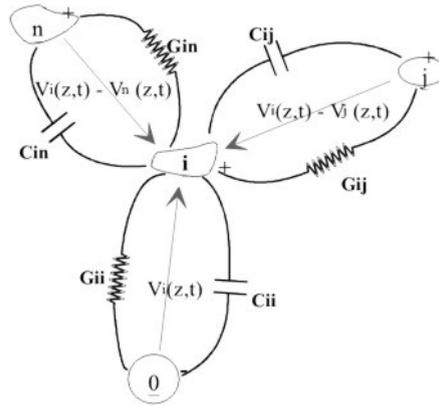


Fig. 3-64 : Illustration des courants de conduction et de déplacement

Les $(2n)$ équations de la théorie des lignes pour $(n+1)$ conducteurs peuvent s'écrire sous la forme compacte suivante :

$$\frac{\mathcal{I}}{z} \begin{pmatrix} V(z,t) \\ I(z,t) \end{pmatrix} = - \begin{bmatrix} 0 & R \\ G & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} V(z,t) \\ I(z,t) \end{pmatrix} - \frac{\mathcal{I}}{t} \begin{bmatrix} 0 & L \\ C & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} V(z,t) \\ I(z,t) \end{pmatrix}$$

Les matrices $[R]$, $[L]$, $[G]$ et $[C]$ contiennent implicitement toutes les informations concernant la section transverse qui permet de caractériser une structure multiconductrice. Les coefficients de ces différentes matrices sont obtenus soit par des formules simples (structure avec des fils ou des pistes seulement) soit par des méthodes de calcul plus ou moins complexes.

Bibliographie

- [1] **Directive CEM 89/336/CEE**
« Rapprochement des législations des Etats membres relatives à la compatibilité électromagnétique »
JO des communautés européennes, mai 1989
- [2] **Michel Mardiguian**
« Manuel pratique de compatibilité électromagnétique »
Prana R&D, 1992
- [3] **Christophe Girard**
« Contribution à la modélisation des structures filaires en régime transitoire – Application en Compatibilité Electromagnétique »
Thèse de doctorat, UER des Sciences de Limoges, décembre 1997
- [4] **Alain Charoy**
« Compatibilité électromagnétique »
Dunod, 2000
- [5] **Frank B. M. van Horck**
« Electromagnetic compatibility and Printed Circuit Boards »
Thèse de doctorat, Université de Eindhoven, juin 1998
- [6] **Omar Dafif**
« Etude de la diffraction d'ondes électromagnétiques en régime transitoire par des structures filaires de forme quelconque en présence du sol »
Thèse de doctorat, UER des Sciences de Limoges, février 1983
- [7] **R. F. Harrington**
« Field computation by moment methods »
The Macmillian Co., New York, 1968

- [8] **K. S. Yee**
« Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell »
IEEE Transaction on microwave theory and techniques, Vol. 14 : 302-307, 1966
- [9] **R. Holland**
« Finite difference analysis of EMP coupling to thin struts and wires »
IEEE Transaction on electromagnetic compatibility, Vol. 23, 1981
- [10] **Cyril Giraudon**
« Contribution à la simulation électromagnétique dans le domaine temporel. Approche électromagnétique et informatique »
Thèse de doctorat, UER des Sciences de Limoges, Sept. 2002
- [11] **J. P. Bérenger**
« A perfectly Matched Layer for the absorption of electromagnetic waves »
Journal of computational physics – Vol. 114 n°2, p. 185-200, Oct. 1994
- [12] **R. Holland et J. Williams**
« Total-field versus scatterer-field finite difference »
IEEE Transaction on nuclear sciences, Vol. 30, 1983
- [13] **J. A. Roden et S. D. Gedney**
« Convolutional PML (CPML) : an efficient FDTD implementation of the CFS-PML for arbitrary media »
Microwave and optical technology letters, Vol. 27 n°5, Dec. 2000
- [14] **P. B. Johns**
« A Symmetrical condensed node for the TLM method »
IEEE Transaction on microwave theory and techniques, Vol. 35, p. 370-377, avril 1987

- [15] **Tim Williams**
« Measurement techniques and test methods : development, cost and options »
ERA conference EMC 94, février 1994
- [16] **J. Barathon, R. Amblard, F. Paladian**
« Optimisation des méthodes d'essais en immunité conduite, prise en compte des incertitudes de mesures »
11^{ème} colloque international et exposition sur la compatibilité électromagnétique, Grenoble, 2002
- [17] **L. Nativel**
« Imagerie électromagnétique hyperfréquence en champ proche : du concept de sonde locale aux applications industrielles »
Thèse de doctorat, Université de Montpellier, décembre 2002
- [18] **B. Fourestié**
« Application des techniques des mesures d'antenne en champ proche aux problèmes de compatibilité électromagnétique »
Thèse de doctorat, Université de Paris XI, octobre 2000
- [19] **G. David, S. Redlich, W. Mertin, R.M. Bertenburg, S. Koblowski, F.J. Tegude, E. Kubalek, D. Jager**
« Two dimensional direct electro-optic field mapping in monolithic integrated GaAs amplifiers »
23th European Microwave Conference, Madrid, 1993
- [20] **G. David, K. Yang, W. Wang, L.W. Pearson, J.F. Whitaker, L.P.B. Katehi**
« 3D near-field analysis of a 4x4 grid oscillator using an electro-optic field imaging system »
28th European Microwave Conference, Amsterdam, 1998

-
- [21] **S. Wakana, T. Ohara, M. Abe, E. Yamazaki, M. Kishi, M. Tsuchiya**
« Novel electromagnetic field probe using electro/magneto-optical crystals mounted on optical-fiber facets for microwave circuit diagnosis »
IEEE MTT-S, Boston, IMS 2000
- [22] **P. Levesque, J. Grando, F. Issac, M. Nacitas, M. Lemistre**
« Mesure des champs électromagnétiques par thermographie infrarouge. Comparaison avec une simulation numérique »
8^{ème} colloque international et exposition sur la compatibilité électromagnétique, Lille, 1996
- [23] **Y. Gao, I. Wolff**
« Miniature electric near-field probes for measuring 3D fields in planar microwave circuits »
IEEE MTT, vol. 46, n°7, july 1998
- [24] **Y. Gao, A. Lauer, Q. Ren, I. Wolff**
« Calibration of electric coaxial near-field probes and applications »
IEEE MTT, vol. 46, n°11, november 1998
- [25] **J.S. Dahele, A.L. Cullen**
« Electric probe measurement on microstrip »
IEEE MTT, vol. 28, n°7, july 1980
- [26] **Christian Arcambal**
« Introduction des contraintes de propagation et rayonnement électromagnétique dans l'étude et la conception d'émetteurs / récepteurs de puissance »
Thèse de doctorat, Université de Rouen, juillet 2003
- [27] **Y. Gao, I. Wolff**
« A new miniature magnetic field probe for measuring three-dimensional fields in planar high-frequency circuits »
IEEE MTT, vol. 44, n°7, june 1996

- [28] **Y. Gao, I. Wolff**
« A miniature magnetic field probe for measuring fields in planar high-frequency circuits »
IEEE MTT-S, vol. 3, Orlando, 1995
- [29] **S. Osofsky, S.E. Schwarz**
« A non-conducting probe for measurements on high-frequency planar circuits »
IEEE MTT-S, vol. 2, Long Beach, 1989
- [30] **S. Osofsky, S.E. Schwarz**
« Design and performance of a non-contacting probe for measurement on high-frequency planar circuits »
IEEE MTT, vol. 40, n°8, august 1992
- [31] **R.R. Grzybowski, R. Bansal**
« Magnetic field probe for measuring surface current distributions on millimeter wave microstripe antennas »
Electronic letters, vol. 27, n°1, january 1991
- [32] **Satoshi Kazama**
« A single-probe method for measuring high-frequency adjacent electromagnetic fields »
<http://www.ce-mag.com/archive/02/Spring/kazama.html>, 2002
- [33] **IEC 61976-3**
« Integrated circuits measurement of electromagnetic emissions, 150kHz to 1GHz – Part 3 : measurement of radiated emissions, surface scan method (10kHz to 3 GHz) »
47A/620NP, New Work Item Proposal, july 2001
- [34] **Baharan Mohaghegh**
« Mise au point d'un banc de mesure de champ proche pour l'étude de la CEM de cartes électroniques »
Rapport de stage, ENSIL-IRCOM, septembre 2003

- [35] **J.C. Bolomey, F.E. Gardiol**
« Engineering applications of the modulated scatterer technique »
Artech House, 2001
- [36] **T.P. Budka, S.D. Waclawick, G.M. Rebeiz**
« Near electric field mapping above X-band MMICs using modulated scattering »
IEEE MTT-S Digest, 1996
- [37] **T.P. Budka, S.D. Waclawick, G.M. Rebeiz**
« A coaxial 0.5-18GHz near electric field measurement system for planar microwave circuits using integrated probes »
IEEE MTT, vol. 44, n°12, decembre 1996
- [38] **T.P. Budka, G.M. Rebeiz**
« A microwave circuit electric field imager »
IEEE MTT-S, 1995
- [39] **J. S. Dahele, A. L. Cullen**
« Electric probe measurements on microstrip »
IEEE MTT, vol. 28, n°7, juillet 1980
- [40] **David Baudry**
« Conception, validation et exploitation d'un dispositif de mesure de champs électromagnétiques proches »
Thèse de doctorat, Université de Rouen, avril 2005
- [41] **F. Rachidi**
« Compatibilité électromagnétique – Modes de couplage et méthodes d'analyse »
Notes de cours, Ecole polytechnique fédérale de Lausanne, 2004
- [42] **T. Williams**
« Compatibilité électromagnétique : de la conception à l'homologation »
Publitronic/Elektor, 1999

[43] Brigitte Thomas

« Contribution à l'étude de la susceptibilité de lignes de transmission : détermination de la diaphonie entre câbles et des parasites induits sur les pistes d'un circuit imprimé »

Thèse de doctorat, Université de Limoges, octobre 1998

[44] Stéphane Villeger

« Développement de modèles théoriques pour l'étude de la susceptibilité de cartes de circuit imprimé dans leur boîtier face à des parasites transitoires »

Thèse de doctorat, Université de Limoges, décembre 2000

[45] Clayton R. Paul

« Analys of multiconductor transmission lines »

Wiley Interscience, 1994

[46] Wolff

« Equivalent capacitance of coplanar waveguide discontinuities and interdigitated using a three dimensional finite difference method »

IEEE Transactions on Microwave Theory and Tech., vol. 38, n° 12, Decembre 1990

[47] Valérie Bertrand

« Etude électromagnétique des lignes microondes. Application à la modélisation de l'alimentation de structures complexes »

Rapport de DEA, Université de Limoges-IRCOM, juin 1993



Résumé :

Ce document de thèse présente une contribution théorique et expérimentale à l'analyse de cartes de circuit imprimé pour comprendre leur comportement électromagnétique. En particulier, le travail réalisé au cours de ce projet de recherche se rattache au domaine technique et scientifique de la compatibilité électromagnétique (CEM). C'est dans ce cadre que l'étude s'est découpée en deux thématiques : la conception d'un banc de mesure de champ proche électromagnétique et de ses sondes associées, et la mise en œuvre d'un logiciel d'analyse numérique disposé au calcul de couplage entre pistes de circuits imprimés.

Le premier axe a fait l'objet d'une phase de développement, de calibration des sondes passives puis de validation du banc. Le deuxième axe de recherche est fondé sur l'application de la théorie des lignes qui a été déclinée pour développer un logiciel dédié à l'ingénieur. Les résultats théoriques ont été validés avec un cas réel expérimental et une étude paramétrique a été menée pour démontrer ses dispositions.

Mots clés : Compatibilité Electromagnétique - Cartes de circuit imprimé - Electromagnétisme - Couplage - Champ proche - Mesure de champ électromagnétique - Théorie des lignes.

Abstract:

This thesis document presents a theoretical and experimental printed circuit boards analysis to understand their electromagnetic behaviour. In particular, the work completed during this research project is related to electromagnetic compatibility (EMC). In that field, the study was split in two themes : design of an electromagnetic near field measurement bench and its associated probes, and a development of numerical analysis software for the calculation of coupling between PCB strips. The first axis was the subject of a development phase, passive probes calibration, and a validation of the bench. The second research axis is based on the theory of the lines which was used to develop a software dedicated to the engineers. The theoretical results were validated with an experimental real case and a parametric study was undertaken to show its provisions.

Key words : Electromagnetic Compatibility - Printed Circuit Board - Electromagnetism Coupling - Near Field - Near Field Measurement - Transmission Lines Theory.