

x50376
1998
165

THESE

présentée à

L'UNIVERSITÉ DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ

Spécialité : ÉLECTRONIQUE

par

Emmanuel LEROUX

Ingénieur EUDIL

CONCEPTION ET VALIDATION D'UNE MÉTHODE NUMÉRIQUE
HYBRIDE APPLIQUÉE À LA PRÉDICTION DU RAYONNEMENT
D'UNE CARTE ÉLECTRONIQUE CONNECTÉE À SON CÂBLAGE

Soutenue le 05 Juin 1998 devant la Commission d'Examen

Membres du jury: MM.

Y. CROSNIER	Président
F. G. CANAVERO	Rapporteur
A.P.J. VAN DEURSEN	Rapporteur
B. DEMOULIN	Directeur de thèse
P. DEGAUQUE	Examineur
P. BELFORTE	Invité
S. CANIGGIA	Invité
J. P. APARICIO	Invité

SCD LILLE 1



D 030 259972 4

juin 2000

6075



à mes parents

à Clemi

à mes amis, en particulier Jean et Laurent

REMERCIEMENTS

Les travaux présentés dans ce mémoire sont le résultat d'une étroite collaboration scientifique entre la société High Design Technology (HDT) basée à Turin en Italie, le département d'Electronique de l'Ecole Polytechnique de Turin et le Laboratoire de RadioPropagation et Electronique (LRPE) de l'Université des Sciences et Technologies de Lille (USTL) dirigé par Monsieur le Professeur P. DEGAUQUE.

J'exprime tous mes remerciements à Monsieur le Professeur Y.CROSNIER, Responsable de la formation DEA à l'USTL, pour m'avoir fait l'honneur de juger ce travail et d'assurer la présidence du jury.

Je tiens à remercier Monsieur le Professeur B. DEMOULIN, Responsable du groupe Compatibilité Electromagnétique (CEM) du LRPE qui, lors de la direction de cette thèse, a su motiver mon initiative personnelle. Ses critiques judicieuses ont été déterminantes lors de la validation de la méthode présentée. Ses encouragements ont constitué pour moi une aide précieuse durant toute la durée de cette étude.

Monsieur le Professeur F. G. CANAVERO, Directeur du département d'Electronique à l'Ecole Polytechnique de Turin, m'a soutenu durant ce travail notamment pour son support théorique indispensable à la mise en place de la méthode présentée. Il me fait l'honneur de juger ce travail et d'assurer la tâche de rapporteur. Qu'il trouve ici l'expression de ma plus vive gratitude.

Je remercie Monsieur le Professeur A.P.J VAN DEURSEN de l'Université Technologique de Eindhoven, Pays Bas, pour l'intérêt qu'il a porté pour mes travaux de recherches et pour avoir accepté de les juger et d'assurer la tâche de rapporteur. J'ai apprécié ses remarques constructives qui ont participé activement à l'amélioration du mémoire.

Que Monsieur F. BELFORTE, Administrateur de la société HDT trouve ici l'expression de ma reconnaissance pour avoir accepté le déroulement de cette thèse en parallèle avec mon emploi d'ingénieur chez HDT et pour avoir attribué une aide financière. Je tiens aussi à remercier tous les membres de HDT qui m'ont aidé durant ce travail et en particulier Mademoiselle C. GIACHINO pour son support sur la méthode PEEC, auquel il convient aussi d'associer Monsieur A. BERGESIO, et durant la validation expérimentale de la méthode présentée. Je n'oublie pas Madame O. BARBERIS pour ses conseils liés à l'implantation de routines en langage C et Monsieur R. A. ENE pour sa collaboration sur le plan informatique.

J'adresse également mes remerciements à Monsieur le Professeur P. DEGAUQUE qui a accepté d'examiner ce travail et de participer au jury.

Une partie de la validation expérimentale de la méthode présentée a été menée en collaboration avec le Centro Studi e Laboratori Telecomunicazioni S.p.a (CSELT) basé à Turin et l'ITALTEL basée à côté de Milan. J'adresse mes remerciements en particulier à Monsieur P. BELFORTE, Responsable du département de qualification hardware du CSELT, qui m'a fait profiter de son expérience dans le domaine de la simulation et à Monsieur S. CANIGGIA, Responsable CEM à l'ITALTEL, pour son aide précieuse dans l'analyse des couplages au sein des cartes électroniques. Ils me font l'honneur de participer à ce jury en tant qu'invités.

Je remercie Monsieur J.P APARICIO, Responsable du laboratoire CEM de la société Thomson CSF-RCM, qui a accepté de participer à ce jury en tant qu'invité. J'ai tiré profit des discussions scientifiques que nous avons eu sur le sujet de la thèse.

J'adresse mes remerciements à Monsieur J.P. DEHORTER pour la reproduction de ce mémoire.

Je tiens à remercier tous les membres du laboratoire LRPE et en particulier Monsieur L. KONE, Ingénieur au LRPE, pour son aide lors de mesures effectuées au LRPE et Madame M. DEMOULIN, Responsable informatique au LRPE, Mademoiselle I. HOCHARD, Monsieur F. PEZIN pour leur support à distance en ce qui concerne des démarches administratives difficiles à réaliser depuis l'Italie.

Enfin j'associe à mes remerciements toutes les personnes qui m'ont apporté leur soutien et leur collaboration pour l'aboutissement de ce document. Je voudrais citer notamment Messieurs F. MAGGIONI, G. GUASCHINO, P. FOGLIATI, Ingénieurs au CSELT pour leur aide durant la validation expérimentale, Monsieur J. R. BERGERVOET, Ingénieur à la société PHILIPS, pour ses précieux renseignements, Monsieur le Professeur A. ORLANDI, de l'Université de l'Aquila en Italie pour ses conseils sur le calcul numérique, Monsieur F.B.J. LEFERINK, Ingénieur à la société SIGNAAL pour des informations concernant une approximation analytique et Messieurs D. LASAGNA, F. SCHINCO, ingénieurs à la société MAGNETI MARELLI, pour leur collaboration sur l'étude des cartes sans plan de masse.

SOMMAIRE

SOMMAIRE

INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
I. CONTEXTE NORMATIF ET POSITION DE NOTRE TRAVAIL.....	4
<u>I.1. LA DIRECTIVE EUROPÉENNE EN COMPATIBILITÉ ÉLECTROMAGNÉTIQUE (CEM)</u>	5
<i>I.1.1. L'esprit de la directive</i>	5
<i>I.1.2. Les procédures d'évaluation de la conformité</i>	5
<i>I.1.3. Les procédures d'évaluation de la conformité dans le cas de produits conçus pour l'émission de communications par voie radioélectrique.....</i>	6
<i>I.1.4. Les normes européennes harmonisées de CEM</i>	7
<i>I.1.5. Les types d'essais CEM décrits dans les normes harmonisées</i>	8
<u>I.2. APPLICATION DE LA DIRECTIVE AUX PRODUITS CONTENANT DES CARTES ÉLECTRONIQUES EN EMISSIONS RAYONNÉES (RE).....</u>	8
<i>I.2.1. Est-ce que la directive s'applique aux cartes électroniques ?</i>	8
<i>I.2.2. Position des ensembliers</i>	9
<i>I.2.3. Normes harmonisées pour les tests en RE sur des appareils destinés au marché civil contenant des cartes électroniques</i>	10
<u>I.3. MÉTHODE DE MESURE UTILISÉE POUR LES TESTS EN RE, IMPLICATIONS POUR LES MODÈLES DE PRÉDICTION</u>	11
<i>I.3.1. Mesure du rayonnement dans la région haute du spectre 30 MHz - 1 GHz ..</i>	11
<i>I.3.2. Fiabilité et reproductibilité de la mesure</i>	15
<i>I.3.3. Intégration des conditions de mesure des RE dans les modèles de prédiction</i>	18
<u>I.4. PROBLÉMATIQUE POSÉE PAR LA SIMULATION</u>	19
<i>I.4.1. Description de la structure à modéliser dans le cas d'un équipement de traitement de l'information (ITE).....</i>	19
<i>I.4.2. Problématique de la modélisation</i>	20
<i>I.4.3. Structure et modélisation envisagée</i>	23
II. DESCRIPTION DES TECHNOLOGIES UTILISÉES POUR CONCEVOIR LES CARTES ÉLECTRONIQUES, IMPLICATIONS SUR LES MODÈLES DE PRÉDICTION	26
<u>II.1. CONSIDÉRATIONS PRÉLIMINAIRES RELATIVES AU RAYONNEMENT DE MODE DIFFÉRENTIEL ET DE MODE COMMUN.....</u>	28
<u>II.2. LES DIFFÉRENTES TECHNOLOGIES DE CARTES ÉLECTRONIQUES</u>	34
<i>II.2.1. Carte sans plan de masse.....</i>	35
<i>II.2.1.1. Carte simple couche, simple face.....</i>	35
<i>II.2.1.2. Carte simple couche, double face et sans plan de masse.....</i>	35
<i>II.2.2. Carte avec plan de masse</i>	38

II.2.2.1. Carte simple couche, double face avec un plan de masse qui occupe une face.	38
II.2.2.2. Cartes multicouches (un ou plusieurs plans métalliques)	52
II.2.2.2.1. Les lignes à microruban enterrées.....	53
II.2.2.2.2. Les striplines.....	55
II.2.2.2.3. Les guides d'onde coplanaires	60
II.2.2.2.4. Les plans métalliques	62
II.3. <u>CIRCUITS ET SIGNAUX RENCONTRÉS SUR LES CARTES NUMÉRIQUES</u>	66
II.3.1. <i>Technologies numériques utilisées et circuits équivalents</i>	66
II.3.1.1. Les différentes technologies utilisées	66
II.3.1.2. Circuits équivalents.....	68
II.3.2. <i>Caractéristiques des signaux usuels</i>	69
II.3.3. <i>Prédiction des émissions rayonnées par les circuits intégrés</i>	73
II.4. <u>ÉTUDE DE L'INTRODUCTION DE L'OUTIL DE PRÉDICTION DANS LA CHAÎNE DE CONCEPTION DES CARTES</u>	74
II.4.1. <i>Description des différentes étapes dans la conception des cartes</i>	74
II.4.2. <i>Apport de l'aide de modèles prédictifs</i>	75
II.4.3. <i>Prise en compte des règles de conception CEM des cartes électroniques</i> ...	77
II.4.4. <i>Recherche d'un compromis entre le réalisme des résultats sur des structures canoniques et la rapidité de la simulation sur une carte industrielle</i>	78
III. CARACTÉRISATION DES SOURCES PRIMAIRES DE PERTURBATION	82
III.1. <u>L'ENVIRONNEMENT LOGICIEL DE SIMULATION APRÈS ROUTAGE</u>	83
III.1.1. <i>L'extracteur de données venant du logiciel de routage</i>	84
III.1.2. <i>Le logiciel de calcul des paramètres des lignes de transmission</i>	84
III.1.3. <i>Le simulateur</i>	86
III.2. <u>INFLUENCE DES CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES DES COMPOSANTS SUR L'AMPLITUDE ET LE SPECTRE DES ÉMISSIONS RAYONNÉES</u>	100
III.2.1. <i>La tension à vide délivrée par les émetteurs de signaux</i>	101
III.2.2. <i>Les temps de montée et de descente des émetteurs</i>	101
III.2.3. <i>Les capacités des dispositifs</i>	101
III.2.4. <i>Les diodes de protection</i>	106
III.2.5. <i>le seuil d'entrée des récepteurs</i>	106
III.2.6. <i>Synthèse</i>	107
III.2.7. <i>Application de la méthodologie présentée à la modélisation des oscillateurs utilisées dans la phase de validation des outils de prédiction</i>	107

IV MODÉLISATION DU RAYONNEMENT DES PISTES ROUTÉES SUR LES COUCHES EXTERNES D'UNE CARTE EN UTILISANT LA FONCTION DYADIQUE DE GREEN DU MILIEU STRATIFIÉ	118
IV.1 <u>PROBLÈME DU CALCUL DES ÉMISSIONS RAYONNÉES PAR LES PISTES ROUTÉES SUR LES COUCHES EXTERNES D'UNE CARTE.....</u>	120
IV.2 <u>CALCUL DES ÉMISSIONS RAYONNÉES PAR LES LIGNES À MICRORUBAN ENTERRÉES AU MOYEN DE LA DYADIQUE DE GREEN DU MILIEU STRATIFIÉ</u>	121
IV.2.1 <i>Rayonnement en absence de couches diélectriques et de plan métallique.</i>	123
IV.2.2 <i>Rayonnement en présence de couches diélectriques et d'un plan métallique</i>	132
IV.3 <u>INTEGRATION DANS L'ENVIRONNEMENT LOGICIEL DE SIMULATION APRÈS ROUTAGE</u>	144
IV.3.1 <i>La Transformée de Fourier Rapide (FFT)</i>	144
IV.3.2 <i>Schéma de l'intégration</i>	145
IV.4 <u>VALIDATIONS DE LA MÉTHODE DE LA DYADIQUE DE GREEN</u>	146
IV.4.1 <i>Confrontation à des méthodes numériques ou au formalisme du rayonnement des antennes</i>	146
IV.4.2 <i>Validation avec des mesures</i>	161
IV.4.2.1 <i>Présentation des éprouvettes d'essai</i>	161
IV.4.2.2 <i>Adaptation des configurations de mesure aux hypothèses de la méthode de prédiction</i>	162
IV.4.2.3 <i>Techniques utilisées pour l'alimentation des éprouvettes d'essai</i>	163
IV.4.2.4 <i>Méthodologie suivie durant la validation</i>	166
IV.4.2.5 <i>Résultats des comparaisons entre les simulations et les mesures</i>	168
IV.4.2.6 <i>Validation expérimentale au moyen d'une carte industrielle</i>	177
IV.4.3 <i>Étude du compromis entre le temps de calcul et le réalisme des résultats</i>	184
V. MODÉLISATION DU RAYONNEMENT D'UN CÂBLE STIMULÉ PAR LE COURANT DE MODE COMMUN CIRCULANT DANS LE PLAN DE MASSE D'UNE CARTE.....	188
V.1. <u>DESCRIPTION D'UNE SITUATION RENCONTRÉE FRÉQUEMMENT DANS LA TECHNOLOGIE DES ÉQUIPEMENTS ITE</u>	190
V.2. <u>ANALYSE DU COUPLAGE TRAITÉ DANS LA THÈSE</u>	193
V.3. <u>FORMULATION DE LA MÉTHODE NUMÉRIQUE HYBRIDE</u>	197
V.3.1. <i>Principes utilisés au sein de la méthode numérique hybride</i>	197
V.3.1.1. <i>Les mesures de référence</i>	197
V.3.1.2. <i>Détermination d'un modèle équivalent relatif à la génération du courant de mode commun</i>	198
V.3.1.3. <i>Calcul des paramètres du modèle équivalent de Thévenin</i>	202
V.3.1.4. <i>Calcul de la distribution de courant sur le câble, comparaison avec les mesures de référence</i>	208
V.3.1.5. <i>Calcul du champ rayonné par le câble</i>	210
V.3.1.6. <i>Généralisation au cas de plusieurs pistes</i>	210
V.3.1.7. <i>Domaine de validité du modèle proposé</i>	211

<i>V.3.2. Calcul des capacités par la méthode PEEC</i>	213
V.3.2.1. Généralités.....	213
V.3.2.2. Coefficients partiels de potentiel	215
V.3.2.3. Coefficients partiels de capacité	217
V.3.2.4. Construction d'un macromodèle de type capacitif équivalent pour chaque conducteur.....	218
V.3.2.5. Calcul des coefficients partiels de potentiel	219
V.3.2.6. Optimisation de la discrétisation en cellules surfaciques.....	221
<i>V.3.3. Calcul de l'inductance de transfert par une formulation analytique</i>	222
<u>V.4. ORGANIGRAMME DE LA MÉTHODE ET LIEN AVEC L'ALGORITHME DE CALCUL D'INTÉGRITÉ DE SIGNAL</u>	224
<u>V.5. VALIDATION EXPÉRIMENTALE DE LA MÉTHODE</u>	225
<i>V.5.1. Validation à partir de mesures effectuées dans des sites différents</i>	226
V.5.1.1. Validation avec les mesures effectuées à l'ITALTEL de Milan	226
V.5.1.2. Validation avec les mesures effectuées à l'Université de Lille.....	230
V.5.1.3. Validation avec les mesures effectuées au CSELT	232
<i>V.5.2. Etude du compromis entre le temps de calcul et le réalisme des résultats</i>	234
<i>V.5.3. Mise en évidence des éventuelles limitations de la méthode proposée</i>	234
V.5.3.1. Effet de la charge disposée à l'extrémité de la piste sur le réalisme de la prédiction.....	234
V.5.3.2. Etude d'une configuration où la piste est perpendiculaire au câble...	236
 CONCLUSION GÉNÉRALE	 241
 RÉFÉRENCES	 245
 ANNEXES	 256

INTRODUCTION GÉNÉRALE

INTRODUCTION GENERALE

Les progrès accomplis en matière de rapidité, de taille et de densité dans la technologie des cartes à circuits imprimés posent des difficultés aux concepteurs de dispositifs numériques. La compatibilité Electromagnétique (CEM) est à l'origine de ces problèmes. En effet il devient toujours plus difficile de maintenir la qualité des signaux sur des cartes de dimensions toujours plus réduites et présentant des signaux toujours plus rapides. Une violation d'intégrité de signal peut très bien engendrer une erreur logique et donc mettre en défaut le fonctionnement même du dispositif. Mais depuis l'entrée en vigueur de la directive européenne 89/336/EEC concernant la CEM des produits utilisant l'énergie électrique, la difficulté devient alors tragique pour les constructeurs dans la mesure où un produit qui fonctionne correctement ne peut pas être mis sur le marché européen du libre échange s'il ne répond pas aux critères essentiels indiqués par cette directive. Les constructeurs doivent alors s'engager et assurer que les produits mis sur le marché répondent à ces exigences. Mais une conception d'un appareil qui respecte les exigences CEM va plus loin que le contexte normatif car elle s'inscrit dans la recherche de qualité du produit. C'est ainsi qu'un assembleur peut imposer à ses fournisseurs des gabarits bien plus stricts que ceux donnés par les normes en invoquant la recherche de la qualité. Considérant que les sources principales du rayonnement d'un dispositif électronique proviennent des cartes à circuits imprimés et du câblage associé, les constructeurs orientent une bonne partie de leurs efforts sur une meilleure conception des cartes.

Il existe certes des règles empiriques qui permettent de concevoir les cartes électroniques en respectant les critères CEM. Mais ces règles sont souvent oubliées ou non respectées à cause d'autres contraintes: placement/routage, thermique, mécanique, de coût, délais à respecter, qui interviennent lors de la conception des cartes. De plus l'application de simples "recettes" est dangereuse en CEM dans la mesure où la même règle peut aller dans le sens de la diminution des émissions rayonnées mais augmenter le couplage par diaphonie par exemple. C'est ainsi qu'un grand nombre de constructeurs attendent les tests sur le premier prototype du produit déjà fabriqué pour enfin considérer les aspects CEM. Et si le produit ne satisfait pas la directive, il faudra alors le modifier et cela entraînera des coûts supplémentaires et augmentera les délais de disponibilité du produit sur le marché.

Une solution pour réduire le coût de conception CEM des cartes à circuits imprimés consiste à faire usage d'outils de simulation numérique. En ce qui concerne les émissions rayonnées, le principe est de calculer le champ rayonné par une carte en fonction des paramètres physiques et géométriques qui définissent son routage. La simulation peut ainsi positionner le spectre rayonné par rapport à un gabarit ou permettre de chiffrer l'efficacité de protections ou de composants destinés à réduire le rayonnement.

L'élaboration d'outils prédictifs appliqués à un tel projet demande cependant un lien entre les logiciels de routage, les algorithmes de calcul d'intégrité de signal et la prise en compte de phénomènes radiatifs venant des pistes mais aussi des câbles

raccordés aux cartes. Cette troisième fonction d'ordre fondamental dépend des lois de l'électromagnétisme qui gouvernent les couplages avec l'environnement des cartes. Pour effectuer les calculs avec rigueur il faut recourir à des méthodes numériques gourmandes en temps de calcul. Cette contrainte est incompatible avec les impératifs de productivité industrielle qui exigent une réduction drastique de ces temps de calcul. C'est donc vers la recherche de voies alternatives pour concevoir les algorithmes de couplage qu'il faut s'orienter.

L'objet de notre thèse a donc consisté à proposer et valider une méthode hybride au problème de la simulation du rayonnement d'une carte électronique qui réalise un bon compromis entre le temps de simulation sur une carte industrielle et le réalisme des résultats sur des structures canoniques. Cette méthode utilise des techniques analytiques et numériques allégées que nous appellerons par la suite modèles de prédiction. Pour atteindre ce but une tâche importante a consisté à cerner les limites de validité de cette méthode en la comparant tout d'abord aux résultats fournis par d'autres calculs numériques. Ensuite il a fallu confronter le produit des calculs à des mesures pratiquées sur des éprouvettes canoniques et sur des circuits imprimés conformes aux technologies en vigueur.

Notre thèse s'est déroulée dans un contexte international où des établissements implantés en Italie ont largement contribué à l'édification de ce travail. L'organisation logistique a fortement impliqué la société HDT¹ avec laquelle ont été développés les outils logiciels et en particulier l'important travail d'interface informatique évoqué plus haut. L'appui théorique de cette thèse a été mené avec le Politecnico di Torino, qui effectue des recherches approfondies sur des approches théoriques telles la méthode Partial Element Equivalent Circuit (PEEC) et la méthode de la dyadique de Green pour l'étude électromagnétique de structures stratifiées que l'on trouve dans les cartes. Certaines vérifications expérimentales ont été faites avec le concours de centres d'étude confrontés à l'application de la directive sur la CEM, notamment le CSELT² et l'ITALTEL³. La coordination de la thèse a été de la responsabilité de l'Université des Sciences et Technologies de LILLE où d'autres vérifications expérimentales ont été pratiquées sur les installations du Laboratoire de RadioPropagation et Electronique (LRPE).

Dans le premier chapitre on rappelle le cadre normatif qui régit l'application de la directive CEM en ce qui concerne les produits électroniques. A cette occasion nous rappelons les conditions dans lesquelles doivent être effectuées les mesures de référence qui serviront à apprécier le réalisme de l'outil de prédiction lors de sa validation. Mais vu que les mesures peuvent présenter des problèmes de reproductibilité et de fiabilité, une étude phénoménologique des limitations rencontrées lors d'une mesure dans une chambre semi-anéchoïque est entreprise.

¹High Design Technology, société basée à Turin en Italie qui développe des logiciels de simulation (intégrité de signal, CEM) pour les cartes électroniques

²Centro Studi e Laboratori Telecomunicazioni S.p.a, centre de recherche de Telecom Italia à Turin.

³Société basée à côté de Milan. Elle conçoit et produit des équipements électroniques en outre pour le marché des télécommunications

Cette étude pourrait permettre d'expliquer d'éventuelles différences entre les mesures et les simulations lors de la validation de l'outil de prédiction.

Le rayonnement d'une carte électronique est un problème complexe qui nécessite une analyse approfondie de sa technologie. Nous tenterons donc dans le deuxième chapitre de décrire les technologies des cartes électroniques et de dresser un bilan des perturbateurs qui interviennent dans le rayonnement d'une carte. Nous montrerons les limites rencontrées par les méthodes souvent utilisées en électromagnétisme pour modéliser les différentes structures rayonnantes. Cette étude permettra de déterminer deux contributions majeures au champ rayonné par une carte numérique qui seront modélisées dans les chapitre IV et V.

L'approche hybride proposée utilisera les résultats d'un algorithme d'intégrité de signal intégré dans un environnement logiciel de simulation après routage pour déterminer la distribution de courant circulant sur les pistes des cartes. Les résultats de simulation que l'on obtiendra sur les émissions rayonnées dépendront lourdement de la précision que l'on peut attendre de ce logiciel. Il est donc important de comprendre les principes utilisés dans ce simulateur afin de connaître les hypothèses réalisées qui doivent être compatibles avec l'outil proposé. En outre la dispersion des paramètres électriques des composants peut biaiser les résultats de la simulation. Une étude des paramètres les plus sujets à cette dispersion est alors effectuée et une méthodologie permettant de s'en défaire est expliquée. Elle utilise des mesures au réflectomètre et elle est appliquée dans le chapitre III de la thèse à la modélisation des sources utilisées lors de la validation expérimentale de la méthode hybride.

L'étude de la technologie de la carte électronique effectuée au chapitre II aura mis en évidence l'importance du rayonnement de mode différentiel des lignes à microruban situées sur les couches externes des cartes. La méthode hybride présentée utilise la dyadique de Green du milieu stratifié pour calculer dans le chapitre IV le champ rayonné par un ensemble de lignes à microruban. L'originalité de la méthode réside ici dans le fait qu'elle soit purement analytique tout en tenant compte des couches de diélectrique dans le calcul du champ si l'on suppose que les dimensions longitudinales du plan métallique et des couches diélectriques sont infinies. La méthode de prédiction sera alors confrontée sur des structures idéales à d'autres méthodes numériques ou à des approches utilisant le formalisme de rayonnement des antennes. Puis la validation de l'outil intégré sera effectuée à partir d'une comparaison entre la simulation et la mesure du rayonnement d'éprouvettes de test. Enfin une même comparaison sera réalisée sur une portion de carte industrielle afin de montrer l'applicabilité de l'outil sur des cartes destinées ensuite à la production.

Le chapitre II aura également montré l'importance en basses fréquences du rayonnement de mode commun des câbles connectés aux cartes. Le dernier chapitre sera donc consacré au rayonnement du blindage d'un câble coaxial connecté au plan de masse d'une carte. L'approche hybride utilise ici une technique analytique [Bergervoet94] et une méthode numérique, PEEC [Ruehli73], et permet de simuler une telle situation en un temps très raisonnable. Puis la validation de l'outil intégré sera effectuée à partir d'une comparaison entre la simulation et la mesure du rayonnement d'éprouvettes de test.

On a choisi les notations suivantes pour l'écriture du manuscrit:

Concept utilisé	Notation utilisée pour la quantité A
vecteur	\underline{A}
dyadique	$\underline{\underline{A}}$
vecteur unitaire	\hat{A}
Transformée de Fourier	\tilde{A}

LISTE DES ACRONYMES UTILISÉS DANS LA THÈSE

ACRONYME	SIGNIFICATION ANGLAISE	SIGNIFICATION FRANÇAISE
CAD	Computer Aided Design	Conception Assistée par Ordinateur (CAO)
DSP	Digital Signal Processing	Traitement numérique du signal
DWN	Digital Wave Network	Réseau numérique à ondes
EFIE	Electric Field Integral Equation	Équation intégrale pour le champ électrique
EM	ElectroMagnetic	ElectroMagnétique
EMC	ElectroMagnetic Compatibility	Compatibilité ElectroMagnétique (CEM)
FEM	Finite Elements Method	Méthode des Éléments Finis
FD	Finite Differences method	Méthode des Différences Finies
FDTD	Finite Differences in Time Domain	Méthode des Différences Finies dans le Domaine Temporel
FFT	Fast Fourier Transform	Transformée de Fourier Rapide (TFR)
IC	Integrated Circuit	Circuit intégré
ITE	Information Terminal Equipment	Appareil de Traitement de l'Information (ATI)
MOM	Method Of Moments	Méthode des Moments
NSA	Normalized Site Attenuation	Atténuation normalisée du site
PCB	Printed Circuit Board	Carte à circuits imprimés
PEEC	Partial Element Equivalent Circuit	Méthode du circuit équivalent aux éléments partiels
PRESTO	Post-layout Rapid Exhaustive Simulation and Test of Operation	
PWB	Printed Wire Board	Carte à fils imprimés
PWL	Piece Wise Linear	Description d'une courbe avec des segments rectilignes
RE	Radiated Emissions	Émissions Rayonnées
SMD	Surface Mounted Device	Composant Monté en surface (CMS)
SPRINT	Simulation Program of Response of Integrated Network Transients	
TDR	Time Domain Reflectometer	Réfectomètre
TLT	Transmission Line Theory	Théorie des Lignes de Transmission
VLSI	Very Large Scale Integration	Intégration à très grande échelle

CHAPITRE I

CONTEXTE NORMATIF ET POSITION DE NOTRE TRAVAIL

I. CONTEXTE NORMATIF ET POSITION DE NOTRE TRAVAIL

INTRODUCTION

La mise en oeuvre d'un outil de prédiction permettant en outre de positionner un spectre rayonné par rapport à un gabarit normatif demande une connaissance approfondie des conditions de mesures appliquées par la norme considérée.

Nous allons donc rappeler dans la première partie de ce chapitre introductif l'esprit de la directive européenne sur la CEM et les procédures d'évaluation de la conformité. Nous nous intéresserons en particulier aux produits contenant des cartes électroniques et au test des Emissions Rayonnées (RE). C'est ainsi que nous retiendrons pour la thèse la référence à la norme EN 55022 [CENELEC85] qui concerne les appareils de traitement de l'information (ITE).

Puis nous rappelons les conditions dans lesquelles doivent être effectuées les mesures de référence selon la norme EN 55022 qui serviront à apprécier le réalisme de l'outil de prédiction lors de sa validation. L'accent sera mis sur les mesures effectuées en chambre semi-anéchoïque dans laquelle sera validée notre méthode hybride. Mais vu que les mesures peuvent présenter des problèmes de reproductibilité et de fiabilité, une étude phénoménologique des limitations rencontrées lors d'une mesure dans une chambre semi-anéchoïque est entreprise. Cette étude pourrait permettre d'expliquer d'éventuelles différences entre les mesures et les simulations lors de la validation de l'outil de prédiction. D'autre part nous analyserons les éléments particuliers des conditions de mesures qui doivent être intégrés dans l'outil de prédiction pour prétendre à une simulation dans les mêmes conditions.

Enfin nous analyserons les problèmes posés par la modélisation d'un appareil ITE dans les conditions de mesure du test selon la norme EN 55022. La complexité d'une telle structure à simuler nous obligera à restreindre notre travail de modélisation au cas d'une carte munie d'un câble.

I.1. La directive européenne en compatibilité électromagnétique (CEM)

I.1.1. L'esprit de la directive

La directive européenne 89/336/EEC en CEM obligatoire depuis le 01/01/96 s'inscrit dans le cadre du Marquage CE (Conformité Européenne) des produits destinés au marché civil de l'Association Européenne de Libre Echange (AELE) au même titre que d'autres directives déjà en application comme celles qui concerne la Sécurité des Machines (89/392/EEC) ou la Basse Tension (72/32/EEC). Les objectifs de la réglementation CEM suivent les priorités suivantes:

- permettre la libre circulation des produits sur le Marché Unique Européen en instaurant dans tous les Etats Membres un dispositif réglementaire fixant des exigences unifiées de CEM.
- organiser la maîtrise de l'exploitation de la ressource naturelle que constitue l'espace ElectroMagnétique (EM) pour de multiples applications spécifiques.
- contribuer à l'amélioration de la protection des consommateurs face aux risques qui peuvent résulter de problèmes de CEM affectant la sûreté du fonctionnement des produits.

La directive ne fixe que des "exigences essentielles réglementaires" qualitatives et obligatoires indiquant que les produits ne doivent pas être à la fois ni trop perturbateurs (notion d'émissions) ni trop perturbables (notion d'immunité). L'évaluation de la conformité à ces exigences repose sur l'application volontaire par les fabricants de Normes Européennes harmonisées de CEM. Les spécifications quantitatives de ces normes sont discutées, adoptées et éventuellement révisées au niveau d'organismes comme le Comité Européen de Normalisation ELECTrotechnique (CENELEC) et l'Institut Européen de Normalisation en Télécommunications (ETSI). Le travail du CENELEC est coordonné avec celui d'instances internationales telles que le Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques (CISPR) ou la Commission Electrotechnique Internationale (CEI) et nationales comme l'Union Technique de l'Electricité (UTE) en France et *il Comitato Elettrotecnico Italiano* en Italie. Considérant l'évolution perpétuelle du contexte normatif, les informations qui suivent pourront être sujettes à des changements dans l'avenir.

I.1.2. Les procédures d'évaluation de la conformité

Tous les secteurs d'activité sont concernés par la directive européenne en CEM. Il suffit que le produit contienne des composants électroniques ou même seulement utilise l'énergie électrique et qu'il soit mis sur le marché pour qu'il soit soumis à la réglementation. C'est ainsi que la directive s'appliquera aussi bien à une machine à laver le linge qu'à une armoire de commutation pour une application

orientée aux télécommunications. Dans le cadre de notre travail, on s'intéressera tout particulièrement au cas de produits constitués principalement de cartes électroniques.

Dans le cas d'un produit qui n'est pas conçu pour l'émission de communications par voie radioélectrique, le fabricant a deux voies d'action possibles:

- il peut effectuer une auto-évaluation et pour cela il doit appliquer les Normes harmonisées CENELEC de produit ou à défaut génériques. Le réalisation d'essais CEM aux spécifications desquelles le produit doit être conforme selon les normes, permet de présumer de la conformité du produit aux "exigences essentielles réglementaires".
- Pour des raisons techniques (dimensions du produit trop grandes pour le site de mesure), ou économiques (cas d'une gamme de produits, produit conforme à des normes non harmonisées), il n'est pas toujours possible, utile d'effectuer l'ensemble des essais prescrits dans les Normes harmonisées. Le fabricant peut alors constituer un "Dossier Technique de Construction" qu'il doit soumettre à un "organisme compétent" qui vérifiera le respect des "exigences essentielles réglementaires" pour le ou les produits concernés. Pour appuyer un dossier technique il est envisageable d'exécuter des mesures ou d'exploiter des connaissances techniques mais l'"organisme compétent" pourrait aussi faire usage d'outils de simulation. Dans ce cas on échappe à tout principe de calibrage sauf si les outils sont dûment validés par des expériences ad hoc. Un des objectifs de la thèse sera de valider les modèles de prédiction des Emissions Rayonnées (RE) par les cartes électroniques par des confrontations simulation/mesure et d'effectuer en quelque sorte une phase de calibrage des outils de simulation. Ce cette manière l'outil de prédiction peut donner confiance à l'"organisme compétent" afin de procéder à des comparaisons relatives sur les émissions rayonnées de produits similaires par exemple.

I.1.3. Les procédures d'évaluation de la conformité dans le cas de produits conçus pour l'émission de communications par voie radioélectrique

Dans le cas d'un produit conçu pour l'émission de communications par voie radioélectrique, il faut obligatoirement avoir recours à un "Organisme Notifié" qui procédera à un "Examen CE de Type" en appliquant certaines normes. Le domaine des Télécommunications est complexe et spécialisé, ainsi l'ETSI développe des normes appropriées pour les applications dans le domaine des télécommunications. Les "Organismes Notifiés" font appel à des normes harmonisées proposées par l'ETSI. Les Equipement Terminaux de Télécommunications (TTE) font l'objet d'une directive européenne particulière 91/263/EEC qui couvre les aspects fonctionnels, de sécurité et de CEM. En ce qui concernent les aspects CEM, cette norme renvoie pour l'instant à la 89/336/EEC. Un certain nombre d'équipements qui sont dans le champ d'application de la directive 91/263/EEC (TTE) ou 93/97/EEC (stations terriennes de

satellites) ne sont plus soumis à l'attestation CE de type mais aux procédures d'auto-évaluation ou de dossier technique.

I.1.4. Les normes européennes harmonisées de CEM

Les normes européennes harmonisées de CEM pour les produits n'émettant pas de radio communications sont affichées par publication de leurs références EN xxxxx au Journal Officiel de la Communauté Européenne (JOCE). Le travail du CENELEC est coordonné avec celui du CISPR et du CEI, ainsi les spécifications des normes EN xxxaa sont souvent les mêmes que celles des normes CISPR aa. Les normes harmonisées sont répertoriées selon les différents types de produit et l'environnement EM de destination de ceux-ci. Dans le cadre de l'auto-évaluation le fabricant doit appliquer si cela est possible une norme de produit qui spécifie la méthode à utiliser dans la réalisation des essais CEM. Elle renseigne également sur l'exigence de performances applicables au produit au moyen de gabarits pour des tests d'émissions et de niveaux de sévérité et critères fonctionnels pour des tests d'immunité. En l'absence de normes de produit, le fabricant appliquera des normes dites génériques dont les spécifications sont choisies et fixées de façon adaptée aux caractéristiques des environnements de destination du produit auxquelles elles s'appliquent. Les normes harmonisées ne sont pas à confondre avec les normes dites fondamentales qui constituent le recueil du savoir faire international en matière de caractérisation et de mesure CEM. Celles-ci n'indiquent pas d'exigences de performances applicables aux produits mais elles sont souvent citées par les normes harmonisées comme référence technique. Elles sont rassemblées sous la forme de la publication fondamentale CEI 1000-x-y, dont les éléments sont repris par le CENELEC sous les références EN 61000-x-y. Il est important de remarquer que les normes harmonisées sont en constante évolution et qu'il convient toujours de prendre la dernière version publiée dans le JOCE.

L'ETSI a produit une série de normes internationales pour les équipements conçus pour l'émission de communications par voie radioélectrique. Ces normes ont l'extension ETS xxx xxx, et ENV xxxxx quand il s'agit d'une pré-norme. Les normes harmonisées proposées par l'ETSI sont organisées de la même manière que pour celles du CENELEC en normes de produit et normes génériques.

On trouve très souvent dans les normes une division des essais en classes selon les caractéristiques des environnements de destination des produits. C'est ainsi que la classe A représente des tests sur un équipement utilisé en environnement industriel. La classe B représente des tests sur un équipement utilisé en environnement résidentiel, commercial ou industrie légère.

I.1.5. Les types d'essais CEM décrits dans les normes harmonisées

L'ensemble des types d'essais CEM que l'on peut trouver dans les normes harmonisées se décomposent en tests:

- d'émissions
 - conduites
 - rayonnées
 - harmoniques
 - flickers
- d'immunité
 - aux Décharges ElectroStatiques (ESD)
 - rayonnée RF
 - aux transitoires rapides en salves (EFT)
 - aux creux et variations de tension, coupures brèves
 - aux interférences radio conduites (CW)
 - aux ondes de choc (SURGE)
- d'exigences
 - sur les filtres
 - sur l'impédance en charge
 -

I.2. Application de la directive aux produits contenant des cartes électroniques en Emissions Rayonnées (RE)

I.2.1. Est-ce que la directive s'applique aux cartes électroniques ?

La directive met en place une réglementation de la mise sur le marché des produits dans l'AELE. Le distributeur ou fabricant qui met des produits sur le marché a la responsabilité de proposer des produits marqués CE. Une sorte de nomenclature générique qui n'est pas inscrite dans les textes réglementaires, est utilisée pour décrire l'éventail des produits soumis à la réglementation:

- la notion de **composant**, qui s'applique à la notion traditionnelle du composant discret (Résistance, Self, Capacitance, câble, Connecteur), est exclue du champ d'application réglementaire pour autant qu'il ne délivre aucune "fonction directe" à l'utilisateur. Cependant il convient de faire attention à quelques exceptions. En effet des projets de norme sont en cours d'élaboration pour les interrupteurs, qui utilisant l'énergie électrique, peuvent produire des arcs électriques et donc contribuer aux RE. Mais la notion de **composant** s'applique également à tout sous-ensemble (avec ou sans fonction directe), destiné à un intégrateur ou ensemblier

qui va l'inclure dans un appareil ou système. Il n'est pas soumis dans ce cas à la réglementation s'il n'est pas mis sur le marché.

- l'**appareil** est destiné à l'utilisateur final, il est mis sur le marché et donc soumis à la réglementation.
- le **système** est une combinaison intentionnelle d'appareils mise comme telle sur le marché, il est soumis à la réglementation. Il ne suffit donc pas que chaque appareil composant le système soit marqué CE pour que le système le soit également.
- l'**installation fixe**, caractérisée par la variabilité de la combinaison d'appareils et de systèmes qui la constituent, n'est pas soumise à la réglementation. En effet la directive s'applique aux produits que l'on peut transporter. Mais l'installation fixe doit quand même respecter un certain niveau d'immunité et ne doit pas être trop perturbatrice. C'est ainsi que le constructeur doit préciser sur la documentation relative à l'installation les éventuels risques d'émission et de susceptibilité.

Une carte électronique peut être considérée comme un composant dans le cas où elle est destinée à un intégrateur ou assembleur qui va l'inclure dans un appareil ou système et qui pour laquelle il n'est pas obligé d'exiger la conformité, par exemple une carte mère d'ordinateur. Dans ce cas et dans la mesure où la carte seule n'est pas mise sur le marché, elle n'est pas soumise à la réglementation. Il faut néanmoins préciser que les assembleurs imposent souvent à leurs fournisseurs que leur carte soit marquée CE. Mais elle peut être considérée aussi comme un appareil dans la mesure où elle est destinée à l'utilisateur final et donc mise sur le marché, par exemple une carte fax. Ainsi la directive peut s'appliquer ou non selon les cas. Ceci montre l'intérêt de développer des outils de prédiction du rayonnement des cartes électroniques dans la mesure où ils permettent d'aider à la conception de produits conformes sur le plan de la CEM.

I.2.2. Position des assembleurs

Un assembleur ou intégrateur va inclure différents composants dans un appareil ou système qui sera, lui, soumis à la réglementation. Il a donc tout intérêt à imposer à ses fournisseurs de composants le respect des normes associés à l'appareil comme si ces composants devaient être certifiés CE pour ces normes. Dans le cas d'une carte électronique, principale source d'Interférences ElectroMagnétiques (EMI) au sein d'un appareil, l'assembleur peut exiger que la carte seule donne satisfaction aux exigences de la norme relative à l'appareil final. Souvent même, les assembleurs produisent un réseau de normes internes pour les fournisseurs de cartes qui, partant des principes de base des normes harmonisées pour les appareils, sont encore plus exigeantes en performances. En effet dans le cas d'un ensemble de cartes filles connectées à une carte fond de panier, les niveaux de champ rayonné par l'ensemble seront sûrement plus importants que pour une carte seule. L'assembleur a donc tout

intérêt dans ce cas à être plus exigeant pour une carte seule que pour le système. Ceci confirme l'intérêt pour des outils de prédiction.

Les appareils et systèmes fabriqués par les assembleurs sont constitués de cartes, containers, câbles, ..., il est donc également légitime de penser à la simulation de l'appareil tout entier, mais cela pose des difficultés de modélisation comme nous allons le voir plus loin dans ce chapitre.

I.2.3. Normes harmonisées pour les tests en RE sur des appareils destinés au marché civil contenant des cartes électroniques

Le fabricant d'un appareil ayant choisi d'appliquer les normes harmonisées doit sélectionner la norme de produit, si elle existe, correspondant au produit donné. Nous reportons ici la liste des normes de produit pour les tests en RE selon l'appareil ou système concerné, pouvant contenir une carte électronique:

Appareil ou système	CENELEC	CEI
Traitement de l'information (ITE)	EN 55022	CISPR 22
Electroménager	EN 55014	CISPR 14
Equipements radiofréquences (ISM) Industriels, Scientifiques, Médicaux	EN 55011	CISPR 11
véhicules à moteur à explosion		CISPR 12
Appareils d'illumination pour lampes fluorescentes, luminaires	EN 55015	CISPR 15
Matériels de mesure et de commande industrielle		CEI 801-1
Réseaux de signalisation B.T	EN 50065-1	
Lignes et stations électriques de puissance		CISPR 18
Récepteurs de radiodiffusion	EN 55013	CISPR 13
Récepteurs	EN 55020	CISPR 20

Tableau I-1: Liste des normes de produit pour les tests en RE selon l'appareil ou système concerné, pouvant contenir une carte électronique

Si il n'existe pas encore de norme de produit pour un appareil donné, il faut faire référence aux normes génériques dont les spécifications sont choisies et fixées de façon adaptée aux caractéristiques des environnements de destination du produit auxquelles elles s'appliquent. On reporte dans le tableau suivant les normes génériques pour des tests en RE. Ces normes appellent à l'application de normes de produit spécifiques.

Environnement résidentiel, commercial ou industrie légère	Environnement industriel
norme générique EN 50081-1: -> appliquer la norme de produit EN 55022 en classe B si l'appareil possède des dispositifs fonctionnant à des fréquences supérieures à 9 kHz	norme générique EN 50081-2: -> appliquer la norme de produit EN 55011 en classe A

Tableau I-2: Normes génériques pour des tests en RE

I.3. Méthode de mesure utilisée pour les tests en RE, implications pour les modèles de prédiction

Afin d'évaluer la pollution électromagnétique rayonnée par les équipements électroniques, les normes harmonisées définissent des gabarits spectraux au-dessous desquels l'objet expérimenté devra se situer pour être conforme. La nature du ou des paramètres qui servent à établir la qualification est guidée par la méthode de mesure qui sera utilisée. La méthode dépendra elle-même de la région du spectre de fréquences. Ainsi dans la norme EN 55011 [CENELEC91], les limites s'appliquent entre 150 kHz et 30 MHz à la composante magnétique du rayonnement électromagnétique perturbateur. Entre 30 MHz et 1 GHz, les limites s'appliquent à la composante électrique du rayonnement électromagnétique perturbateur. Au-dessus de 1 GHz, les limites s'appliquent à la puissance du rayonnement électromagnétique perturbateur. Les modèles de prédiction exposés dans notre travail se placent dans des conditions de champ lointain. Ainsi on s'intéressera tout particulièrement aux essais effectués dans la bande de fréquences situées entre 30 MHz et 1 GHz. Ces modèles ne sont pas immédiatement extrapolables dans les deux autres gammes de fréquences indiquées dans la norme de produit EN 55011.

I.3.1. Mesure du rayonnement dans la région haute du spectre 30 MHz - 1 GHz

Dans le cadre de notre travail, on s'intéresse aux appareils constitués surtout de cartes électroniques. Ainsi on regardera l'essai recommandé par la norme de produit EN 55022 [CENELEC85] qui concerne les appareils de traitement de l'information (ITE) et pour lesquels l'unité d'essai doit respecter les limites suivantes:

Gamme de fréquences (MHz)	Limites quasi-crête [dB(μ V/m)]
30 à 230	30
230 à 1000	37

Tableau I-3: Limites du champ électrique perturbateur rayonné dans la gamme des fréquences de 30 MHz à 1 GHz à une distance d'essai de 30 m pour des appareils de classe A (équipement commercial en zone protégée)

Gamme de fréquences (MHz)	Limites quasi-crête [dB(μ V/m)]
30 à 230	30
230 à 1000	37

Tableau I-4: Limites du champ électrique perturbateur rayonné dans la gamme des fréquences de 30 MHz à 1 GHz à une distance d'essai de 10 m pour des appareils de classe B (équipement commercial en condition normale d'utilisation)

Si la mesure du champ à 30 m ou à 10 m ne peut être effectuée à cause de niveaux de bruit ambiant élevés ou pour d'autres motifs, la mesure peut être effectuée à une distance plus courte. Les limites sont alors corrigées en supposant une variation du champ électrique inversement proportionnel à la distance, disposition valable en champ lointain. On peut ainsi prendre comme référence les tableaux suivants au lieu du Tableau I-3 ou du Tableau I-4.

Gamme de fréquences (MHz)	Limites quasi-crête [dB(μ V/m)]
30 à 230	40
230 à 1000	47

Tableau I-5: Limites du champ électrique perturbateur rayonné dans la gamme des fréquences de 30 MHz à 1 GHz à une distance d'essai de 10 m pour des appareils de classe A (équipement commercial en zone protégée)

Gamme de fréquences (MHz)	Limites quasi-crête [dB(μ V/m)]
30 à 230	40
230 à 1000	47

Tableau I-6: Limites du champ électrique perturbateur rayonné dans la gamme des fréquences de 30 MHz à 1 GHz à une distance d'essai de 3 m pour des appareils de classe B (équipement commercial en condition normale d'utilisation)

Le récepteur utilisé durant la mesure est à détection de quasi-crête et doit utiliser une largeur de bande de prédétection de 120 kHz (section un de la publication CISPR 16 [IEC85]). Si l'indication du récepteur montre des fluctuations à proximité de la limite, cette indication doit être observée pendant au moins 15 s à chaque fréquence de mesure; les indications les plus élevées doivent être notées, à l'exception de toute pointe fugitive qui est négligée.

L'essai peut se pratiquer de deux façons: en site ouvert ou à l'intérieur d'une chambre semi-anéchoïque.

L'essai en site ouvert décrit dans la Figure I-1 consiste à installer l'objet au-dessus du plan de sol à la distance précisée par la norme. Le site doit être dépourvu dans l'environnement de l'objet de tout obstacle diffractant les champs électromagnétiques.

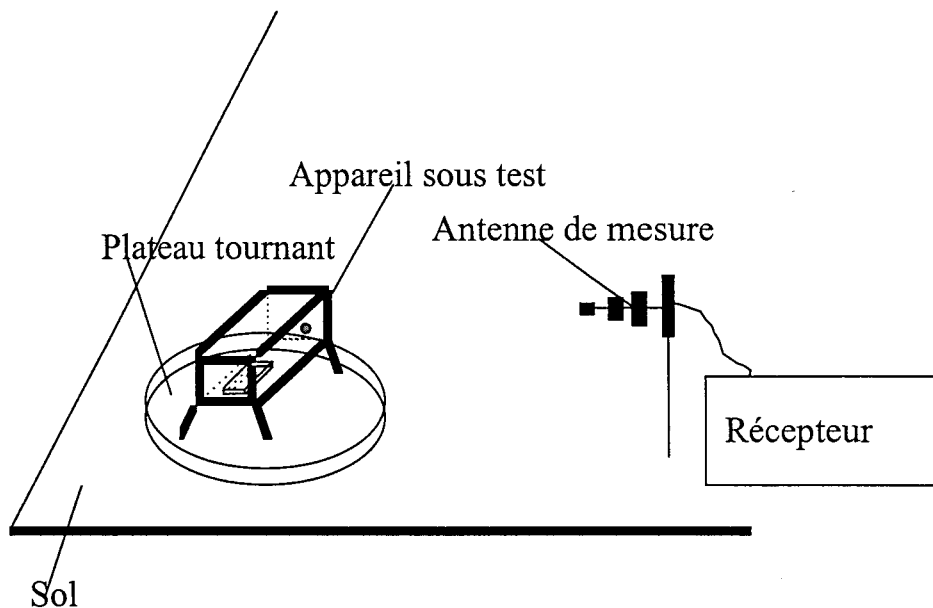


Figure I-1: Schéma de principe d'un essai mesurant l'émission électromagnétique d'un équipement installé en site ouvert

La mesure se pratique en deux temps:

- Le site d'essai doit permettre de distinguer les perturbations émises par l'unité d'essai du bruit ambiant. On éteint l'unité d'essai et l'on mesure le spectre du bruit ambiant afin de localiser les sources locales et notamment le champ venant des émetteurs de radiodiffusion. Le bruit ambiant doit être comparé aux limites prescrites par la norme et à la somme du bruit ambiant et de celui de la source [CENELEC85].
- L'unité d'essai est en ordre de marche, on mesure le spectre du champ électrique rayonné

Par comparaison avec le spectre du bruit ambiant, il sera alors possible de discerner le spectre émis par l'objet. Cela n'est pas très facile lorsqu'on se trouve dans les bandes de radiodiffusion. Et c'est précisément dans ces régions particulièrement protégés du spectre qu'il y a lieu de bien évaluer la pollution. D'autre part les résultats des mesures peuvent varier selon l'altitude du site d'essai et les conditions climatiques.

C'est ainsi que l'on préfère souvent mener l'essai dans une chambre semi-anéchoïque blindée comme l'indique la Figure I-2.

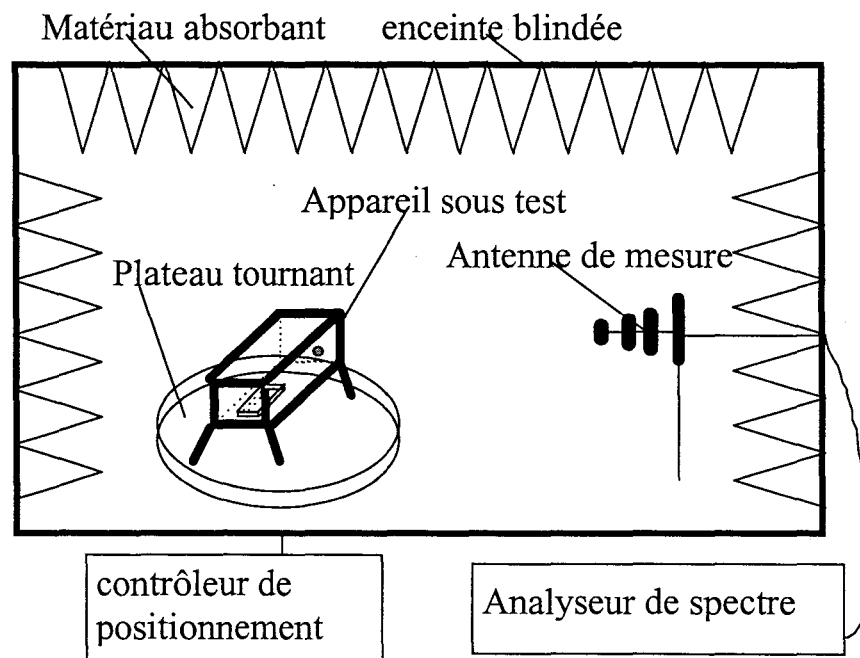


Figure I-2: Schéma de principe d'un essai mesurant l'émission électromagnétique d'un équipement installé dans une chambre semi-anéchoïque blindée

Ce site d'essai est une enceinte blindée possédant un plancher métallique qui permet alors de localiser toutes les parties du spectre d'émission de l'appareil même les moins intenses puisque l'ambiance de la chambre est dépouillée de toute pollution extérieure. La plus grande dimension de la chambre doit être au moins le double de la distance entre l'appareil sous test et l'antenne de mesure. Afin d'éviter de construire des enceintes blindées d'un volume exagéré, les normes suggèrent de réduire la distance antenne équipement à 3 ou à 10 mètres (voir le Tableau I-5 et le Tableau I-6). Pour s'approcher de l'environnement en espace libre il faut absorber les ondes qui parviennent sur les parois métalliques de l'enceinte. Ceci au moyen d'absorbants électromagnétiques disposés sur les parois de l'enceinte. La description qui suit concerne la mesure en chambre semi-anéchoïque blindée.

Les mesures du champ rayonné doivent être effectuées à une distance comptée à partir des limites de l'unité d'essai. Durant la mesure, on cherche à obtenir le rayonnement maximal en modifiant la disposition des éléments d'une manière compatible avec l'usage normal. Les câbles d'interface doivent être reliés aux accès d'interface disponibles de l'unité d'essai. On cherche la position et la longueur des câbles produisant le rayonnement maximal. Toute série de résultats doit être accompagnée d'une description d'ensemble complète de l'orientation des câbles et de l'équipement, de manière que les résultats puissent être reproduits. Les appareils comportant des cycles de fonctionnement doivent être expérimentés sur les cycles pressentis les plus polluants. L'unité d'essai est placée, vis à vis du plan de masse du site d'essai, dans la même situation que lors de l'utilisation réelle, c'est à dire qu'un appareil destiné à reposer sur le sol sera placé directement sur le plan de masse du site d'essai ou sur un plancher isolant (par exemple en bois) aussi proche que possible du

plan de masse du site d'essai. Un appareil portatif reposera sur une table non métallique à 0.8 m au dessus du plan de masse du site d'essai.

La mesure s'effectue en utilisant des antennes large bande de type biconique pour la bande 30 - 200 MHz et de type log périodique pour la bande 200 - 1000 MHz. Les polarisations verticales et horizontales sont couvertes durant l'essai afin de relever les indications des maxima de champ. On fait varier la hauteur de l'antenne entre 1 et 4 mètres et son l'azimut par rapport à l'unité d'essai au cours des mesures afin de trouver les indications des maxima de champ. En pratique on place l'unité d'essai sur un plateau tournant et on fait varier la hauteur de l'antenne.

I.3.2. Fiabilité et reproductibilité de la mesure

Un objectif de notre travail sera de valider des modèles de prédiction des émissions rayonnées par des mesures en chambre semi-anéchoïque blindée, il est donc intéressant de regarder la fiabilité et la reproductibilité de ces mesures qui serviront de référence aux modèles. Dans cette partie on fera référence à des normes FCC/ANSI (American National Standards Institute) utilisées aux USA.

D'un point de vue électromagnétique le champ mesuré par l'antenne doit être une onde plane pour donner sens à la mesure. Ainsi l'appareil doit être situé à une distance voisine de plusieurs longueurs d'onde de l'antenne. Pour la fréquence de 30 MHz la longueur d'onde est égale à 10 mètres, ce qui veut dire que l'approximation des ondes planes sera obtenue à une distance bien supérieure à 10 mètres de l'antenne. Dans le cas de mesures à 3 mètres, la condition d'onde plane n'est pas tout à fait satisfaite à 30 MHz, par contre elle le sera à partir de 200 MHz.

Les conditions d'environnement électromagnétique imposées à l'équipement soumis au test doivent être celles d'un demi espace libre (open-field). Les absorbants sont utilisés pour s'approcher de cette situation. Pour absorber totalement les ondes de fréquence 30 MHz avec des absorbants à structure pyramidale il faudrait des éléments d'une envergure voisine de 2 mètres, ce qui limiterait fortement le volume utile de l'espace d'essai. En pratique les dimensions des absorbants à structure pyramidale sont réduites ce qui fait que l'absorption rigoureuse n'est effective qu'à des fréquences supérieures. Par exemple des absorbants de 50 cm de hauteur rendent effective la condition de "open-field" qu'à des fréquences supérieures à 200 MHz. Ceci concourt à dire dans ce cas qu'entre 30 MHz et 200 MHz les conditions de propagation libre voulues par les normes ne sont pas tout à fait respectées. Parfois un panneau de ferrite est disposé entre les murs métalliques de l'enceinte et les absorbants afin de compléter leur action.

Il peut résulter de ces deux remarques quelques dispersions dans les mesures lorsqu'on compare des essais pratiqués à 3 mètres sur des sites de géométrie différente et surtout dans la bande 30 MHz-200 MHz. On aura une meilleure fiabilité des mesures si elles sont effectuées à 10 m et si les absorbants sont de dimension convenable.

La validation des outils de prédiction s'opérera en autre sur des éprouvettes d'essai de configuration simple. Afin de rendre les mesures le plus reproductible, on cherchera à ne mettre en évidence que des couplages connus et que l'on sait modéliser. On tentera de suivre au mieux la procédure de mesure en évitant les erreurs de mesure, la norme ANSI C63.6 donne une aide pour contrôler les erreurs de mesure.

A la reproductibilité de la mesure, il faut associer également la difficulté de maîtriser les distances géométriques quand le site ne possède aucun automatisme de mesure. Une erreur sur la hauteur de l'appareil de quelques cm peut facilement modifier le niveau d'un minimum relevé sur l'antenne de mesure de quelques dB. Ainsi les normes s'attachent à définir les limites sur les maxima de champ relevé. Un site dont le positionnement de l'appareil et des antennes de mesure est rendu automatique permettra une meilleure reproductibilité des mesures. On effectuera également des mesures dans un site entièrement automatisé (CSELT)

Le champ électrique mesuré dans une chambre semi-anéchoïque blindée est à chaque fréquence la somme vectorielle d'une composante directe et d'une composante réfléchie (Figure I-3).

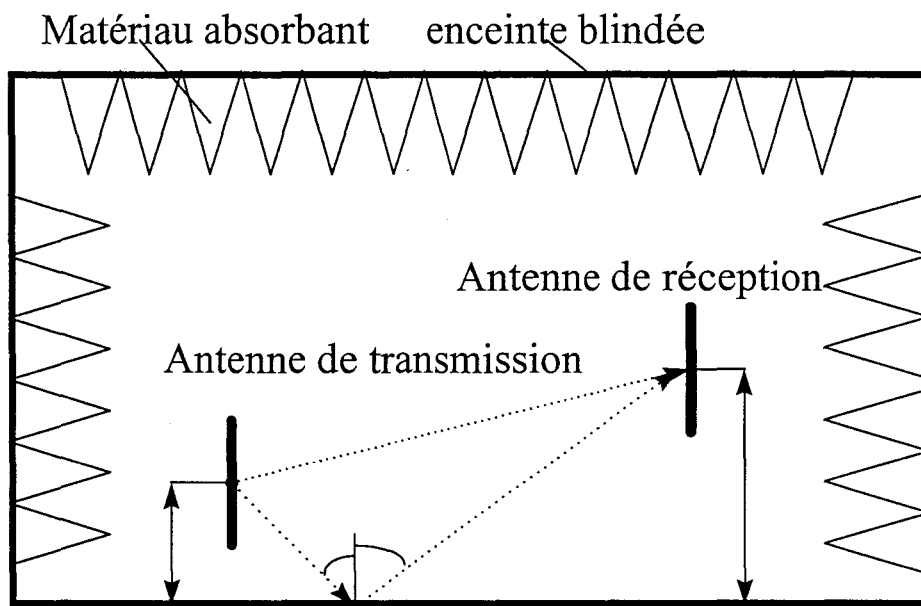


Figure I-3: Chemins de propagation d'une onde incidente dans le cas d'une mesure en chambre semi-anéchoïque blindée

Ces deux composantes d'amplitude voisine ont des chemins de propagation différents, elles pourront donc se sommer si elles arrivent en phase à l'antenne de mesure ou au contraire s'annuler si elles se trouvent en opposition de phase. Dans une situation idéale, la seule réflexion provient du plancher métallique du site de mesure considéré de dimensions infinies et ayant une conductivité infinie, mais en pratique il convient d'ajouter à celle-ci de multiples réflexions venant des parois, du plafond et d'autres objets métalliques qui peuvent provoquer des erreurs de mesures imprévisibles. Afin de pouvoir qualifier et certifier les sites de mesure, la partie 1 de

la norme de base CISPR 16 [IEC85] (la plus récente version de la norme de base CISPR 16 partie 1 a récemment incorporé des méthodes de mesure de l'atténuation du site fortement inspiré de la norme FCC, ANSI C63.4-1992) indique la mesure du Normalized Site Attenuation (NSA). Durant cette mesure montrée dans la Figure I-3 deux dipôles correctement calibrés sont utilisés. L'antenne d'émission est maintenue fixe à une hauteur précise, elle est alimentée par un générateur sinusoïdal dont la fréquence varie d'une manière continue ou discontinue. L'antenne de réception est placée à la distance précisée par la norme (3 ou 10 m), on fait varier sa hauteur afin de déterminer pour chaque fréquence le maximum de champ électrique. Le quotient entre le signal transmis et le signal reçu, ajusté des facteurs d'antenne conduit aux caractéristiques d'atténuation du site en fonction de la fréquence. Le résultat idéal de l'expérience recommandée par la norme peut être résolu d'une manière analytique par la formule I-1 utilisée lors de l'essai de l'atténuation volumétrique du site:

$$Att[dB] = -20 \log(f) + 48,92 + AF_r[dB / m] + AF_t[dB / m] - E_D^{\max}[dB\mu V / m] \quad \text{Equation I-1}$$

Où: $Att[dB]$ = Atténuation du site

$AF_r[dB / m]$ = facteur d'antenne de réception

$AF_t[dB / m]$ = facteur d'antenne de transmission

$E_D^{\max}[dB\mu V / m]$ = champ électrique maximal selon la position de l'antenne de réception dont la hauteur varie entre 1 et 4 m. L'antenne de transmission est un dipôle accordé en demi-onde et rayonne une puissance de 1 pW.

Il est alors possible de comparer les résultats de la mesure avec ceux de la formule analytique afin de qualifier la qualité du site de mesure. Dans le cas des organismes notifiés, le site d'essai doit répondre aux exigences de l'essai de l'atténuation volumétrique du site qui vérifie que l'écart entre la mesure de l'atténuation du site et la formule de référence pour tous les chemins de propagation utilisés lors d'une mesure sur un appareil reste dans une certaine limite. Dans ce but, l'antenne d'émission est placée à différents points dans le volume de test constitué d'un cylindre dont le diamètre est celui du plateau tournant. L'atténuation du site est mesurée dans les deux polarisations de l'antenne de mesure pour chaque position de l'antenne d'émission. Vingt différentes mesures d'atténuation du site doivent être prises (5 positions, chacune à 2 hauteurs et dans deux polarisations) et chaque chemin de propagation testé doit être compris dans une limite de +/- 4 dB par rapport au résultat de la formule analytique. On attribue généralement l'erreur comme suit:

- +/- 2 dB aux antennes de mesures
- +/- 1 dB aux instruments de mesure
- +/- 1 dB à la chambre

Dans la description du concept de l'atténuation du site, il est clairement indiqué que les deux dipôles doivent être correctement calibrés, sinon la mesure perd toute sa signification, des sites adéquats pourraient être refusés à cause d'antennes mal

calibrées. Le calibrage des antennes est exprimé au moyen de facteurs d'antenne qui représentent la relation de conversion entre le champ électrique dans lequel l'antenne de mesure est placée et la tension mesurée à la charge de l'antenne. Pour remédier à ce problème de calibrage, la norme ANSI C63.5 propose deux méthodes qui permettent de s'affranchir du problème du calibrage des antennes, la méthode du site standard et celle de l'antenne de référence.

De ces remarques, il en suit que les antennes large bande utilisées durant les mesures de qualification des appareils doivent être également calibrés correctement.

Pour la validation des modèles, on effectuera la comparaison entre les maxima locaux du spectre des RE mesurées et simulées. Il semble qu'une différence de ± 4 dB entre les maxima locaux des deux spectres soit acceptable. Il est toutefois préférable que le modèle surestime la mesure et effectue ainsi une prédiction conservatrice.

I.3.3. Intégration des conditions de mesure des RE dans les modèles de prédiction

Afin de faire une prédiction des RE dans les conditions précisées dans la norme EN 55022, les modèles de simulation doivent intégrer certains facteurs liés à la méthode de mesure.

Le plancher métallique disposé dans la chambre introduit une composante réfléchie en plus de la composante directe. Mais de plus, vu la distance séparant l'appareil et le plancher métallique, il existe entre eux un couplage déterminant pour les émissions dues au courant de mode commun. Il est nécessaire de tenir compte de ces deux aspects quand on s'intéresse en particulier aux cartes électroniques.

Les antennes de mesure sont placées en polarisation verticale et horizontale afin de déterminer les perturbations maximales. L'outil de prédiction doit permettre de visualiser le module du champ électrique polarisé horizontalement ou verticalement.

L'analyseur de spectre est souvent utilisé comme récepteur durant les mesures des RE. Il permet de visualiser à travers le facteur d'antenne un spectre de champ en valeur efficace. Le traitement informatique utilisé durant la simulation doit fournir des résultats de même type.

Généralement l'opérateur effectue une première série de mesures avec le détecteur crête puis avec le détecteur quasi-crête. On observera des différences dans le cas de signaux constitués d'impulsions ou en présence de transfert de données aléatoires. Dans le cas de signaux déterministes l'analyseur affichera le même résultat et il est alors inutile de faire les mesures avec le détecteur quasi-crête, elles demandent en effet plus de temps. Dans le cadre de notre travail les comparaisons simulation / mesure s'établiront à partir de cartes sur lesquels les signaux seront déterministes. On fera donc les mesures avec le détecteur crête. Il serait intéressant dans le futur de pouvoir modéliser le détecteur quasi-crête.

Durant la mesure une recherche des maxima d'émission est effectuée en variant la hauteur de l'antenne et l'azimut entre l'antenne et l'appareil. On réalisera une procédure automatisée de recherche des maxima au sein de l'outil de prédiction.

Enfin la simulation fournit le champ en un point alors que la mesure utilise pour cela des antennes dont les dimensions ne sont pas négligeables et qui présentent leur propre diagramme de réception. Quand nous effectuerons les comparaisons en champ lointain, l'onde qui arrive sur les antennes est plane et donc la mesure donnera un résultat que l'on pourra comparer avec la simulation. Quand cette condition n'est pas remplie, la comparaison pourrait être plus délicate.

I.4. Problématique posée par la simulation

I.4.1. Description de la structure à modéliser dans le cas d'un équipement de traitement de l'information (ITE)

D'une manière générale une unité d'essai d'un ITE est un appareil composé d'un ensemble de cartes filles montées sur un connecteur fond de panier placé éventuellement dans un container et présentant différents types de liaison. Cette structure sera placée durant les tests en chambre semi-anéchoïque blindée dans la même situation que lors de l'utilisation réelle. Un appareil destiné à reposer sur le sol sera placé directement sur le plancher métallique du site d'essai ou sur un plancher isolant (une table en bois par exemple) aussi proche que possible du plancher métallique du site d'essai. Un appareil portable reposera sur une table non métallique à 0.8 m au dessus du plancher métallique du site d'essai comme le montre la Figure I-4.

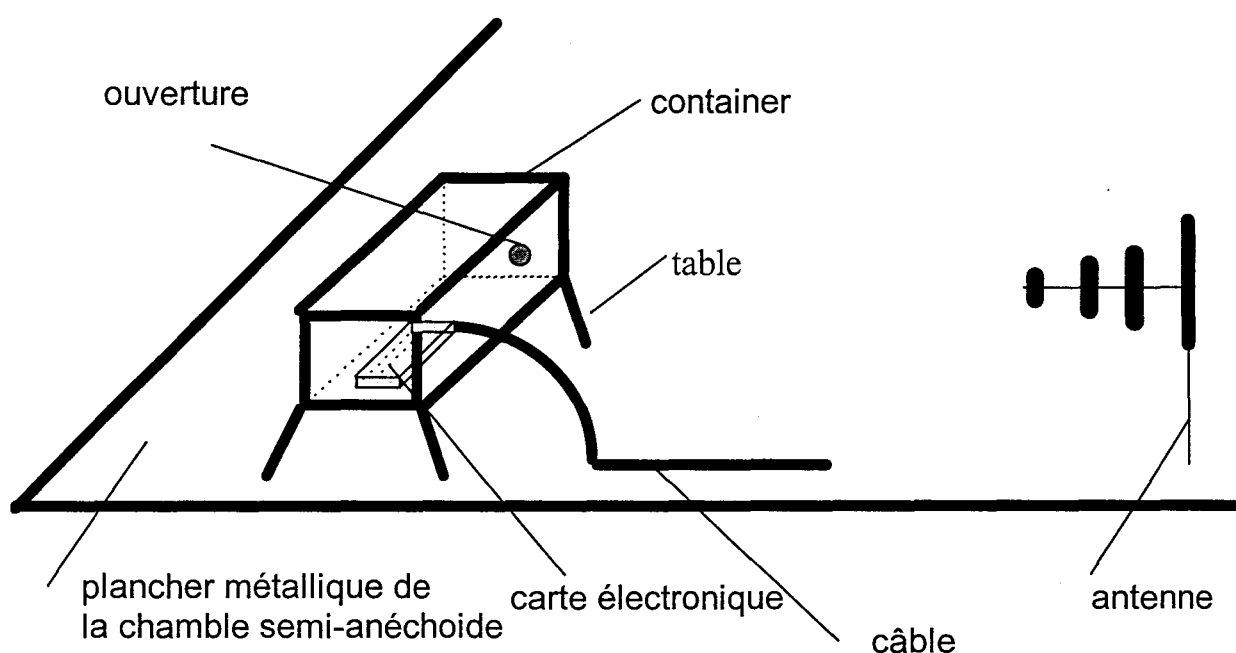


Figure I-4: Description d'une unité d'essai d'un ITE portable durant les mesures en émissions rayonnées

Il existe différentes technologies de container. Ils peuvent être constitués en matières plastiques, métalliques ou en un assemblage des deux. Pour éviter l'échauffement thermique les parois des containers sont souvent percées de trous constituant des ouvertures pour le champ électromagnétique. Ces ouvertures ont souvent des formes elliptiques (la forme circulaire en est un cas particulier) ou rectangulaires (la forme carré en est un cas particulier). La diffraction du champ rayonné par les pistes, les composants et les câbles internes au container au travers des ouvertures présentes sur les parois du container est une source d'émissions rayonnées qu'il convient de réduire. Il existe pour cela des règles pour dimensionner les ouvertures de façon à réduire le champ diffracté, celui-ci dépend aussi de la polarisation du champ interne qui arrive sur l'ouverture [Caniggia96trans]. Une recherche bibliographique [Leroux96URSI] nous a permis de vérifier que la simulation de tels effets peut utiliser des approximations selon la géométrie et les dimensions de l'ouverture vis à vis de la longueur d'onde. C'est ainsi que vers les basses fréquences, une approche quasi-statique peut être suivie. Quand les ouvertures sont petites devant la longueur d'onde les concepts de polarisabilité électrique et magnétique sont utilisables. Enfin pour des ouvertures de grande taille par rapport à la longueur d'onde il convient d'utiliser une méthode numérique rigoureuse.

Mais d'autres couplages posent plus de difficultés aux concepteurs d'appareils électroniques. Il s'agit des fentes (*slots*) que l'on peut trouver aux coins d'un container constitué de deux éléments métalliques qui s'emboîtent. Un autre exemple est celui d'une mauvaise connexion du blindage d'un câble à une des parois d'un container qui présente des fuites pour le champ électromagnétique. Ces couplages mettent en évidence des résonances qui peuvent être critiques vis à vis du gabarit normatif.

Nous n'avons pas considéré les effets dû à la présence du container dans notre travail.

Différentes technologies de liaison peuvent être utilisées pour relier entre elles les cartes à l'intérieur du container ou bien entre l'appareil et l'environnement extérieur (câbles d'Entrée/Sortie). On cite par exemple le câble coaxial, la paire torsadée. Différents types de blindage sont utilisés pour les câbles, on cite par exemple la simple, double tresse, le blindage uniforme. La fibre optique est aussi de plus en plus utilisée.

I.4.2. Problématique de la modélisation

Les différents éléments de l'appareil modifient le champ rayonné, les modèles électromagnétiques utilisables ne sont pas forcément les mêmes selon le rapport entre la longueur d'onde λ de la source électromagnétique et la dimension caractéristique D de l'objet étudié.

Si $D \ll \lambda$, on peut simplifier les équations de Maxwell et construire des outils "quasi-statiques". Il est alors possible de séparer les diffractions et les couplages dus

aux champs électriques et magnétiques et de superposer les deux contributions. C'est sous ces hypothèses que l'on trouve le plus grand nombre de méthodes analytiques.

Si au contraire $D \gg \lambda$, on peut également simplifier les équations de Maxwell et dériver des méthodes asymptotiques comme la théorie géométrique de la diffraction.

Si $D \sim \lambda$, aucune simplification des équations de Maxwell n'est possible sans faire d'autres hypothèses. C'est dans ce domaine que l'on trouve le plus d'applications de méthodes numériques.

Dans le cas d'une carte électronique, l'approximation "quasi-statique" est souvent utilisée pour calculer les paramètres des lignes de transmission que représentent les pistes de cuivre. Mais lorsque l'on veut prédire les émissions rayonnées par une unité d'essai d'un ITE, placée dans son site d'essai, on se trouve alors dans le domaine où $D \sim \lambda$, vu les dimensions en jeu (container, câbles, présence du plan métallique du site d'essai). De plus l'étude du rayonnement d'une carte fait intervenir la propagation des signaux sur les pistes et aussi des ondes vers l'antenne de mesure, donc l'approximation "quasi-statique" seule est insuffisante pour l'étude du rayonnement d'une carte. Une idée peut être alors de comprendre jusqu'à quelle limite on peut utiliser la Théorie des Lignes de Transmission (TLT) pour rendre plus rapide l'exécution de l'outil de prédiction sur la détermination de la distribution de courant sur les pistes ou les câbles de connexion par exemple.

La modélisation et caractérisation numérique de problèmes CEM a été un important domaine de recherche surtout depuis une vingtaine d'années. Souvent le problème doit être mis sous la forme d'un système d'équations différentielles partielles ou d'équations intégrales pour être ensuite résolu par la méthode numérique. Les méthodes numériques transforment alors généralement le système d'équations de départ en un système linéaire d'équations qui peut être résolu par un ordinateur. Mais il est important de noter que la solution que l'on obtient n'est pas toujours une solution rigoureuse en trois dimensions, cela dépend des relations de départ et des variables spatiales utilisées. Si les relations de départ sont les équations de Maxwell sous une forme différentielle ou intégrale, la solution obtenue sera rigoureuse. Par contre si l'on part d'équations valables en électrostatique, la solution obtenue sera valable dans le domaine de l'électrostatique. Il faut également remarquer qu'il n'est pas toujours nécessaire d'utiliser une méthode numérique pour trouver la solution rigoureuse d'un problème donné, cela dépend des hypothèses liées au problème à traiter. En effet on peut retrouver facilement les équations d'onde d'une onde plane par une méthode analytique et la solution obtenue est rigoureuse.

On obtient une solution en trois dimensions si le problème est décrit en utilisant 3 variables spatiales. Sous certaines conditions déduites de la physique, on peut utiliser des méthodes bidimensionnelles (2D), en supposant une invariance en translation de la géométrie.

Dans le cas d'un appareil représenté sur la Figure I-4, on pourrait penser de trouver une solution rigoureuse en trois dimensions (3D) en appliquant une méthode

numérique sur la structure réelle. Mais les calculateurs ne supportent pas actuellement un tel ensemble de données. Ainsi deux solutions sont envisageables:

Dans le but d'alléger ces calculs numériques, un maillage (mesh) simplifié de la structure réelle peut être réalisé. On obtient ainsi par exemple un maillage de forme parallélépipédique pour le container. Puis une méthode numérique est appliquée pour fournir éventuellement une solution à trois dimensions suffisamment rigoureuse par la résolution des équations de Maxwell. Pour procéder à cette résolution, différentes méthodes peuvent être appliquées, nous allons sommairement analyser leur performance relative. On se reportera à [Sadiku92] et [Hubbing91] pour une explication plus détaillée des principes utilisés dans chacune des méthodes. On veut ici présenter les avantages et inconvénients de chaque méthode. Trois grandes classes de méthodes sont généralement utilisées en électromagnétisme:

- La méthode des éléments finis (FEM)
- Les méthodes des différences finies (FD)
- Les méthodes des résidus pondérés avec en particulier la méthode des moments (MOM)

FEM est une méthode assez générale, elle est très utilisée pour la modélisation de différents problèmes CEM où interviennent des milieux hétérogènes. Le volume étudié est décomposé en volumes élémentaires de façon à les adapter à la géométrie de la structure, il est ainsi possible de traiter des formes assez particulières. Chaque élément du maillage peut avoir des propriétés physiques différentes de celles de l'élément voisin. Il est donc possible de traiter des configurations complexes et hétérogènes. La généralité systématique de la méthode rend possible la construction de programme à usage générique pour résoudre différents types de problèmes.

FD utilise un maillage d'éléments parallélépipédiques dont la taille est définie par le volume des détails les plus petits de la structure. Elle est plus efficace que FEM pour traiter les gros objets dont la morphologie est une extrapolation du maillage élémentaire comme les containers parallélépipédiques servant de blindage aux cartes électroniques. Mais vu que la finesse de la grille est déterminée par les dimensions du plus petit élément à modéliser, le volume du grillage doit être grand pour recouvrir tout l'objet et le champ proche l'avoisinant. Ainsi de gros objets contenant des géométries petites mais complexes nécessiteront une grille large et dense. Dans ce cas FEM sera plus efficace que FD bien qu'il soit possible avec FD de travailler avec un maillage adaptatif en utilisant la technique *multigrid*, [Sadiku92] et [Hubbing91].

Ces deux premières familles peuvent traiter des géométries complexes et hétérogènes. Elles permettent de tenir compte de l'effet des couches diélectriques dans le rayonnement d'une carte multicouches. Mais le partage du volume en éléments de dimensions finies pose le problème de la convergence du calcul lorsqu'il s'agit de traiter un espace infiniment étendu. Il convient alors d'associer à FEM et FD des conditions qui limitent artificiellement le volume étudié en introduisant un contour absorbant les ondes. Cette contrainte fait que ces méthodes ne sont pas bien adaptées à la simulation du rayonnement suivant la norme EN 55022 dont les conditions de mesure s'approchent de celles du rayonnement en espace libre.

Contrairement aux méthodes précédentes, la méthode des moments (MOM) nécessite seulement le maillage de la surface des éléments conducteurs, comme les pistes métalliques, source de rayonnement et les composants conducteurs passifs. MOM nécessite ainsi moins de mémoire vive et de temps de calcul que FD et FEM. Il n'est pas nécessaire d'introduire des conditions absorbantes pour les régions ouvertes, MOM est donc bien adapté aux problèmes de rayonnement en trois dimensions. Mais cette méthode présente pourtant certains inconvénients. elle traite plus difficilement les configurations géométriques complexes et perd une partie de son avantage en temps de calcul si le milieu présente un contraste diélectrique.

Mais on ne traite plus avec ces méthodes la structure réelle et les temps de calcul sont difficilement compatibles avec une utilisation de l'outil de prédiction dans la chaîne de conception des cartes: la durée d'une simulation est de l'ordre de plusieurs heures.

Le problème complet peut être décomposé en contributions que l'on suppose indépendantes entre elles. Chaque effet est traité par des méthodes simples. Le principe de superposition des effets est utilisé: on néglige la mutuelle influence de chaque contribution dans le calcul final du champ: on somme d'une manière indépendante chaque contribution. Mais les éléments rayonnants sont placés à de telles distances les uns des autres que l'on est en condition de champ proche et ils ont ainsi une influence directe sur la distribution de courant: les pistes présentent une certaine susceptibilité au rayonnement d'autres éléments avoisinants. D'autre part des phénomènes comme la diffraction sur les arêtes du boîtier d'un composant, le couplage avec les objets métalliques entourant la carte ne sont pas considérés. Cette technique offre l'avantage d'être beaucoup plus rapide et donc son utilisation dans la chaîne de conception est possible. Mais il n'est pas possible de simuler une situation quelconque et les résultats ne tiennent pas compte de certains couplages.

Enfin, pour orienter complètement le choix des méthodes, il est nécessaire d'envisager l'analyse de la chaîne complète de calcul qui se compose:

- de la récupération des données physiques, topologiques et géométriques au niveau des systèmes de routage utilisés pour concevoir les cartes. Il existe déjà des extracteurs qui fournissent un certain nombre de données pour l'évaluation de l'intégrité des signaux.
- du calcul proprement dit
- du traitement des résultats: visualisation graphique de spectres et diagrammes de rayonnement, de cartes d'émissions, ...

On discutera dans cette thèse de l'intégration des méthodes proposées dans un environnement de simulation CEM après routage.

I.4.3. Structure et modélisation envisagée

Devant la complexité présentée par un équipement ITE, nous orientons notre travail sur la carte électronique numérique. Mais lors des tests en site de mesure, le

rayonnement de mode commun dû aux câbles de connexion est un facteur important. Ainsi notre travail sera de modéliser la structure représentée sur la Figure I-5.

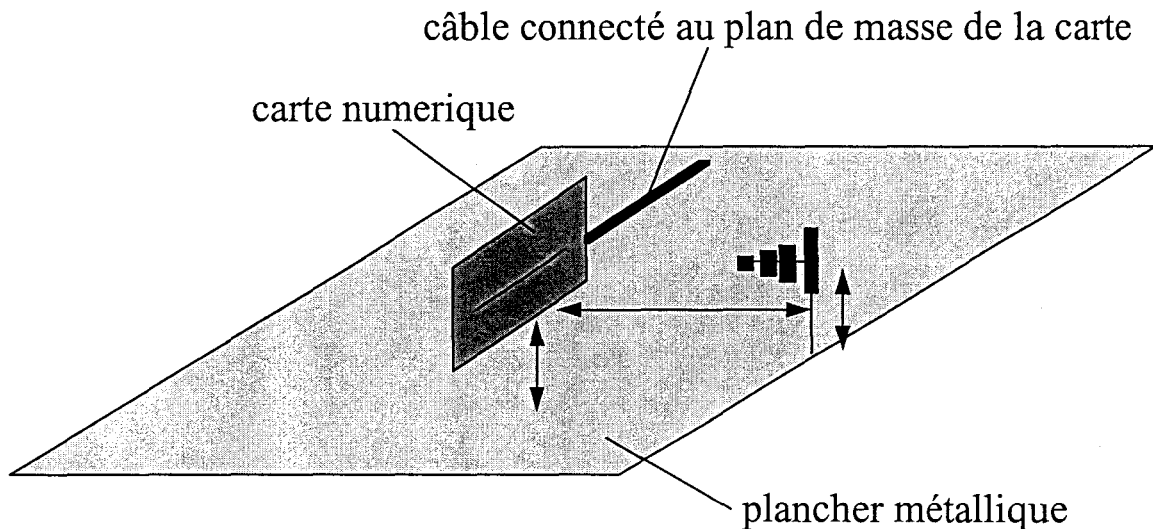


Figure I-5: Structure envisagée dans notre travail

Pour la modélisation, l'objectif sera d'adapter la rigueur des modèles d'électromagnétisme à la réalité pratique de la CEM. Ainsi au lieu d'utiliser systématiquement des méthodes numériques afin de trouver une solution rigoureuse en trois dimensions, on propose d'introduire dans des méthodes simples le plus d'effets possibles en utilisant une méthode hybride. La méthode proposée est hybride dans le sens où elle utilise une méthode numérique (PEEC), un algorithme de calcul d'intégrité de signal et des techniques analytiques. Vu qu'on ne va donc pas résoudre le problème complet, notre méthode intégrera dans un premier temps les perturbateurs qui donne une contribution majeure au rayonnement en supposant leur linéarité.

La méthode utilisera un algorithme de calcul d'intégrité de signal dont les résultats sont donnés dans le domaine temporel. La stratégie de modélisation sera donc ainsi mixte, temporelle pour la détermination de la distribution de courant sur les pistes et harmonique pour le calcul du champ. On liera les deux domaines en utilisant la théorie du signal (Transformée de Fourier Rapide). Cette méthode, validée par des mesures ne pourra pas simuler toutes les situations mais saura rendre compte en un temps acceptable de cas précis assez fréquemment rencontrés dans les normes. La méthode proposée sera intégrée dans un environnement logiciel de simulation après routage qui permettra la simulation de cartes industrielles à partir de leurs informations de routage.

CONCLUSION

L'étude du contexte normatif réalisée dans le chapitre introductif a permis de préciser la norme EN 55022 [CENELEC85] qui concerne les appareils de traitement de l'information (ITE) que nous considérerons dans notre thèse ainsi que les conditions de mesures relatives à cette norme que notre méthode de prédiction devra tenter de reproduire.

Les problèmes de fiabilité et de reproductibilité liés aux mesures effectuées en chambre semi-anéchoïque peut apporter des doutes dans la comparaison avec les résultats de la simulation si l'on considère la mesure comme élément de référence. Une comparaison entre une mesure de l'atténuation du site, *Normalized Site Attenuation* (NSA) et une formule analytique donnant le résultat de référence permet de quantifier les variations sur les résultats des mesures et donc qualifier la qualité d'un site.

Pour la validation de la méthode hybride, on effectuera la comparaison entre les maxima locaux du spectre des RE mesurées et simulées. Il semble qu'une différence de ± 4 dB entre les maxima locaux des deux spectres soit acceptable. Il est toutefois préférable que le modèle surestime la mesure et effectue ainsi une prédiction conservatrice.

La modélisation d'un appareil ITE placé dans les conditions de mesure du test selon la norme EN 55022 est un problème complexe. C'est ainsi que nous orientons notre travail de modélisation au cas d'une carte numérique munie d'un câble. Pour la modélisation d'une telle structure, l'objectif sera d'adapter la rigueur des modèles d'électromagnétisme à la réalité pratique de la CEM. Ainsi au lieu d'utiliser systématiquement des méthodes numériques afin de trouver une solution rigoureuse en trois dimensions, on propose d'introduire dans des méthodes simples le plus d'effets possibles en utilisant une méthode hybride. La méthode proposée est hybride dans le sens où elle utilise une méthode numérique (PEEC) [Ruehli73], un algorithme de calcul d'intégrité de signal et des techniques analytiques.

Vu qu'on ne va donc pas résoudre le problème complet, il faut avoir une idée précise sur la nature des perturbateurs, qui au sein d'une carte, donne une contribution majeure au rayonnement. C'est ce que nous allons entreprendre dans le chapitre à venir qui est consacré à la technologie de la carte électronique et aux problèmes posés par la modélisation de son rayonnement. Notre méthode intégrera dans un premier temps deux perturbateurs qui donnent une contribution majeure au rayonnement.

CHAPITRE II

**DESCRIPTION DES TECHNOLOGIES UTILISÉES
POUR CONCEVOIR LES CARTES
ÉLECTRONIQUES, IMPLICATIONS SUR LES
MODÈLES DE PRÉDICTION**

II. DESCRIPTION DES TECHNOLOGIES UTILISÉES POUR CONCEVOIR LES CARTES ÉLECTRONIQUES, IMPLICATIONS SUR LES MODÈLES DE PRÉDICTION

INTRODUCTION

Le rayonnement d'une carte électronique est un problème complexe qui nécessite une analyse approfondie de sa technologie. Nous tenterons dans ce deuxième chapitre de décrire les technologies des cartes électroniques et de dresser un bilan des perturbateurs qui interviennent dans le rayonnement d'une carte.

Nous commencerons par rappeler des principes généraux sur le rayonnement de mode différentiel et de mode commun. Nous verrons que d'une manière générale le rayonnement d'une carte numérique munie d'un câble est souvent dominé dans les basses fréquences par celui de mode commun du câble et dans les hautes fréquences par celui de mode différentiel des pistes où circulent des signaux à large spectre.

Puis nous analyserons les structures qui contribuent au rayonnement d'une carte selon sa technologie et pour être plus précis selon sa section transverse.

L'absence de plan de masse complique la prédiction des signaux qui se propagent sur les pistes et donc aussi de leur rayonnement. Le conducteur de masse d'une carte dépourvue de plan métallique peut être éventuellement constitué d'une surface remplie de cuivre. Dès lors une méthode numérique effectuant un maillage de la structure et en particulier des surfaces de cuivre est nécessaire pour calculer les paramètres des lignes et pour évaluer correctement la distribution de courant sur les pistes de signal et sur le conducteur de retour, ce qui est primordial pour ensuite appréhender les aspects d'émissions rayonnées.

Nous analyserons en détails les cartes présentant au moins un plan métallique qui est une situation fréquente pour les cartes numériques rapides. Nous verrons que la présence d'un plan est bénéfique pour réduire le rayonnement de la carte mais qu'il pose des difficultés d'application des principes classiques d'électromagnétisme de part ses dimensions et sa conductivité finies. Nous examinerons ensuite les effets que les couches diélectriques entraînent sur le calcul de l'impédance des lignes à microruban et sur leur rayonnement, aspect qui sera approfondi au chapitre IV.

Nous verrons ensuite que les cartes multicouches présentent des striplines dont le rayonnement est fortement influencé par la nature des impédances connectées entre les plans. Un modèle de prédiction du rayonnement d'une telle structure pour laquelle les plans sont supposés à l'équipotentielle est présenté. Il est confronté à des mesures dans [Leroux96Roma].

Enfin nous verrons que les plans métalliques peuvent contribuer au rayonnement par le courant de retour de l'alimentation des dispositifs logiques qui, lors de leur commutation provoque un couplage par impédance commune. Dans

[Leroux96wroclaw] une modélisation est proposée dans le but d'étudier le couplage par impédance commune qui survient lors de l'injection d'un courant transitoire sur le plan d'alimentation d'une carte. Quelques résultats sont discutés dans la thèse.

Le rayonnement d'une carte est très lié aux signaux qui se propagent sur les pistes. Après avoir donné un aperçu des différentes technologies de composants logiques, nous nous intéresserons au spectre d'un signal numérique pour déterminer son impact sur le rayonnement.

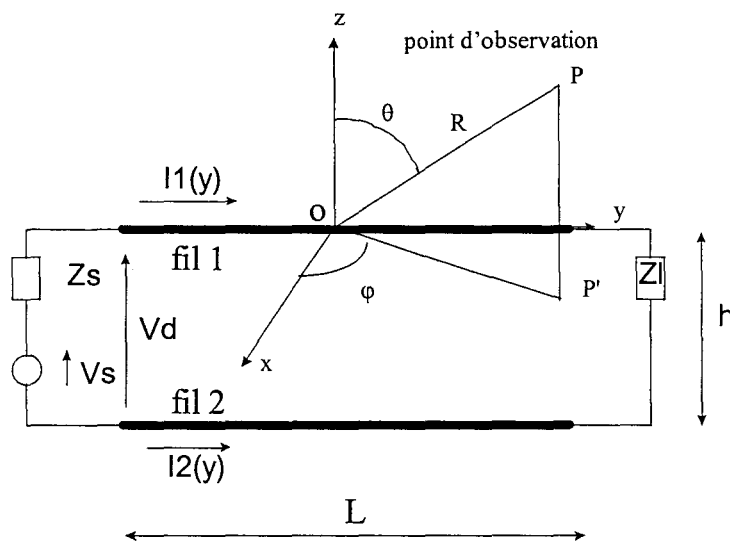
De plus nous verrons que les circuits intégrés (IC) contribuent également au rayonnement d'une carte et vu le nombre toujours croissant de composants sur les nouveaux dispositifs cette contribution n'est pas négligeable.

L'intégration d'un modèle prédictif dans la chaîne de conception des cartes et les contraintes que cela pose afin d'obtenir une solution utilisable en site industriel seront discutées pour conclure ce chapitre.

II.1. Considérations préliminaires relatives au rayonnement de mode différentiel et de mode commun

Une carte est caractérisée par sa structure physique: sa section transverse et son routage et par les composants et donc les signaux qui transitent sur les pistes. Les différents éléments rayonnants que sont les pistes et les plans peuvent être stimulés par deux types de courant, celui de mode différentiel et celui de mode commun. Par exemple on considère la ligne de transmission de la Figure II-1 constituée de deux fils horizontaux, alimentée par une source (V_s , Z_s) et fermée sur une impédance Z_l .

Le courant I_1 circule sur le fil 1 et le courant I_2 sur le fil 2.



$$I_D = \frac{I_1 - I_2}{2}, I_C = \frac{I_1 + I_2}{2} \text{ et } h \ll \lambda$$

Figure II-1: Courants de mode commun et différentiel

Les courants sur les deux conducteurs, à une section transverse de la ligne donnée, peuvent être décomposés en deux composantes.

La composante I_D est le courant de mode différentiel. Il s'agit du courant désiré lors du fonctionnement normal du circuit. Il peut être déterminé en appliquant simplement les lois de Kirchoff et donc en utilisant une approche à base de circuits (SPICE par exemple). Ce courant est défini à partir de la différence de I_1 et I_2 que l'on choisi au niveau de la notation de diviser par deux, ainsi le champ résultant pour le mode différentiel est dû à deux composantes directement opposées, qui ont tendance à annuler le champ résultant. En fait les courants I_1 et I_2 sont situés sur des conducteurs séparés d'une distance h , il existe ainsi une différence de phase spatiale non nulle quand on calcule la contribution du champ due à chacun des courants en un point de l'espace. Ainsi le champ résultant n'est pas nul.

L'autre composante I_C est le courant de mode commun. Le courant I_C est défini à partir de la somme de I_1 et I_2 que l'on choisi au niveau de la notation de

diviser par deux, ainsi le champ résultant pour le mode commun est dû à deux composantes qui se somment au lieu de se soustraire.

Le retour du courant de mode commun s'opère par le courant de déplacement

$\mu\epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}$ présent dans la quatrième équation de Maxwell:

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{B} = \mu(\vec{J} + \epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t})$$

Equation II-1

Cette équation exprime le rotationnel de l'induction magnétique B en fonction de la densité de courant des charges mobiles J et du courant de déplacement. Ainsi le courant IC sera très sensible à la proximité d'objets métalliques. Dès lors il faudra tenir compte du couplage entre la carte électronique à simuler et le plancher métallique de la chambre semi-anéchoïque utilisée pour les tests normatifs pour analyser correctement le rayonnement dû au courant de mode commun. Cet aspect sera développé dans le chapitre V dédié à la prédiction du rayonnement de mode commun d'un câble connecté au plan de masse d'une carte.

Nous proposerons un modèle de prédiction des émissions rayonnées de mode différentiel des pistes dans le chapitre IV. Il faudra prendre garde à la manière d'alimenter les cartes de test utilisées pour la validation du modèle afin d'éviter au mieux de générer du courant de mode commun. On utilisera tout d'abord un générateur de signal sinusoïdal placé en dehors du site de mesure. Puis on fera usage également d'oscillateurs alimentés de façon autonome et embarqués sur la carte. Afin d'éviter le rayonnement propre de l'oscillateur, celui-ci sera placé dans un container métallique. Mais la proximité d'objets métalliques influence le courant IC. Il faudra donc utiliser un container de petite dimension et donc réaliser un oscillateur de format réduit. Il faudra connecter le container au plan métallique des cartes de test en plusieurs points afin d'assurer au mieux la même référence de masse.

Afin de comprendre comment évoluent les champs de mode différentiel et de mode commun en fonction de la fréquence, on considère que les fils 1 et 2 de la Figure II-1 ont une longueur L très petite devant la longueur d'onde dans le milieu considéré. Dès lors l'évolution spatiale de l'amplitude des courants I1 et I2 est constante et les deux fils peuvent être considérés comme des dipôles de Hertz. En utilisant les relations donnant le champ électrique pour un dipôle de Hertz en champ lointain [Paul87] et en supposant que les fils sont électriquement proche l'un de l'autre ($h \ll \lambda$), il est possible de reconnaître dans le champ électrique rayonné par les deux fils une composante de mode différentiel: $E_{D_{max}}$ et une composante de mode commun: $E_{C_{max}}$ exprimées par leur valeur maximale [Paul87] en V/m. Cette valeur maximale est obtenue en variant la position du point d'observation P où le champ

électrique est estimé (Figure II-1). Le point d'observation est référencé par rapport à un repère cartésien lié au fil 1.

Pour la composante de mode différentiel du champ électrique, on a:

$$\left| E_{D_{\max}} \right| = \frac{120\pi^2 I_D L h f^2}{c^2 R} \quad \text{Equation II-2}$$

où:

c est la célérité de la lumière dans le vide, $c=3 \times 10^8$ m/s.

R est la distance où le champ électrique est calculé.

I_D est le courant différentiel.

$\left| E_{D_{\max}} \right|$ est obtenu en supposant que les deux fils 1 et 2 sont des dipôles de Hertz.

soit:

$$\left| E_{D_{\max}} \right| = 1.31 \times 10^{-14} \frac{I_D L h f^2}{R} \quad \text{Equation II-3}$$

Cette relation montre que les émissions de mode différentiel évoluent proportionnellement avec la surface de la boucle Lh. La distance h entre les deux fils est ainsi un paramètre important pour le rayonnement de mode différentiel. En effet cette distance définit, avec la longueur des fils, la surface d'une boucle magnétique qui rayonne. Ainsi le rayonnement de mode différentiel sera d'autant plus important que la distance h qui sépare les deux fils sera grande. D'autre part la composante de mode différentiel du champ électrique évolue avec le carré de la fréquence.

Un autre facteur qui influence le rayonnement de mode différentiel est la valeur et la position des impédances présentes sur le circuit. Considérons l'exemple de la Figure II-2 où une résistance série est placée entre la source et le fil 1 où se propage II. Comme nous le verrons dans la partie II.3.2 une résistance série R_s peut être utilisée pour adapter en statique l'impédance de sortie de la source à l'impédance caractéristique Z_0 de la ligne. Si la distance Δs entre le générateur et la résistance série est importante, un régime oscillant se met en place, résultant de multiples réflexions entre R_s et Z_s . La partie Δs est un petit élément d'antenne qui rayonne. Ces oscillations donneront lieu ainsi à des raies supplémentaires dans le spectre de rayonnement. Par contre si la distance Δs est réduite, la source voit en statique une charge adaptée, la position de la résistance série est optimisée. Il convient donc de minimiser la distance entre les émetteurs et les résistances séries pour réduire les émissions rayonnées.

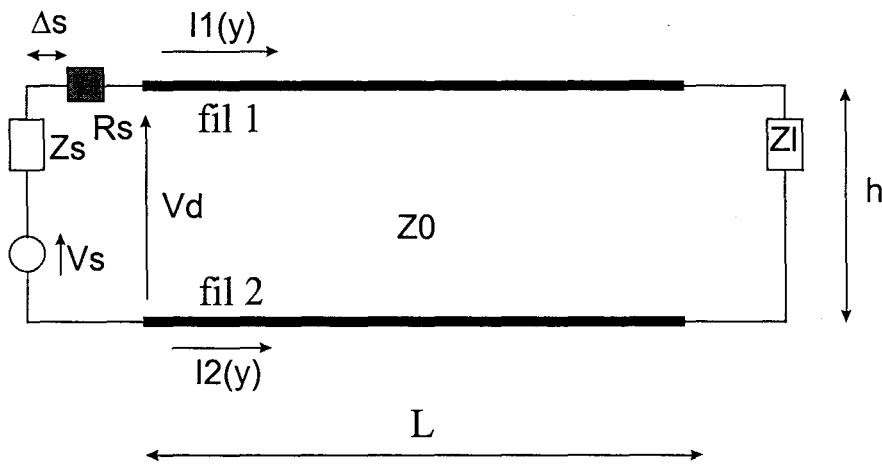


Figure II-2: Influence d'une résistance série

Pour la composante de mode commun du champ électrique, on obtient:

$$|E_{C_{\max}}| = \frac{120\pi I_C L f}{cR} \quad \text{Equation II-4}$$

où:

c est la célérité, $c=3 \times 10^8$ m/s.

R est la distance où le champ électrique est calculé.

I_C est le courant de mode commun.

$|E_{C_{\max}}|$ est obtenu en supposant que les deux fils 1 et 2 sont des dipôles de Hertz.

soit:

$$|E_{C_{\max}}| = 1.2 \times 10^{-6} \frac{I_C L f}{R} \quad \text{Equation II-5}$$

Les émissions de mode commun évoluent proportionnellement avec la longueur des fils et avec la fréquence.

La comparaison entre les relations II.3 et II.5 permet de façon simple de mettre en évidence l'importance relative du rayonnement de mode commun. Prenons un exemple numérique éloigné des paramètres géométriques des circuits imprimés. Supposons que les fils de la figure ii-1 forment chacun un câble de longueur 1 mètre et qu'ils soient espacés d'une distance h de 1 centimètre. On veut soumettre ce système aux critères de rayonnement définis par la norme EN 55022 pour la fréquence 90 MHz. En effectuant la mesure à 10 mètres, la limite imposée par la norme à cette fréquence est de 40 dB μ V/m soit 100 μ V/m. A la fréquence choisie pour l'exemple la longueur d'onde λ est voisine de 3 m, ainsi la distance h entre les deux câbles est très petite devant la longueur d'onde: $\lambda \approx 300 h$. De plus dans ces conditions la

longueur L des câbles est petite devant la longueur d'onde: $\lambda \approx 3L$. Enfin la distance R où est évalué le champ est grande devant la longueur d'onde: $R \approx 3\lambda$. Nous sommes ainsi dans le cas d'application des relations II.3 et II.5 qui sont pour ce cas d'étude très instructives. En effet en substituant ces données numériques dans ces relations, on remarque qu'il faut 0.94 mA de courant de mode différentiel pour dépasser la limite fixée par la norme si le rayonnement était uniquement de mode différentiel alors qu'il ne faut que 9.2 μ A de courant de mode commun pour atteindre la même amplitude de champ électrique. En pratique on peut rencontrer des phénomènes de résonance qui ne sont pas pris en compte dans la formule utilisée. Dans le cas où certaines résonances se vérifient, il est possible qu'une intensité de 3 μ A de courant de mode commun soit suffisante pour que l'on dépasse la norme à la fréquence de 90 MHz. Cet exemple trivial montre qu'un très faible courant de mode commun circulant dans le conducteur ou le plan de masse d'une carte peut produire un champ EM bien supérieur à celui engendré par le courant de mode différentiel défini par les caractéristiques fonctionnelles du circuit, surtout pour les basses fréquences. C'est ainsi que le rayonnement d'un dispositif est souvent dominé dans les basses fréquences par celui de mode commun des câbles connectés à la carte.

Ce courant de mode commun ne représente qu'une faible fraction du courant total et est pour cette raison difficile à évaluer. Dans [Horck97EUT] un système de mesure est mis en place afin d'avoir accès au courant de mode commun circulant dans le plan de masse d'une carte. Ce système est utilisé pour valider une méthode de prédiction de ce courant de mode commun. Dans le chapitre V de la thèse nous présenterons une méthode qui permet la prédiction du rayonnement de mode commun d'un câble connecté au plan de masse d'une carte.

De part l'évolution en fonction du carré de la fréquence du champ de mode différentiel (relation II.3), celui-ci accroît son importance vis à vis de celui du mode commun (relation II.5) dans les hautes fréquences. Ainsi le rayonnement sera souvent dominé dans les hautes fréquences par celui de mode différentiel des pistes où se propagent des signaux à large spectre.

Ces premières considérations sur le circuit simple représenté sur la Figure II-1 nous permettent déjà de dégager des règles générales de conception des cartes à circuits imprimés qui devraient être vérifiées par des outils de prédiction. Il convient en effet de réduire au mieux la surface des boucles de courant, de placer les résistances séries le plus près possible des sources et enfin de considérer le couplage entre la carte et les objets métalliques se trouvant dans son environnement.

La génération et les effets du courant de mode commun diffèrent selon la structure qui rayonne.

Dans le cas où la géométrie des fils 1 et 2 de la Figure II-1 est symétrique et le conducteur de masse n'est pas connecté à une masse externe, ce courant est dû à la dissymétrie de la source qui alimente la structure pour laquelle le fil 2 constitue le conducteur de masse. Afin de réduire cette composante de mode commun, il est possible d'alimenter la structure d'une manière symétrique en utilisant un transformateur d'isolement (Figure II-3) ou une source différentielle (Figure II-4).

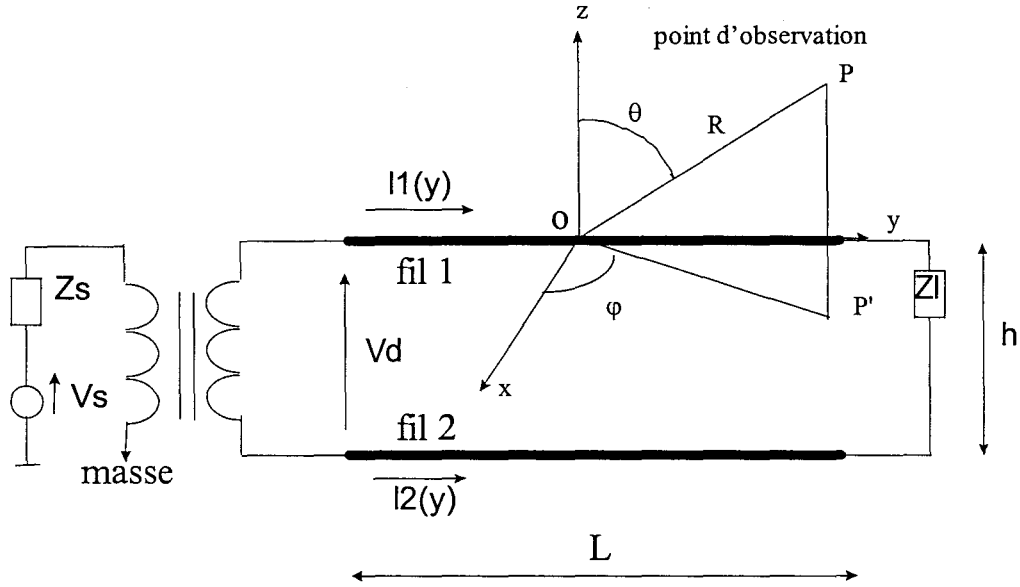


Figure II-3: Alimentation par un transformateur d'isolement

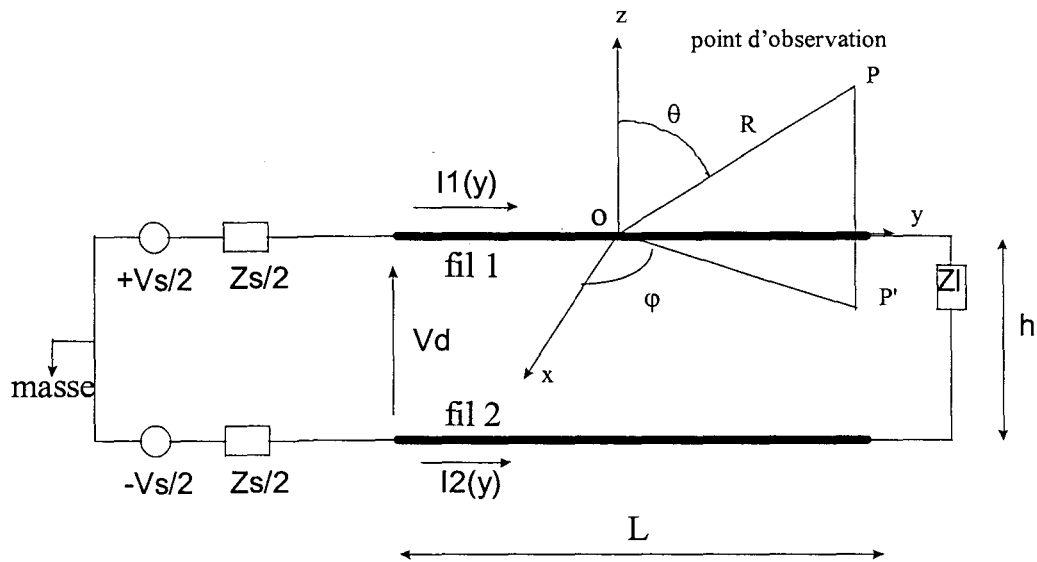


Figure II-4: Alimentation par une source différentielle

De cette manière la géométrie de la structure et la source qui l'alimente sont symétriques, ainsi le courant de mode commun est théoriquement nul. Mais en pratique les deux solutions proposées présentent quand même un courant de mode commun. Dans le cas du transformateur d'isolement, les performances de réjection du courant de mode commun dépendra des fréquences considérées et de sa technologie et en particulier du déséquilibre entre les capacités parasites présentes entre chaque borne et le blindage du transformateur, si celui-ci est blindé. On peut néanmoins espérer une réjection de l'ordre de 80 dB si les lignes sont équilibrées. En ce qui concerne l'alimentation par une source différentiel, on observe souvent un délai (skew) entre les deux sources, ce qui entraîne une dissymétrie et donc un courant de mode commun. Il est en outre difficile en pratique de rencontrer une situation de pistes parfaitement symétriques. On aura souvent une dissymétrie dans

la géométrie des fils 1 et 2, dans le cas de cartes électroniques dépourvues de plan métallique par exemple.

Dans le cas où le conducteur de retour est un plan métallique et si la source est asymétrique, comme c'est le cas pour une ligne à microruban alimentée par une porte logique, le comportement électromagnétique est notablement différent vis à vis de la paire de fils envisagée précédemment. En effet en appliquant la théorie des plans images, même si la géométrie d'une ligne à microruban est asymétrique, le plan métallique introduit l'image de la piste et de la source. Ceci a pour effet de rendre symétrique la géométrie de la structure et de la source qui l'alimente, ainsi les lignes de champ auront plus tendance à se refermer sur le plan de masse que sur une masse externe. Le rayonnement d'une carte dépourvue de plan métallique dans laquelle on insère un plan de masse supposé de dimensions infinies sera ainsi fortement diminué. German dans [German90] explique l'efficacité de ce plan métallique en utilisant la théorie des plans images. Mais dans le cas d'une ligne à microruban dont les dimensions longitudinales sont finies la théorie des plans images ne peut pas s'appliquer parfaitement. Nous rappellerons dans la partie II.2.2.1 de ce chapitre les limitations d'une telle approche pour traiter les cartes de dimensions finies. Des mesures [Caniggia91] réalisées en chambre semi-anéchoïque à une distance de 3 m sur des cartes d'essai de dimensions finies comparent le rayonnement d'une ligne à microruban à celui produit par une paire de fils alimentée de manière asymétrique. Les paramètres des deux structures sont choisis de façon à générer le même courant de mode différentiel. Dans ces conditions les émissions rayonnées par la ligne à microruban, mise en position verticale, face à l'antenne, pour les fréquences inférieures à 300 MHz sont jusqu'à 30 dB plus faibles que celles de la paire de fils équivalente. Au-delà de cette fréquence l'écart diminue. Ces résultats confirment par ailleurs la tendance dégagée par d'autres mesures effectuées par German dans [German90]. Malheureusement la technologie des cartes industrielles présente des situations où des structures sont stimulées de façon à produire un rayonnement de mode commun important qu'il faudrait prendre en compte dans un outil de prédiction.

La présence d'un plan métallique de dimensions finies entraîne des couplages avec l'environnement extérieur, comme le plancher métallique du site de mesure, qu'il faut étudier davantage afin de proposer une méthode de prédiction qui intègre le rayonnement de mode commun. Ces couplages seront considérés dans la partie II.2.2.1

Nous allons maintenant regarder plus en détails les différentes technologies de la carte électronique et en particulier les différentes sections transverses que l'on rencontre en pratique. Nous envisagerons pour chaque technologie les approches théoriques possibles pour en simuler le rayonnement électromagnétique.

II.2. Les différentes technologies de cartes électroniques

Il existe deux types de carte électronique.

Le type de carte le plus répandu est le PCB (Printed Circuit Board) pour lequel les pistes métalliques ont une section rectangulaire. L'épaisseur du cuivre est normalisée et prend souvent une des valeurs 35 ou 70 μm . La largeur des pistes peut être de dimension variable mais sa valeur est un facteur important dans le calcul de l'impédance des pistes, ainsi on ne trouve rarement plus de 4 ou 5 largeurs de piste différentes au sein d'une carte. L'intégration de la carte, qui caractérise le nombre de pistes par unité de surface, est normalisée en classes allant de 1 à 5, de la moins dense à la plus dense. Les pistes sont réalisées par un dépôt de cuivre sur un substrat et ainsi un PCB peut présenter jusqu'à une vingtaine de couches métalliques en effectuant des dépôts successifs. Les cartes multicouches présentent alors des plans métalliques qui servent de référence de masse et d'alimentation.

Le PWB (Printed Wire Board) est caractérisé par des pistes de section circulaire: ce sont des fils métalliques. Le diamètre des pistes est alors un paramètre important dans les calculs d'impédance. Les fils de cuivre utilisés sont placés sur un substrat et ainsi on ne réalise pas avec cette technologie des cartes multicouches. Ce type de carte n'est pratiquement plus utilisé de nos jours.

Considérons maintenant les différentes sections transverses que l'on rencontre en pratique dans la technologie du PCB.

II.2.1. Carte sans plan de masse

II.2.1.1. Carte simple couche, simple face

Les pistes de cuivre reposent sur un des côtés d'une couche de diélectrique. L'épaisseur du substrat est de l'ordre du millimètre. Les éléments rayonnants sont des lignes suspendues comme le montre la Figure II-5.

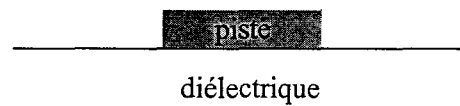


Figure II-5: Section transverse d'une carte simple couche, simple face

Ces cartes économiquement attrayantes sont utilisées pour des applications à basses fréquences. Quand elle sont placées lors de leur utilisation sur un support métallique, ces cartes peuvent soutenir des applications à plus hautes fréquences.

II.2.1.2. Carte simple couche, double face et sans plan de masse

Les pistes de cuivre reposent sur chacun des côtés d'une couche de diélectrique. L'épaisseur du substrat est de l'ordre du millimètre. Les éléments rayonnants sont des lignes suspendues comme le montre la Figure II-6.

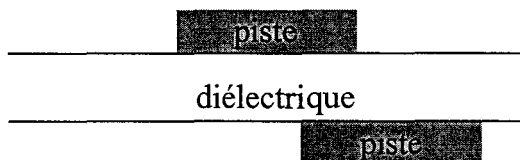


Figure II-6: Section transverse d'une carte simple couche, double face et sans plan de masse

Un exemple de carte double face sans plan de masse est illustré dans la Figure II-7 où elle est montée sur un support métallique. Ce type de carte est également bon marché et autorise une plus grande densité de composants.

Les cartes électroniques démunies de plan métallique posent un certain nombre de problèmes dans la modélisation du point de vue des émissions rayonnées.

La première contrainte concerne le conducteur de retour. Vu l'absence de plan de masse, le conducteur de masse est constitué d'une piste de largeur variable et éventuellement de surfaces remplies de cuivre. Ces surfaces sont réalisées au niveau de la Conception Assistée par Ordinateur (CAD) par des remplissages de cuivre et servent à réduire au mieux l'impédance du conducteur de masse présentée aux circuits placés sur la carte et de ce fait à réduire le couplage par impédance commune. La Figure II-8 représente le routage d'une carte double face sans plan de masse. Le conducteur de retour est formé de pistes de largeur variable et de remplissages de cuivre.

EXEMPLE DE CARTE SANS PLAN DE MASSE

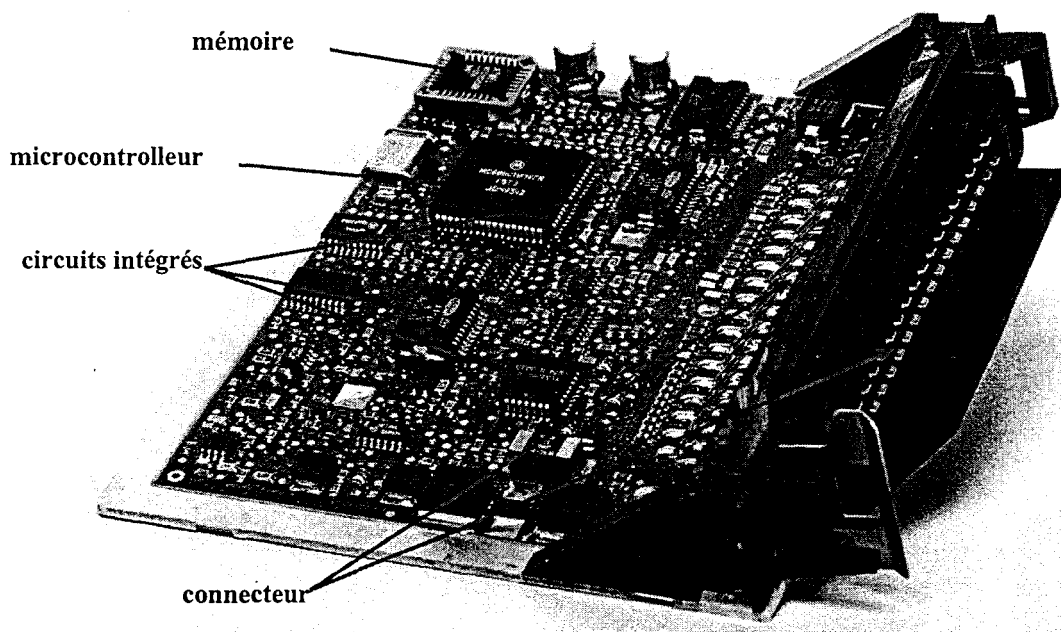


Figure II-7: Exemple de carte double face sans plan de masse

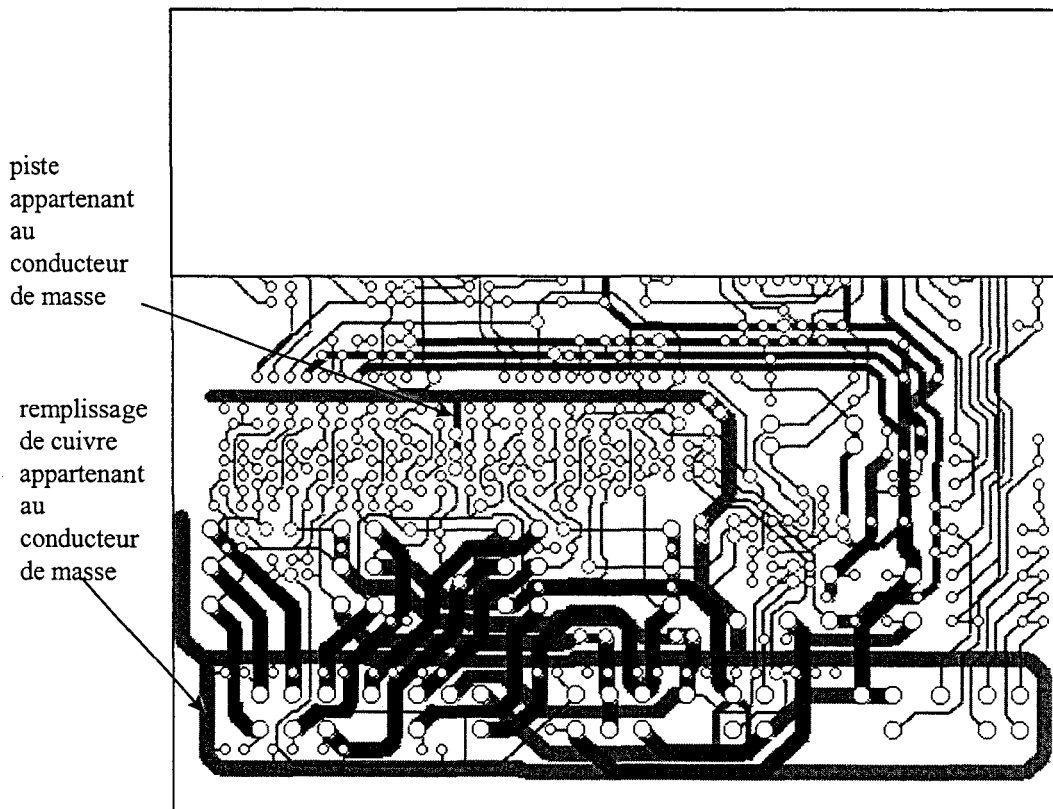


Figure II-8: Routage d'une carte double face sans plan de masse. Le conducteur de retour est formé de pistes de largeur variable et de remplissages de cuivre.

Dans la Figure II-8 le remplissage de cuivre définit en bas du routage un anneau qui se trouve sur la couche inférieure de la carte. En réalité cet anneau est le périmètre d'une surface remplie de cuivre. Cette surface n'a pas été représentée sur la figure pour ne pas trop cacher les pistes superposées à cette surface mais situées sur la couche supérieure.

L'impédance des pistes de signal doit être calculée à partir de ce conducteur de retour et cela pose trois types de difficultés.

La première est l'extraction de la géométrie des surfaces de cuivre à partir des données fournies par les logiciels de routage. Il est en effet nécessaire d'avoir les dimensions précises de ces surfaces qui peuvent avoir des formes quelconques.

La deuxième est le repérage de la section transverse. Dans le cas d'une carte possédant des plans métalliques, on connaît la position du conducteur de retour quelque soit la piste dont on veut calculer l'impédance. Dans le cas d'une carte sans plan de masse, le conducteur de masse peut changer de couche, de configuration (piste, surface), d'orientation et il faut donc connaître ces informations pour calculer l'impédance.

La troisième difficulté concerne le calcul même de l'impédance. Dans le cas d'une section de la carte où le conducteur de retour est constitué d'une simple piste rectiligne en position parallèle par rapport à la piste de signal (Figure II-9), nous avons des lignes coplanaires pour lesquelles l'impédance peut être calculée par des formules empiriques [Wadell91, ch.3.4.6, pp.83] avec une bonne approximation par rapport à un calcul rigoureux.

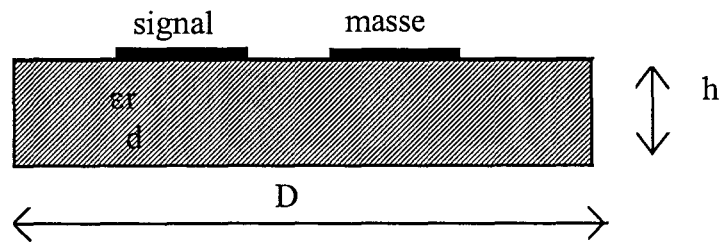


Figure II-9: Lignes coplanaires

L'impédance caractéristique des lignes coplanaires de dimensions typiques peut dépasser la centaine d'ohms, valeur bien supérieure à celle d'une ligne à microruban équivalente.

Les câbles de connexion reliés aux cartes ont une impédance caractéristique normalisée de 50Ω ou 75Ω . Il sera donc plus difficile avec cette technologie de carte d'adapter les pistes avec les impédances présentées par les connexions extérieures à la carte.

Mais dans le cas général d'une carte démunie de plan de masse, les lignes de transmissions sont bien représentées par la Figure II-1 où le fil 1 représente une piste de signal et où le fil 2 représente le conducteur de masse éventuellement constitué d'une surface remplie de cuivre. Dès lors une méthode numérique effectuant un maillage de la structure et en particulier des surfaces de cuivre est nécessaire [EMCLO97] pour calculer les paramètres des lignes et pour évaluer correctement la distribution de courant sur les pistes de signal et sur le conducteur de retour, ce qui est primordial pour ensuite appréhender les aspects d'émissions rayonnées.

L'autre contrainte dans la modélisation du point de vue des émissions rayonnées est liée à l'absence même de plan métallique, ce qui rend la carte très sensible au couplage avec son environnement qu'il n'est pas aisé à déterminer. Le rayonnement de mode commun est alors bien supérieur à celui de mode différentiel. Les éléments rayonnants au niveau des pistes sont des boucles de courant positionnées horizontalement si le conducteur de masse se trouve sur la même couche que la piste de signal ou bien verticalement si le conducteur de masse se trouve sur l'autre couche de la carte.

La présence éventuelle d'un support métallique placé très près de la carte doit être pris en compte dans le calcul d'impédance et du rayonnement.

II.2.2. Carte avec plan de masse

II.2.2.1. Carte simple couche, double face avec un plan de masse qui occupe une face.

Les pistes de cuivre reposent sur un substrat déposé sur un plan métallique, elles constituent ainsi des lignes à microruban comme le montre la Figure II-10. Il arrive

qu'un couvercle de diélectrique soit déposé sur le premier substrat et donc sur la piste, les pistes constituent alors des lignes à microruban encastrées, enterrées comme le montre la Figure II-11. Cette couche supplémentaire est souvent une peinture de protection, son épaisseur est limitée, elle ne dépasse guère 200 μm , alors que celle du substrat est de l'ordre du millimètre. Ainsi l'épaisseur du couvercle est 4 à 5 fois plus faible que celle du substrat. Les matériaux isolants utilisés pour réaliser le substrat ont une constante diélectrique comprise entre 2.2 (duroïd 5880 constitué de téflon) et 9.7 (alumine constitué d'une céramique). Le matériau FR-4 constitué d'époxy est très souvent utilisé, sa constante diélectrique varie entre 4.3 et 4.6 selon le type de FR-4. Une liste complète des matériaux utilisés pour créer les substrats diélectriques est donnée dans [Wadell91, ch 9.2, p.437,443].

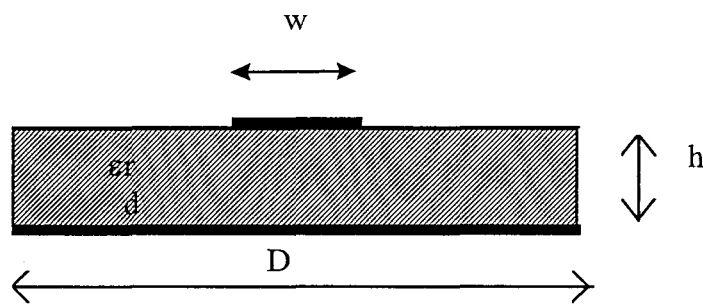


Figure II-10: Ligne à microruban

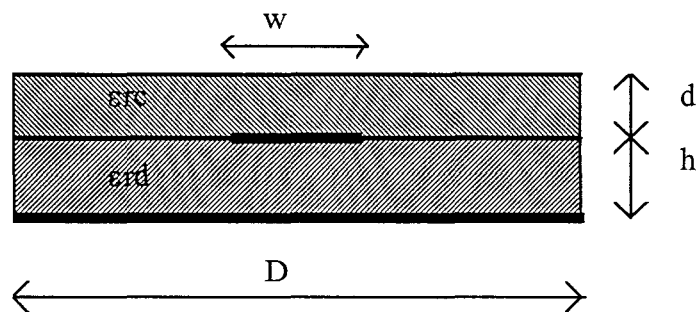


Figure II-11: Ligne à microruban enterrée

Ce type de carte rend possible la conception de circuits à hautes fréquences. Le calcul des paramètres électriques des lignes à microruban ne pose pas de problèmes particuliers. Il existe en effet des formules empiriques, valables dans l'approximation quasi-statique, qui permettent de calculer les paramètres électriques de ces structures. Ces formules ont été confrontées avec un calcul numérique rigoureux [Wadell91, ch 3.5.1, pp. 93-94] afin d'en définir les limites d'application dans l'hypothèse où les dimensions du plan de masse et donc sa largeur D sont infinies. Ces formules donnent la valeur de l'impédance d'une ligne à microruban avec une erreur inférieure à 2% par rapport aux prévisions numériques lorsque la permittivité électrique relative du substrat est inférieure à 16 et le rapport $\frac{w}{h}$ entre la largeur de la piste et l'épaisseur du substrat demeure dans le domaine de variation suivant:

$$0.05 \leq \frac{w}{h} \leq 20$$

Equation II-6

Dans le cas réel d'un plan de masse de largeur D finie (Figure II-10), si la largeur du plan D est au moins supérieure à quatre fois la largeur de la piste, l'erreur commise en utilisant les formules empiriques par rapport au calcul numérique rigoureux est inférieure à 3% [Wadell91, ch 3.5.2, pp. 111]. Le domaine de variation des paramètres électriques de la ligne ainsi définis rend compte des situations que l'on trouve fréquemment au sein des cartes. Ainsi il n'est pas indispensable de mettre en oeuvre des calculs numériques importants pour calculer les paramètres électriques d'une ligne à microruban. Il est en outre possible d'étendre ces formules pour les appliquer à un système de lignes couplées dont le nombre de conducteurs est inférieur ou égal à trois. En pratique les situations rencontrées sur les bus des cartes industrielles présentent des lignes couplées dont le nombre de conducteurs peut largement dépasser cette limite, ce qui nécessite l'utilisation d'une méthode rigoureuse. Les méthodes de prédiction proposées dans les chapitres IV et V seront intégrées dans un environnement logiciel qui effectue une simulation d'intégrité de signal après le routage des cartes. Dans cet environnement logiciel, présenté dans le chapitre III, la méthode des moments (MOM), [Sadiku92] et [Hubbing91], sera utilisée pour calculer les paramètres électriques des lignes à microruban. Dans le but d'obtenir des résultats homogènes dans les cas de figure où les lignes sont faiblement couplées, la méthode numérique MOM sera appliquée également au calcul des paramètres des lignes non couplées même si des formules empiriques peuvent être utilisées.

Les lignes à microruban ont cet avantage qu'en intervenant sur la largeur des pistes on peut contrôler facilement leur impédance caractéristique. De plus les pistes des lignes à microruban non enterrées sont placées à l'interface avec l'air libre et sont donc directement accessibles à la mesure. Mais les lignes à microruban ont aussi l'inconvénient de présenter une section transversale hétérogène. De ce fait les différents harmoniques du signal émis à l'extrémité de la ligne vont se propager avec une vitesse différente, ce qui peut donner lieu à des phénomènes de dispersion.

Afin d'expliquer le mécanisme physique du rayonnement d'une ligne à microruban, considérons la Figure II-12 et la Figure II-13. Selon la direction de propagation de l'onde électromagnétique, il est possible de distinguer différents types d'onde.

Tout d'abord, on trouve les ondes rayonnées. Elles se propagent en direction de l'espace libre où elles ne rencontrent pas d'obstacles à la propagation. Une ligne à microruban (de longueur finie) est en effet une structure ouverte dans laquelle se propage le mode quasi-TEM qui génère ces ondes rayonnées. Vu que la section est hétérogène, ce mode est caractérisé par une permittivité électrique dite effective comprise entre celle de l'air et du substrat. En réalité une ligne à microruban est un guide d'onde qui peut propager des modes autres que le quasi-TEM qui peuvent également contribuer au rayonnement. Ces modes peuvent donner une contribution significative pour des fréquences supérieures à celles qui nous intéressent pour l'application de la norme EN 55022, pour cette raison ils ne seront pas considérés.

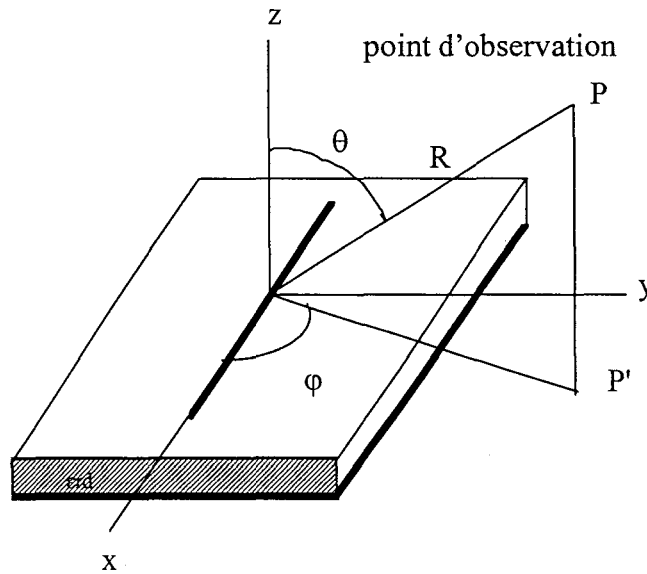


Figure II-12: Ligne à microruban

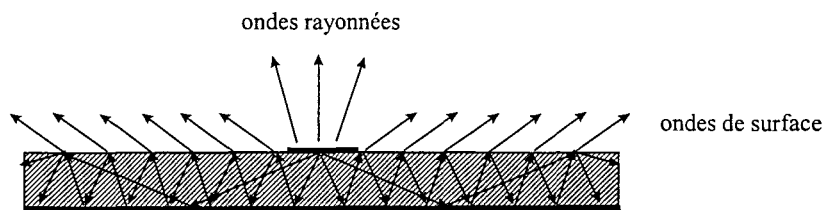


Figure II-13: Les différents types d'onde émis par une ligne à microruban

Le rayonnement principal dans la bande de fréquences de la norme EN 55022 est donc provoqué par le mode quasi-TEM qui se propage sur une ligne (de longueur finie). Le fait que la ligne soit terminée par un générateur et une charge met en évidence aussi la contribution de dipôles verticaux que constituent les raccordements au plan de masse (les trous métallisés par exemple).

Cependant le fait que la ligne à microruban présente un substrat diélectrique induit la génération d'ondes de surface. Le premier mode Transverse Magnétique 1 (TM1) est complètement guidé entre le plan métallique et la piste et se propage avec peu de pertes. Les modes successifs Transverse Electrique 1 (TE1), TM2, ... sont caractérisés par un angle d'incidence plus petit, et donnent lieu à des ondes évanescentes dont l'amplitude décroît d'une façon exponentielle quand l'observateur P s'éloigne du substrat diélectrique. De ce fait l'onde émise est en partie réfléchiée dans le substrat et rayonnée dans l'air. Ainsi le rayonnement résultant reste confiné à proximité du substrat dans une bande de largeur λ [Collin60]. Pour un observateur P placé à la verticale de la piste tel que $\theta=0$ et $R \neq 0$ sur la Figure II-12, ces ondes ne donnent aucune contribution dans la mesure où elles sont évanescentes dans la direction z perpendiculaire à la piste (Figure II-12). Par contre pour un observateur placé près de la carte dans une position azimutale ($\theta \rightarrow 90$ degrés), ces ondes contribuent au rayonnement de la carte. Le comportement de ces ondes de surface est similaire à celui que l'on trouve pour une ligne à microruban enterrée.

Les pistes rayonnent comme des antennes filaires. C'est ainsi que l'hypothèse d'une densité de courant surfacique est souvent choisie dans les modélisations en électromagnétisme en supposant qu'elle est orientée selon la plus grande dimension de la piste: sa longueur. La distribution de courant sur les lignes à microruban peut alors être approximée par la théorie des lignes de transmission (TLT) ou bien déterminée par une méthode numérique telle que la Méthode des Moments (MOM) dont les principes sont expliqués dans [Sadiku92] et [Hubbing91]. Si le calcul de la distribution de courant sur les pistes est réalisé en appliquant TLT et donc en supposant que la ligne ne rayonne pas, on commet une erreur. En effet le rayonnement que l'on peut mesurer d'une ligne à microruban de dimensions longitudinales finies est une perte qui atténue le courant qui se propage sur la piste et qui peut être représentée par une résistance de rayonnement. Excepté pour les fréquences de résonance de la ligne, ces pertes sont inférieures aux pertes ohmiques de la ligne pour les fréquences qui nous intéressent pour la norme EN 55022. Par contre, aux fréquences de résonance de la ligne à microruban, on risque de surestimer la distribution de courant et donc le champ rayonné si on ne considère pas les pertes par rayonnement. L'importance avec laquelle la résistance de rayonnement intervient dans les émissions rayonnées au moment de la résonance propre de la piste dépend de la valeur des impédances en jeu (générateur, charge, circuit d'adaptation) comme l'a montré Rifi dans [Rifi96] en particulier pour des pistes terminées par un court-circuit. L'utilisation d'une méthode rigoureuse pour le calcul à la fois de la distribution de courant et du champ rayonné permet de tenir implicitement compte des pertes par rayonnement.

Une simple ligne à microruban rencontrée sur les circuits imprimés présente des contraintes limitant l'application de certains modèles électromagnétiques, on se propose de les analyser.

La première contrainte est liée aux dimensions et à la conductivité finies du plan métallique. Souvent, les méthodes utilisées supposent que le plan métallique et les couches diélectriques sont de dimensions longitudinales infinies. Dès lors, si le plan métallique est supposé idéal, c'est à dire de dimensions et de conductivité infinies, la théorie des plans images est applicable sans restriction (Figure II-14).

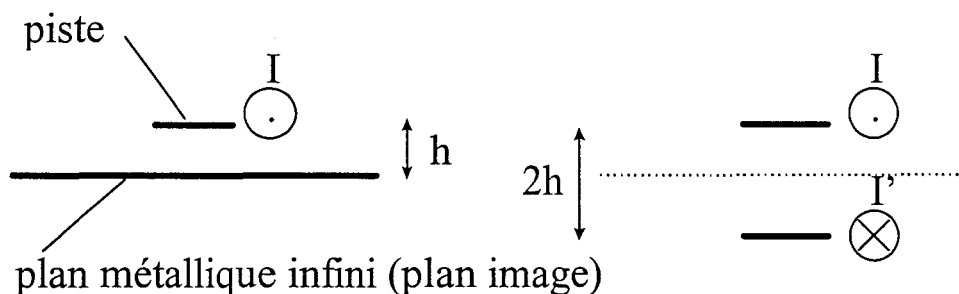


Figure II-14: Théorie des plans images pour une piste au-dessus d'un plan de masse

Ainsi, un dipôle placé horizontalement à une hauteur h d'un plan métallique est équivalent à deux dipôles distants de $2h$ et présentant une distribution de courant

identique en amplitude mais opposée en direction: $I+I'=0$. La théorie des plans images suppose ainsi que le champ électrique tangentiel à la surface du plan métallique est nul. La contribution du dipôle image s'oppose à celle de la piste ce qui réduit le champ total rayonné. L'introduction d'un tel plan métallique idéal dans la section transverse d'une carte qui en était à priori démunie devrait réduire les émissions rayonnées par la carte. En outre il est important de remarquer que la théorie des plans images rend compte du courant de mode différentiel mais ne permet pas de faire intervenir le mode commun.

Mais en pratique les plans métalliques sont de dimensions et de conductivité finies. Ainsi, la théorie des plans images à priori ne s'applique qu'imparfaitement. La question est alors de comprendre dans quelle mesure les dimensions finies des plans modifient les résultats idéaux donnés par la théorie des plans images du point de vue des émissions rayonnées.

Un plan de dimensions finies présente des bords qui vont modifier le trajet des lignes de courant sur le plan. La contribution du plan dans le rayonnement de la ligne à microruban ne sera donc plus la même qu'avec un plan infini. Ce phénomène sera encore amplifié lorsque la piste se trouve à proximité d'un des bords de la carte.

De part ses dimensions finies, le plan de la carte mais également la piste ne sont plus isolés de l'environnement extérieur mais sont couplés avec les différents objets métalliques entourant la carte, ce qui dégenère le comportement du plan métallique en introduisant un rayonnement de mode commun. Considérons la carte placée dans le site d'essai décrit par la norme EN 55022 pour la structure envisagée dans notre travail (Chapitre I, partie I.4.3). La carte est ainsi placée dans une chambre semi-anéchoïque à une hauteur de 0,8 m du plancher métallique de la chambre. Le couplage produit par le mode commun va être quantifié au moyen de concepts de capacité et d'inductance de couplage. Ce type d'approche ne convient qu'à condition que l'approximation quasi-statique soit satisfaite. Autrement dit la distance de la carte avec le plan de masse général de la chambre doit être petite devant la longueur d'onde. Bien entendu le spectre de fréquences exploré par les mesures normatives allant de 30 MHz à 1 GHz, cette condition n'est pas forcément vérifiée. Ce point sera discuté au chapitre V de notre thèse. La Figure II-15 représente le couplage capacitif entre la carte et le plancher de la chambre qui, présentant de grandes dimensions vis à vis de la carte, est considéré comme un plan métallique idéal de référence (0) et constitue le plan de masse général. La capacité C_{12} caractérise l'influence capacitive entre la piste et le plan local de la carte, C_{10} est la capacité du plan local référencée au plancher de la chambre, C_{20} est la capacité de la piste référencée au plancher de la chambre. On définit la tension V_1 comme la différence de potentiel entre le plan local et le plancher et la tension V_2 comme la différence de potentiel entre la piste et le plancher. Le développement qui suit utilise la notion de charge électrique et nécessite ainsi l'approximation quasi-statique pour la structure carte/plancher. Cette hypothèse ne sera pas forcément vérifiée pour toutes les fréquences explorées par les mesures normatives. Nous discuterons ce point dans le chapitre V de notre travail.

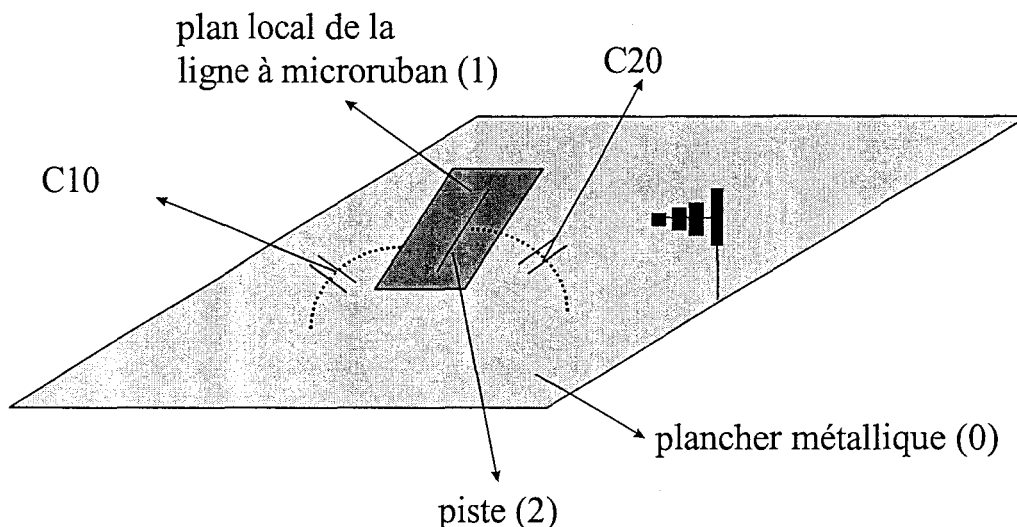


Figure II-15: Ligne à microruban dans son environnement de mesure

Les lois de l'électrostatique nous permettent d'écrire la charge Q_1 sur le plan local de la carte (1) sous la forme:

$$Q_1 = C_{10}V_1 + C_{12}(V_2 - V_1) \quad \text{Equation II-7}$$

La charge Q_2 sur la piste (2) s'écrit:

$$Q_2 = C_{12}(V_1 - V_2) + C_{20}V_2 \quad \text{Equation II-8}$$

La tension fonctionnelle et désirée, issue de la source est:

$$V_d = V_2 - V_1$$

Si l'on estime que $V_2 \gg V_1$ ainsi $V_2 \cong V_d$ dès lors les charges précédemment définies deviennent:

$$Q_1 \cong C_{10}V_1 + C_{12}V_d \quad \text{Equation II-9}$$

$$Q_2 \cong (C_{20} - C_{12})V_d \quad \text{Equation II-10}$$

Dès qu'une tension différentielle V_d est appliquée entre la piste et le plan local de la carte, cela génère un courant de déplacement à travers la capacité C_{20} vers l'environnement extérieur à la carte. Les capacités C_{12} et C_{10} interviennent également dans le principe de génération de ce courant de mode commun. Mais alors que C_{12} et C_{10} sont de l'ordre de quelques pF, C_{20} est de l'ordre de quelques fF.

Il faut ajouter au couplage capacitif entre la carte et l'environnement extérieur d'autres effets comme le couplage par diffusion introduit par la conductivité électrique du plan de masse ainsi que le couplage par fuite magnétique lorsque le plan comporte de petites ouvertures. Pour matérialiser ces couplages on peut faire usage du concept d'impédance de transfert qu'on note Z_t et qui est utilisé pour caractériser les blindages de câble et dans [Horck96Roma] pour caractériser les couplages à travers les plans des circuits imprimés. Si on pose comme précédemment V_d la tension différentielle entre la piste et le plan local, I_d le courant différentiel qui lui est associé, V_1 la différence de potentiel entre le plan local et le plancher et I_1 le courant qui retourne dans le plan local, on peut établir l'équation suivante:

$$V_1 = jL_{11}\omega I_1 - Z_t I_d \quad \text{Equation II-11}$$

Où L_{11} représente l'inductance du plan local référencée au plancher. Cette équation peut être reliée au concept général des lignes couplées dans lequel toutes les tensions sont référencées au plan de masse générale (le plancher), V_1 devient:

$$V_1 = jL_{11}\omega I'_1 + jL_{12}\omega I_d \quad \text{Equation II-12}$$

relation dans laquelle L_{12} est l'inductance de couplage entre la piste et le plan local. I'_1 est le courant qui circule dans le plan local soit:

$$I'_1 = I_1 - I_d \quad \text{Equation II-13}$$

A partir de ce raisonnement on peut établir que l'impédance de transfert du plan local s'exprime:

$$Z_t = j\omega(L_{11} - L_{12}) \quad \text{Equation II-14}$$

Cependant comme le montre Demoulin dans [Demoulin80] et [Demoulin81], le concept général des lignes couplées est applicable à condition que l'on tienne compte de l'induction dans l'épaisseur du blindage. Cette remarque ne remet pas en cause le concept d'impédance de transfert mais seulement le passage de l'un à l'autre mode de représentation.

En combinant les deux mécanismes capacitifs et inductifs décrits plus haut, la génération de mode commun peut être représentée par un circuit équivalent ayant le plancher métallique comme plan de référence (Figure II-16) et où L_{22} représente l'inductance de la piste référencée au plancher.

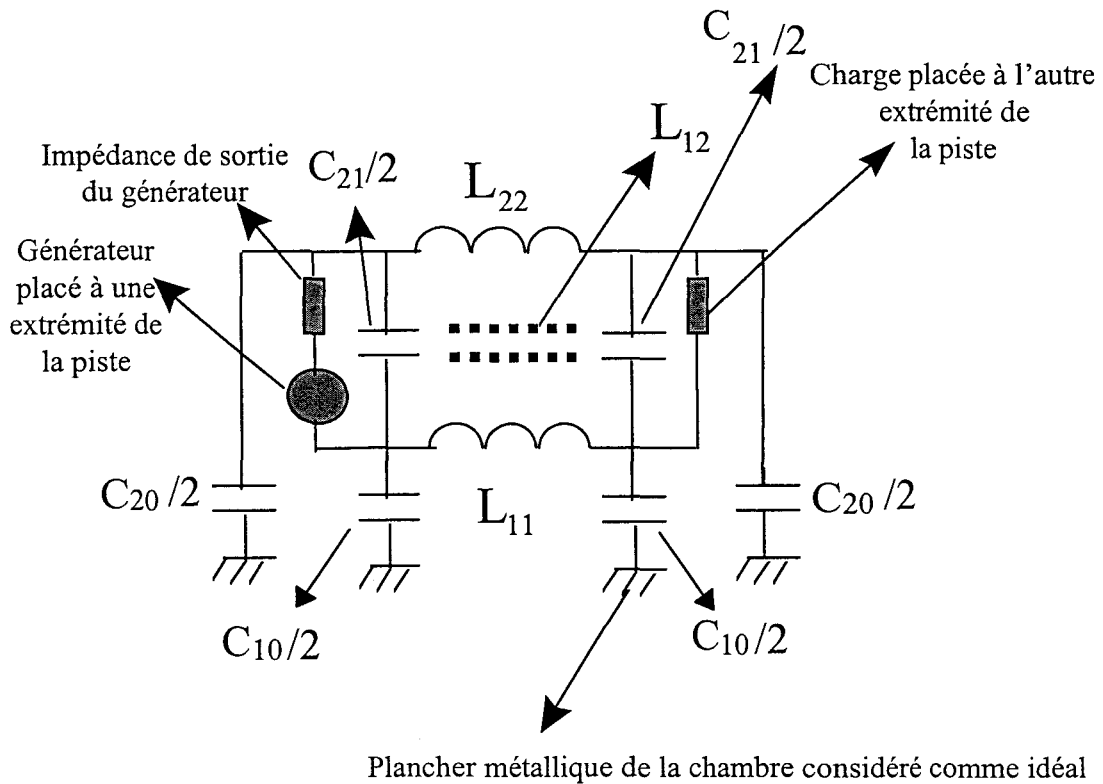


Figure II-16: Schéma équivalent à la structure étudiée représentant les effets capacitifs et inductifs

Nous venons de voir comment un courant de mode commun peut être généré au sein d'une carte de dimensions finies. Mais il convient également de regarder dans quelle mesure la théorie des plans images reste valable pour prédire le rayonnement de mode différentiel produit par une carte de dimensions finies. Considérons pour cela la structure de la Figure II-17 et citons quelques résultats obtenus par Fessler dans [Fessler92].

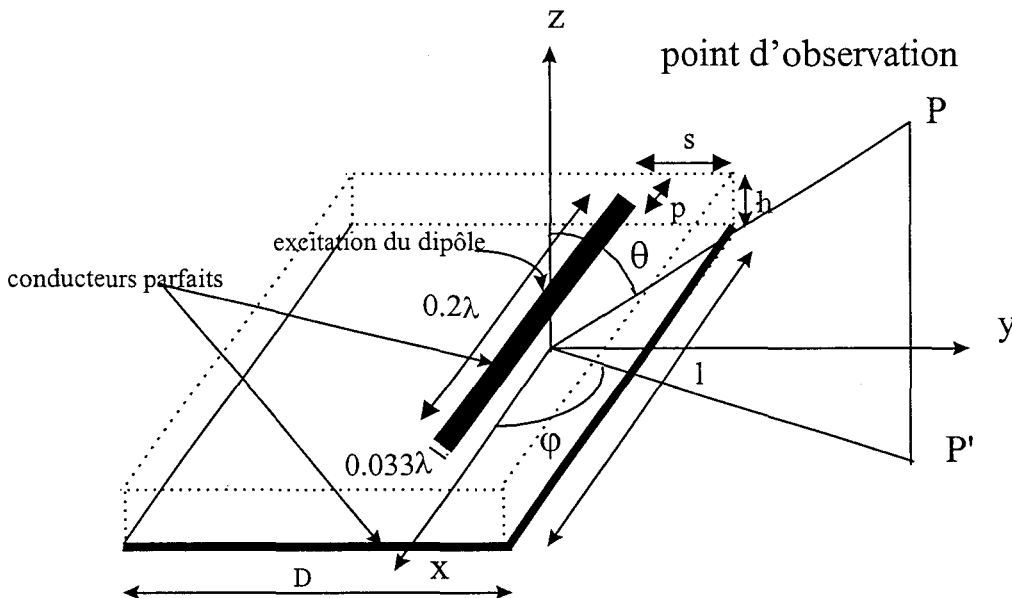


Figure II-17: Validité de la théorie des plans images

Il s'agit d'un dipôle parfaitement conducteur placé à une distance h d'un plan métallique de dimensions $l \times D$ lui aussi parfaitement conducteur.

Dans un premier temps on veut étudier l'influence de la largeur du plan image sur le rayonnement de mode différentiel quand la piste est suffisamment éloignée des bords de la carte: la piste est placée au centre de la carte. Pour cela on fait varier la largeur du plan image D , la longueur l reste fixe à 0.6λ . La structure réelle est d'abord analysée par une approche rigoureuse en trois dimensions, utilisant la méthode des moments (MOM) décrite dans [Sadiku92] et [Hubbing91], qui tient compte des dimensions finies de la carte. Puis cette même structure est étudiée en appliquant directement la théorie des plans images, considérant que le plan image est de dimensions infinies. On fait tourner un point d'observation en condition de champ lointain autour de la structure: $\varphi=0$ ou $\varphi=90$ degrés et θ varie entre 0 et 360 degrés (θ varie entre -90 et 90 degrés pour la théorie des plans images) et on relève le champ maximal. Ce dernier est calculé par les deux approches, $|E_r|$ pour l'approche utilisant MOM et $|E_i|$ pour la théorie des plans images. La Figure II-18 représente le rapport entre les champs $|E_r|$ et $|E_i|$, exprimé en dB quand la largeur D du plan de masse varie, pour différentes épaisseurs h du substrat.

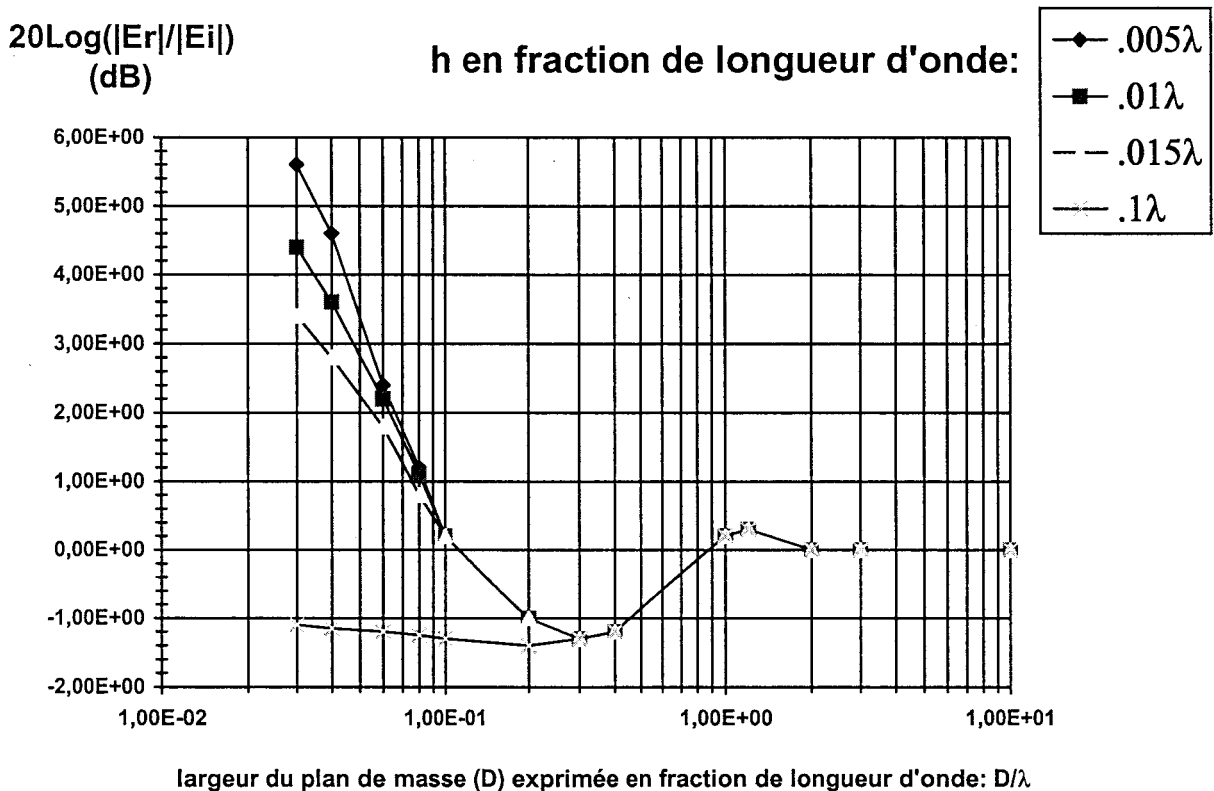


Figure II-18: Evolution du rapport en dB entre le champ électrique calculé par l'approche MOM et la théorie des plans images en fonction de la largeur D du plan de masse pour différentes épaisseurs h du substrat

Quand la piste est suffisamment proche du plan métallique ($h < 0.1\lambda$), trois régions peuvent être remarquées. Dans la première région ($D < 0.08\lambda$), la largeur du plan est électriquement petite, la théorie des images sous-estime le champ électrique

maximal ($|E_i| < |E_r|$) de quelques dB. L'écart entre les deux approches augmente quand la piste se rapproche du plan et atteint presque 6 dB dans le cas où la piste est très près du plan: $h=0.005 \lambda$. Dans la seconde région ($D > \lambda$), la largeur du plan métallique est électriquement grande, et il y a dans ce cas très peu de différence entre les valeurs maximales du champ électrique relevées avec les deux approches et ceci quelque soit la hauteur considérée dans l'étude. Entre ces deux régions ($0.08\lambda < D < \lambda$), il existe une zone de transition. L'écart entre les résultats fournis par la théorie des plans images et la méthode rigoureuse est alors compris entre -1 dB et 1 dB.

Quand la piste est loin du plan, par exemple $h=0.1 \lambda$, le fait de varier la largeur du plan a peu d'influence sur les émissions rayonnées.

Ainsi si le plan métallique est suffisamment large ($D > 0.08\lambda$), la théorie des images et la méthode rigoureuse donnent sensiblement les mêmes résultats sur le champ de mode différentiel rayonné par une ligne à microruban. Considérons la bande de fréquences explorée par la norme EN55022 (30MHz-1GHz), elle correspond à une variation de la longueur d'onde entre 10 m et 30 cm. La condition $D > 0.08\lambda$ signifie que pour la fréquence de 30MHz, la largeur du plan de masse d'une carte électronique devrait être au moins de 80 cm pour que la théorie des plans images donne sensiblement les mêmes résultats qu'une méthode rigoureuse. Cela ne sera malheureusement pas le cas en pratique où les dimensions typiques du plan de masse d'une carte placée dans une imprimante par exemple ne dépasse pas 40x30 cm. Un tel plan de masse serait suffisamment large pour que la théorie des plans images donne sensiblement les mêmes résultats sur le champ de mode différentiel rayonné qu'une méthode rigoureuse seulement au-delà de 80 MHz. La méthode présentée dans le chapitre IV utilise les principes de la théorie des plans images et suppose que le plan de masse de la carte est de dimensions infinies. Elle présentera donc une limitation vis à vis de méthodes rigoureuses pour analyser des cartes de petites dimensions du point de vue du rayonnement de mode différentiel vers les basses fréquences du spectre exploré par la norme EN55022 (30MHz-1GHz). Toutefois on peut tout de même anticiper que cette limitation n'est pas critique dans la mesure où le rayonnement d'un appareil ITE est dominé dans ces basses fréquences par celui du courant de mode commun présent sur les câbles connectés aux cartes. Cette contribution sera modélisée dans le chapitre V de cette thèse.

Dans la pratique les pistes ne sont pas toutes routées au centre de la carte. Dans des cas de forte intégration, des pistes pourront même être disposées au bords d'un des cotés de la carte. Il est donc intéressant de discuter l'influence de la position de la piste par rapport aux bords de la carte. Pour cela on se place dans des conditions où $D=0.5 \lambda$ et $l=0.6 \lambda$: on se situe dans la zone de transition définie ci-dessus où la largeur finie D du plan vérifie la condition ($D > 0.08\lambda$). Dans un premier temps, la piste est déplacée selon un axe parallèle à la largeur de la carte, elle est maintenue fixe dans le sens de la longueur de la carte. On relève le champ maximum selon la procédure déjà présentée plus haut. Ce dernier est calculé à partir de la méthode des moments quand la piste est située au centre de la carte, soit $|E_c|$ sa valeur. Puis il est calculé pour différentes distances d'un des bords verticaux de la

carte, soient $|E_d|$ les valeurs de champ ainsi obtenues. Les résultats rapportés dans la figure II-19 concernent le rapport entre les champs $|E_d|$ et $|E_c|$, exprimé en dB pour différentes valeurs de l'épaisseur h du substrat.

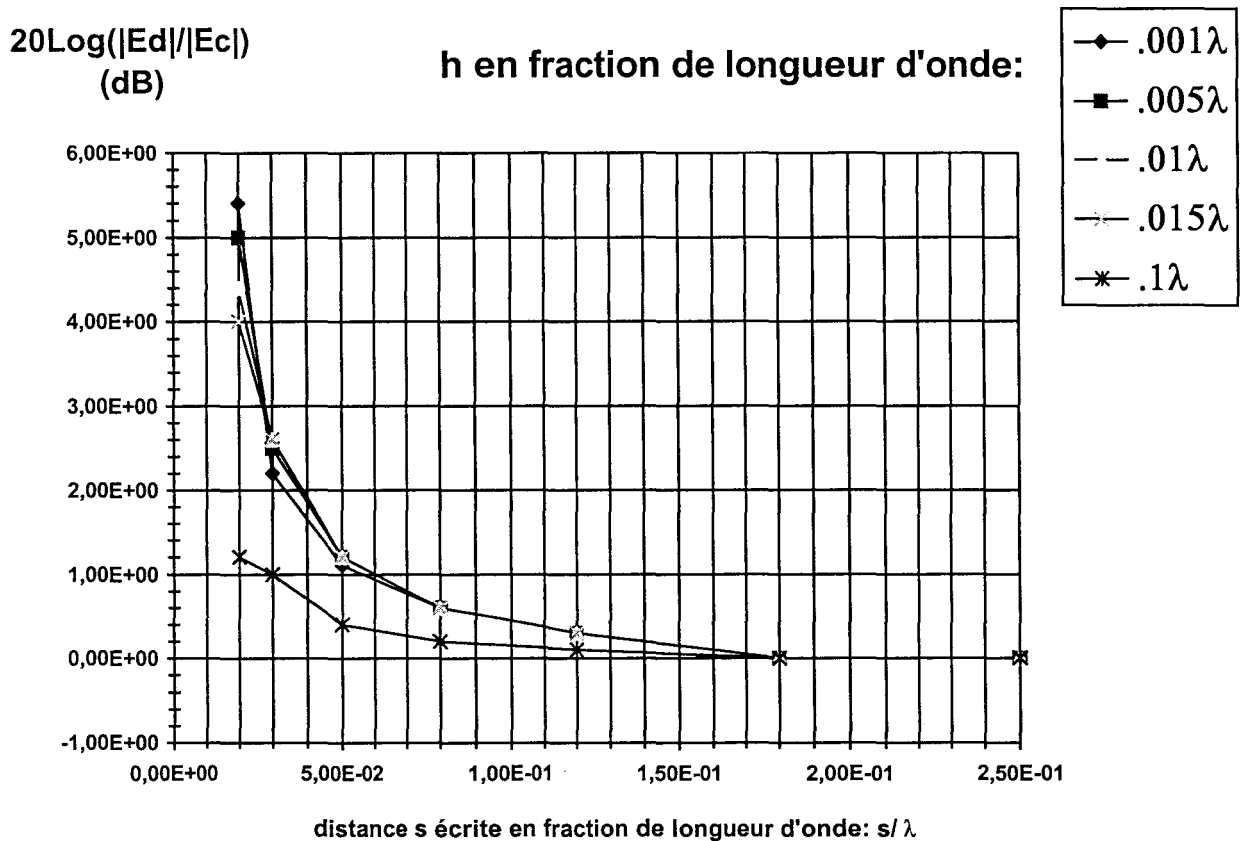


Figure II-19: Evolution du rapport en dB entre le champ électrique calculé quand la piste est près d'un des bords verticaux de la carte et quand la piste est au centre de la carte en fonction de la distance s par rapport au bord vertical de la carte pour différentes épaisseurs h du substrat.

Aucune différence entre $|E_d|$ et $|E_c|$ n'est observée jusqu'à ce que la distance s de la piste au bord l de la carte soit plus petite que $\frac{\lambda}{20}$. Au-delà de cette limite le champ rayonné est accru de quelques dB par rapport au cas initial où la piste était placée au centre de la carte. Cet écart observé varie selon l'épaisseur du substrat. Plus la piste est proche du plan, plus l'écart augmente pour atteindre presque 6 dB quand $h=0.001\lambda$.

On procède de la même manière en déplaçant la piste dans le sens de la longueur de la carte et en retenant le champ maximum. Ce dernier est calculé à partir de l'approche numérique MOM quand la piste est située au centre de la carte, soit $|E_c|$ sa valeur. Puis il est calculé pour différentes distances p d'un des bords horizontaux de la carte, soient $|E_d|$ les valeurs de champ ainsi obtenues. Les résultats rapportés dans la figure II-20 concernent le rapport entre les champs $|E_d|$ et $|E_c|$, exprimé en dB pour différentes valeurs de l'épaisseur h du substrat.

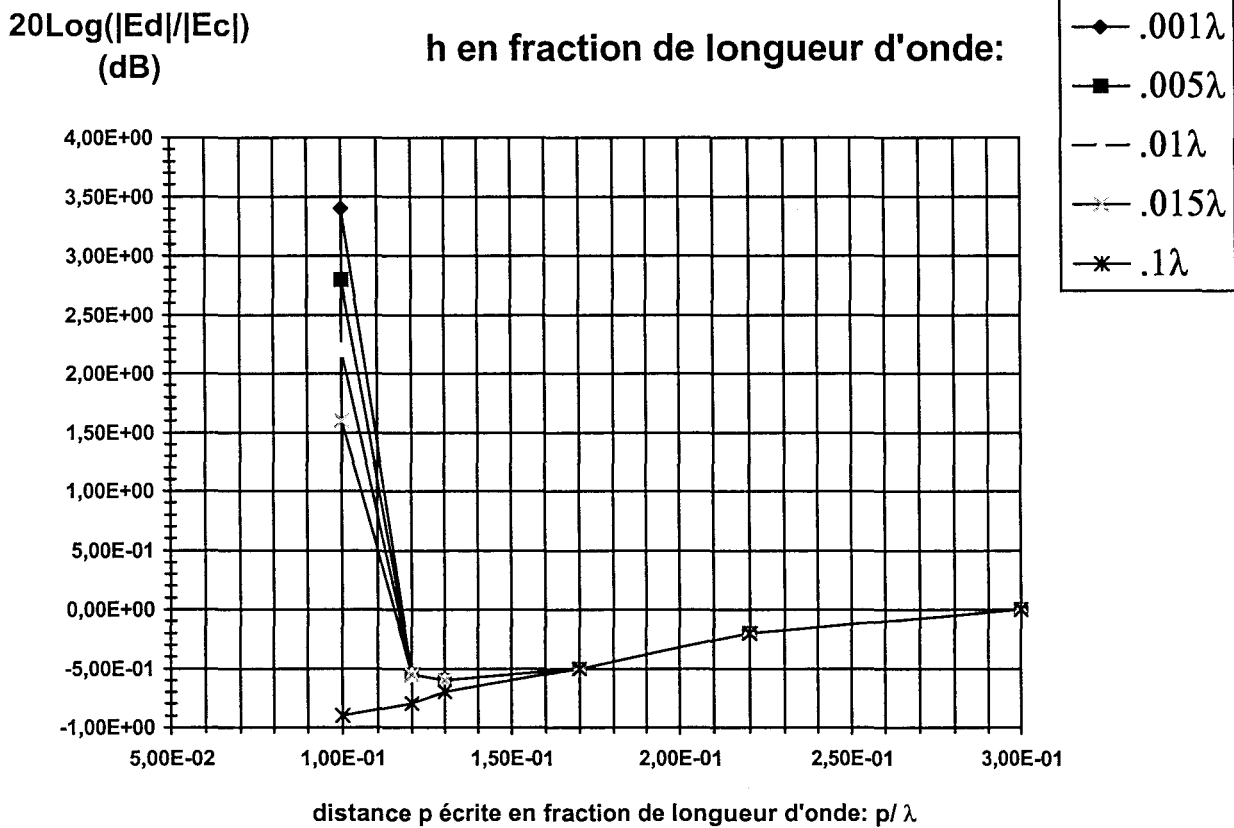


Figure II-20: Evolution de la différence entre le champ électrique calculé quand la piste est près d'un des bords horizontaux de la carte et quand la piste est au centre de la carte en fonction de la distance p par rapport au bord horizontal de la carte pour différentes épaisseurs h du substrat.

Aucune différence entre $|E_d|$ et $|E_c|$ n'est observée jusqu'à ce que la distance p de la piste au bord D de la carte soit plus petite que 0.12λ . Au-delà de cette limite le champ rayonné est accru de quelques dB par rapport au cas initial où la piste était placée au centre de la carte. Cet écart observé varie selon l'épaisseur du substrat. Plus la piste est proche du plan, plus l'écart augmente pour atteindre presque 3.5 dB quand $h=0.001\lambda$.

Il est intéressant de remarquer à partir des figures II-19 et II-20 que le rapport des champs électriques en dB évolue rapidement au voisinage des bords de la carte. Cette évolution n'est pas observée en utilisant la théorie des plans images.

L'approche utilisant la théorie des plans images suppose que le plan est de dimensions infinies et tient compte de la présence de celui-ci en plaçant un dipôle image à une distance $2h$ (Figure II-14), le champ électrique tangentiel à la surface du plan métallique est supposé nul. En réalité le fait que le plan métallique soit de dimensions et de conductivité finies impose une condition différente à l'interface: le champ électrique tangentiel à la surface du plan métallique n'est plus nul. Le dipôle image devrait donc être placé à une distance différente de $2h$ quand la piste est proche d'un des bords de la carte. Dans ces conditions la théorie des plans images sous-estimerait alors de quelques dB le champ électrique rayonné de mode différentiel et ceci même si la condition précédente ($D > 0.08\lambda$) est vérifiée. Ces observations relatives aux dimensions réelles de la carte expliquent pourquoi il est conseillé de

router les pistes critiques le plus près possible du centre de la carte. Les pistes critiques sont celles sur lesquels les signaux se propageant ont un contenu spectral important au-dessus de 30 MHz, des signaux d'horloge par exemple.

Enfin il y a un autre effet lié aux dimensions finies de la carte qui n'est pas pris en compte dans les méthodes qui idéalisent le plan en un conducteur infini. Il s'agit de la déviation du courant et des lignes de champ appliquée par les bords de la carte. Cet effet est simulé par une méthode rigoureuse qui calcule aussi les courants sur les bords de la carte.

Un autre contrainte dans la modélisation du rayonnement des lignes à microruban est la présence du substrat diélectrique. Celui-ci modifie la vitesse de propagation dans la structure, ainsi la théorie des plans images doit être adaptée: la distance entre la piste et son image de la Figure II-14 est modifiée. Cet effet sera pris en compte dans la méthode hybride (chapitre IV). De même que pour le plan métallique, les couches diélectriques sont, pour une carte industrielle, de dimensions longitudinales finies. Le fait de considérer dans la simulation que les dimensions des couches diélectriques sont infinies pose un problème seulement pour les pistes proches d'un des bords de la carte pour lesquelles les lignes de force du champ émis par la structure n'auront pas la bonne inclinaison au voisinage du substrat.

Les résultats reportés ci-dessus ont été obtenus pour une seule fréquence en représentant toujours les distances variables en fraction de la longueur d'onde. Il serait intéressant de valider expérimentalement ces remarques pour différentes fréquences. Dans [Fessler96] une validation expérimentale est présentée pour différentes fréquences. Elle concerne l'atténuation du champ électrique en dB obtenue en insérant un plan métallique de largeur variable sous un substrat diélectrique qui supporte une piste. On peut observer de cette façon comment évolue l'atténuation quand la largeur du plan diminue et vérifier si les résultats confirment ce que l'on a dit plus haut. Pour la plupart des tests réalisés on observe une diminution de l'atténuation dès que la largeur D du plan est plus petite que 0.08λ et si celui-ci est situé près ($h \leq 0.015\lambda$) de la piste. Les résultats obtenus par la simulation réalisée comme précédemment avec MOM mais qui intègre ici l'effet du substrat diélectrique sont en un bon accord entre la mesure du champ effectuée en chambre semi-anéchoïque pour la plupart des fréquences envisagées. On peut donc à priori accepter que la limite $D < 0.08\lambda$ soit critique pour l'application rigoureuse de la théorie des plans images pour une ligne à microruban dont la piste est en position centrale et se trouve près ($h \leq 0.015\lambda$) du plan de masse.

La méthode présentée dans le chapitre IV utilise les principes de la théorie des images et suppose que le plan de masse de la carte est de dimensions infinies. Elle présentera donc une limitation vis à vis des couplages supplémentaires que nous avons rappelés plus haut. Nous aurons l'occasion lors de la validation de la méthode présentée dans le chapitre IV d'estimer l'importance de cette limitation par l'expérience. Pour cela nous regarderons comment évolue la comparaison entre simulation et mesure dans le cas où on connecte au plan de masse d'une carte de test un plan métallique de grandes dimensions. En effet la connexion au plan de grandes dimensions permettra de vérifier la condition précédente ($D > 0.08\lambda$) pour toutes les

fréquences explorées, de limiter l'effet de proximité d'un des bords de la carte, la génération de courant de mode commun et la déviation du courant et des lignes de champ appliquée par les bords de la carte.

II.2.2.2. Cartes multicouches (un ou plusieurs plans métalliques)

Un exemple de section transverse d'une carte multicouche est donné dans la Figure II-21.

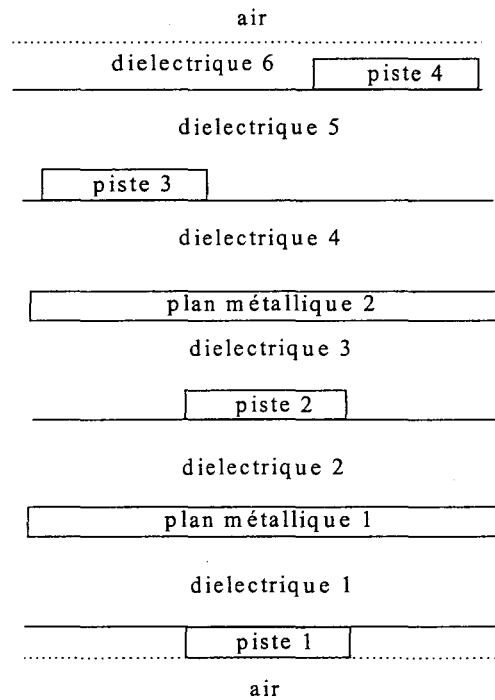


Figure II-21: Exemple de section transverse d'une carte multicouche

Cette carte présente six couches métalliques dont deux plans, cinq substrats diélectriques et un couvercle diélectrique de protection. Les plans métalliques peuvent être utilisés comme plan de masse ou d'alimentation.

A la différence d'une carte simple couche, les substrats diélectriques ont des épaisseurs plus faibles, de l'ordre de 100 à 200 μm . On peut distinguer sur cet exemple une ligne à microruban disposée en bas de la carte (piste 1). Les problèmes de modélisation rencontrés sont les mêmes que ceux évoqués dans la partie précédente. La ligne à microruban enterrée disposée en haut de la carte (piste 4) a une épaisseur de substrat au moins deux fois supérieure à celle du couvercle. En effet la piste 4 est placée sur deux substrats diélectriques d'épaisseur totale de l'ordre de 400 μm et le couvercle de protection a une épaisseur maximale de 200 μm . Par contre la piste 3 est enterrée dans une couche de diélectrique qui dépasse l'épaisseur du substrat. Une carte multicouche peut présenter ainsi des lignes à microruban enterrées dont l'épaisseur du couvercle n'est pas petite devant celle du substrat. Cette remarque sur la technologie des cartes multicouches pose la question s'il faut considérer l'effet des substrats et couvercles de diélectrique dans le rayonnement des

lignes à microruban. Dans le chapitre IV nous tenterons de répondre à cette question et nous proposerons une méthode analytique qui permet de tenir compte de l'influence des couches de diélectrique dans le calcul du champ EM rayonné par les pistes.

II.2.2.2.1. Les lignes à microruban enterrées

On considère la structure de la Figure II-22.

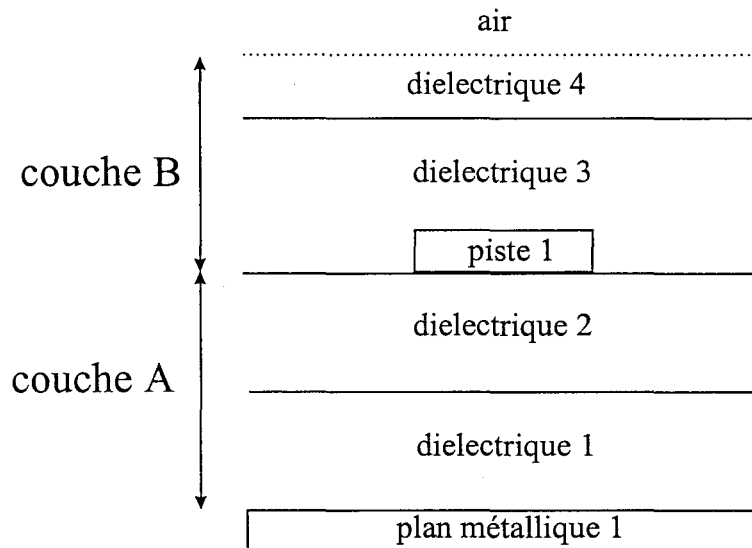


Figure II-22: Section transverse complexe d'une ligne à microruban présente dans une carte multicouche

Cette structure résume la plupart des lignes à microruban enterrées que l'on peut trouver dans une carte multicouche. La couche A définit le substrat équivalent de cette ligne à microruban, la couche B en définit le couvercle équivalent. Le substrat et le couvercle sont réalisés avec des couches de diélectrique qui peuvent avoir une constante diélectrique différente et qui peut varier entre 2.2 et 9.7 selon le matériau utilisé en pratique et qui n'est pas nécessairement le même selon la couche considérée.

La présence d'un couvercle diélectrique d'épaisseur proche de celle du substrat modifie fortement la valeur de l'impédance de la ligne. A titre d'exemple illustratif on veut calculer l'impédance de la ligne à microruban enterrée relative à la piste 3 de la Figure II-21 pour laquelle apparaissent les paramètres géométriques indiqués sur la Figure II-23.

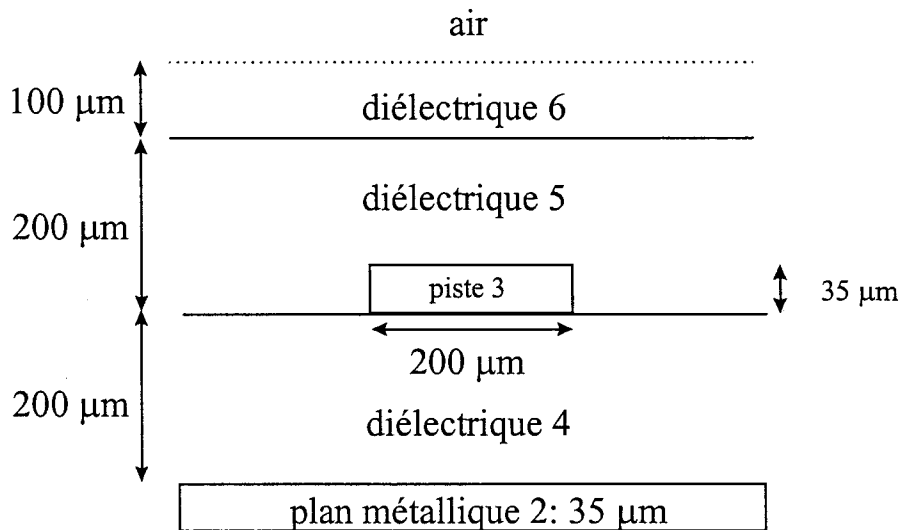


Figure II-23: Ligne à microruban enterrée: calcul de l'impédance

On considère que le matériau utilisé pour chaque couche diélectrique est le FR4 pour lequel la constante diélectrique relative est prise égale à 4.5. L'impédance caractéristique et le temps de propagation pour une longueur de ligne de 100 mm sont calculés numériquement en utilisant la méthode des moments (MOM). Le même calcul est effectué sur la même ligne non enterrée (Figure II-24).

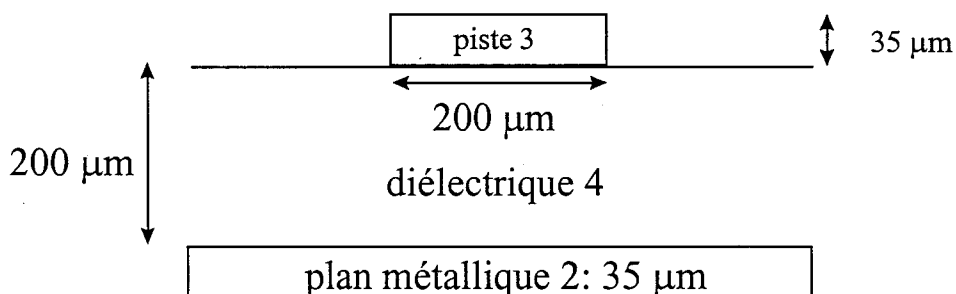


Figure II-24: Ligne à microruban: calcul de l'impédance

Les résultats sont reportés dans le Tableau II-1:

type de ligne:	Impédance (Ω)	temps de propagation (ps)
microruban	65	598
microruban enterrée	54	704

Tableau II-1: Effet de la présence d'un couvercle diélectrique sur l'impédance d'une ligne à microruban.

Une variation de l'ordre de 20% de l'impédance et du temps de propagation est observée en présence du couvercle de diélectrique. Cette sensibilité de l'impédance vis à vis des paramètres physiques des couches diélectriques aura un effet direct sur la distribution de courant et donc sur le rayonnement des lignes à microruban. Il est donc important que le modèle de prédiction que l'on présentera dans le chapitre IV calcule correctement les paramètres des lignes à microruban

enterrées. A ce propos, des formules analytiques donnent la valeur d'impédance pour une ligne enterrée avec une précision acceptable [Wadell91, ch 3.5.4, pp. 113-115] vis à vis d'une méthode rigoureuse. Comme pour les lignes à microruban non enterrées il est possible d'étendre ces formules pour les appliquer à un système de lignes couplées dont le nombre de conducteurs est inférieur ou égal à trois. En pratique les situations rencontrées sur les bus des cartes réelles présentent des lignes couplées dont le nombre de conducteurs peut largement dépasser cette limite, ce qui nécessite l'utilisation d'une méthode rigoureuse. Les méthodes de prédiction proposées dans les chapitres IV et V seront intégrées dans un environnement logiciel qui effectue une simulation d'intégrité de signal après le routage des cartes. C'est ainsi que dans cet environnement, présenté dans le chapitre III, la méthode MOM sera utilisée pour calculer les paramètres électriques des lignes à microruban enterrées.

Les couches A et B ont également un effet direct sur l'intensité et la directivité du rayonnement. Nous tenterons dans le chapitre IV de la thèse d'étudier l'effet du couvercle diélectrique sur la directivité du rayonnement des lignes à microruban.

II.2.2.2. Les striplines

La piste 2 de la section transverse décrite dans la Figure II-21 se trouve entre deux plans métalliques, il s'agit d'une structure stripline. Ce type de ligne de transmission contribue également au rayonnement global d'une carte. La Figure II-25 représente une stripline que l'on peut trouver dans une carte multicouche. Les plans métalliques ont une épaisseur normalisée t qui prend souvent la valeur $35\ \mu\text{m}$ ou $70\ \mu\text{m}$. L'épaisseur des couches diélectriques est de l'ordre de $200\ \mu\text{m}$. Il faut remarquer que les striplines réalisées au sein des cartes industrielles présentent une section transverse homogène, ainsi la piste 2 de la Figure II-25 sera toujours en pratique enterrée entre deux couches diélectriques de même matériau.

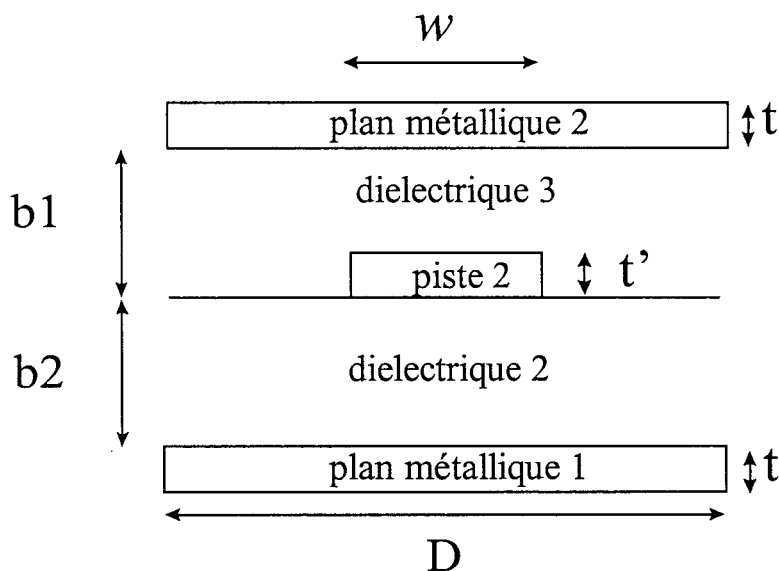


Figure II-25: Structure stripline

Il est possible de calculer les paramètres électriques des striplines par des formules empiriques utilisant l'approximation quasi-statique quand la section transverse est homogène, c.a.d quand les diélectriques 2 et 3 sont identiques, ce qui sera toujours le cas en pratique. L'erreur commise par ces formules par rapport à un calcul numérique rigoureux est inférieure à 0.5% en supposant que $b_1=b_2=b$ pour des rapports des dimensions géométriques répondant aux critères suivants [Wadell91]:

$$\frac{t'}{b} < 0.1 \quad \text{Equation II-15}$$

$$\frac{w}{t'} > 2.5 \quad \text{Equation II-16}$$

$$\frac{w}{b} > 0.1 \quad \text{Equation II-17}$$

Il est important de remarquer que l'impédance caractéristique d'une stripline dont les dimensions sont celles de la Figure II-25 avec $b_1=b_2=200 \mu\text{m}$ est de l'ordre de 30Ω alors que pour une ligne à microruban, il est très courant d'obtenir une impédance proche de 50Ω . Il s'agit de la première grande différence avec les lignes à microruban: les dimensions physiques et géométriques des lignes striplines conduisent à des valeurs d'impédance relativement faibles. Il faut donc choisir pour les striplines des sources qui s'adaptent sur d'aussi basses impédances. D'autre part la piste d'une stripline est complètement enterrée dans un milieu diélectrique, ainsi la vitesse de propagation d'un signal dans une stripline est inférieure à celle qui caractérise une ligne à microruban et la piste d'une stripline n'est pas directement accessible à la mesure. Mais de ce fait la section transverse d'une ligne stripline est homogène, ainsi les différents modes se propagent avec la même vitesse, ce qui permet de limiter le phénomène de dispersion.

Une autre différence concerne le mécanisme lié au rayonnement. La piste métallique se trouve placée entre deux plans métalliques qui font office de blindage au champ émis par la piste. C'est ainsi que pour réduire le rayonnement, il est conseillé de router les pistes, sources de perturbations, entre deux plans métalliques et de réaliser ainsi une structure stripline. Mais comme nous allons voir maintenant il faut attacher une grande rigueur à cette réalisation pour en préserver la qualité vis à vis de l'effet de blindage recherché.

De cette façon le champ total rayonné par une structure stripline est donné par deux contributions: le champ rayonné par la distribution de courant sur la piste et le champ dû aux courants de mode commun induits sur les plans résultant du couplage par proximité entre la piste et les plans. Les plans contribuent donc au rayonnement puisqu'ils se couplent avec les pistes.

A ceci il faut ajouter l'effet de la connexion physique entre les deux plans métalliques qui influence le mécanisme physique de son rayonnement. Ils peuvent être connectés entre eux par des dispositifs dont l'impédance est très faible compte

tenu des fréquences rencontrées (topologie 1). Par exemple un plan d'alimentation et un plan de masse seront découplés par des capacités électrolytiques de forte valeur, de l'ordre du μF auxquelles s'ajoutent d'autres capacités de découplage de plus faible valeur, de l'ordre de 100 nF connectées à proximité des portes logiques. Mais lorsque les connexions des capacités présentent une forte inductance parasite et quand en plus ces capacités sont localisées et donc non uniformément réparties sur les plans, ces facteurs introduisent un accroissement de l'impédance qui lie les deux plans. Dans le cas extrême le plan de masse peut apparaître flottant pour les régions les plus élevées du spectre des signaux (topologie 2). La structure devient alors une ligne à microruban enterrée sur laquelle repose un plan métallique non connecté à celui de la ligne.

Dans la topologie 1, le courant est divisé entre les deux plans d'une manière quasi identique et il se trouve en opposition de phase sur les deux plans par rapport au courant circulant sur la piste. Les émissions rayonnées sont principalement provoquées par la petite différence entre les courants sur les deux plans. Sur la Figure II-26 on a représenté qualitativement pour des fréquences respectivement égales à 10 Hz, 20 kHz et 1 GHz la distribution de courant sur un des plans métalliques. Ces résultats sont ceux obtenus par [Horck96EUT] en appliquant une méthode de résolution hybride dans laquelle la conductivité électrique du plan intervient dans les équations analytiques de Carson (voir [Horck96EUT, appendix A] ou [Carson26]) et pour laquelle la distribution de courant est déterminée au moyen d'une résolution numérique inspirée de la méthode des moments ([Sadiku92] et [Hubbing91]). Ce calcul a été obtenu lorsqu'une piste de largeur 1.5 mm est routée à une distance de 1.5 mm au dessus d'une couche diélectrique ($\epsilon_r=4.7$) placée sur un plan métallique de largeur 10 cm. Nous pensons que les résultats sont extrapolables qualitativement au cas où la piste est disposée symétriquement entre deux plans en présence de diélectrique comme dans la Figure II-25 avec $b_1=b_2$. La densité de courant dans la Figure II-26 est normalisée par rapport à son maximum. Si l'on se place dans le domaine de fréquences couvert par les équipements ITE, on se trouve dans un cas intermédiaire entre 20 kHz et 1 GHz. Pour une structure symétrique telle que celle de la Figure II-25 où $b_1=b_2=b$ la distribution de courant sur chacun des plans est alors concentrée près de l'emplacement de la piste.

Si l'on suppose que l'espacement des plans b est très petit devant leur largeur D , la théorie des plans images peut être appliquée pour trouver un modèle équivalent à base de trois lignes (la piste, et chaque image) comme le montre la Figure II-27 où le coefficient K , compris entre 0 et 1, définit la différence entre les deux courants de retour sur les plans supérieurs et inférieurs. Mais les limitations dues aux dimensions finies des plans de la stripline pour pouvoir appliquer la théorie des plans images seront probablement plus strictes de celles que nous avons déjà remarquées dans le cas d'une ligne à microruban.

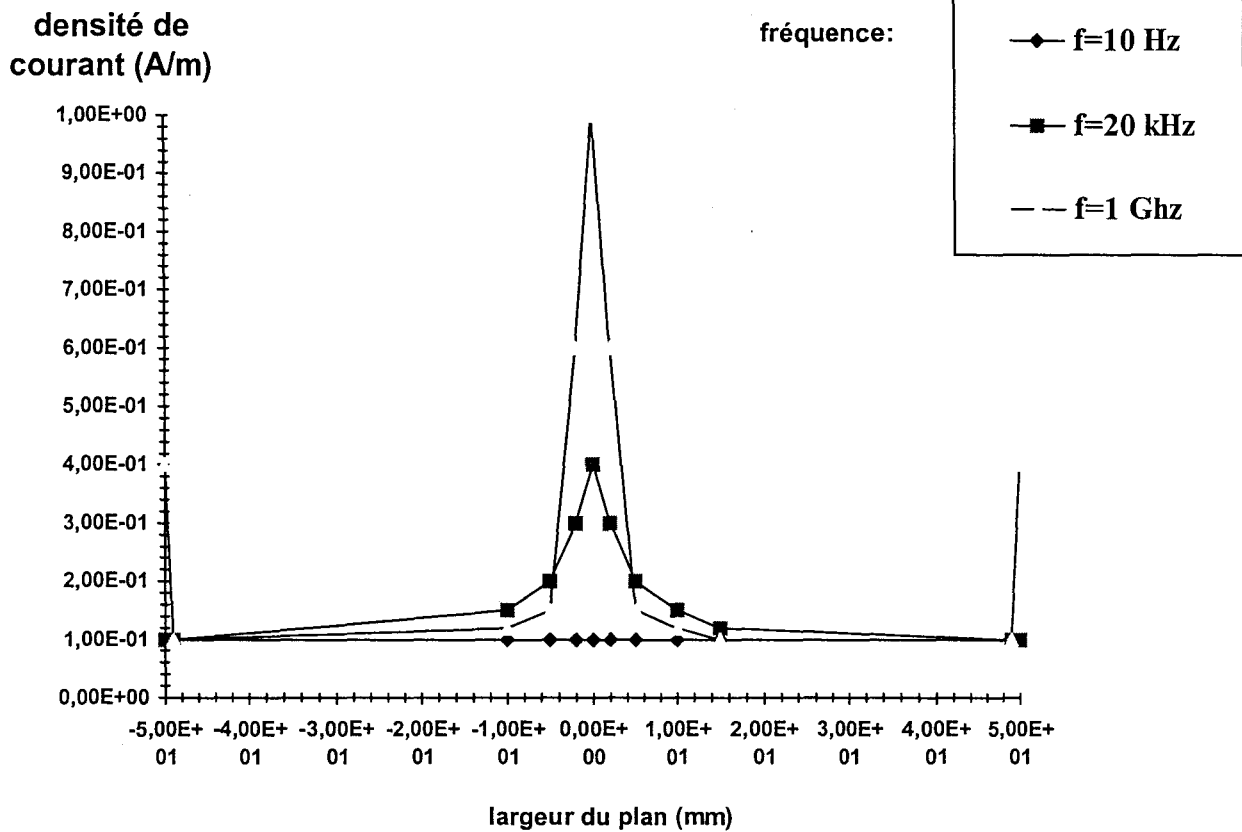


Figure II-26: Distribution de courant qualitative sur un des plans de la stripline de la Figure II-25 pour les basses (10 Hz), moyennes (20 kHz) et hautes fréquences (1 GHz)

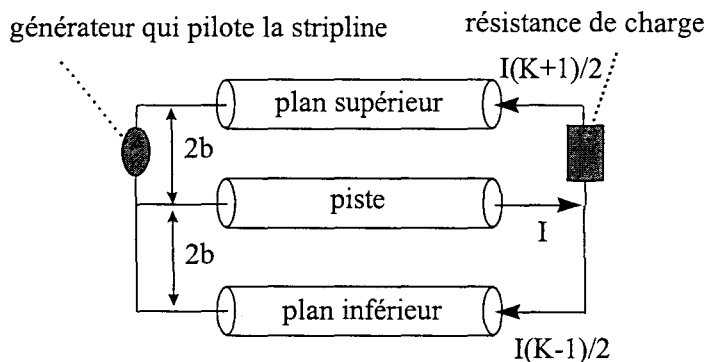


Figure II-27: Modélisation d'une stripline dont les plans sont bien connectés entre eux. Le coefficient K, compris entre 0 et 1, définit la différence entre les deux courants de retour sur les plans supérieurs et inférieurs

Il est alors possible de décomposer les lignes en dipôles de Hertz pour obtenir le champ EM rayonné par la structure. Le champ total rayonné par la stripline est alors obtenu en effectuant la somme vectorielle de la contribution de chaque ligne. On tient compte de cette manière de la différence de marche entre la distribution de courant circulant sur chaque ligne. Le rayonnement de la stripline ainsi modélisée sera d'autant plus important que la différence entre les courants de retour sur les plans sera grande, c.a.d pour des valeurs de K proches de 1. Un tel modèle a été confronté aux mesures [Leroux96Roma] des émissions rayonnées par une stripline de topologie 1. Les résultats dépendent beaucoup de la détermination précise de la

différence des deux courants de retour sur les plans qu'il n'est pas aisé de calculer et qui varie selon la symétrie de la structure, la disposition mutuelle de la piste vis à vis des plans.

La stripline décrite dans la Figure II-25 présente des plans métalliques symétriques. De plus la piste est elle même symétrique par rapport aux plans. De cette manière, les distributions de courant sur chacun des plans seront quasiment superposées mais en opposition de phase, le coefficient K sera faible, le rayonnement sera peu important.

Malheureusement le routage des pistes impose d'avoir des situations pour lesquelles une piste se trouve au bords de la carte, la stripline n'est alors plus symétrique. La position asymétrique de la piste entraînera une différence entre les courants induits sur chacun des plans et donc une augmentation du champ rayonné. Une position asymétrique d'une piste par rapport aux deux plans peut ainsi diminuer les performances de blindage offertes par les plans.

Il arrive aussi dans une carte réelle que les deux plans d'une stripline ne soit pas de la même longueur. Dans ce cas aussi, la différence entre les courants de retour sur les plans est plus importante, ce qui en augmente le rayonnement.

Pour la topologie 2, un des plans de la structure est flottant ou mal connecté à l'autre plan qui constitue la référence de masse. Ainsi le plan flottant ne sera pas au même potentiel que celui du plan de référence, il entrera en résonance sur sa propre fréquence:

$$l = n \frac{\lambda}{2}$$

Equation II-18

où:

l est la plus grande dimension du plan flottant

n est un entier non nul

Ainsi les maxima d'émissions rayonnées par cette structure se manifesteront par des crêtes de rayonnement à certaines fréquences de résonance.

Dans ce cas extrême les émissions rayonnées deviennent supérieures à celle d'une ligne à microruban répondant aux mêmes caractéristiques géométriques [Caniggia96trans].

Il semble en outre que la présence de trous métallisés qui pénètrent dans la section transversale de la stripline peut générer des modes de propagation entre les plans qui peuvent donner lieu à des émissions rayonnées importantes en hautes fréquences surtout si les trous métallisés sont placés à proximité des bords de la carte. Un effet similaire semble également se produire dans le cas de trous métallisés qui pénètrent deux plans métalliques en regards et séparés par une couche de diélectrique. Des recherches à ce sujet sont en cours au Politecnico di Torino.

Nous voulons maintenant signaler les contraintes posées par les striplines pour les modèles de prédiction des émissions rayonnées.

L'utilisation des différences finies (FD) expliquée dans [Sadiku92] et [Hubbing91]) permet de simuler la distribution du champ entre les deux plans. On arrive à décrire les dépendances avec la fréquence des différents paramètres électriques équivalents. Mais FD nécessite un maillage du volume d'étude qu'il est difficile à exploiter numériquement pour le calcul du champ EM aux distances décrites par les normes (au moins 3 mètres).

L'approche MOM expliquée dans [Sadiku92] et [Hubbing91] et utilisée à partir de l'équation intégrale pour le champ E (EFIE) avec des plans d'épaisseur finie mais de conductivité infinie semble mieux convenir pour ce type de structure. En effet MOM s'adapte bien au calcul de champ en un point éloigné se trouvant dans l'espace ouvert: il n'est pas nécessaire de mailler tout l'espace entre la structure et le point de calcul du champ.

Mais il convient d'examiner dans quelle mesure le réalisme physique d'une stripline peut mettre en défaut certaines hypothèses utilisées dans les méthodes numériques.

Une contrainte est posée par l'épaisseur et la conductivité finie des plans métalliques. Les courants induits sur les plans résultant du couplage par proximité entre la piste et les plans contribuent au champ total rayonné par la stripline. Quand la profondeur de pénétration dans les plans δ du champ émis par les pistes internes est bien inférieure à l'épaisseur des plans t , c'est à dire pour les hautes fréquences, les courants induits demeurent en surface. Par contre quand la profondeur de pénétration dans les plans du champ est du même ordre de grandeur que l'épaisseur des plans: $\delta \sim t$, typiquement pour des fréquences inférieures à 100 MHz, la diffusion du champ EM au travers des plans doit être considérée et donc la conductivité finie des plans doit être prise en compte [Celozzi94]. En effet dans de telles conditions, il existe un champ tangentiel non nul à la surface extérieure des plans métalliques ce qui modifie le rayonnement. La résolution hybride proposée dans [Horck96EUT] permet également de prédire l'évolution fréquentielle de la distribution de courant dans les plans d'une stripline. Pour cela la méthode considère la conductivité électrique, l'épaisseur et la largeur finies des plans. Il est alors possible d'étudier l'influence sur la distribution de courant dans les plans de la position relative de la piste par rapport aux plans.

II.2.2.2.3. Les guides d'onde coplanaires

Le besoin d'une forte intégration sur des substrats de dimensions toujours plus petites, la nécessité économique de réduire le nombre de couches poussent les concepteurs à router des pistes de signal sur une couche réservée pour l'emplacement d'un plan métallique. Celui-ci est alors séparé en deux parties qui peuvent être polarisées différemment. La Figure II-28 représente une situation qui peut se présenter au sein des cartes multicouches: une piste de signal A est routée entre un plan d'alimentation et un plan de masse où sont placées également des capacités de découplage.

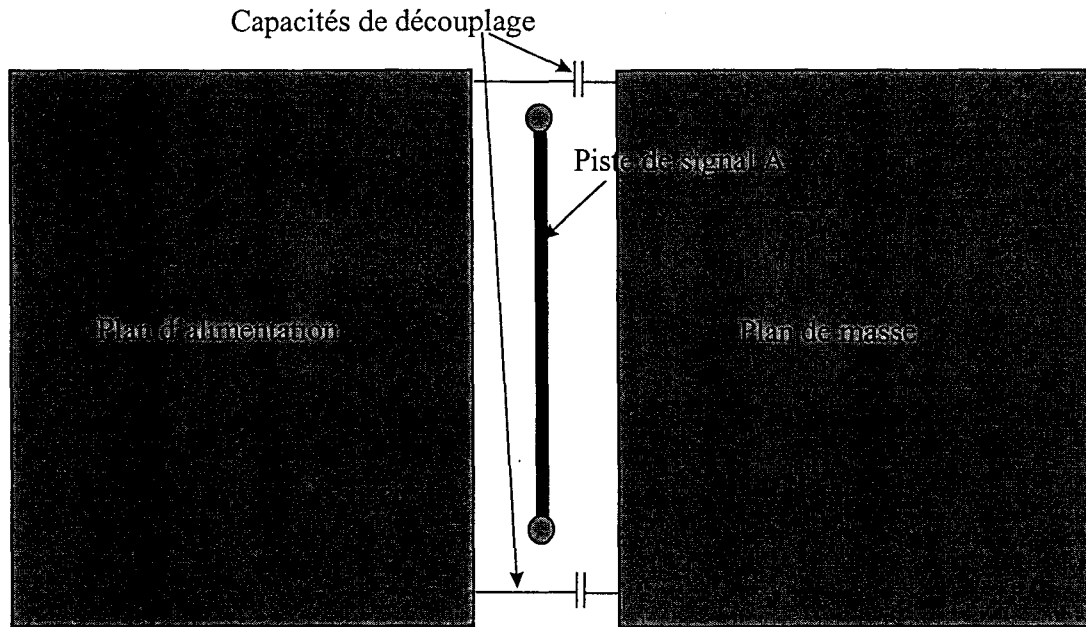


Figure II-28: Piste routée sur une couche où se trouvent deux plans métalliques

Ce type de configuration pose un certain nombre de problèmes pour la modélisation en électromagnétisme.

Le premier est l'extraction de la géométrie des surfaces de cuivre à partir des données fournies par les logiciels de routage. Il est en effet nécessaire d'avoir les dimensions précises des plans métalliques qui peuvent avoir des formes quelconques.

Le deuxième concerne le calcul de l'impédance caractéristique de la piste de signal A. Si la section transverse de la structure à l'étude présente une géométrie régulière sur toute la surface de la couche considérée, la structure peut être modélisée comme un guide d'onde coplanaire (Figure II-29) pour lequel l'impédance caractéristique peut être calculée par des formules empiriques [Wadell91, ch.3.4.1, pp.73-77] donnant une bonne approximation par rapport à un calcul rigoureux.

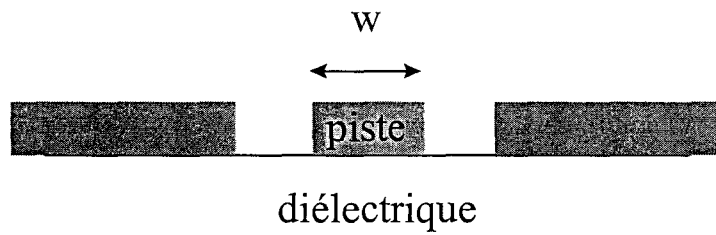


Figure II-29: Guide d'onde coplanaire

Malheureusement si la géométrie est irrégulière il convient d'effectuer un maillage de la structure et de calculer l'impédance avec une méthode numérique.

Le troisième problème est lié à la transition d'impédance engendrée par la discontinuité des deux plans métalliques. Imaginons qu'une piste B se trouvant sur la couche immédiatement supérieure à la structure considérée, séparée par une couche

de diélectrique, soit routée horizontalement. Cette piste B se trouve tout d'abord au dessus du plan d'alimentation puis au dessus du plan de masse: il y a une discontinuité d'impédance à la rupture des deux plans qui présentera un coefficient de réflexion au signal qui se propage sur cette piste B. On notera alors un effet sur la forme de ce signal selon son gabarit spectral et selon la distance séparant les deux plans. Généralement les plans ne sont pas espacés plus que de quelques mm et alors seulement les signaux très rapides, présentant typiquement un temps de montée inférieur à 300 ps, seront affectés par la discontinuité d'impédance. Il est possible de modéliser la discontinuité rencontrée au moyen d'un circuit équivalent à paramètres concentrés obtenu en utilisant par exemple la méthode Partial Element Equivalent Circuit (PEEC) [Pinello97] ou bien déduit à partir de la Méthode des Éléments Finis (FEM) en appliquant la théorie des circuits microondes [Yook97]. Le circuit équivalent peut alors être exploité par un simulateur tel SPICE ou bien SPRINT qui sera introduit dans le chapitre suivant. De plus au moment où le signal arrivera sur la discontinuité, cela générera une perturbation de la distribution de courant sur les deux plans. Ces effets complexes mériteraient d'être pris en compte dans un outil de prédiction pour les circuits numériques rapides.

Nous n'avons pas considéré ce type de structure dans notre travail. Dans les chapitres III, IV, V les plans métalliques des cartes considérées occupent toute la superficie des cartes.

II.2.2.2.4. Les plans métalliques

Dans les systèmes digitaux rapides, les composants numériques injectent lors de leurs commutations un fort courant transitoire au travers de leurs connexions qui les relient à la masse et à l'alimentation. Quand un ensemble de portes logiques commutent simultanément, ce phénomène va engendrer ce qu'on appelle un bruit de commutation à large spectre (bruit Delta-I) au niveau des connexions de masse et d'alimentation. La Figure II-30 illustre un tel phénomène qui se rapporte au courant d'appel d'un composant logique 74FCT245 en boîtier SOIC. Ce composant de technologie CMOS présente huit buffers bidirectionnels fonctionnant en trois états, émetteur, récepteur et haute impédance. Il est couramment utilisé dans les applications digitales rapides présentant des bus bidirectionnels. Durant la mesure on observe huit commutations synchrones qui provoquent un courant transitoire d'amplitude maximale de 120 mA et de durée de 5 ns sur la connexion de masse du composant. Ce phénomène va ensuite se propager sur le plan de masse qui relie le composant à l'alimentation. Pour limiter l'amplitude de ce phénomène, on doit placer des capacités aussi près que possible des connexions de masse et d'alimentation des composants. Ces capacités ont la fonction de fournir les charges électriques nécessaires au composant qui commute et évite ainsi de décharger les capacités distribuées du réseau d'alimentation. La géométrie des connexions qui relient ces capacités aux plans vont engendrer un comportement inductif qui va à

l'encontre du but recherché. Une tâche importante est donc de veiller à une bonne gestion de ces connexions.

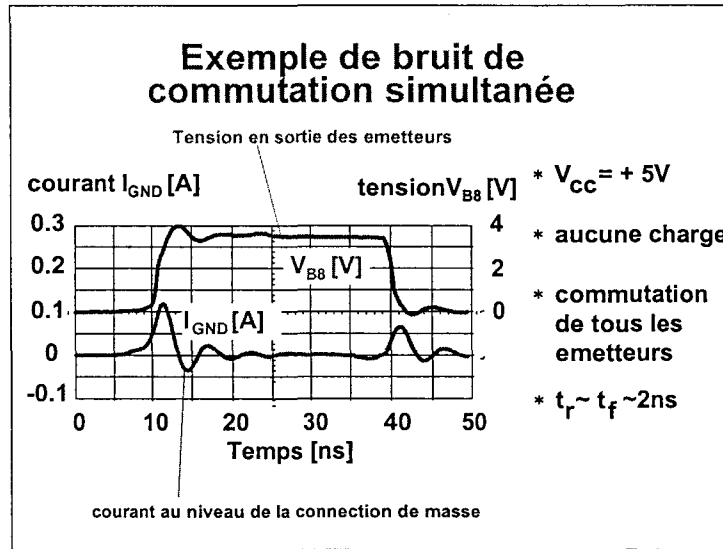


Figure II-30: Mesure du courant transitoire sur la connexion de masse d'un composant 74FCT245 en boîtier SOIC lors de la commutation simultanée des huit émetteurs du composant

La Figure II-31 montre plusieurs stratégies d'implantation de ces capacités.

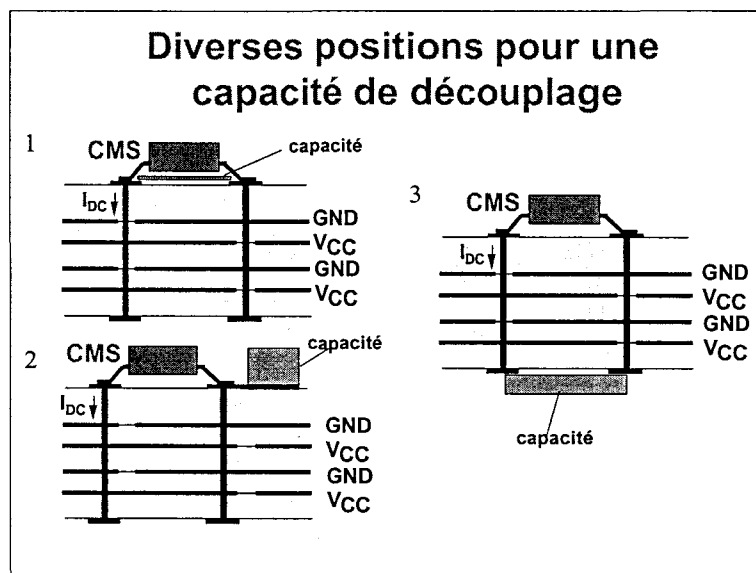


Figure II-31: Diverses positions possibles pour une capacité de découplage vis à vis d'un Composant Monté en Surface (SMD)

On peut signaler que les composants SMD sont de ce point de vue très avantageux étant donné leur taille réduite, ils présentent une très faible inductance série.

Dans la première configuration la capacité de découplage est placée juste en dessous du composant et donc à proximité de ses connexions de masse et d'alimentation. Dans la deuxième configuration elle est placée à côté du composant et dans la troisième elle est connectée sur la couche inférieure de la carte. L'objectif

à réaliser lors de l'implantation de la capacité est celui de minimiser la surface de boucle sur laquelle apparaît le courant transitoire échangé entre la capacité et le composant. La solution la plus efficace est bien entendu la première.

Malheureusement les impératifs d'implantation ne permettent pas d'atteindre cet idéal. Il faut rechercher des compromis qui réduisent les courants résiduels qui diminueront la marge de bruit disponible et qui contribuent au rayonnement large spectre des plans de masse et d'alimentation. En effet si l'on connecte l'écran d'un câble au plan de masse d'une carte, les courants résiduels injectés par les composants logiques vont se coupler avec le câble qui va donner lieu à un rayonnement important. Il est donc intéressant de modéliser ces plans en tant que support de propagation afin de déterminer la distribution de courant en un point quelconque des plans et d'optimiser la valeur et la position des capacités de découplage à placer pour en diminuer l'amplitude. Dans [Leroux96wroclaw] une modélisation est proposée dans le but d'étudier le couplage par impédance commune qui survient lors de l'injection d'un courant transitoire sur le plan d'alimentation d'une carte. La structure considérée est une paire de plans métalliques de mêmes dimensions, en regards et séparés par une couche de diélectrique, elle est représentée sur la Figure II-32:

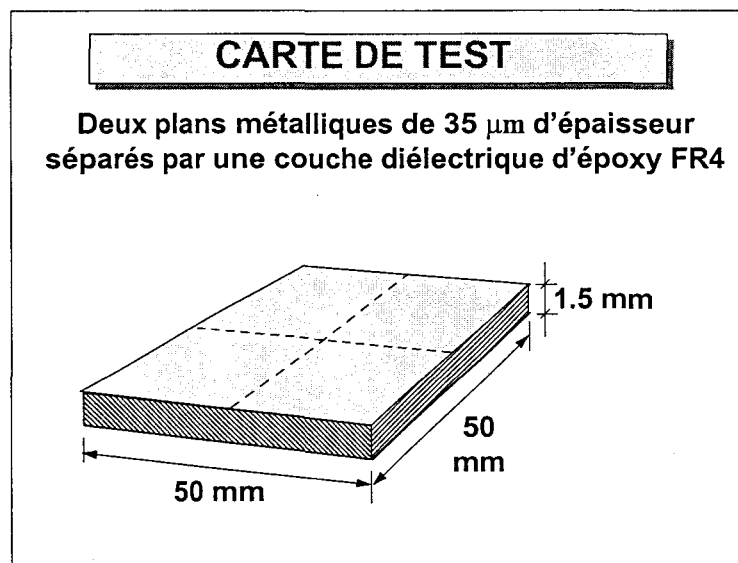


Figure II-32: Carte de test

Une telle structure a été modélisée par un maillage de lignes de transmission, [Leroux96wroclaw]. Le modèle ainsi obtenu est alors traité par un simulateur, SPRINT dont on introduira les principes dans le chapitre III. La méthode utilisée a ensuite été validée par des comparaisons avec des mesures effectuées avec un réflectomètre qui montrent comment la méthode tient compte des réflexions sur les bords de la carte. Nous voulons reporter ici les résultats que l'on peut attendre d'une telle méthode quand on veut optimiser la position d'une capacité de découplage, pour cela nous traitons l'exemple suivant.

On veut stimuler la structure de la Figure II-32 avec un courant transitoire qui pourrait apparaître à la connexion d'alimentation d'une porte logique. Pour cela on commence par repérer sur la paire de plans un quadrillage qui représente les lignes

de transmission du maillage réalisé par la méthode et donc aussi les noeuds accessibles pour la visualisation des résultats. Puis un signal trapézoïdal d'amplitude maximale 50 mA, de temps de commutation 1 ns est injecté au noeud 36 du plan supérieur, considéré comme plan d'alimentation, à 50 mm du bord le plus proche de la carte (Figure II-33).

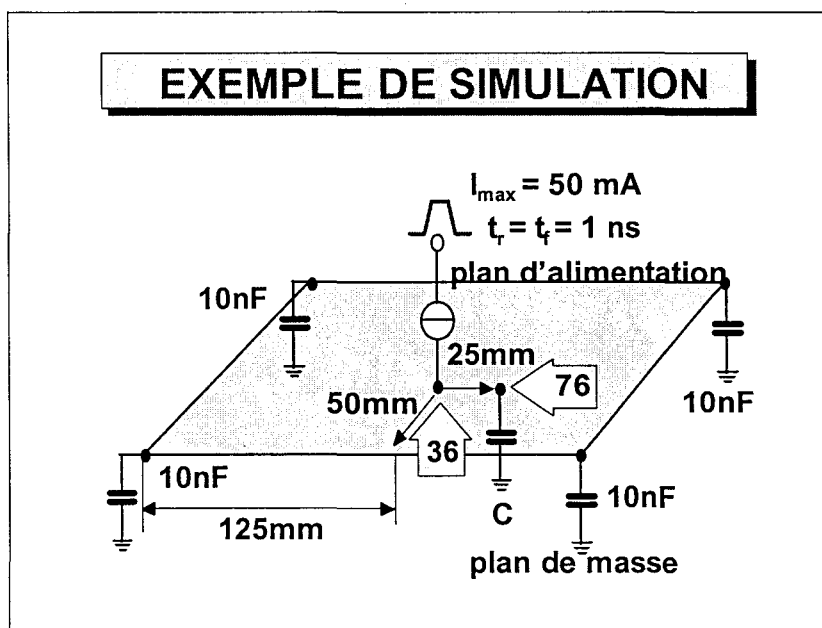


Figure II-33: Configuration utilisée lors de la simulation du couplage par impédance commune qui survient lors de l'injection d'un courant transitoire sur le plan d'alimentation d'une carte

Le plan inférieur est pris comme référence de masse. Les deux plans sont découplés par des capacités de 10 nF placées aux 4 coins de la carte.

On veut apprécier l'effet de la position d'une cinquième capacité de découplage que l'on place d'abord au noeud 36 où le courant transitoire est injecté puis 25 mm plus loin, au noeud 76. La Figure II-34 représente la tension sur le plan d'alimentation aux noeud 36 et 76 simulé avec cette méthode pour les deux positions de la cinquième capacité de découplage. Rappelons que le courant transitoire est injecté au noeud 36. Dans le cas A où la capacité de découplage est placée à 25 mm du noeud 36, on voit à ce noeud des pointes de tension assez élevées. Par couplage par impédance commune la tension au noeud 76 où est placée la capacité présente également des fluctuations importantes qui pourraient provoquer des dysfonctionnements au niveau d'un récepteur dont la connexion d'alimentation est située justement au noeud 76. Au contraire dans le cas B où la capacité est placée à l'endroit même où le courant transitoire est injecté, les noeuds 36 et 76 présentent peu de fluctuations de la tension sur le plan d'alimentation. Ainsi quand les capacités de découplage sont placées trop loin des connexions de masse et d'alimentation des composants numériques qui commutent, une partie des charges électriques est fournie par la source à travers les capacités distribuées du réseau d'alimentation. Ceci engendre des fluctuations de la tension sur le réseau d'alimentation par couplage par impédance commune.

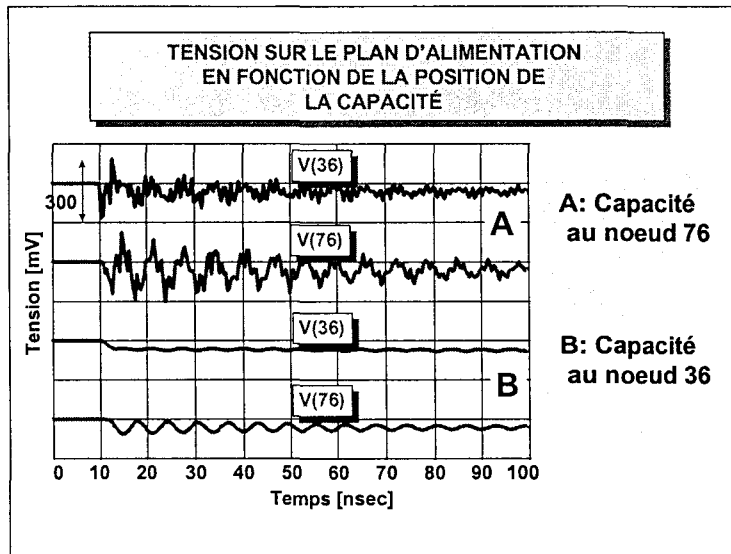


Figure II-34: Simulation de la tension sur le plan d'alimentation au noeud 36 et 76 pour les deux positions de la cinquième capacité de découplage

Pour obtenir un découplage efficace dans le but de réduire le bruit Delta-I, il convient de placer les capacités sur la carte à proximité des connexions de masse et d'alimentation des composants numériques, ceci de façon distribuée selon un grillage, afin d'obtenir un bruit d'alimentation uniforme et de basse amplitude. Il faut prendre garde aux inductances séries parasites présentées par les capacités, celles-ci détériorent la qualité du découplage espéré [Daijavad93]. C'est ainsi que l'utilisation de capacités enterrées dans la section transverse de la carte (Buried Capacitance) est de ce point de vue très efficace [Costa96]. Cette technique s'opère au moyen de l'introduction répétée de deux plans métalliques (masse et alimentation) séparés par une couche diélectrique de faible épaisseur. Elle offre un découplage distribué et réduit les inductances parasites.

Au rayonnement propre des plans métalliques il convient d'ajouter celui des pistes de masse et d'alimentation où circule également des courants dus à la commutation simultanée des dispositifs numériques. Une piste d'alimentation routée sur la couche supérieure d'une carte et ne présentant pas les capacités de découplage nécessaires peut donner une contribution majeure au champ rayonné par la carte surtout vers les hautes fréquences du spectre normatif.

II.3. Circuits et signaux rencontrés sur les cartes numériques

II.3.1. Technologies numériques utilisées et circuits équivalents

II.3.1.1. Les différentes technologies utilisées

On veut préciser les différentes technologies de composants utilisées pour concevoir les cartes numériques. Afin de comparer la rapidité des différentes

technologies on utilise souvent la notion du temps d'accès d'une porte logique élémentaire, c'est à dire du temps nécessaire pour accéder à un bit dans le cas d'une mémoire. Pour caractériser les technologies du point de vue de l'échauffement thermique engendré, on utilise la notion de puissance dissipée lors d'une transition logique, ramenée au bit. Cette information est importante dans la mesure où elle détermine l'intégration que l'on peut espérer obtenir avec une technologie donnée.

Les composants les plus utilisés dans la conception des cartes numériques appartiennent à la filière du silicium bien que se développent la filière GaAs et des technologies basées sur des hétérojonctions. Dans la filière silicium les familles logiques sont classées selon qu'elles utilisent des transistors bipolaires ou MOS.

Au sein de la famille bipolaire la technologie TTL utilise des transistors qui fonctionnent en bloqué-saturé, ce qui augmente les temps de commutation. On peut limiter la saturation d'un des transistors en ajoutant au montage une diode schottky, il s'agit de la technologie TTL-schottky qui est couramment utilisée pour sa rapidité mais qui est pénalisée par une forte consommation. En effet la puissance dissipée en statique n'est pas négligeable pour les montages qui utilisent des transistors bipolaires. Le temps d'accès d'une porte logique varie au sein de cette technologie entre 2,5 ns pour les composants AS et 10 ns pour les composants LSTTL, la puissance dissipée lors d'une transition logique varie de 10 $\mu\text{W/bit}$ pour les composants ALS et 120 $\mu\text{W/bit}$ pour les composants S. La technologie ECL utilise des transistors qui fonctionnent en bloqué-passant, ce qui autorise une plus grande rapidité mais entraîne une consommation excessive. Le temps d'accès d'une porte logique varie au sein de cette technologie entre 1 ns pour les composants 5K et 12 ns pour les composants 64K, la puissance dissipée lors d'une transition logique varie de 7 $\mu\text{W/bit}$ pour les composants 64K et 400 $\mu\text{W/bit}$ pour les composants 5K.

Devant le besoin de concevoir des circuits présentant une plus grande intégration et donc pour cela une consommation moindre pour éviter l'échauffement thermique, la famille CMOS s'est imposée en associant des transistors PMOS et NMOS ne consommant de l'énergie que durant les commutations. Les premières portes logiques CMOS mises au point étaient moins rapides que les portes TTL-schottky. Ainsi les composants 4000B ont un temps d'accès par porte logique de 100 ns pour une puissance dissipée lors d'une transition logique de 0,3 $\mu\text{W/bit}$. Mais les composants FACT par exemple, atteignent la rapidité d'une technologie bipolaire rapide (temps d'accès par porte logique: 2 ns) en maintenant une consommation d'énergie limitée (puissance dissipée lors d'une transition logique: 0,3 $\mu\text{W/bit}$). Enfin il convient de citer les composants LV (Low Voltage) qui, utilisant une technologie CMOS spécifique, arrive à la rapidité de la technologie ECL sans pour cela demander la consommation d'énergie typique des circuits ECL, on peut citer notamment les composants HLL (CMOS 3V).

La famille Bicmos associe aux transistors MOS complémentaires un étage tampon intermédiaire utilisant un transistor bipolaire.

Le défi technologique des fabricants de composants est de proposer une porte logique rapide mais qui consomme peu pour permettre une large intégration, ainsi les

technologies sont souvent classées selon le temps d'accès d'une porte logique et la puissance dissipée lors d'une transition (Tableau II-2).

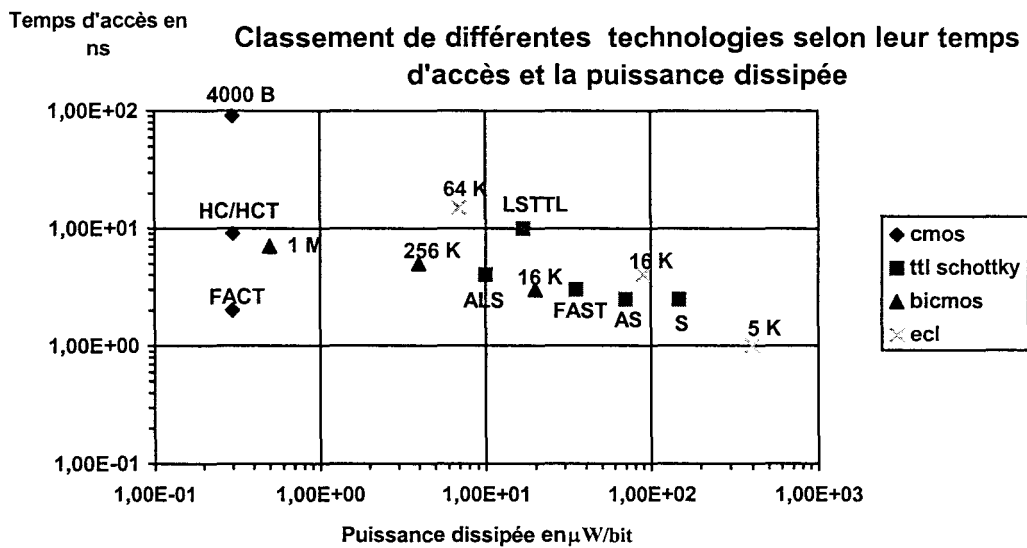


Tableau II-2: Classement de différentes technologies de composant selon le temps d'accès d'une porte logique et la puissance dissipée lors d'une transition logique

II.3.1.2. Circuits équivalents

Les composants numériques présentent des caractéristiques liées à la technologie de construction qu'il est important de connaître et de modéliser pour étudier l'intégrité des signaux d'une carte et pour fournir aux modèles de prédiction CEM la distribution de courant sur les pistes en tenant compte des impédances présentées par les composants. Ils présentent généralement deux fonctions, l'émission de signaux et la réception. C'est ainsi que l'on modélise souvent séparément l'émetteur et le récepteur.

L'émetteur sera caractérisé par une tension à vide présentant un temps de montée et de descente, un courant d'appel, une capacité (ou une inductance dans le cas des dispositifs ECL) de sortie et éventuellement une caractéristique statique courant/tension en sortie du composant au niveau haut logique et au niveau bas logique.

Le récepteur sera caractérisé par un seuil d'entrée et éventuellement une capacité d'entrée, une caractéristique statique courant/tension à l'entrée du composant au niveau haut logique et au niveau bas logique.

Certaines portes logiques sont protégées contre les surtensions et les sous-tensions provoquées par des décharges électrostatiques ou par les réflexions sur les portes logiques qui adviennent lors des commutations. Ces diodes de protection sont placées à l'entrée du récepteur et/ou à la sortie de l'émetteur. La caractéristique de ces diodes peut être obtenue lors de la caractérisation statique du circuit en portant celui-ci en situation de surtension et de sous-tension.

Un composant est placé dans son boîtier qui présente des éléments parasites dont il faut tenir compte lors d'une simulation et qui peuvent être modélisés par un circuit équivalent R, L,C. Dans notre travail (chapitre III) nous utiliserons une technique alternative basée sur des mesures au réflectomètre (TDR).

L'impédance d'entrée des récepteurs et l'impédance de sortie des émetteurs peuvent être représentées en première approximation par un circuit équivalent comprenant une capacité et éventuellement une résistance dans lequel la résistance peut être non linéaire. Cette résistance peut inclure la contribution des diodes de protection qui peuvent être placées pour protéger le circuit contre les surtensions et les sous-tensions. Il faut néanmoins remarquer que dans le cas des dispositifs ECL, il existe un comportement inductif intrinsèque au coeur du composant dont il faut tenir compte dans la simulation. Ainsi un émetteur ECL présentera une inductance de sortie et non pas une capacité de sortie.

L'impédance du circuit équivalent n'est pas forcément égale à l'impédance caractéristique de la piste. Les transmissions s'effectuent donc toujours à priori en désadaptation d'impédance en particulier lors des commutations.

II.3.2. Caractéristiques des signaux usuels

On rencontre généralement deux types de signaux. Les signaux d'horloge sont périodiques et caractérisés par un rapport cyclique proche de 50 %. Les signaux de données sont des séquences pseudo aléatoire binaires. D'après les lois de l'électromagnétisme, un champ électromagnétique est généré quand un changement dans le temps d'une grandeur telle qu'un courant advient. Ainsi pour les signaux qui se propagent sur les pistes, le rayonnement EM se produit surtout à chaque changement d'état logique du signal et beaucoup moins quand celui-ci reste à un état logique donné où aucune énergie n'est commutée. Ainsi les signaux d'horloge qui commutent d'une manière répétitive, présentent un spectre de raies et contribuent certainement plus au rayonnement que les signaux de données dont le cycle est plus lent et pseudo aléatoire. C'est pour cette raison que nous orienterons notre analyse sur un signal type d'horloge.

Typiquement un signal d'horloge est une forme d'onde trapézoïdale répétée périodiquement et caractérisée par sa période $PER=T$, ses temps de montée (rise time) $TR=t_r$ et de descente (fall time) $TF=t_f$ et par le temps pendant lequel le signal est au niveau un logique: PW . Un exemple de signal numérique est donné la Figure II-35. Généralement on donne PW mesuré au milieu du front de montée jusqu'au milieu du front de descente, les temps de commutation sont donnés entre 10 % et 90 % ou bien entre 20 % et 80 % de l'amplitude du signal $A=V_1-V_2$.

Si l'on suppose que le temps de montée t_r est égal au temps de descente t_f , le gabarit spectral du signal numérique est représenté sur la Figure II-36.

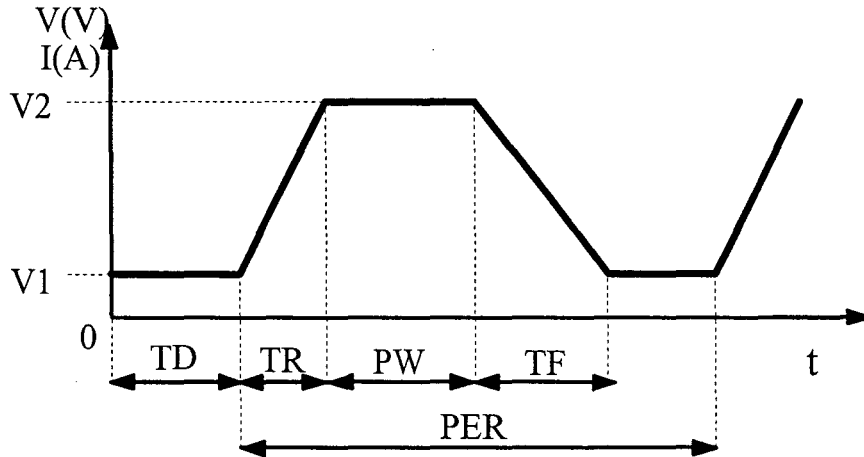


Figure II-35: Signal numérique

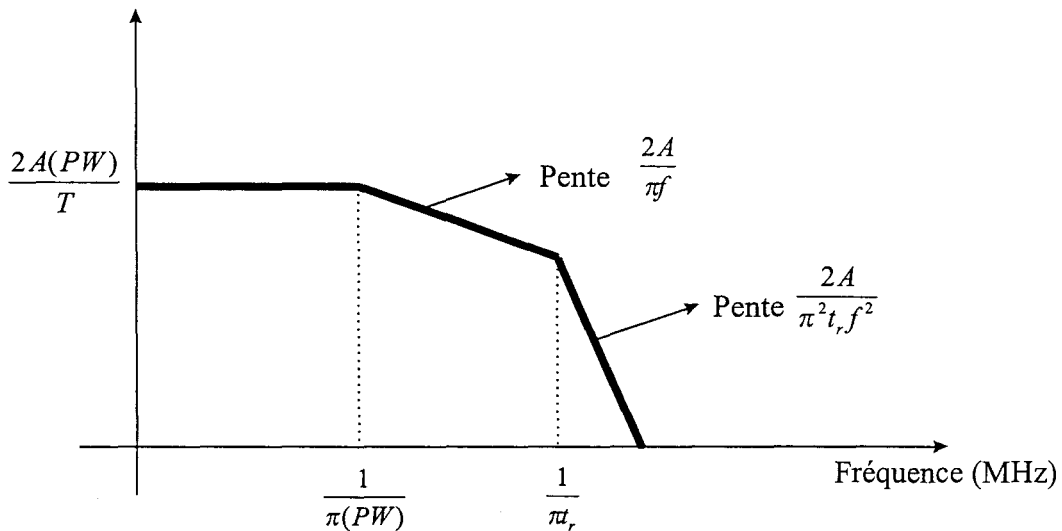


Figure II-36: Gabarit spectral d'un signal numérique

L'amplitude des harmoniques du spectre demeure constante jusqu'à la fréquence $f_1 = \frac{1}{\pi(PW)}$, puis décroît avec 20 dB/décade jusqu'à la fréquence $f_2 = \frac{1}{\pi t_r}$ pour décroître ensuite avec 40 dB/décade. Ainsi plus un signal est rapide en terme de temps de montée, plus sa signature spectrale est étalée en fréquence, la signature spectrale d'une impulsion de dirac est en effet infinie. La fréquence du signal est également un paramètre important. Pour un signal d'horloge le rapport cyclique est proche de 50 % ainsi on peut écrire en première approximation que la période T du signal est égale au double du temps pendant lequel le signal est au niveau 1 logique (PW). Dès lors plus la fréquence du signal est élevée, plus sa période et donc PW est petit, et donc plus f_1 est grand: le gabarit spectral est d'autant plus étalé en fréquence. Le temps de montée et la fréquence des signaux sont donc des facteurs prédominants pour l'étalement en fréquence du gabarit spectral. Nous voulons maintenant analyser qualitativement le lien entre le spectre d'un signal qui circule sur une piste et le champ électrique qu'elle rayonne.

Le champ ElectroMagnétique (EM) rayonné par une distribution de courant circulant sur une piste peut être calculé par la relation suivante (ce point sera détaillé dans le chapitre IV):

$$\underline{E}(\underline{r}) = -j\omega\mu \iiint_V \underline{G}(\underline{r} - \underline{r}') \cdot \underline{J}_e(\underline{r}') d^3(\underline{r}') \quad \text{Equation II-19}$$

où:

- $\underline{J}_e(\underline{r}')$ représente la distribution de courant de la source, confinée dans un volume V
- $\underline{G}(\underline{r} - \underline{r}')$ s'appelle la fonction dyadique de Green du milieu considéré
- \underline{r} représente les coordonnées du point d'observation où le champ est calculé
- \underline{r}' représente les coordonnées d'un point situé sur la structure portant la distribution de courant
- ω représente la pulsation de l'onde
- μ est la permittivité de l'air, $\mu = 4\pi 10^{-7}$ SI

Dans cette relation le champ électrique est obtenu par l'intégrale du produit de la distribution de courant et de la dyadique de Green du milieu considéré. Le spectre du signal circulant sur la piste influence donc directement le champ électrique rayonné. Le temps de montée et la fréquence des signaux sont donc des facteurs prédominants dans l'amplitude des émissions rayonnées. C'est pour cette raison qu'il faut éviter, lors de la conception des cartes numériques, de surdimensionner la rapidité d'une technologie vis à vis des exigences du cahier des charges.

Il est en outre important de relier le temps de montée des signaux au temps de propagation sur les pistes, c'est à dire à la longueur des pistes, [Leroux96Lille]. Si le temps de montée d'un signal d'horloge est inférieur à trois fois le temps de propagation sur la piste, il y a lieu de considérer les phénomènes de propagation sur la piste et en particulier les distorsions que va subir le signal. Ces distorsions seront d'autant plus prononcées que les extrémités de la piste sont connectés sur des impédances s'éloignant de son impédance caractéristique. On enregistre deux types d'anomalies; une variation d'amplitude du signal et des oscillations qui se produisent sur les transitions d'état logique. La variation d'amplitude peut être corrigée par exemple au moyen de l'ajout d'un réseau résistif comme indiqué sur la Figure II-37 et la Figure II-38. Cette technique s'utilise beaucoup pour les signaux d'horloge qui doivent préserver au mieux leur intégrité.

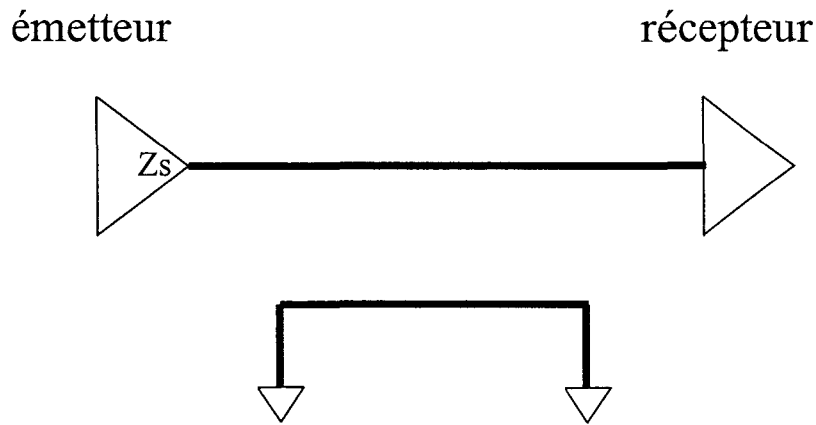


Figure II-37: interconnexion présentant une impédance caractéristique Z_0

On place une terminaison série R_s en sortie de l'émetteur (Figure II-38) afin d'adapter à un niveau logique donné l'impédance de sortie de l'émetteur Z_s à l'impédance caractéristique de la ligne:

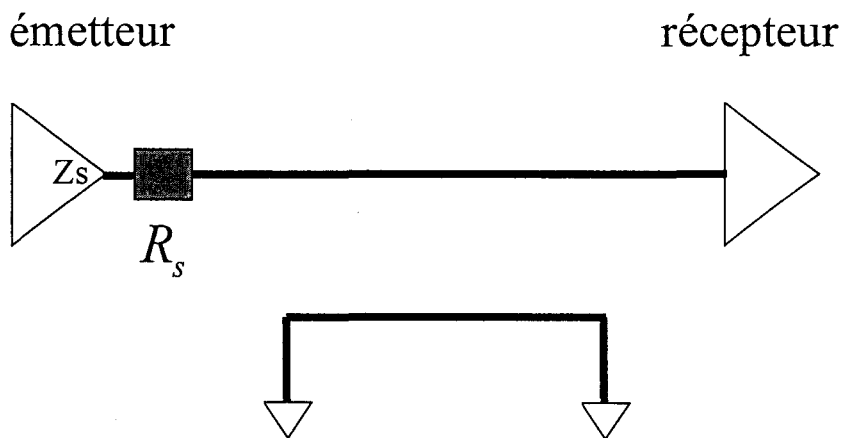


Figure II-38: interconnexion avec l'ajout d'un réseau résistif R_s

Il ne faut pas oublier que l'impédance de sortie de l'émetteur Z_s obéit à un comportement non linéaire ce qui veut dire que la condition d'adaptation que l'on peut réaliser de cette manière n'est vraie que durant la phase stabilisée du signal au niveau logique choisi. Pour une interconnexion où se propagent des signaux CMOS l'adaptation statique réalisée au niveau haut logique est souvent valable aussi pour le niveau bas logique de part les choix technologiques des transistors PMOS et NMOS. La partition réalisée avec l'impédance de la ligne autorise un palier de première commutation à 2,5V, pour la technologie CMOS. Cette adaptation aura tendance à limiter les phénomènes de surtension et sous-tension en sortie de l'émetteur. Cette technique d'adaptation est souvent utilisée pour les interconnexions point à point comme celle de la Figure II-38 mais peut présenter des inconvénients si le même émetteur doit piloter plusieurs récepteurs. En effet il est alors possible que certains récepteurs ne commutent pas sur l'onde incidente mais qu'ils doivent attendre le retour de l'onde réfléchie venant du récepteur le plus éloigné pour voir la tension à

leur entrée dépasser le seuil de commutation. C'est ainsi qu'il existe d'autres stratégies d'adaptation qui permettent aussi d'optimiser l'énergie consommée.

Cependant lors des commutations l'impédance de sortie de l'émetteur aura variée, ce qui provoquera une désadaptation d'impédance. Il en résultera un phénomène d'oscillations amorties dont la pseudo période est fonction du temps de propagation le long de la piste. Le spectre de ces oscillations fera apparaître des harmoniques à hautes fréquences qui contribueront au champ rayonné.

D'autre part les impédances présentées par les récepteurs sont souvent une haute impédance pour la ligne. Il est donc important d'étudier le comportement des modèles de prédiction quand une piste est terminée par un circuit ouvert par exemple.

II.3.3. Prédiction des émissions rayonnées par les circuits intégrés

Les circuits intégrés (IC) contribuent également au rayonnement d'une carte et vu le nombre toujours croissant de composants sur les nouveaux dispositifs cette contribution n'est pas négligeable. Dans le cas où des circuits intégrés numériques commutent simultanément, provoquant un bruit Delta-I sur le réseau de masse et d'alimentation, leur contribution peut même, sur une certaine gamme de fréquences et dans des positions particulières du point d'observation, dominer celle des pistes routées, [Caniggia98].

Le premier effet produit par les IC est le rayonnement des sources présentes sur le circuit *Very Large Scale Integration* (VLSI) à travers son boîtier et éventuellement son radiateur utilisé pour limiter l'échauffement thermique. Ce rayonnement peut être significatif pour des circuits de grande taille présentant des signaux internes à large spectre, [Goulette92]. Pour ce type de structure invoquant des configurations complexes, des méthodes analytiques ne sont pas utilisables. Il faut donc recourir à des méthodes numériques rigoureuses. Dans [Ladd92] différentes configurations de radiateur ont été comparées du point de vue du rayonnement en utilisant la Méthode des Eléments Finis (FEM). Dans [Lee91] les sources présentes sur le circuit VLSI sont représentées par des dipôles élémentaires électriques et magnétiques et la méthode des Différences Finies dans le domaine temporel (FD-TD) est utilisée. La même méthode est utilisée dans [Brench94] où les sources présentes sur le circuit VLSI sont modélisées par une région de champ électrique uniforme entre le radiateur et le plan de masse du circuit, ce qui donne une représentation plus réaliste.

Un autre effet est produit par le rayonnement des boucles de courant réalisées par les capacités de découpage et les composants à travers leurs connexions de masse et d'alimentation. Ces boucles se referment sur une portion des plans de masse et d'alimentation. Elles sont disposées transversalement et produisent un rayonnement dont la contribution de mode différentiel peut être modélisée au moyen d'une formulation analytique utilisant le dipôle de Hertz magnétique, [Caniggia96sym]. Le

courant de mode différentiel qui alimente ces boucles est celui issu du bruit Delta-I qui se propage sur les plans de masse et d'alimentation.

II.4. Étude de l'introduction de l'outil de prédiction dans la chaîne de conception des cartes

II.4.1. Description des différentes étapes dans la conception des cartes

La Figure II-39 représente les différentes étapes dans la conception des cartes électroniques.

CHAÎNE DE CONCEPTION DES CARTES

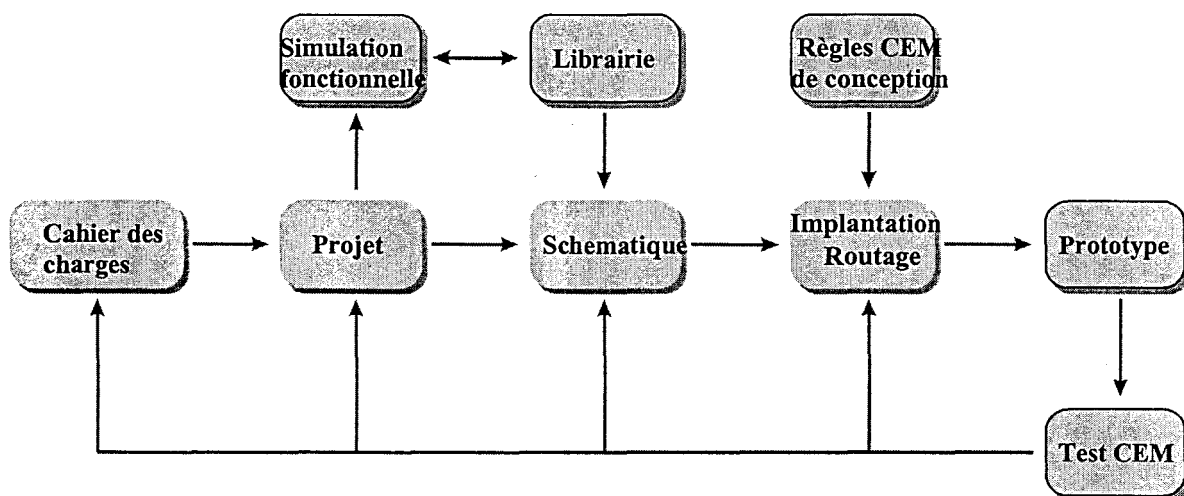


Figure II-39: Chaîne de conception des cartes

Si le prototype de carte monté dans l'appareil auquel il est destiné ne donne pas satisfaction aux normes à cause des émissions rayonnées par la carte, il y a plusieurs niveaux de recyclage possible, plus ou moins coûteux. Examinons maintenant les différentes actions possibles de correction.

- prototype

Les concepteurs et fabricants de cartes électroniques réalisent les premières mesures CEM sur les prototypes de carte déjà réalisés. Une correction à ce niveau peut être par exemple l'ajout de filtres afin de réduire les émissions rayonnées. Mais toute modification ou ajout de composants sur la carte demandera ensuite un ajournement de la schématique, et de l'implantation/routage, du prototype définitif.

- routage

Le routage doit être effectué en fonction de contraintes CEM, thermiques, mécaniques et d'implantation. Une correction au niveau du routage peut être de déplacer des pistes parallèles trop proches les unes des autres, intervenir sur la topologie des pistes de masse organisées en étoile ou en grillage à maille plus ou moins dense, effectuer des changements sur la section transversale de la carte, sur la largeur des pistes afin d'obtenir des impédances pour les pistes proches de 50Ω , faire passer les signaux les plus polluants dans une stripline.

- implantation

L'implantation s'effectue généralement d'une manière semi-automatique. Les composants ayant les boîtiers les plus volumineux sont placés manuellement en premier. Les autres composants sont ensuite placés souvent de manière à minimiser la distance entre les composants qui doivent être connectés entre eux. de manière à limiter la longueur des pistes qu'il faudra router. De cette manière on limitera les phénomènes de réflexion. Une correction au niveau de l'implantation peut consister à modifier la position d'une capacité de découplage afin de réduire le bruit de commutation sur les pistes de masse et d'alimentation ou bien déplacer un composant afin de raccourcir la longueur d'une piste.

- schématique

La schématique est la traduction fonctionnelle du cahier des charge. Elle indique quels sont les composants utilisés dans la carte avec leur boîtier associé et comment ils sont connectés entre eux pour réaliser les fonctions souhaitées. Une correction au niveau de la schématique peut être d'ajouter un nouveau composant de filtrage, de changer le boîtier d'un composant ou la valeur d'un composant passif.

- cahier des charges

II.4.2. Apport de l'aide de modèles prédictifs

En analysant les différentes étapes de la conception des cartes, on remarque qu'une modification en amont de la chaîne, au niveau de la schématique par exemple, aura des conséquences lourdes sur toutes les autres étapes de la chaîne. Prenons l'exemple d'une contrainte CEM sur le changement du boîtier d'un circuit intégré. Cette contrainte peut impliquer un changement dans l'implantation des composants si la taille du nouveau boîtier diffère beaucoup de l'ancien. En outre si les connexions du nouveau boîtier sont différentes il faudra router à nouveau la carte et produire un nouveau prototype à tester. Ces travaux sont généralement effectués par des métiers différents au sein de l'entreprise, ce qui alourdit la tâche globale. Une telle situation peut augmenter les délais de mise sur le marché du produit final et entraîner des coûts supplémentaires. Ces remarques nous font comprendre qu'il faut

faire intervenir les contraintes CEM le plus tôt possible dans la chaîne de conception des cartes afin de réduire au mieux les recyclages.

Il est possible d'effectuer une simulation de l'intégrité des signaux une fois que l'implantation des composants a déjà été effectuée et sans avoir déjà routé la carte. Pour cela on doit faire des hypothèses sur la longueur et la largeur de pistes fictives qui relient entre eux les composants. Il est également nécessaire de connaître les caractéristiques géométriques et physiques de la section transverse de la carte afin de calculer l'impédance des pistes fictives. Une telle prédiction est utile pour juger l'implantation des composants, le choix de leur technologie et de la section transverse du point de vue de l'intégrité des signaux. Mais une émulation des émissions rayonnées n'est pas possible à ce stade de la chaîne de conception dans la mesure où le routage des pistes est encore inconnu.

C'est ainsi que nous proposons d'intervenir après le routage des cartes afin de prédire les émissions rayonnées. Cela permettra d'éviter le nombre de recyclages sur le prototype sur lequel les premières mesures CEM sont effectuées. La Figure II-40 montre la nouvelle chaîne de conception intégrant la simulation CEM après routage.

CHAÎNE DE CONCEPTION DES CARTES INTÉGRANT LA SIMULATION CEM APRES ROUTAGE

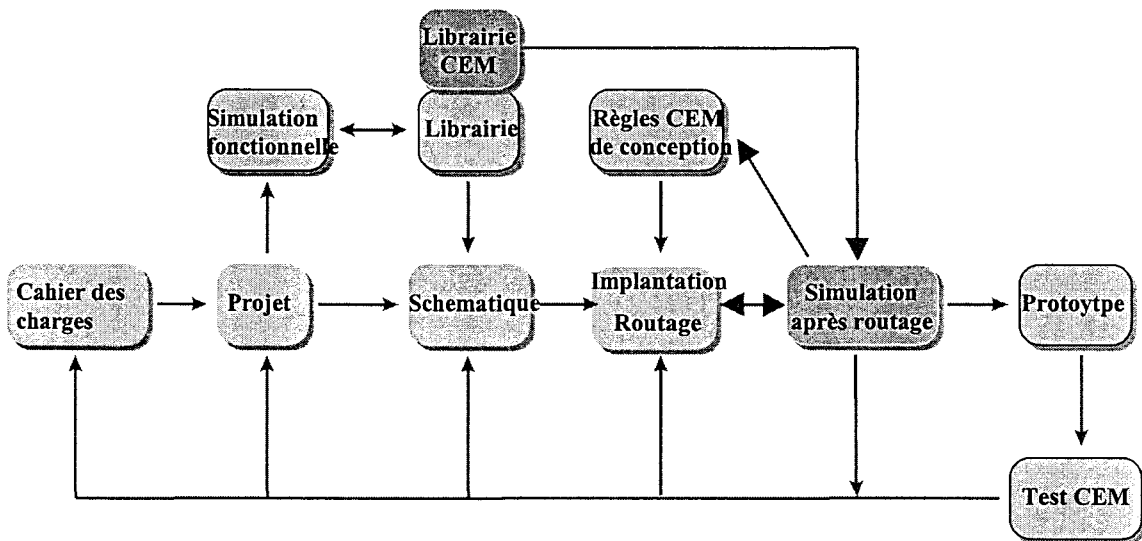


Figure II-40: Chaîne de conception des cartes intégrant la simulation CEM après routage

Deux types de prédiction sont possibles après le routage d'une carte électronique. On peut penser de connecter un câble à la carte et de simuler le courant de mode commun à l'entrée du câble par exemple. Un tel calcul permet de donner une indication sur le rayonnement de mode commun du câble prépondérant dans les basses fréquences du spectre exploré lors du test selon la norme EN 55022, comme nous le verrons dans le chapitre V. Mais cette approche ne tient pas compte des

conditions de mesure utilisées durant les tests. De plus le rayonnement de mode différentiel des pistes que constituent le routage ne peut pas être pris en compte. Selon l'approche présentée dans la thèse un outil de prédiction doit aller au-delà en calculant le champ électrique rayonné par la carte placée dans l'environnement électromagnétique du site de mesure. Ainsi la simulation devrait tenir compte des différents éléments qui caractérisent la mesure, décrits dans le chapitre I. Dans notre travail nous tenterons de tenir compte en particulier du plancher de la chambre semi-anéchoïque et de la polarisation des antennes de mesure.

Un outil de prédiction qui intervient après le routage des cartes permettra de donner des conseils afin de produire un nouveau routage meilleur du point de vue CEM. Ces conseils doivent être fiables et ainsi il est important de simuler les cartes dans les conditions d'application des normes relatives au produit final mis sur le marché.

Dans le cas d'une gamme de produit pour laquelle un des produits a déjà donné satisfaction à la directive CEM il est possible nous l'avons vu dans le premier chapitre de constituer un dossier technique de construction afin d'éviter de refaire toutes les mesures. Or l'utilisation d'un outil de prédiction CEM après routage permet d'effectuer une comparaison relative entre le routage de deux cartes présentant peu de différence entre elles: déplacement d'une piste, ajout d'une capacité par exemple. De cette manière un tel outil de prédiction pourrait permettre dans l'avenir de comparer les performances CEM de deux produits d'une même gamme au sein du dossier technique de construction.

La Figure II-40 montre également que l'introduction d'un tel outil dans la chaîne de conception des cartes permettra d'enrichir la liste des règles CEM de conception utilisée dans la société. On voit aussi clairement dans cette figure l'importance de la modélisation des composants électroniques pour obtenir une bonne prédiction CEM.

L'outil proposé pourra être utilisé durant la phase de routage des cartes. Il sera donc possible de simuler un routage partiel pour évaluer au plus tôt les émissions de mode différentiel rayonnées par les interconnexions déjà routées. De plus il doit être possible d'intégrer les améliorations, survenues après des essais et changements effectués dans l'environnement de simulation CEM, comme contraintes CEM pour un nouveau routage. Cela rend nécessaire un lien réciproque entre les outils d'analyse CEM et les logiciels de routage. Ces remarques sur la méthodologie sont importantes afin de rendre efficace l'introduction des outils de prédiction dans la chaîne de conception des cartes.

II.4.3.Prise en compte des règles de conception CEM des cartes électroniques

Il existe un certain nombre de règles CEM de conception d'une carte électronique mise dans un appareil ITE. Ces règles sont le fruit d'un savoir-faire que le concepteur peut appliquer lors de la conception de la carte. Il est donc important que les outils de simulation proposés intègrent ces règles pratiques. On a relevé ici

un certain nombre non exhaustif de règles que des modèles de prédiction devraient être capables de suivre:

- l'effet des couches diélectriques dans le rayonnement des lignes à microruban
- l'effet des émissions de mode commun rayonnées par un câble connecté à une carte
- l'effet dû au changement du temps de montée, de la fréquence, ou de l'amplitude d'un signal d'horloge
- l'influence de la position d'une résistance de mise au niveau 1 logique (pull-up)
- l'influence de la position d'une capacité de découplage sur le bruit de commutation simultané et son effet sur le rayonnement provoqué par les pistes/plans de masse et d'alimentation
- l'effet du changement du boîtier d'un composant sur le bruit de commutation simultané et sur le rayonnement provoqué par la boucle interne au composant
- l'effet de l'utilisation de composants de filtrage
- l'effet d'un changement du routage des pistes

Un changement au niveau de la carte qui provoque selon une règle empirique une diminution ou une augmentation des émissions rayonnées doit se vérifier également en simulation.

Dans les règles de conception d'une carte électronique il faut tenir compte du (ou des) système(s) dans lequel la carte sera ensuite intégrée et de l'environnement électromagnétique dans lequel le produit final sera placé. C'est ainsi que le filtrage d'entrée ou le nombre de couches métalliques d'une carte peut être déterminé par ces éléments du système/environnement. Il est donc intéressant de pouvoir considérer l'influence de la carte au sein du système pour lequel elle est destinée. Cela permet de dimensionner correctement les composants et les caractéristiques CEM de la carte en fonction du système, de l'environnement électromagnétique et du contexte normatif associé. Dans le chapitre V de notre travail nous étudierons en particulier le rayonnement d'un système constitué d'une carte et d'un câble et nous verrons comment la manière de concevoir la carte peut influencer le rayonnement du système carte/câble. Mais nous ne voulons pas proposer dans notre thèse un outil qui envisage l'homogénéité CEM au niveau système. Les outils de prédiction proposés sont orientés à la prédiction du rayonnement des cartes électroniques.

II.4.4. Recherche d'un compromis entre le réalisme des résultats sur des structures canoniques et la rapidité de la simulation sur une carte industrielle

Un outil de prédiction doit aider à une meilleure conception de l'appareil du point de vue CEM. Il est en effet possible d'effectuer des changements au niveau des composants ou du routage d'une carte industrielle et d'en voir les effets sur les émissions rayonnées. Mais un outil de prédiction doit aussi répondre d'une manière plus absolue sur des structures simples. Pour cela les modèles doivent intégrer des

éléments prédominant comme les couches de diélectrique dans le rayonnement des pistes et les câbles de connexion et ils doivent être validés par des mesures expérimentales sur ces structures simples. Cette validation expérimentale constitue alors une sorte de phase d'étalonnage des modèles prédictifs. Cela signifie que l'on pourra obtenir un résultat assez précis (en absolu) sur des structures simples. Cela nous amène à formuler deux contraintes.

La première est le besoin de rapidité pour une simulation d'une carte complète. Il faudra donc éviter au possible les intégrations numériques, coûteuses en temps de calcul.

La deuxième est le besoin de réalisme des résultats pour une simulation quantitative absolue sur des structures simples que l'on retrouve fréquemment au sein de cartes multicouches réelles. Les résultats de la simulation devront demeurer proche des mesures effectuées selon les indications fournies par les normes sur des cas canoniques.

La méthode hybride que nous mettrons en place devra réaliser ainsi un bon compromis entre le réalisme des résultats sur des structures canoniques et la rapidité de la simulation sur une carte industrielle.

CONCLUSION

Les résultats de l'étude des technologies des cartes électroniques ont montré la multitude des perturbateurs potentiels qui influencent le champ rayonné par une carte munie de ses câbles de connexion. Pour chaque élément rayonnant rencontré sur les circuits imprimés nous avons envisagé les contraintes limitant l'application de certains modèles électromagnétiques.

Parmi ces perturbateurs nous en avons retenu deux qui sont déterminants dans le rayonnement d'une carte. Le premier domine souvent le rayonnement dans les basses fréquences, il s'agit des émissions de mode commun rayonnées par les câbles de connexion. Le deuxième est souvent prépondérant vers les hautes fréquences, il s'agit des émissions de mode différentiel rayonnées par les lignes à microruban qui constituent les pistes de cuivre routées sur les couches externes des cartes. La modélisation de ces effets posent des difficultés si l'on cherche un bon compromis entre le temps de simulation et le réalisme des résultats.

Le rayonnement des câbles de connexion est influencé par le couplage entre la carte, qui peut être placée dans une position quelconque, et le plancher métallique du site de mesure. La résolution d'un tel problème par une méthode rigoureuse demande un temps de calcul incompatible avec les impératifs de productivité imposés dans l'industrie. La méthode hybride que nous présentons dans cette thèse utilisera une technique analytique [Bergervoet94] et une méthode numérique, PEEC [Ruehli74] pour simuler ce couplage en un temps très raisonnable, cet aspect sera traité dans le chapitre V.

Le rayonnement des lignes à microruban peut être modélisé par des méthodes analytiques qui demandent peu de temps de calcul. Mais elles ne tiennent pas compte de l'influence des couches diélectriques dans le calcul du champ. La méthode hybride proposée utilisera dans le chapitre IV la dyadique de Green du milieu stratifié en champ lointain pour donner une solution analytique à ce calcul qui intègre les effets des couches diélectriques.

Une évolution de notre travail devra aussi intégrer d'autres couplages que nous avons mentionnés au cours de ce chapitre et notamment le rayonnement des circuits intégrés qui s'ils commutent simultanément, provoquant un bruit Delta-I sur le réseau de masse et d'alimentation, ont une contribution qui peut même, sur une certaine gamme de fréquences et dans des positions particulières du point d'observation, dominer celle des pistes routées, [Caniggia98].

L'étude de l'intégration de la méthode hybride dans la chaîne de conception des cartes a mis en évidence l'intérêt et le besoin d'un algorithme rapide qui donne la possibilité effective de simuler toutes les interconnexions d'une carte industrielle en une seule itération afin de faire un bilan global sur le rayonnement et ceci sans devoir préalablement réaliser une expertise des pistes les plus critiques. Au contraire une telle simulation permettrait d'identifier les interconnexions les plus critiques du

point de vue du rayonnement et d'améliorer le routage d'une carte au moyen de modifications et simulations successives en un temps intéressant. La méthode hybride que nous mettons en place devra réaliser ainsi un bon compromis entre le réalisme des résultats sur des structures canoniques et la rapidité de la simulation sur une carte industrielle.

La méthode hybride va utiliser les ressources d'un algorithme de calcul d'intégrité de signal intégré dans un environnement logiciel de simulation après routage que l'on propose de décrire dans le prochain chapitre.

CHAPITRE III

CARACTÉRISATION DES SOURCES PRIMAIRES DE PERTURBATION

III. CARACTÉRISATION DES SOURCES PRIMAIRES DE PERTURBATION

INTRODUCTION

L'approche hybride proposée sera intégrée dans un environnement logiciel de simulation après routage, ce qui permettra de simuler des cartes industrielles d'une manière automatique en partant d'un routage partiel ou total d'une carte. C'est ainsi que nous décrirons dans ce chapitre cet environnement logiciel.

En particulier la méthode hybride utilisera les résultats d'un algorithme de calcul d'intégrité de signal déjà intégré dans cet environnement pour déterminer la distribution de courant circulant sur les pistes des cartes. Le signal représentant la source primaire du rayonnement, il faut attacher une grande importance à la caractérisation théorique de son spectre. Pour cette raison le principe du simulateur d'intégrité de signal sera décrit en insistant sur les hypothèses sur lesquelles il est établi.

Les résultats d'une prédiction des émissions rayonnées par une carte électronique dépendent beaucoup de la caractérisation objective des composants. Malheureusement la dispersion dans les caractéristiques électriques des composants introduit des sources d'incertitude. Nous verrons cependant qu'il est possible de s'affranchir de certaines incertitudes en procédant à des mesures au réflectomètre dont les résultats seront exploités en simulation. Cette technique sera appliquée dans la thèse à la modélisation des sources utilisées lors des validations expérimentales. Ceci nous permettra d'être confiant sur les modèles utilisés pour les composants. Mais nous n'avons pas exploré en détails tous les problèmes liés à la modélisation des composants que l'on peut rencontrer et qui demanderait une étude approfondie.

III.1. L'environnement logiciel de simulation après routage

Nous l'avons remarqué dans la partie II.4 du chapitre II, il est judicieux d'utiliser des outils de simulation pendant la phase de routage des cartes. C'est à partir de données fournies par cette première étape que nous pourrions accéder à la topologie des circuits et surtout connaître le spectre des distributions de courant qui contribuent au rayonnement. Dans ce but nous utiliserons les informations d'un logiciel, PRESTO (Post-layout Rapid Exhaustive Simulation and Test of Operation) [Forno94], dont la particularité est de simuler l'intégrité des signaux véhiculés par toutes les pistes d'une carte numérique en faisant intervenir la diaphonie entre pistes et les sources de perturbation dues aux commutations des composants numériques. Les méthodes de prédiction qui vont être présentées dans les chapitre IV et V seront intégrées dans ce logiciel qui intervient après le routage des cartes. Cela permettra de simuler des cartes réelles et de tenir compte des impédances présentées par les composants. Cette raison nous pousse à décrire les bases physiques sur lesquelles sont fondées le logiciel.

La Figure III-1 représente l'organigramme de fonctionnement du logiciel de simulation après routage. Après avoir effectué une extraction des données géométriques, topologiques et physiques propres à la carte à partir du logiciel utilisé pour le routage, les paramètres électriques des lignes de transmission sont calculés. Ensuite des modèles sont associés aux composants en tenant compte des éléments parasites de leur boîtier. Le logiciel prépare alors un fichier sous format ASCII décrit dans la syntaxe du simulateur. Ce fichier qui contient une description du réseau électrique représentant la carte est ainsi émulé par le simulateur. Les données de sortie représentent les signatures de courant et de tension aux deux extrémités de chaque segment rectiligne de piste.

Le logiciel de simulation après routage (PRESTO)

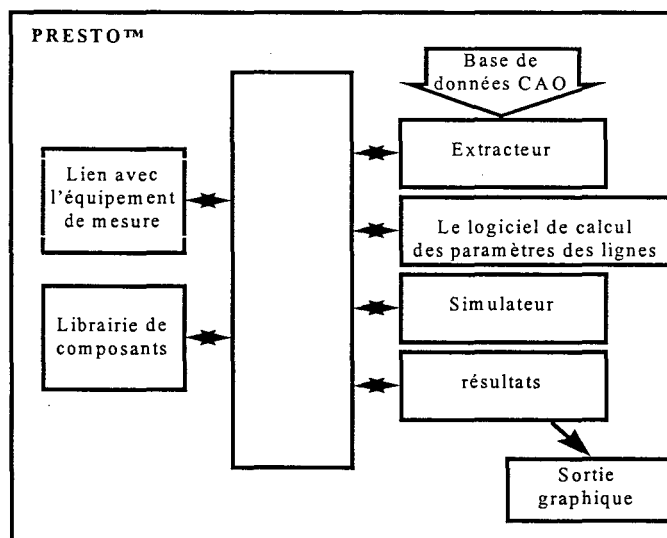


Figure III-1: Organigramme de fonctionnement de l'environnement logiciel de simulation après routage.

Dans la suite nous détaillons les fonctions de chaque module.

III.1.1.L'extracteur de données venant du logiciel de routage

Les logiciels CAO qui peuvent être utilisés pour le routage des cartes produisent des fichiers de sortie qui ont un langage propre. Il est donc nécessaire de transformer les informations géométriques, topologiques et physiques utiles à la simulation en un format d'entrée unique pour tous les systèmes de routage. L'environnement logiciel de simulation ainsi que la méthode hybride proposée utiliseront ces informations relatives à la carte réelle à simuler.

III.1.2.Le logiciel de calcul des paramètres des lignes de transmission

Les pistes métalliques sont assimilées à des lignes à microruban ou à des structures striplines, et donc à des lignes de transmission dont il faut calculer les paramètres électriques. Une sélection automatique établie à partir des dimensions géométriques données par l'utilisateur permet de repérer les pistes couplées et les pistes non couplées.

Pour les pistes non couplées, il est possible, nous l'avons vu dans le chapitre précédent, d'utiliser des formules empiriques pour calculer les paramètres électriques des lignes à microruban et striplines.

Pour un système de lignes couplées, il existe un couplage par proximité entre les conducteurs. Si la structure est hétérogène et/ou asymétrique (par rapport à un axe perpendiculaire à la structure), cf Figure III-2, il se produit une propagation multimodale qui fait que la vitesse de phase de chaque mode sera différente.

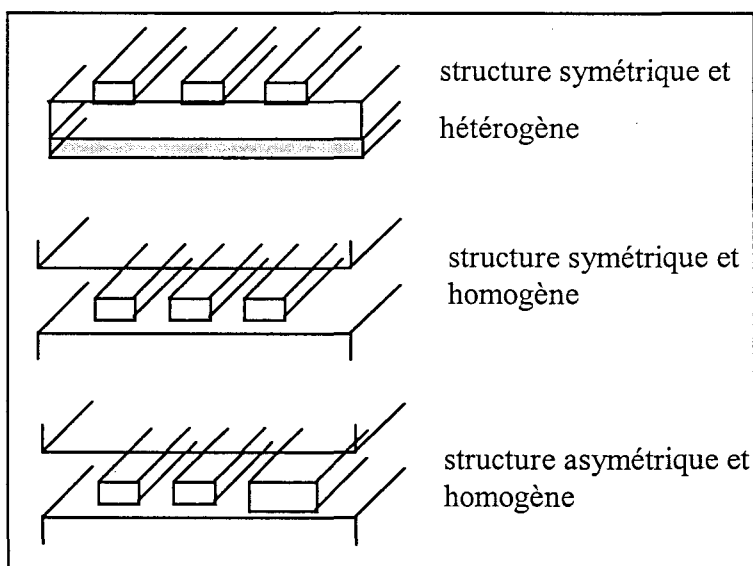


Figure III-2: Structures de lignes couplées

Prenons l'exemple des deux lignes à microruban couplées de la Figure III-3

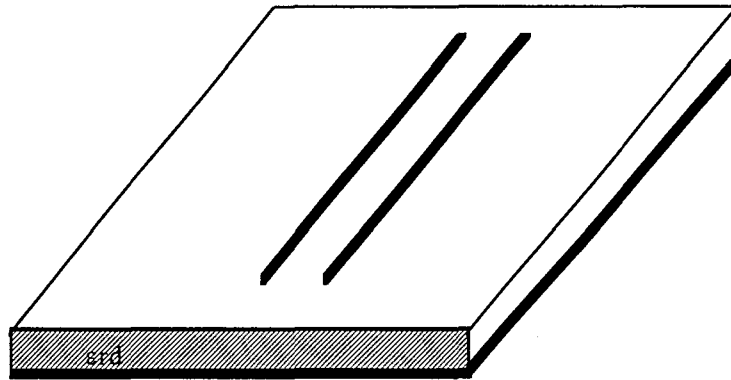


Figure III-3: lignes à microruban couplées

On compte n modes de propagation pour n conducteurs. Dans le cas de cet exemple, le milieu diélectrique est hétérogène dans la section transverse et il y a deux pistes couplées. La structure présente donc ainsi deux modes de propagation, le mode commun et le mode différentiel ayant des vitesses de phase et des impédances caractéristiques modales $Z_{c\text{ om}}$ et Z_{diff} différentes. Le problème est alors de calculer les capacités et inductances de couplage entre les lignes, de calculer ensuite les impédances caractéristiques modales et finalement de formuler le problème d'une manière acceptable par le simulateur.

Comme nous l'avons vu dans le chapitre II, si on considère des systèmes de n lignes couplées complexes ($n > 3$) et de nature générale, on a tout intérêt à faire usage d'un calcul numérique rigoureux.

C'est ainsi que pour les systèmes de lignes couplées sélectionnés par le logiciel, les matrices de couplage capacitifs $[C]$ et inductifs $[L]$ sont calculées numériquement. La technique utilisée pour mener le calcul est la méthode des moments (MOM) expliquée dans [Sadiku92] et [Hubbing91] en prenant des fonctions de base identiques aux fonctions de poids (méthode *Galerkin*) ce qui donne lieu à des simplifications [Bazdar91]. Ensuite une décomposition modale est effectuée afin de fournir au simulateur un modèle équivalent pour chaque système de lignes couplées. Le principe de base de la décomposition modale [Chang70] est de représenter chaque tension physique v et chaque courant physique i du système de lignes couplées par une combinaison linéaire de tensions et courants modaux associés aux modes de propagation générés par la structure.

Dans le but d'obtenir des résultats homogènes dans les cas de figure où les lignes sont faiblement couplées, la méthode numérique est appliquée également au calcul des paramètres des lignes non couplées même si, nous l'avons dit dans le chapitre II, des formules empiriques peuvent être utilisées.

Le calcul des paramètres électriques s'effectue en prenant comme référence les plans métalliques continus grillagés ou homogènes que l'on trouve au sein des cartes multicouches. Ainsi la méthode ne tient pas compte du couplage entre la carte et son environnement extérieur. De cette manière les formes d'onde que l'on obtient avec le

logiciel de simulation après routage sont essentiellement le mode différentiel. Ceci est suffisant pour la méthode qui sera présentée dans le chapitre IV. Mais il sera nécessaire de calculer le courant de mode commun circulant dans les plans de masse dans le chapitre V.

Il est important de remarquer que le logiciel de calcul des paramètres des lignes utilisé tient aussi compte des couches diélectriques et traite le cas des lignes à microruban enterrées. Ce point est satisfaisant dans la mesure où l'on veut mettre en place une méthode de prédiction des émissions rayonnées bien adaptée aux lignes enterrées.

III.1.3. Le simulateur

A ce niveau, le logiciel de simulation après routage a préparé à partir du routage un fichier de données électriques d'entrée pour le simulateur SPRINT (Simulation Program of Response of Integrated Network Transients) [Sisto90].

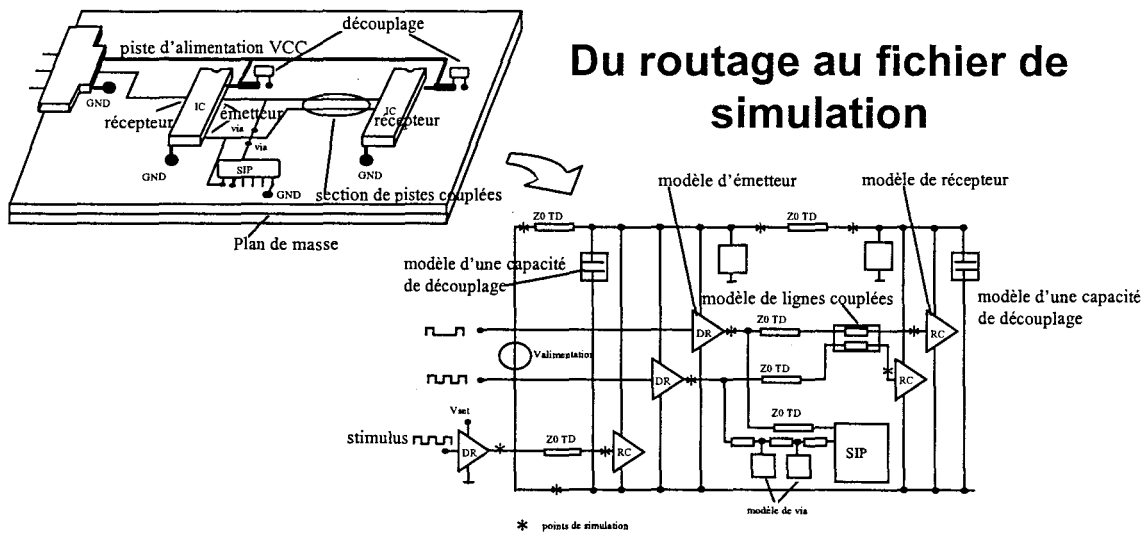


Figure III-4: Passage du routage au fichier de simulation

La Figure III-4 illustre le passage des données du routage de la carte au fichier de simulation.

Le traitement appliqué par le logiciel diffère des simulateurs de réseau électrique tels que SPICE. En effet SPICE fait directement la résolution des équations de Kirchoff qui mènent à la recherche de solutions de systèmes linéaires. La dimension de ces systèmes croît fortement dès que la carte comporte un nombre important d'éléments à simuler, ce qui a pour effet d'alourdir le temps de calcul et de rendre impossible le traitement d'un grand nombre d'interconnexions.

La méthode utilisée dans le simulateur consiste à évaluer la propagation des signaux sur l'ensemble des pistes interconnectées. Cette méthode bien que proche de simulateurs à ligne de transmission diffère de ceux-ci dans la manière de traiter les

interconnexions du réseau. En effet dans un simulateur à ligne, chaque interconnexion est simulée indépendamment des autres selon son appartenance à une liste de topologie de base: connexion point à point, chaîne, étoile, ... Et pour une interconnexion donnée, le réseau est configuré au fur et à mesure que le signal parvient sur les points de celle-ci. La méthode utilisée dans le logiciel au contraire permet de procéder à une résolution globale du réseau en associant à chaque élément une matrice répartition [S] (Scattering matrix). De cette manière il est possible de simuler d'une façon réaliste le couplage entre les dispositifs numériques et les interconnexions de masse et d'alimentation selon les charges réelles disposées aux extrémités des pistes de signal. Analysons maintenant plus en détail les principes du simulateur qui nous intéresse.

L'idée consiste à faire un calcul séquentiel inspiré du traitement des filtres numériques récurrents [Fettweis71] [Fettweis72]. Les développements qui suivent vont donc introduire une période d'échantillonnage T. Le calcul numérique va consister à définir entre différents points des interconnexions du réseau une relation itérative entre les échantillons. Le réseau électrique à résoudre sera alors transformé en un réseau numérique, "Digital Wave Network (DWN)", dont un élément à "n" ports sera représenté par une matrice répartition [S] comme l'illustre la Figure III-5.

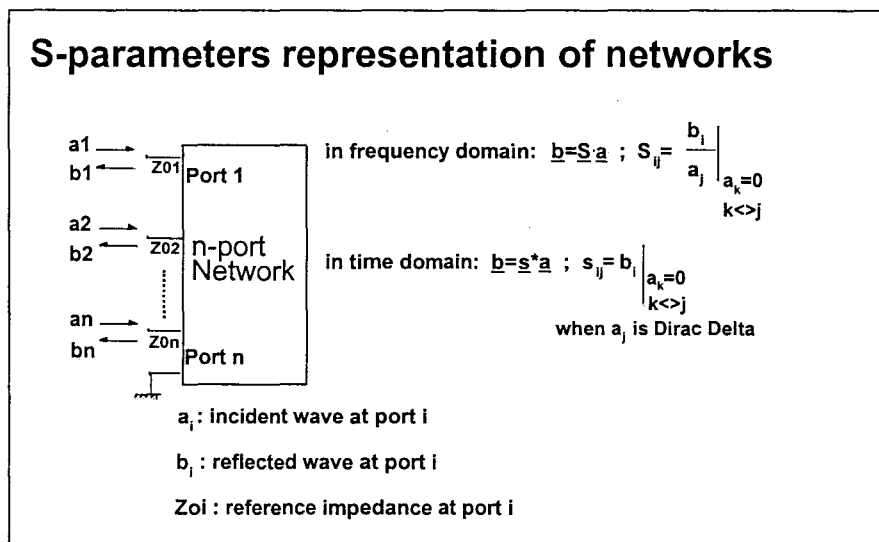


Figure III-5: Représentation d'un élément à "n" ports à partir d'une matrice répartition [S]

Un port N d'un élément est une structure extérieure où est définie une impédance de référence et des ondes incidentes et réfléchies comme le montre la Figure III-6. Une inductance placée entre deux pistes sera simulée comme un élément à deux ports (quadripôle), une capacité connectée à l'extrémité d'une piste sera traitée comme un élément à un port (dipôle).

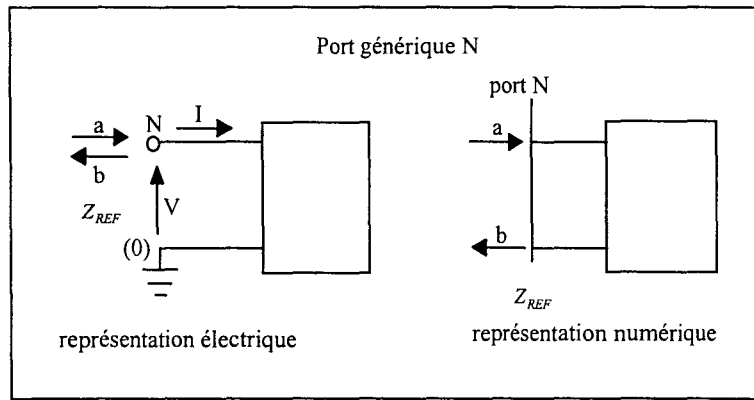


Figure III-6: Représentation interne au simulateur

Ces deux représentations font apparaître une impédance de référence Z_{REF} , une onde incidente notée a et une onde réfléchie notée b . Ces ondes sont liées au courant i , à la tension v et à l'impédance Z_{REF} au moyen des normes suivantes:

$$v = a + b \quad \text{Equation III-1}$$

$$i = \frac{a - b}{Z_{REF}} \quad \text{Equation III-2}$$

Le réseau numérique est alors traité avec l'aide de techniques de traitement numérique du signal: "Digital Signal Processing (DSP)". Considérons maintenant une structure simple comme celle de la Figure III-7 ceci dans le but d'illustrer la méthode numérique sur laquelle est basée le simulateur.

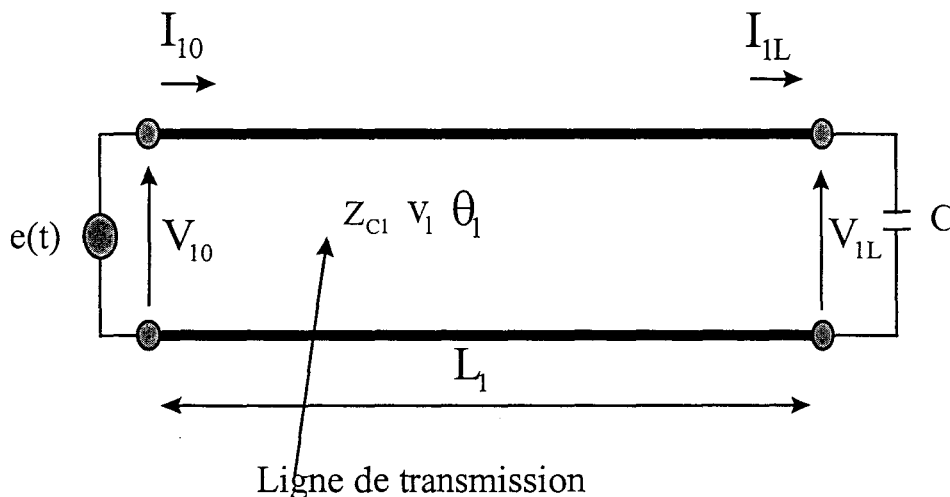


Figure III-7: Structure analysée à titre d'exemple

Il s'agit d'une ligne de transmission sans perte alimentée par un générateur de tension idéal et terminée par une capacité. Nous verrons dans la suite comment est traité le générateur, supposons qu'il fournisse une tension $e(t)$. Une telle structure peut être analysée d'une manière analytique dans le domaine temporel en utilisant les représentations de tension et de courant indiquées sur la Figure III-7. Le simulateur ne traite pas directement ces paramètres mais les ondes incidentes et réfléchies en faisant intervenir les retards subits par le signal échantillonné au cours de sa propagation dans le réseau ainsi que les réflexions qui interviennent sur les interconnexions. Pour simplifier regardons tout d'abord le cas de la ligne de transmission de la Figure III-7 qu'on a reproduit sur la Figure III-8 avec les notations qui lui correspondent, Z_{C1} est l'impédance caractéristique de cette ligne et θ_1 est le retard introduit par la propagation sur la ligne de longueur L_1 à la vitesse V_1 .

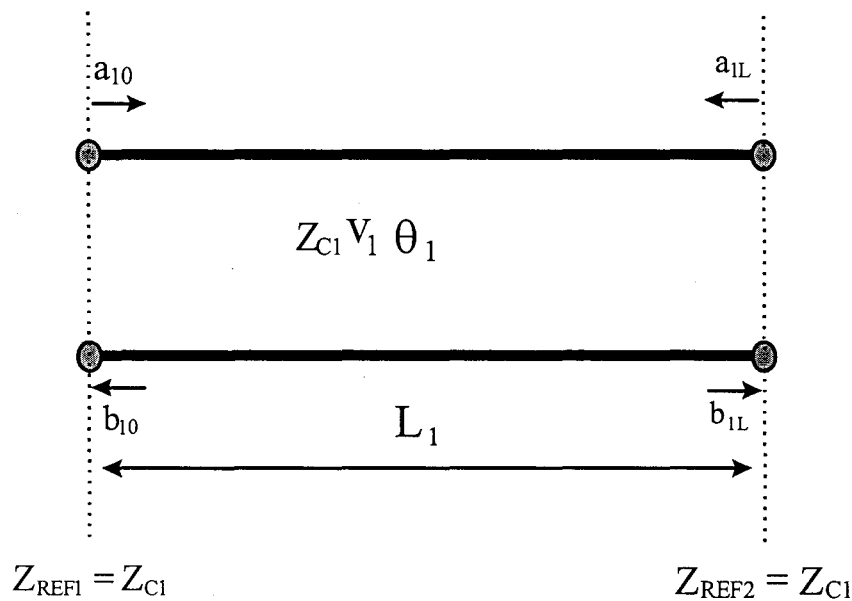


Figure III-8: Ligne de transmission

Dans le domaine temporel on note \hat{b}_{1L} l'onde réfléchie à l'extrémité de la ligne et \hat{a}_{10} l'onde incidente à l'entrée de la ligne. L'onde réfléchie \hat{b}_{1L} subit un retard θ_1 , elle peut s'exprimer en fonction de la relation suivante:

$$\hat{b}_{1L} = \hat{a}_{10}(t - \theta_1) \quad \text{Equation III-3}$$

On peut également convertir cette équation dans le domaine symbolique pour lequel on note \check{b}_{1L} l'onde réfléchie à l'extrémité de la ligne et \check{a}_{10} l'onde incidente à l'entrée de la ligne, on a:

$$\check{b}_{1L} = \check{a}_{10}e^{-p\theta_1} \quad \text{Equation III-4}$$

Partant de cette dernière équation la simulation consiste à convertir les équations III-3 et III-4 dans l'espace des transformées en z. Le retard θ_1 introduit par la propagation sur la ligne sera lié à la période d'échantillonnage T du signal par la variable entière "n" soit:

$$\theta_1 = nT \quad \text{Equation III-5}$$

Dans l'espace transformé en z les équations III-3 et III-4 deviennent:

$$b_{1L} = a_{10}z^{-n} \quad \text{Equation III-6}$$

où b_{1L} est l'onde réfléchie à l'extrémité de la ligne et a_{10} l'onde incidente à l'entrée de la ligne, ceci dans l'espace transformé en z. Dans la suite du manuscrit on utilisera cette notation simple sans chapeau pour identifier les ondes dans l'espace transformé en z.

On remarque que la variable T devient l'unité de temps du simulateur, ce qui implique des critères de choix de la période d'échantillonnage T par rapport à la durée des phénomènes qu'on souhaite simuler. De même l'onde réfléchie à l'entrée de la ligne s'écrit:

$$b_{10} = a_{1L}z^{-n} \quad \text{Equation III-7}$$

Où a_{1L} est l'onde incidente qui pénètre à l'extrémité de la ligne.

Si on considère un système à N ports, les ondes a et b peuvent composer deux vecteur (a) et (b) qu'on relie au moyen d'une matrice répartition [S].

$$(b)=[S](a) \quad \text{Equation III-8}$$

où [S] représente la matrice répartition transformée en z. L'élément S_{ij} de cette matrice est lié aux ondes incidentes et réfléchies par la relation:

$$S_{ij} = \left. \frac{b_i}{a_j} \right|_{\substack{a_k=0 \\ k < j}} \quad \text{Equation III-9}$$

Pour la ligne de transmission considérée plus haut, il s'agit d'un système à deux ports qui compte tenu des équations III-6 et III-7 s'exprime:

$$\begin{vmatrix} b_{10} \\ b_{1L} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0 & z^{-n} \\ z^{-n} & 0 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} a_{10} \\ a_{1L} \end{vmatrix}$$

Equation III-10

à laquelle on peut faire correspondre les relations itératives suivantes:

$$b_{10}(iT) = a_{1L}[(i-n)T]$$

Equation III-11

$$b_{1L}(iT) = a_{10}[(i-n)T]$$

Equation III-12

On leur associe les graphes de fluence de la Figure III-9:

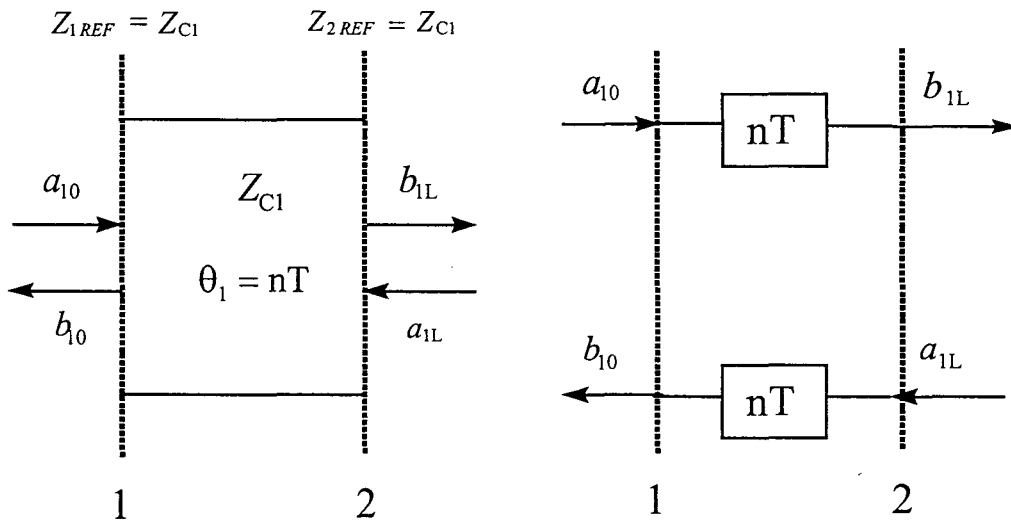


Figure III-9: Ligne de transmission sans perte et son modèle numérique

Les développements précédents ont permis de déterminer le modèle numérique d'une ligne de transmission sans perte, illustré à droite de la Figure III-9, qui est effectivement utilisé dans le logiciel. Ce dernier utilise directement des modèles numériques pour chaque élément d'un circuit à simuler afin de calculer échantillon après échantillon les ondes a et b dans le domaine temporel.

Examinons maintenant comment est matérialisée une capacité (Figure III-10) à l'extrémité de la ligne. Nous verrons dans la partie III.2.3 qu'il est possible de matérialiser la capacité d'entrée d'un dispositif au moyen d'une matrice répartition obtenue par une mesure au réflectomètre. Mais ici le but consiste à intégrer une capacité dans le concept de ligne de transmission traité par la transformée en z.

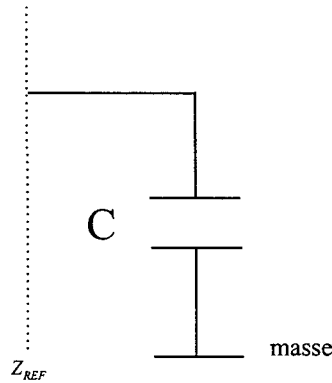


Figure III-10: capacité

Cette capacité a pour impédance symbolique:

$$Z_p = \frac{1}{pC} \quad \text{Equation III-13}$$

L'impédance transformée en z de cette capacité Z_z sera calculée en appliquant la transformée bilinéaire liant la variable symbolique et la variable z telle que:

$$p = \frac{2z - 1}{Tz + 1} \quad \text{Equation III-14}$$

Dans laquelle apparaît la période d'échantillonnage T , Z_z s'exprime alors:

$$Z_z = \frac{T}{2C} \frac{z + 1}{z - 1} \quad \text{Equation III-15}$$

Cette capacité connectée à l'extrémité de la ligne d'impédance caractéristique Z_{REF} , offre un coefficient de réflexion dans le domaine harmonique Γ_ω qu'on exprime:

$$\Gamma_\omega = \frac{Z_\omega - Z_{REF}}{Z_\omega + Z_{REF}} \quad \text{Equation III-16}$$

Dans le domaine symbolique il devient Γ_p :

$$\Gamma_p = \frac{1 - pCZ_{REF}}{1 + pCZ_{REF}} \quad \text{Equation III-17}$$

et dans le domaine transformé en z , Γ_z :

$$\Gamma_z = \frac{\frac{T}{2C}(z+1) - Z_{REF}(z-1)}{\frac{T}{2C}(z+1) + Z_{REF}(z-1)} \quad \text{Equation III-18}$$

Si on impose des conditions liant la période d'échantillonnage, la capacité C et l'impédance caractéristique Z_{REF} telles que :

$$\frac{T}{2C} = Z_{REF} \quad \text{Equation III-19}$$

Γ_z se simplifie et s'exprime :

$$\Gamma_z = z^{-1} \quad \text{Equation III-20}$$

La capacité est donc équivalente à un tronçon de ligne ouvert en extrémité auquel on associe une impédance caractéristique Z_c égale à Z_{REF} (relation III.19) et un temps de propagation qui n'est autre que la demi période d'échantillonnage (figure III-11).

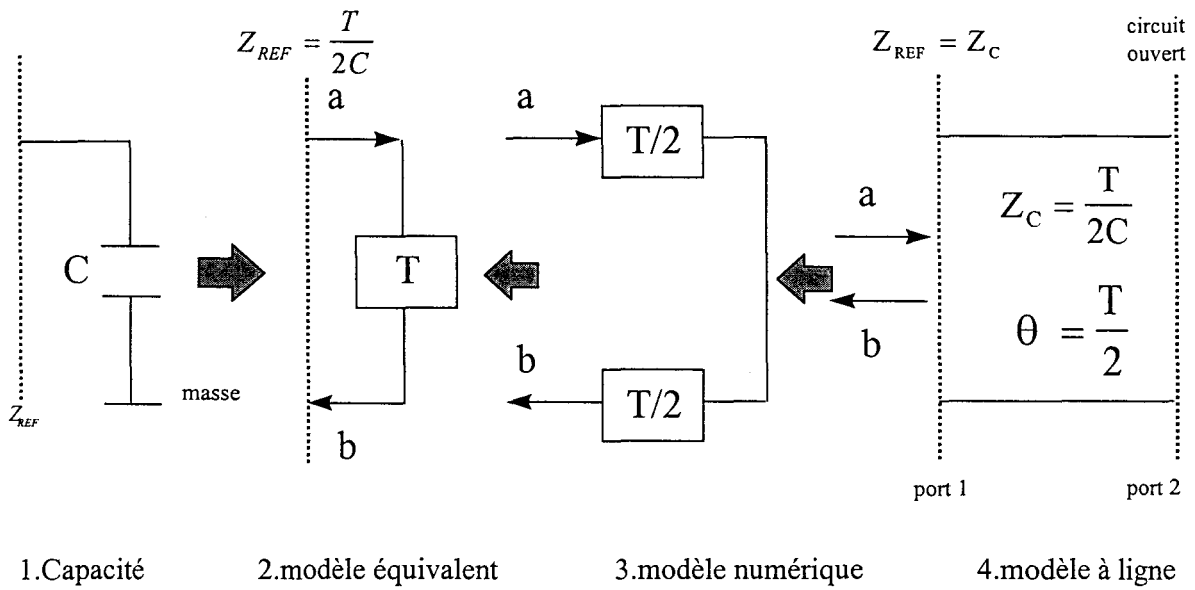


Figure III-11: Modèles pour la capacité

En suivant les développements qui donnent le modèle numérique d'une ligne de transmission, le mode de représentation des capacités qui est utilisé dans le simulateur est effectivement le modèle numérique (3ième modèle de la Figure III-11). Dans le cas d'une inductance connectée entre deux lignes, celle-ci est modélisée selon un principe similaire en suivant la condition $Z_{REF} = \frac{L}{T}$, elle devient équivalente à un tronçon de ligne dont le temps de propagation est égal à la période d'échantillonnage comme le montrent les graphes de la Figure III-12 et comme cela est illustré dans [Belforte85] et [Johns80].

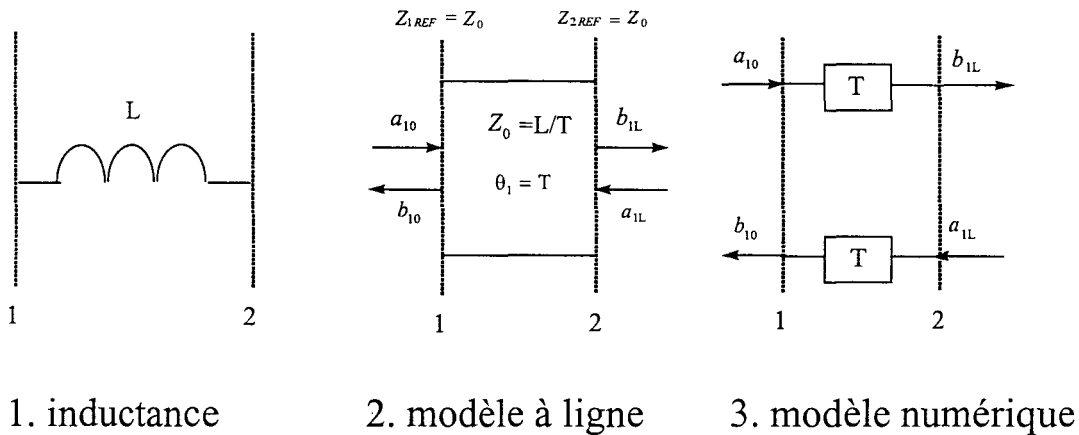


Figure III-12: Modèles pour une inductance

Le mode de représentation d'une inductance connectée entre deux lignes qui est utilisé dans le simulateur est effectivement le modèle numérique (3ième modèle de la Figure III-12).

Un réseau électrique présente souvent des nonlinéarités notamment au niveau des impédances d'entrée et sortie des circuits intégrés numériques. Examinons la

manière dont une nonlinéarité est traitée par le simulateur en considérant que l'extrémité de la ligne est connectée sur une résistance dont la valeur dépend du courant qui la traverse (Figure III-13).

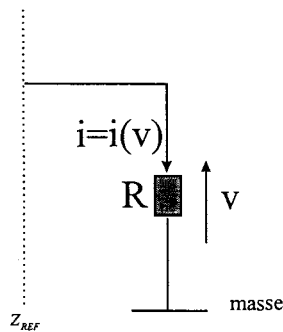


Figure III-13: Résistance non linéaire

Cette résistance est donc caractérisée par une loi de variation liant courant et tension qu'on exprime par une fonction $r_a(v)$ qu'on appelle résistance apparente, soit:

$$r_a(v) = \frac{v}{i(v)} \quad \text{Equation III-21}$$

Considérons cette résistance connectée à l'extrémité de la ligne d'impédance caractéristique Z_{REF} , le coefficient de réflexion présenté par cette résistance sera le même qu'il s'agisse d'une représentation dans le domaine temporel, symbolique ou transformée en z , il s'exprime:

$$\Gamma = \frac{r_a - Z_{REF}}{r_a + Z_{REF}} \quad \text{Equation III-22}$$

L'onde réfléchie par la résistance s'écrit donc:

$$b = \Gamma \cdot a \quad \text{Equation III-23}$$

Cependant le comportement nonlinéaire nous empêche d'utiliser directement la relation III-23 pour calculer l'onde réfléchie. Pour contourner cette difficulté on effectue un calcul itératif en discrétisant l'amplitude des signaux sur N niveaux équirépartis. Soit a_i l'onde incidente qui correspond au niveau d'indice i , le niveau d'indice i de l'onde réfléchie sera donc b_i tel que:

$$b_i = \Gamma(v_{i-1}) \cdot a_i \quad \text{Equation III-24}$$

Relation qui fait intervenir le coefficient de réflexion estimé lorsqu'on a calculé dans l'itération précédente la résistance apparente soumise à la tension de niveau d'indice $i-1$.

Ce calcul itératif nous permet de déterminer l'onde réfléchie en introduisant une erreur qui sera d'autant plus faible que l'espacement des niveaux élémentaires est faible par rapport à l'amplitude maximale des signaux. La procédure suivie permet de nouveau d'obtenir un modèle numérique utilisé dans le simulateur.

Revenons maintenant à notre exemple initial où la ligne est terminée par la capacité. Nous avons montré par la relation III-19 que la période d'échantillonnage et l'impédance caractéristique de la ligne connectée à la capacité doivent être liées pour assimiler la capacité à un tronçon de ligne dont le temps de propagation est équivalent à la demi période d'échantillonnage. Lorsque la période d'échantillonnage est imposée, ce qui est le cas en pratique, le tronçon de ligne équivalent à la capacité présentera une impédance caractéristique qu'on note Z_{C2} et qui est donnée par la relation:

$$Z_{C2} = \frac{T}{2C}$$

Equation III-25

Cette impédance caractéristique Z_{C2} doit être égale selon la relation III-19 à l'impédance de référence Z_{REF} présente à l'entrée de la ligne équivalente à la capacité. Mais d'une manière générale Z_{REF} sera différente de l'impédance de référence présente à l'extrémité de la ligne de transmission d'impédance Z_{C1} . Le problème s'apparente alors à la mise en cascade de deux lignes de transmission d'impédances caractéristiques différentes comme le montre la Figure III-14 où l'indice 1 se rapporte à la ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_{C1} en amont de la capacité et l'indice 2 à la ligne d'impédance caractéristique Z_{C2} équivalente à la capacité. A chaque ligne de dimensions respectives L_1 et L_2 on peut associer une vitesse de propagation V_1 et V_2 et des retards θ_1 et θ_2 tels que:

$$\theta_1 = \frac{L_1}{V_1} \text{ et } \theta_2 = \frac{L_2}{V_2}$$

Equation III-26

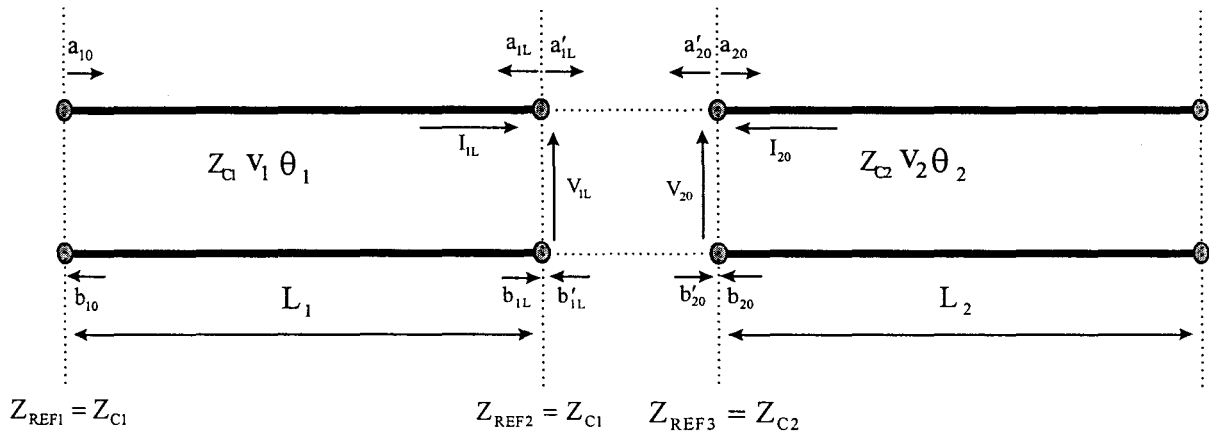


Figure III-14: Mise en cascade de deux lignes de transmission différentes mais référencées à leur impédance caractéristique

Aux extrémités de chacune des lignes on a fait figurer les ondes incidentes a' et réfléchies b' conformément aux notations utilisées plus haut. Ces ondes sont liées aux courants et tensions internes à la jonction des deux lignes par les expressions:

$$V_{1L} = a'_{1L} + b'_{1L} \quad \text{Equation III-27}$$

$$V_{20} = a'_{20} + b'_{20} \quad \text{Equation III-28}$$

et:

$$I_{1L} = \frac{a'_{1L} - b'_{1L}}{Z_{01}} \quad \text{Equation III-29}$$

$$I_{20} = \frac{a'_{20} - b'_{20}}{Z_{02}} \quad \text{Equation III-30}$$

où:

$$a'_{1L} = -a_{1L}$$

$$a'_{20} = -a_{20}$$

$$b'_{1L} = -b_{1L}$$

$$b'_{20} = -b_{20}$$

Ces notations se justifient dans la mesure où la jonction entre les deux lignes sera par la suite traité comme un adaptateur d'impédance. Les conditions imposées à la jonction des deux lignes font conformément à la représentation de la Figure III-14 que:

$$V_{1L} = a'_{1L} + b'_{1L} = V_{20} = a'_{20} + b'_{20} \quad \text{Equation III-31}$$

$$I_{1L} + I_{20} = 0$$

Equation III-32

soit:

$$\frac{a'_{1L} - b'_{1L}}{Z_{01}} = \frac{b'_{20} - a'_{20}}{Z_{02}}$$

Equation III-33

Il en résulte entre les vecteurs (b') et (a') une relation linéaire qu'on exprime:

$$\begin{vmatrix} b'_{1L} \\ b'_{20} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \Gamma_{1,2} & 1 - \Gamma_{1,2} \\ 1 + \Gamma_{1,2} & -\Gamma_{1,2} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} a'_{1L} \\ a'_{20} \end{vmatrix}$$

Equation III-34

Où les éléments de la matrice répartition font intervenir un coefficient de réflexion qu'on note:

$$\Gamma_{1,2} = \frac{Z_{C2} - Z_{C1}}{Z_{C2} + Z_{C1}}$$

Equation III-35

Les calculs détaillés sont expliqués dans [Belforte76].
Ainsi la ligne 1 connectée à la capacité "C" peut se représenter par le graphique de fluence de la Figure III-15.

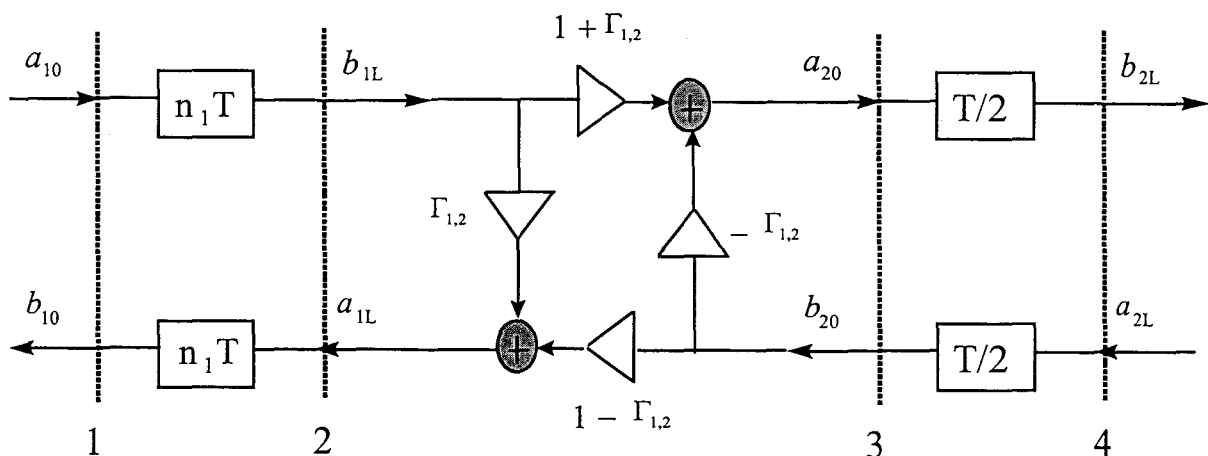


Figure III-15: Représentation numérique complète de la ligne terminée par la capacité

Il s'agit de la représentation de la ligne terminée par la capacité qui est effectivement utilisée dans le simulateur. Dès lors le calcul des ondes a et b dans le domaine

temporel se limite dans ce cas à des sommes, soustractions et produits simple, échantillon après échantillon.

Considérons maintenant la manière dont est traité le générateur de tension idéal. Celui-ci impose des conditions entre les ondes incidentes et réfléchies présentes sur le port où il est connecté (Figure III-16).

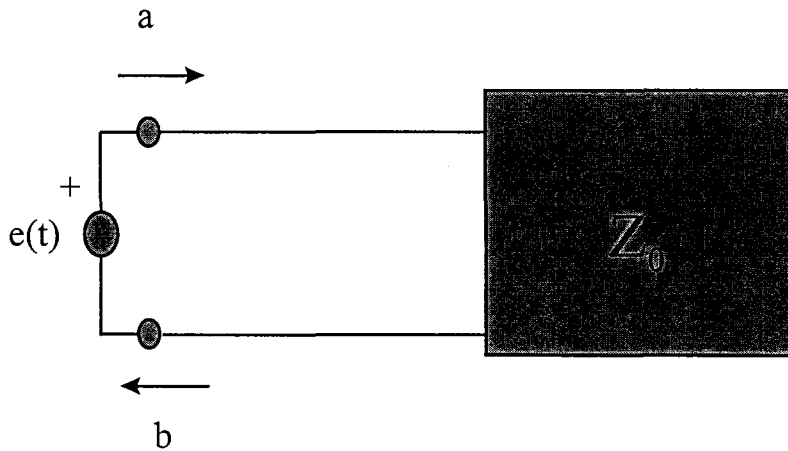


Figure III-16: générateur de tension idéal

Dans le cas d'un générateur de tension idéal présentant une force électromotrice $e(t)$, on a:

$$e = a + b$$

Equation III-36

soit:

$$a = e - b$$

Equation III-37

On peut donc associer au générateur de tension idéal le graphe de fluence de la Figure III-17:

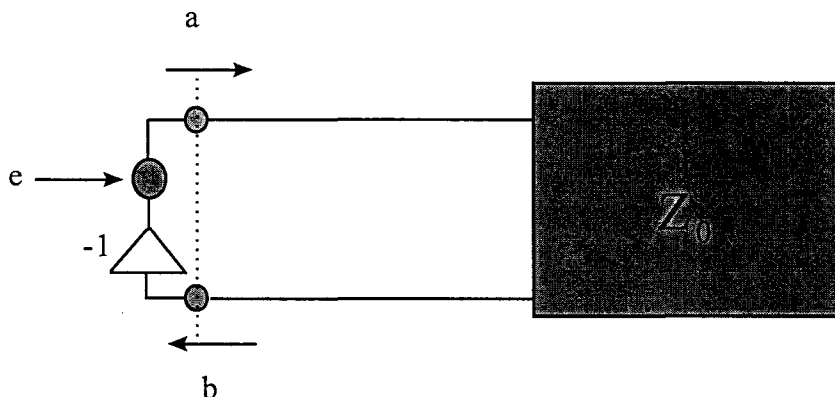


Figure III-17: représentation numérique du générateur de tension idéal

Avec ce type de traitement le temps de calcul va s'accroître d'une manière proportionnelle au nombre d'éléments et donc beaucoup plus lentement qu'avec des logiciels de réseau électrique, tel SPICE pour lequel le temps de simulation évolue de façon polynomiale avec le nombre d'éléments. En effet SPICE fait directement la résolution des équations de Kirchoff qui mènent à la recherche de solutions de systèmes linéaires. La dimension de ces systèmes croît fortement dès que la carte comporte un nombre important d'éléments à simuler, ce qui a pour effet d'alourdir le temps de calcul et de rendre impossible le traitement d'un grand nombre d'interconnexions. Au contraire il est possible avec la méthode présentée de pouvoir simuler une carte électronique complète et donc de fournir aux modèles de prédiction des émissions rayonnées la distribution de courant pour toutes les pistes d'une carte complexe, y compris les pistes de masse et d'alimentation. Mais nous ne nous sommes pas intéressés au rayonnement propre du réseau de masse et d'alimentation dans cette thèse. A titre d'exemple nous avons noté le temps nécessaire sur une station HP750 possédant 128 Mbits de mémoire RAM pour simuler toutes les interconnexions de deux cartes numériques une fois que les paramètres des lignes de transmission étaient déjà calculés. Il ne faut que 4 minutes et 35 secondes pour la carte présentant 500 interconnexions et 42 minutes et 30 secondes pour la carte présentant 4000 interconnexions. Il faut ajouter à ce temps de simulation celui nécessaire pour fournir au simulateur un modèle équivalent pour chaque système de lignes couplées. Avec cette approche les interconnexions, quelque soit leur topologie, sont simulées simultanément. Toutefois cette méthode exige que la période d'échantillonnage du simulateur soit petite devant le temps de propagation sur les pistes afin de restituer les phénomènes de propagation. Choisir une période d'échantillonnage T de l'ordre de 50 ps à 100 ps convient pour simuler la plupart des cartes numériques.

Les pertes dans les conducteurs métalliques se traduisent en outre par un effet de peau qui a tendance à ralentir les fronts de commutation rapides. Elles sont prises en compte en fonction de la fréquence dans la simulation au moyen d'un algorithme qui est valable pour un ensemble de lignes couplées à faibles pertes. La méthode est décrite dans [Canavero98]. Les pertes dans les diélectriques sont généralement assez faibles pour une carte électronique, elles ne sont pas prises en compte. Le fait de considérer les pertes dans la simulation rend celle-ci légèrement plus lente que les temps de calcul indiqués ci-dessus.

III.2. Influence des caractéristiques électriques des composants sur l'amplitude et le spectre des émissions rayonnées

Les résultats d'une prédiction des émissions rayonnées par une carte électronique dépendent beaucoup de l'objectivité des modèles qui représentent les composants [Leroux97SICAN]. L'objectivité est surtout fonction des dispersions qui peuvent concerner certains paramètres électriques qui caractérisent les composants. A l'aide de quelques exemples on va illustrer les effets introduits par cette dispersion. Nous

envisagerons quelques moyens qui permettent de mieux intégrer cette dispersion. La méthodologie proposée est ensuite appliquée à la fin de cette partie III.2 à la modélisation des oscillateurs utilisés dans les chapitres IV et V lors de la validation de notre outil de prédiction.

III.2.1. La tension à vide délivrée par les émetteurs de signaux

Le premier paramètre entaché d'incertitude est la tension à vide des émetteurs de signaux. Celle-ci n'est pas fournie dans la documentation relative aux composants et peut présenter sur le plan de sa signature temporelle des oscillations parasites ou des distorsions provoquées par des couplages internes au composant. Ces oscillations peuvent contribuer à renforcer le rayonnement de certaines fréquences et dépasser l'amplitude du gabarit normatif. Il est donc impératif sur le plan de la CEM de connaître et de chiffrer ces phénomènes. Les modélisations usuelles supposent que ce signal est trapézoïdal. L'approche proposée dans notre travail va consister à définir la signature au moyen d'une mesure de la réponse temporelle de l'émetteur au moyen d'un oscilloscope à échantillonnage relié par une interface à haute impédance d'entrée. La signature obtenue sera mémorisée dans la librairie du logiciel.

III.2.2. Les temps de montée et de descente des émetteurs

Les constructeurs fournissent dans la documentation relative aux composants une valeur nominale des temps de montée et de descente. En réalité les composants présentent des temps de commutations qui peuvent être beaucoup plus faibles que ces données nominales. Comme nous l'avons vu dans le chapitre II, le temps de montée conditionne le gabarit du spectre du signal transmis par un émetteur et par voie de conséquence le gabarit du spectre des émissions rayonnées. Il est donc important d'effectuer la simulation avec un temps de montée le plus proche possible de la réalité. La mesure telle qu'elle est proposée plus haut va donc fournir une donnée suffisamment réaliste.

III.2.3. Les capacités des dispositifs

La capacité d'entrée du récepteur ou la capacité de sortie de l'émetteur d'un composant est également communiquée sur les fiches techniques en désignant une valeur typique. En réalité la valeur de ces capacités peut varier énormément pour le même composant selon le constructeur et selon le lot de production d'un même constructeur. Il n'est pas rare de mesurer une capacité d'entrée de 8 pF pour un récepteur alors que la valeur typique est de 3 pF par exemple.

Ces capacités influencent fortement le rayonnement des cartes puisse qu'elles conditionnent les conditions d'adaptation rencontrées aux extrémités des pistes.

Par ailleurs les composants sont intégrés dans un boîtier qui ajoute d'autres paramètres électriques dont il faut tenir compte lors de la simulation. Ces informations sont parfois accessibles sur les fiches signalétiques constructeurs, mais le plus souvent elles sont inconnues notamment lorsqu'il s'agit d'un composant étudié et conçu pour une application spécifique.

La méthodologie qui va être exposée ne consiste pas à introduire directement la valeur de ces capacités dans le logiciel mais au contraire à les matérialiser par une matrice répartition qui s'accordera beaucoup mieux avec la résolution numérique utilisée. Cette matrice sera déduite de mesures effectuées au moyen d'un réflectomètre.

La Figure III-18 montre le banc de mesure utilisé:

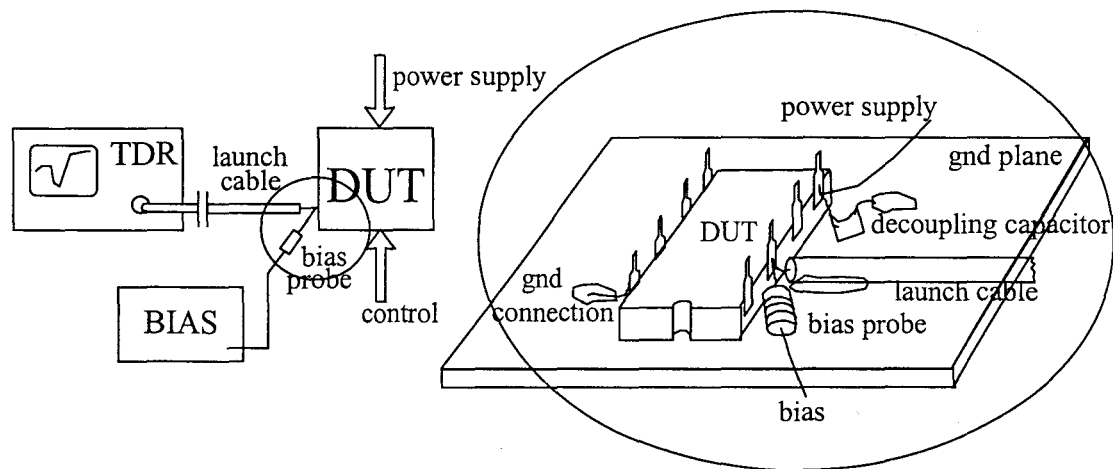


Figure III-18- Banc utilisé pour effectuer des mesures au réflectomètre (TDR)

Pour ce faire le composant est installé sur une carte de test en respectant le plus possible l'implantation fonctionnelle des cartes réelles. Il est polarisé par une source continue conforme aux conditions d'utilisation et de technologie du composant. Un réflectomètre stimule un échelon de tension sur une des connexions du composant par l'intermédiaire d'un câble coaxial semi-rigide d'impédance caractéristique de 50Ω dont le conducteur central est connecté à un port du composant à l'étude et dont le blindage est soudé au plan de masse de la carte. Le temps de montée du signal fourni par le réflectomètre détermine l'étendue du spectre validé par la mesure. Pour les exigences normatives de la CEM il convient d'utiliser un appareil capable de générer un échelon montant très rapidement, en 30 ps par exemple. L'amplitude de cet échelon doit être calibrée pour ne pas mettre en surcharge le composant et surtout pour le soumettre à une contrainte d'amplitude suffisamment faible pour en attendre une réponse linéaire. Une valeur typique pour l'amplitude du signal est de l'ordre de 250mV pour permettre de travailler en petit signal autour du point de polarisation considéré. Une source de polarisation V_{bias} via une résistance R est appliquée à l'entrée du circuit. Cette source a pour effet de porter l'entrée du circuit à différents points de fonctionnement statiques. Il est possible d'associer en série à la résistance une inductance afin de pouvoir mettre en conduction les diodes de protection qui

peuvent être présentes en entrée ou en sortie d'un composant. Nous n'insisterons pas sur cette fonction qui sort du cadre d'application de notre thèse. Le choix de la résistance est réalisé aussi de manière à éviter qu'elle ne perturbe l'impédance d'entrée du composant. L'usage de cette source implique qu'il faut protéger l'entrée du réflectomètre au moyen d'une capacité connectée en série avec le câble coaxial relié à l'entrée du composant. D'autre part la topologie du banc de mesure doit être réalisée avec attention pour éviter l'introduction d'effets indésirables dus à des inductances ou capacités parasites. Pour cette raison la connexion du conducteur central du câble coaxial doit se faire la plus près possible du port d'entrée du composant. De plus l'alimentation du composant est matérialisée par des plans imprimés.

Le signal qui va apparaître sur l'écran du réflectomètre est une information composite qui comporte la superposition de l'onde incidente émise par la source du réflectomètre et l'onde réfléchi provoquée pas les différentes transitions d'impédances rencontrées sur le composant. Une procédure de calibrage permet de discerner l'onde incidente de l'onde réfléchi. Le but de la mesure va consister à extraire les paramètres de la matrice répartition [S] qui caractérise ce composant.

Lorsque le composant présente lors de la mesure un seul port comme c'est le cas lorsqu'on applique le réflectomètre sur l'entrée d'un récepteur le paramètre mesuré sera S11. Lorsqu'une voie de réception du réflectomètre est appliquée sur un autre port que celui où est appliqué le signal incident, on évalue un paramètre de transmission soit S12 si le composant comporte deux ports. Le S11 sera effectivement calculé par un algorithme qui sera exposé plus loin. Auparavant regardons la réponse donnée par le réflectomètre lorsqu'il est appliqué à l'entrée d'un circuit récepteur de technologie CMOS en condition normales de fonctionnement. Le signal de la Figure III-19 se rapporte à l'onde réfléchi normalisée. La réflexion totale se caractérise donc en ordonnée par l'amplitude unité.

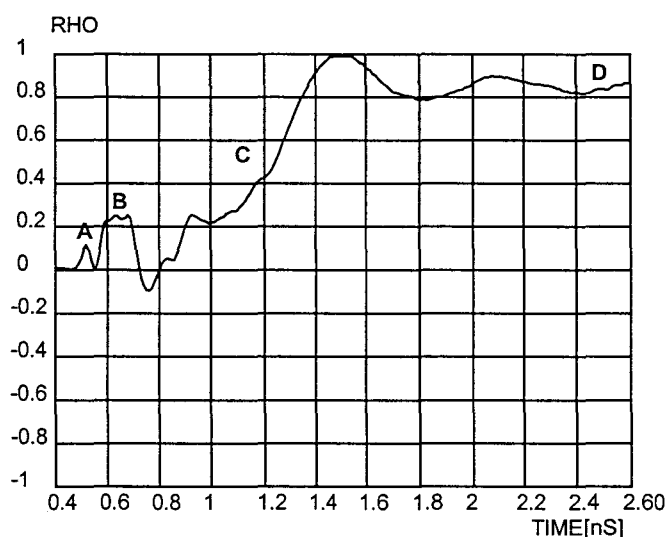


Figure III-19: Réponse Sii mesurée au réflectomètre d'un récepteur de technologie CMOS

Sur la réponse on peut distinguer quatre régions A-B-C-D qu'on peut relier à la chronologie du signal qui pénètre dans le composant:

La région A matérialisée par un pic de faible amplitude correspond à un artefact produit au point de contact du câble coaxial et du composant.

La région B qui présente un palier d'amplitude 0,2 sur une durée d'un dixième de ns peut être attribuée à la transition d'impédance caractéristique introduite par le boîtier et les connexions internes au composant. L'impédance de la ligne de transmission passe ainsi de 50Ω à 75Ω .

La région C se caractérise par un accroissement de l'amplitude de l'onde réfléchi avec la variable temps. Cet accroissement dure un peu plus de 60 ns. L'onde réfléchi normalisée passe alors d'une amplitude presque nulle à l'unité. Ce phénomène est provoqué par les paramètres réactifs intrinsèques au coeur du composant qui sont essentiellement d'origine capacitive. Une mesure du temps mis pour atteindre presque l'unité correspond à la constante de temps RC définie par l'impédance interne du réflectomètre (50Ω) et par la valeur de la capacité d'entrée du récepteur que l'on peut ainsi déterminer avec précision par la mesure.

La région D est un palier faiblement oscillant autour d'une amplitude voisine de 0,9. L'état stable est pratiquement atteint, l'amplitude de l'onde réfléchi est alors essentiellement provoquée par l'impédance d'entrée élevée du récepteur.

La réponse S_{11} ainsi mesurée ne change pas tant que le point de polarisation demeure dans la zone de fonctionnement linéaire pour laquelle la résistance dynamique ne varie pas. C'est le cas pour un récepteur CMOS, dans tout l'intervalle de variation (0V-5V) de la tension de polarisation pour lequel un tel dispositif présente seulement une capacité entre l'entrée et la masse ainsi que les éléments parasites du boîtier. Mais il est important de préciser que les récepteurs CMOS présentent aussi les diodes de protection pour protéger l'étage d'entrée contre les décharges électriques et les surtensions ou les sous-tensions. Ces diodes conduisent dès que la tension de polarisation dépasse l'intervalle (0V-5V) et présentent une résistance non linéaire dont il faut tenir compte dans la modélisation. Dès qu'une des diodes de protection conduit, la réponse S_{11} mesurée change tout en conservant une signature temporelle semblable. Nous n'allons pas analyser en détails ce point qui sort du cadre de notre travail dans la mesure où le composant CMOS présenté lors de la validation expérimentale des outils de prédiction sera utilisé dans une condition particulière alors que les diodes de protection ne conduisent pas. En effet notre travail porte sur la conception et la validation d'une méthode de prédiction des émissions rayonnées par une carte munie d'un câble pour laquelle il faut être confiant sur les modèles utilisés pour les composants. Nous n'avons pas exploré en détails tous les problèmes liés à la modélisation des composants que l'on peut rencontrer et qui demanderait une étude approfondie.

Examinons plutôt comment l'algorithme interne au logiciel va explorer la courbe S_{11} mesurée que l'on note S_{11}^d pour rappeler qu'il s'agit d'une réponse indicielle pour en extraire la réponse impulsionnelle S_{11}^i . Les signaux traités par le simulateur étant échantillonnés, il faut que le paramètre S_{11}^i représente la réponse du

composant à une impulsion de Dirac. Le test tel qu'il est pratiqué lors de la mesure s'effectue sur une réponse indicielle et s'éloigne donc de la situation rencontrée dans la simulation où le signal réfléchi peut s'exprimer comme le produit de convolution du signal incident $a(t)$ avec la réponse impulsionnelle réfléchie S_{11}^i :

$$b(t) = S_{11}^i * a(t) \quad \text{Equation III-38}$$

L'usage du produit de convolution est possible puisque l'amplitude du signal incident est faible (250 mV), ce qui met le circuit dans des conditions de fonctionnement linéaire autour du point de fonctionnement. La relation III-38 peut aussi se transposer en faisant apparaître la dérivée de la réponse indicielle soit:

$$b(t) = \frac{d}{dt} S_{11}^d * a(t) \quad \text{Equation III-39}$$

On utilisera cette seconde représentation qui convient beaucoup mieux pour extraire S_{11}^i à partir de la mesure de la réponse indicielle. Mais celle-ci peut présenter un grand nombre d'échantillons et ainsi le calcul du produit de convolution n'est pas simple. Une approximation dite à segments de droite (Piece Wise Linear) de cette réponse est alors utilisée. Ce "lissage" effectué sur la réponse mesurée se justifie par le fait qu'une petite fluctuation qui durerait quelques ps ne serait de toute façon pas observée si l'on considère les stimuli utilisés lors de la simulation qui sont liés à la technologie des circuits. La technique présentée permet également de caractériser des composants passifs tels que capacités et connecteurs, [HDT1] et des câbles, [Belforte83].

En ce qui concerne le modèle d'un émetteur CMOS il convient de tenir compte du caractère non linéaire de leur impédance de sortie. En effet le paramètre S_{11} des émetteurs de signaux est directement fonction de cette impédance de sortie. La caractéristique statique en sortie d'un émetteur CMOS met en évidence une zone linéaire qui correspond à une faible valeur de résistance jusqu'à atteindre une zone non linéaire de variation où la résistance croît pour ensuite entrer dans une zone de saturation où la résistance devient très grande. L'autre nonlinéarité est celle introduite par les diodes de protection en sortie de l'émetteur. Pour évaluer S_{11} il sera fait usage comme précédemment du réflectomètre. Le signal d'amplitude 250 mV est alors injecté dans la sortie du composant avec un protocole de mesure semblable à celui utilisé pour évaluer le S_{11} d'entrée des récepteurs. Mais ici on doit bloquer la sortie de l'émetteur à un niveau logique afin de pouvoir effectuer la mesure. A chacun des états bas et haut la réponse S_{11} est souvent très semblable, ceci est dû aux choix technologiques effectués sur les transistors PMOS et NMOS de l'étage de sortie de l'émetteur. Mais le S_{11} varie lors du changement d'état logique de sortie de l'émetteur. La simulation du signal venant de l'émetteur va exiger des informations plus complètes qu'une simple mesure de la réponse S_{11} à un état donné. En effet le

point de polarisation évolue sur la caractéristique statique de l'émetteur lors d'une commutation en rencontrant des zones nonlinéaires qui font évoluer la résistance dynamique et donc le paramètre S11. Il faut pouvoir dans l'algorithme de calcul reproduire ce comportement afin de restituer les signaux le plus fidèlement possible. Pour y parvenir on détermine par des mesures ou à partir de données constructeurs la caractéristique statique courant tension en sortie du composant à l'état logique haut puis à l'état logique bas. Ces courbes permettent de calculer la résistance dynamique de sortie à chaque état de sortie bas et haut. Puis on pratique une interpolation de la réponse S11 mesurée à un des états logiques basée sur l'estimation de la résistance dynamique de sortie du composant à chaque état de sortie bas et haut [HDT2].

III.2.4. Les diodes de protection

Les réflexions dues à la désadaptation d'impédance à l'entrée d'un composant provoquent des surtensions et sous-tensions sur les fronts montants et descendants, celles-ci seront amorties après un certain temps selon les caractéristiques et le temps de réponse des diodes de protection. Malheureusement les diodes de protection que l'on peut trouver à l'entrée des récepteurs et/ou en sortie des émetteurs font aussi l'objet d'une certaine dispersion dans leur comportement dynamique. Ainsi la forme des oscillations qui apparaissent sur le signal utile sera bien différente selon le temps de réponse des diodes. Cela aura un impact immédiat sur les émissions rayonnées par la piste sur laquelle se propage le signal. Il est donc important de modéliser correctement les diodes de protection. Nous n'allons pas analyser en détails ce point qui sort du cadre de notre travail dans la mesure où le composant CMOS présenté lors de la validation expérimentale des outils de prédiction sera utilisé dans une condition particulière alors que les diodes de protection ne conduisent pas. Mais une méthodologie présentée dans [HDT2] permet de tenir compte des changements introduits dans la réponse S11 par la mise en conduction de chaque diode de protection et peut, au moyen d'autres mesures au réflectomètre, caractériser le comportement dynamique des diodes.

III.2.5. le seuil d'entrée des récepteurs

Un autre paramètre sujet à la dispersion est le seuil d'entrée des récepteurs. Mais la variation possible de ce paramètre aura peu de conséquences sur les émissions rayonnées par une carte, nous ne l'avons donc pas considéré. Par contre ce paramètre serait déterminant pour caractériser l'immunité des cartes et composants.

III.2.6.Synthèse

La dispersion de certains paramètres électriques des composants est importante et a un effet immédiat sur la distribution de courant utilisée par les modèles de prédiction pour calculer les émissions rayonnées. Cet effet s'observe souvent par l'évolution de certaines fluctuations rapides sur les signaux utiles et aura donc une conséquence directe sur les harmoniques hautes du spectre d'émissions rayonnées. C'est ainsi que pour la validation des modèles de prédiction (chapitre IV et V) nous prêterons une grande attention à la réalisation de modèles réalistes pour les composants en utilisant la méthodologie présentée dans ce chapitre. Mais lors d'une utilisation courante d'outils de prédiction en site industriel, il n'est pas concevable de dédier trop de temps à la mesure de tous les composants au réflectomètre. C'est ainsi que des modèles de base utilisant les informations contenues dans les fiches techniques des constructeurs, ou bien que l'on trouve au sein de bibliothèques ou sous le format *I/O Buffer Information Specification* IBIS [Peters94] présentent un intérêt certain. Quelle est alors la voie à suivre pour la modélisation ?

Une idée peut-être de modéliser la plupart des composants d'une carte en utilisant des modèles de base mais de faire un modèle plus réaliste, en utilisant le réflectomètre, pour les composants critiques qui sont les générateurs d'horloge rapides, les émetteurs différentiels, ... On peut aussi effectuer une analyse du meilleur/pire cas en jouant sur les paramètres des composants qui ont un effet important sur les émissions rayonnées comme le temps de montée des signaux par exemple.

III.2.7.Application de la méthodologie présentée à la modélisation des oscillateurs utilisées dans la phase de validation des outils de prédiction

Deux types d'oscillateurs ont été réalisés pour la validation de la méthode de prédiction présentée dans les chapitres IV et V. Le premier, de technologie CMOS, présente une fréquence fondamentale de 10 MHz, il sera utilisé pour valider le rayonnement dans les basses fréquences du spectre à considérer dans la norme EN 55022. Le second, de technologie ECL présente une fréquence fondamentale de 68,8 MHz, il sera utilisé pour valider le rayonnement dans les hautes fréquences du spectre à considérer dans la norme EN 55022.

On peut s'étonner du choix effectué sur la technologie (ECL) du second oscillateur dans la mesure où elle n'est plus beaucoup utilisée. Deux arguments ont motivé notre choix. Le premier est guidé par le partenaire CSELT qui utilise cette technologie pour des applications spécifiques à hauts débits liées aux télécommunications. Le deuxième argument est la possibilité de faire fonctionner l'étage de sortie du dispositif ECL en zone linéaire, ce qui permet de simplifier son modèle comme nous allons le voir dans la suite.

De plus on peut trouver la fréquence de l'oscillateur ECL trop élevée: on aura peu de point de fréquences pour faire les validations. Ce choix est motivé par le besoin d'un modèle réaliste pour l'oscillateur ECL jusqu'à de très hautes fréquences, vu qu'il sera utilisé pour la validation dans la bande [200MHz, 1GHz]; ce qui est plus facile à réalisé avec une fréquence d'horloge élevée.

Chacun des deux oscillateurs est réalisé à partir d'une carte à circuits imprimés de dimensions réduites comme cela est expliqué dans l'annexe III.1. On veut éviter d'alimenter les oscillateurs au moyen d'une source reliée par un câble. C'est ainsi que les oscillateurs seront alimentés de façon autonome. Toutefois il faut se protéger du rayonnement produit par l'oscillateur/batterie. C'est ainsi que nous avons respecté des règles rigoureuses lors de la réalisation des oscillateurs (annexe III.1) afin de contrôler au mieux l'intégrité du signal injecté sur la piste des éprouvettes de test et d'éviter le couplage par impédance commune. D'autre part nous avons placé l'ensemble oscillateur/batterie dans un container métallique offrant une bonne efficacité de blindage. La connexion entre l'oscillateur autonome CMOS et une carte d'essai est illustrée sur la Figure III-20 et la Figure III-21.

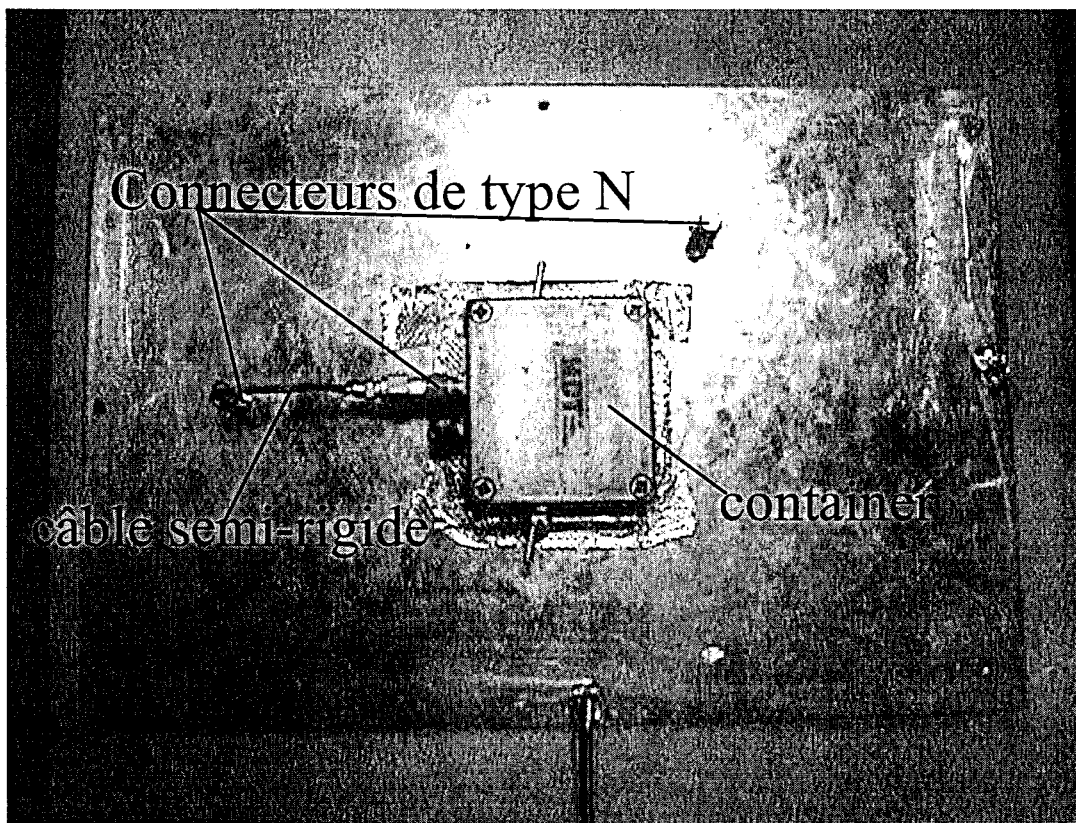


Figure III-20: Connexion entre l'oscillateur autonome CMOS et une carte de test vue du côté de son plan de masse

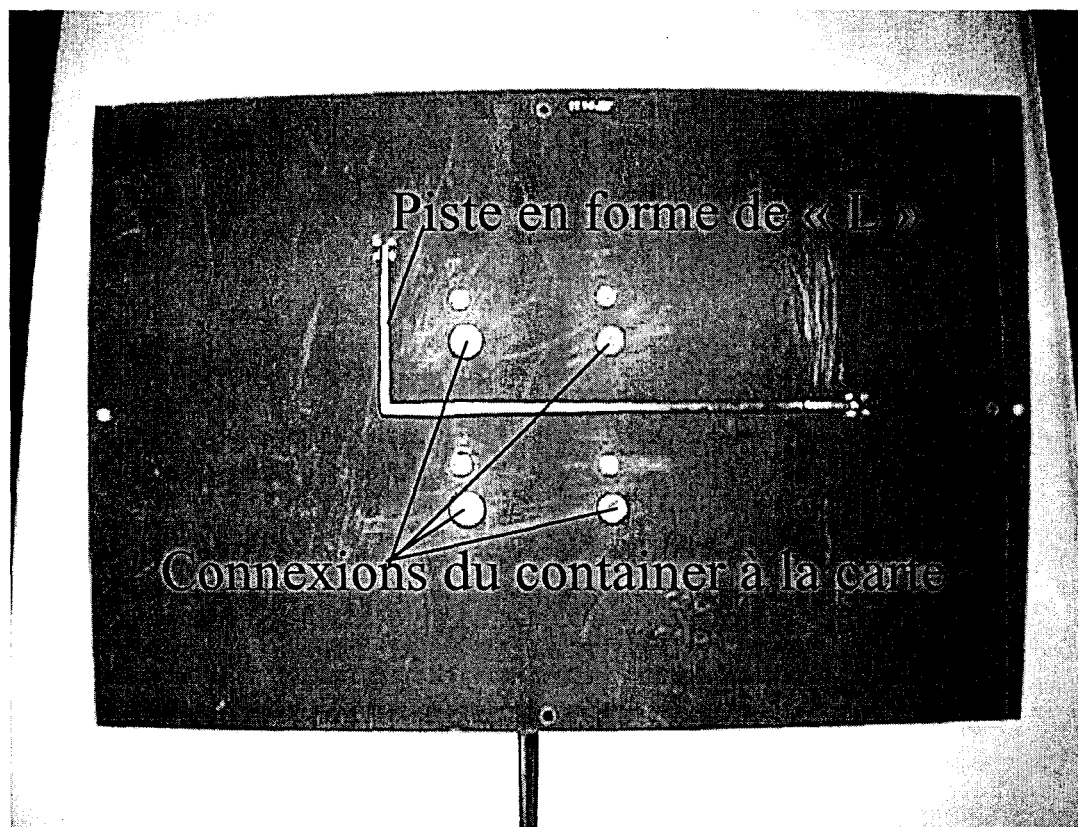


Figure III-21: Connexion entre l'oscillateur autonome CMOS et une carte de test vue du côté de la piste en forme de «L»

Le container est en contact avec le plan de masse des éprouvettes. Le signal injecté sur les pistes des cartes de test provient de la connexion d'un émetteur présent sur la carte de l'oscillateur. Le signal est prélevé directement en sortie d'une des connexions du circuit intégré utilisé au moyen d'un câble coaxial d'impédance 50Ω dont le blindage est relié au plan de masse de l'oscillateur. L'autre extrémité du câble coaxial est relié à un connecteur de type N placé sur une des parois du container. Le signal est alors prélevé à l'extérieur du container puis amené à la carte de test au moyen d'un câble semi-rigide d'impédance 50Ω de 4 cm de longueur, présentant une faible impédance de transfert et dont l'autre extrémité est reliée à un des connecteurs de type N présent sur la carte de test comme le montre la Figure III-20. Les pistes routées sur les éprouvettes de test présentent elles aussi une impédance caractéristique de 50Ω . C'est ainsi que le parcours suivi par le signal qui alimente les pistes est composé de lignes de transmission d'impédance 50Ω . Nous avons prêté aussi une grande attention à l'architecture de l'ensemble ainsi réalisé et notamment des connexions multi-points ont été appliquées entre le plan de masse de l'oscillateur et le container d'une part et entre le container et le plan de masse des éprouvettes d'essai d'autre part comme le montre la Figure III-21.

Dans la suite nous allons présenter les modèles utilisés dans la simulation pour émuler la génération et l'injection d'un signal sur les éprouvettes de test. La typologie choisie pour les modèles des émetteurs n'est pas celle des bibliothèques de modèles utilisées souvent en intégrité de signal mais utilise la méthodologie présentée

auparavant pour s'affranchir de la dispersion des paramètres électriques des composants.

Présentons tout d'abord le modèle de l'oscillateur CMOS. Comme cela est expliqué dans l'annexe III.1, les sorties de 4 fonctions du composant 74AC244 sont connectées ensemble, cela a pour effet d'abaisser la valeur de l'impédance en sortie du composant. Comme nous avons déjà dit dans la partie III.2.1, la signature temporelle de la tension à vide des émetteurs de signaux peut présenter des oscillations qui renforceront le rayonnement des pistes. On va donc introduire dans le modèle de l'oscillateur la réponse temporelle de l'émetteur, mesurée au moyen d'un oscilloscope à échantillonnage relié à une interface à haute impédance d'entrée, soit V_{out} cette mesure. D'autre part le temps de montée du signal fourni par l'oscillateur conditionne le gabarit du spectre des émissions rayonnées, il est donc important d'effectuer la simulation avec un temps de montée aussi proche que possible de la réalité. La mesure V_{out} va donc fournir une information suffisamment réaliste sur le temps de montée et permettra d'éviter les problèmes de dispersion que l'on peut rencontrer en utilisant simplement la valeur nominale fournie dans les fiches constructeurs. Une mesure de la caractéristique statique en sortie de l'émetteur a permis de trouver la zone linéaire qui correspond à une valeur de résistance que l'on note $R_{out} = 4\Omega$. Cette valeur est faible, en effet 4 fonctions du composant 74AC244 sont connectées ensemble. Une mesure au réflectomètre nous a fourni avec précision la valeur de la capacité de sortie du dispositif $C_{out} = 25\text{pF}$ qui modélise la partie dynamique de l'impédance de sortie de l'émetteur générant le signal. Cette valeur pour la capacité est élevée, en effet 4 fonctions du composant 74AC244 sont connectées ensemble. Afin de préserver la qualité du signal injecté sur la carte de test on a placé judicieusement d'une part des capacités de découplage à proximité des émetteurs de manière à limiter le bruit de commutation sur le réseau de masse et d'alimentation qui pourrait perturber le signal injecté. Nous avons d'autre part forcé la résistance de sortie qui correspond à la zone linéaire de la caractéristique statique à une valeur voisine de 50Ω . Pour se faire nous avons soudé à la sortie de l'émetteur une résistance de 47Ω . Or le parcours suivi par le signal qui alimente les pistes est composé de lignes de transmission d'impédance 50Ω . Nous avons ainsi réalisé une adaptation en statique en sortie de l'émetteur. Cette adaptation aura pour effet de rendre moins abrupte la zone linéaire de la caractéristique statique. La zone linéaire va donc s'étendre sur un intervalle de variation plus grand de la tension de polarisation. D'autre part la partition réalisée avec l'impédance du câble coaxial autorise un palier de première commutation à $2,5\text{V}$. Cette adaptation aura tendance à limiter les phénomènes de surtension et sous-tension en sortie de l'émetteur. C'est ainsi que les diodes de protection n'entreront pas en conduction, elles n'ont donc pas été modélisées. Nous avons vérifié en mesure et en simulation quand la piste de la carte de test est ouverte à son extrémité que le niveau de tension n'excède pas 5.6V sur le front montant et -0.6V sur le front descendant. Ces valeurs sont en dessous du seuil de conduction des diodes de protection.

Bien sûr une légère nonlinéarité est rencontrée lors des commutations mais on propose quand même en première approximation un modèle linéaire pour l'émetteur CMOS.

Afin de modéliser avec précision les paramètres parasites introduits par le boîtier du circuit intégré générant le signal, la résistance de 47Ω et la discontinuité introduite par le câble coaxial interne relié au connecteur N, une réponse dynamique S11 est mesurée en sortie du dispositif sans connecter le câble semi-rigide. Pour cela on bloque l'oscillateur à un niveau logique et on effectue une mesure au réflectomètre comme cela a déjà été illustré dans la partie III.2.3. On note **PACK** le modèle pour le boîtier, la résistance de 47Ω et le câble coaxial interne relié au connecteur N. Il faut prendre garde de traiter ensuite la mesure de manière à ne pas prendre en compte à nouveau R_{out} et C_{out} . Le câble semi-rigide relié ensuite à la carte de test introduit aussi une discontinuité. Il est modélisé aussi au moyen d'une réponse dynamique S11, on note **CAB** le modèle du câble semi-rigide qui sera relié ensuite à la carte de test lors des validations comme cela est montré sur la Figure III-20. On obtient alors le modèle électrique linéaire de la figure iii-22 qui sera utilisé lors des simulations.

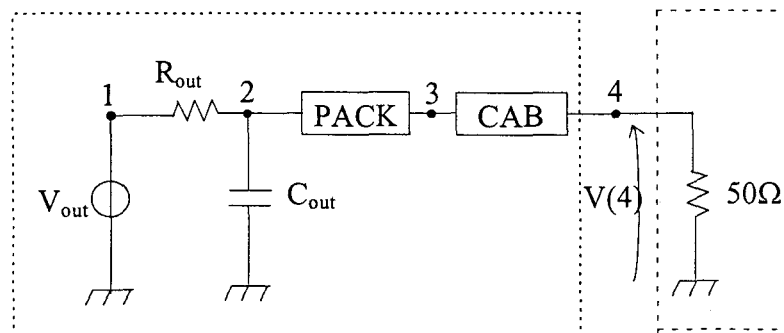


Figure III-22: Modèle électrique de la sortie de l'oscillateur CMOS.

où:

- V_{out} est la réponse temporelle de l'émetteur, mesurée au moyen d'un oscilloscope à échantillonnage relié à une interface à haute impédance d'entrée
- R_{out} est la résistance de sortie de l'émetteur de valeur 4Ω
- C_{out} est la capacité de sortie de l'émetteur de valeur 25pF
- **PACK** est le modèle pour le boîtier du circuit intégré générant le signal, à résistance de 47Ω et la discontinuité introduite par le câble coaxial interne relié au connecteur N
- **CAB** est le modèle du câble semi-rigide qui sera relié ensuite à la carte de test
- La résistance de 50Ω représente l'impédance d'entrée de l'instrument de mesure utilisé pour valider le modèle.

Le modèle proposé en première approximation pour la sortie de l'oscillateur CMOS est linéaire. Mais les dispositifs CMOS que l'on rencontre en pratique présentent des

nonlinéarités dont il faut tenir compte. Dans [HDT2] une modélisation plus complète qui tient compte des non linéarités est présentée, elle permet de traiter les différentes technologies de composant utilisées dans les cartes industrielles. Afin de valider le modèle ainsi obtenu nous avons simulé puis mesuré la signature temporelle en sortie de l'oscillateur quand celui-ci est connecté sur une charge de 50Ω . La simulation est obtenue en utilisant le logiciel SPRINT déjà présenté dans ce chapitre. Vu qu'une signature temporelle ne permet pas facilement de préciser jusqu'à quel harmonique de la fréquence fondamentale de l'oscillateur le modèle reproduit correctement la mesure, on a effectué une transformée de Fourier rapide (FFT) sur les signatures temporelles mesurées et simulées afin de comparer leur spectre. On a représenté sur la figure iii-23 seulement les harmoniques du spectre du signal temporel mesuré et simulé dont l'amplitude correspond à un maximum local sur lesquelles nous effectuerons dans le chapitre IV la comparaison entre le champ électrique simulé et mesuré. On remarque que les harmoniques qui présentent un maximum local ne sont pas toujours les harmoniques impairs de la fréquence fondamentale du signal injecté. Ce glissement est sûrement dû à une distorsion du rapport cyclique.

On remarque que le modèle ainsi réalisé est représentatif pour les harmoniques du signal fourni par l'oscillateur qui présentent un maximum local jusqu'à 240 MHz, soit le vingt-quatrième harmonique. Au-delà de cette fréquence des divergences apparaissent. Cela signifie que les comparaisons entre simulations et mesures sur les émissions rayonnées pourraient être soutenues jusqu'à cette fréquence limite. C'est ainsi que l'oscillateur CMOS sera utilisé surtout pour les comparaisons effectuées sur le rayonnement dans la gamme de fréquences (30-200 MHz).

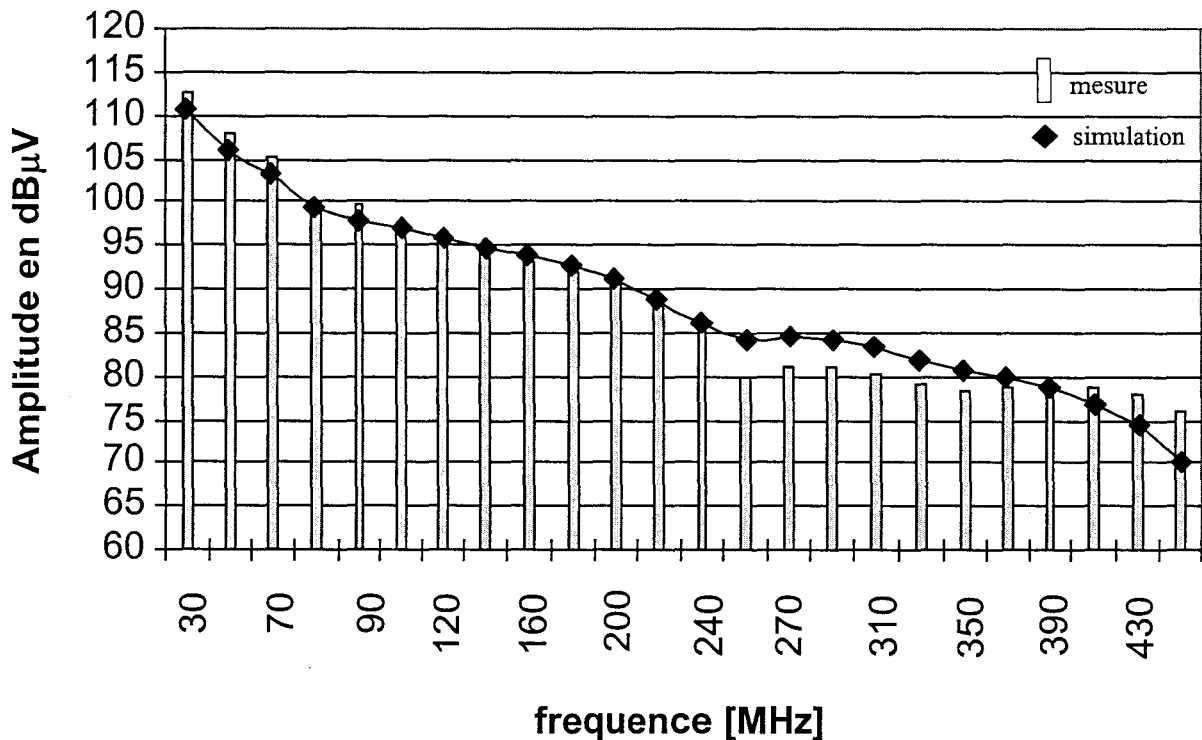


Figure III-23: Comparaison entre la Transformée de Fourier Rapide effectuée sur les signatures temporelles mesurées et simulées de la tension en sortie de l'oscillateur CMOS quand celui-ci est connecté sur une charge de 50Ω

Intéressons nous maintenant à l'oscillateur ECL. Un émetteur ECL peut être représenté par un transistor bipolaire pour lequel le collecteur est relié au potentiel zéro et la sortie est prise sur l'émetteur, il peut être représenté de la manière suivante:

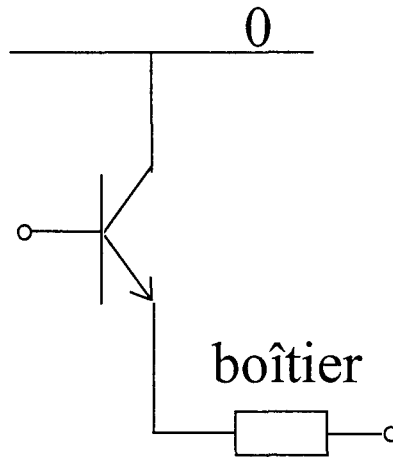


Figure III-24: Emetteur ECL

Un tel dispositif ne fonctionne que si on polarise convenablement l'émetteur au moyen d'une résistance dite de "pull-down" reliée à une alimentation qui fournit une tension négative.

L'impédance de sortie d'un émetteur ECL présente une importante nonlinéarité pour de faibles courants de polarisation qui s'exprime sur la caractéristique statique en sortie du composant illustrée figure iii-25:

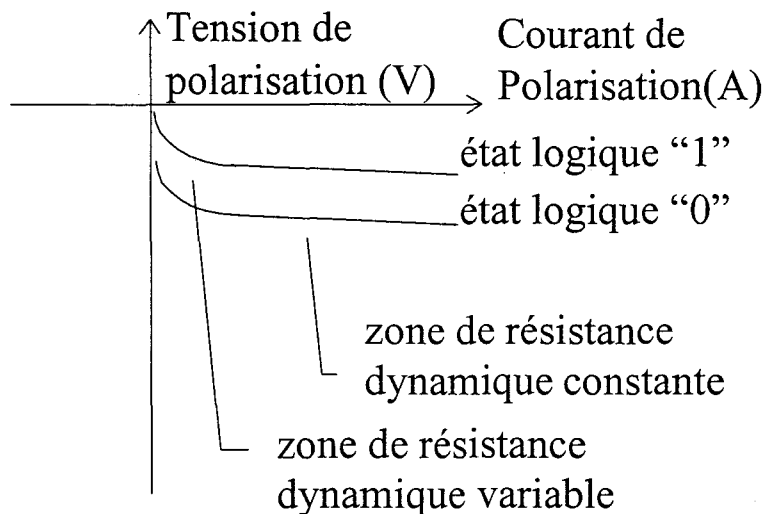


Figure III-25: Caractéristique statique en sortie du composant

Deux zones de variation peuvent être reconnues dans cette caractéristique statique. La première, pour des faibles courants de polarisation, est une zone nonlinéaire. La seconde, pour des courants de polarisation plus forts, est linéaire. Le changement d'état logique s'opère entre un point de la caractéristique "0" et un point de la caractéristique "1" définis par la droite de charge. Cette droite est définie par la

valeur de la résistance de “pull-down” et par la tension de polarisation. Il faut remarquer que les deux caractéristiques illustrés dans la Figure III-25 sont identiques dans la mesure où c’est le même transistor bipolaire qui est en fonction à chaque état logique. C’est la seule nonlinéarité à laquelle il faut prendre garde dans la mesure où les éventuelles diodes de protection n’entrent en conduction que lors d’une décharge électrostatique.

On va alors choisir une valeur pas trop élevée pour la résistance de “pull-down” et une tension de polarisation assez élevée de manière à placer le point “0” et le point “1” dans la zone linéaire de variation des caractéristiques statiques où la résistance dynamique est constante. De cette manière on évitera la dépendance nonlinéaire des caractéristiques statiques et on s’éloignera de la zone où le transistor peut entrer en interdiction. Pour cela on polarise le circuit comme le montre la figure iii-26 de manière à procurer un courant de polarisation de 25 mA. On se trouvera alors sur chaque courbe statique de la Figure III-25 à un point qui correspond à une résistance de sortie de faible valeur dont on doit tenir compte dans la modélisation.

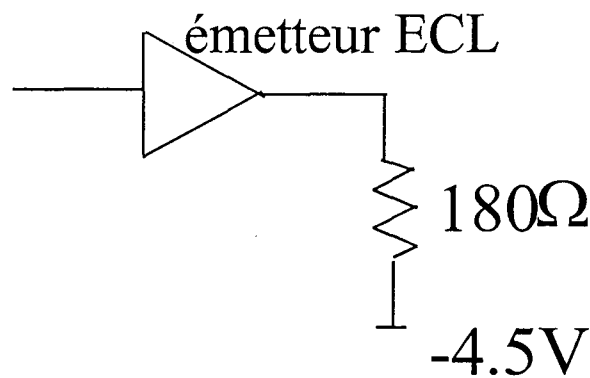


Figure III-26: Circuit de polarisation choisi pour l’émetteur ECL

L’inconvénient d’un tel circuit de polarisation est la consommation excessive au niveau “1” et une durée de vie limitée du dispositif due à l’échauffement. Mais ce n’est pas une gêne pour l’application souhaitée pour le dispositif.

De cette manière on peut proposer un modèle linéaire pour la sortie de l’oscillateur ECL:

On va utiliser comme précédemment la réponse temporelle de l’émetteur, mesurée au moyen d’un oscilloscope à échantillonnage relié à une interface à haute impédance d’entrée, soit V_o cette mesure. Elle est bien sûr mesurée dans les conditions de polarisation définies ci-dessus.

On veut modéliser la partie dynamique de l’impédance de sortie de l’émetteur par une réponse S11, mesurée en sortie de l’émetteur. De part le circuit de polarisation choisi, on se trouve dans des conditions linéaires, ainsi une unique réponse S11 est suffisante. De plus vu qu’un unique transistor est actif à chacun des états logiques, la réponse S11 est sensiblement la même pour l’état “0” et pour l’état “1”. On a reporté sur la figure iii-27 la forme de cette réponse. On observe qu’elle tient

implicitement compte de la faible résistance de sortie de l'émetteur. En effet le comportement du paramètre Scattering S11 de la figure iii-27 montre qu'il ne s'approche pas rigoureusement de la valeur -1 mais de la valeur -0.85.

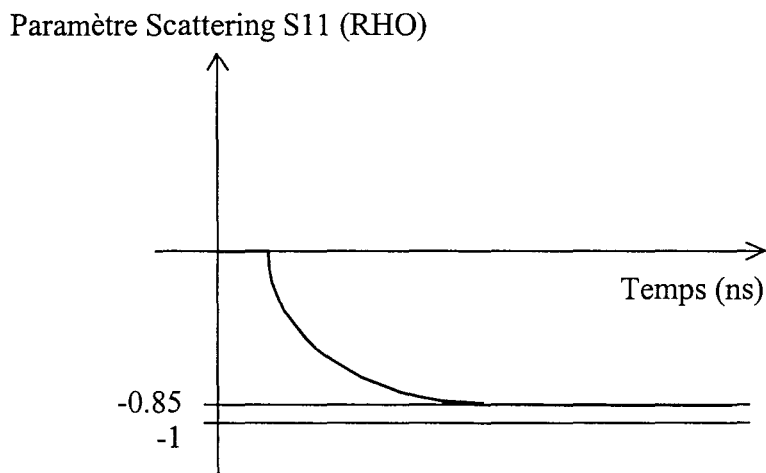


Figure III-27: Réponse dynamique S11, mesurée en sortie de l'émetteur

A la différence du modèle réalisé pour l'oscillateur CMOS, la réponse dynamique S11 est mesurée en sortie du câble semi-rigide qui sera relié ensuite à la carte de test durant les validations. De cette manière cette mesure intègre les effets dus à l'impédance de sortie de l'émetteur, au boîtier du circuit intégré utilisé, au câble coaxial interne relié au connecteur N et au câble semi-rigide qui sera relié ensuite à la carte de test lors des validations. On obtient alors le modèle représenté sur la figure iii-28 pour la sortie de l'oscillateur ECL qui sera utilisé lors de la validation expérimentale.

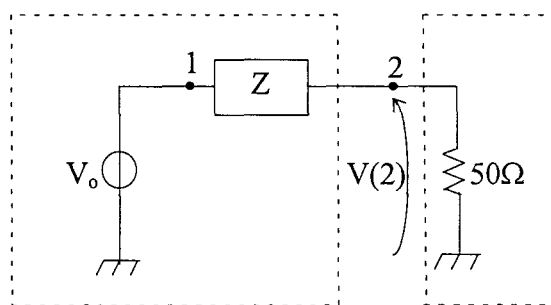


Figure III-28: Modèle électrique de la sortie de l'oscillateur ECL

où:

- V_o est la réponse temporelle de l'émetteur, mesurée au moyen d'un oscilloscope à échantillonnage relié à une interface à haute impédance d'entrée
- Z est l'impédance de sortie, elle est modélisée par une réponse dynamique S11 mesurée en sortie du câble semi-rigide
- La résistance de 50Ω représente l'impédance d'entrée de l'instrument de mesure utilisé pour valider le modèle.

Afin de valider le modèle ainsi obtenu nous avons simulé puis mesuré la signature temporelle en sortie de l'oscillateur quand celui-ci est connecté sur charge de 50Ω . La simulation est obtenue en utilisant le logiciel SPRINT déjà présenté dans ce chapitre. Vu qu'une signature temporelle ne permet pas facilement de préciser jusqu'à quel harmonique de la fréquence fondamentale de l'oscillateur le modèle reproduit correctement la mesure, on a effectué une transformée de Fourier rapide (FFT) sur les signatures temporelles mesurées et simulées afin de comparer leur spectre. Comme pour l'oscillateur CMOS on a représenté sur la figure iii-29 seulement les harmoniques du spectre du signal temporel mesuré et simulé dont l'amplitude correspond à un maximum local. Il s'agit des harmoniques impairs de la fréquence fondamentale du signal injecté.

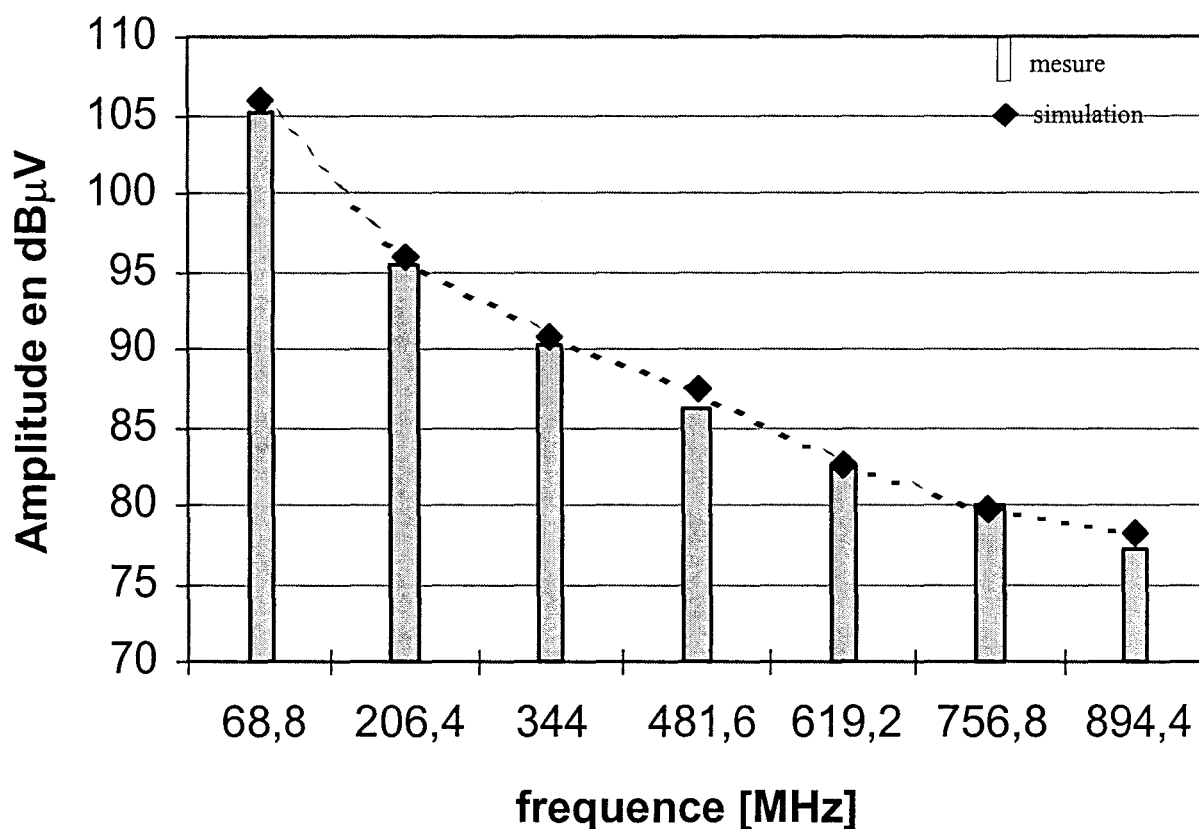


Figure III-29: Comparaison entre la Transformée de Fourier Rapide effectuée sur les signatures temporelles mesurées et simulées de la tension en sortie de l'oscillateur ECL quand celui-ci est connecté sur une impédance de 50Ω

On remarque que le modèle ainsi réalisé est représentatif pour les harmoniques du signal fourni par l'oscillateur qui présentent un maximum local jusqu'aux plus hautes fréquences à considérer lors des tests selon la norme EN 55022. Nous utiliserons cet oscillateur en particulier pour valider notre outil de prédiction pour le rayonnement dans le spectre allant de 200MHz à 1GHz.

CONCLUSION

L'algorithme de calcul d'intégrité de signal qui fournit les signaux primaires à partir desquels on calculera le champ rayonné est intégré dans un environnement logiciel de simulation après routage qui peut lire les données nécessaires à la simulation à partir des logiciels de routage utilisés dans l'industrie. Ceci nous permettra de pouvoir simuler le rayonnement de cartes destinées ensuite à la production d'une façon automatique.

L'algorithme utilisé dans le simulateur résout un réseau numérique "Digital Wave Network" et effectue un calcul séquentiel inspiré du traitement des filtres numériques récurrents. Cette technique permet de simuler simultanément toutes les interconnexions d'une carte en un temps très appréciable, même si celle-ci est complexe. A titre d'exemple nous avons noté le temps nécessaire sur une station HP750 possédant 128 Mbits de mémoire RAM pour simuler toutes les interconnexions de deux cartes numériques une fois que les paramètres des lignes de transmission étaient déjà calculés. Il ne faut que 4 minutes et 35 secondes pour la carte présentant 500 interconnexions et 42 minutes et 30 secondes pour la carte présentant 4000 interconnexions. Il sera donc possible d'étendre également la simulation à toutes les pistes d'une carte du point de vue du rayonnement à condition que les méthodes utilisées à cet effet offrent des temps d'exécution comparables à ceux de l'algorithme de calcul d'intégrité de signal.

Une méthodologie permettant de réduire les incertitudes dues à la dispersion des paramètres électriques des composants et utilisant des mesures au réflectomètre (TDR) a été appliquée à la modélisation des sources CMOS et ECL qui seront utilisées lors de la validation expérimentale de la méthode hybride. Une comparaison des spectres mesurés et simulés en sortie des sources quand elles sont connectées à une charge de 50Ω a permis de valider le modèle de l'oscillateur CMOS jusqu'à 240MHz et celui de l'oscillateur ECL jusqu'aux plus hautes fréquences à considérer lors des tests selon la norme EN 55022. Nous utiliserons donc l'oscillateur CMOS en particulier pour valider notre outil de prédiction pour le rayonnement dans le spectre allant de 30MHz à 200MHz et l'oscillateur ECL entre 200MHz et 1GHz.

Examinons maintenant les principes utilisés par la méthode hybride pour calculer le rayonnement des pistes routées sur les couches externes des cartes.

CHAPITRE IV

**MODÉLISATION DU RAYONNEMENT DES PISTES
ROUTÉES SUR LES COUCHES EXTERNES D'UNE
CARTE EN UTILISANT LA FONCTION DYADIQUE
DE GREEN DU MILIEU STRATIFIÉ**

IV MODÉLISATION DU RAYONNEMENT DES PISTES ROUTÉES SUR LES COUCHES EXTERNES D'UNE CARTE EN UTILISANT LA FONCTION DYADIQUE DE GREEN DU MILIEU STRATIFIÉ

INTRODUCTION

Dans ce quatrième chapitre les principes utilisés par la méthode hybride pour calculer le rayonnement de mode différentiel des pistes routées sur les couches externes d'une carte sont expliqués et validés.

Dans une partie introductive à ce chapitre le problème général du calcul est posé et on expose les hypothèses et les limitations d'un traitement rigoureux du problème au moyen de méthodes numériques, ce qui justifie le choix de la méthode exposée après.

La méthode utilisant la dyadique de Green du milieu stratifié est alors introduite.

Dans le but de faciliter la compréhension de la méthode proposée, nous procéderons par étapes en regardant tout d'abord comment le rayonnement d'un segment situé dans l'espace libre est entrepris.

Puis on traite le cas d'une ligne à microruban présentant un couvercle diélectrique. La formulation que l'on obtient est purement analytique et valable pour le champ lointain. Elle ne nécessite aucune segmentation de la ligne et elle tient compte de l'influence des couches diélectriques dans le calcul du champ rayonné par les lignes à microruban enterrées. Elle suppose que les dimensions longitudinales du plan métallique et des couches diélectriques sont infinies, ce qui portent à des limitations qui sont discutées dans la partie concernant la validation de la méthode.

Pour une carte multicouches présentant plusieurs plans métalliques mis à des potentiels différents. L'outil logiciel réalisé repère les plans les plus externes et traite la section transverse située entre ces plans et l'air du côté haut et bas de la carte comme des lignes à microruban éventuellement enterrées dont il calcule le somme des contributions au champ rayonné selon le point d'observation choisi.

La méthode hybride proposée établie la distribution de courant à partir de la simulation d'intégrité de signal effectuée dans le domaine temporel et calcul ensuite le champ lointain au moyen de la dyadique de Green du milieu stratifié qui s'exprime dans le domaine harmonique. Il sera donc nécessaire de transformer les informations de la simulation d'intégrité de signal dans le domaine fréquentiel. Pour cela on fera usage d'une Transformée de Fourier Rapide (FFT) qu'il faut utiliser avec précaution comme nous le verrons dans la troisième partie de ce chapitre. Le

schéma de l'intégration de la méthode dans l'environnement logiciel déjà présenté dans le troisième chapitre est également expliqué.

Enfin la dernière partie est consacrée à la validation de l'outil de prédiction réalisé.

Tout d'abord la validation porte sur l'outil de simulation du rayonnement dans lequel la distribution de courant est définie par une loi indépendante du résultat issu de la simulation d'intégrité de signal. Le but est de comparer les caractéristiques du champ rayonné obtenu avec l'outil de simulation au champ déterminé par d'autres approches utilisant le formalisme du rayonnement des antennes appliqué à des dipôles électriques [Leroux95]. Nous effectuerons également une confrontation à une approche numérique qui utilise la méthode de Sommerfeld et qui considère aussi que le plan de masse est de dimensions infinies. Cette méthode, plus lourde sur le plan du temps de calcul, peut être utilisée comme élément de référence pour vérifier que la méthode hybride tient compte correctement des couches diélectriques dans le calcul du rayonnement. A ce propos on tentera d'observer l'effet de l'ajout d'un couvercle diélectrique sur la directivité du rayonnement d'une ligne à microruban.

Ensuite nous présenterons une validation expérimentale de la méthode hybride intégrée dans l'environnement logiciel de simulation après routage. L'objectif de notre travail sera de vérifier quelle précision en absolu on peut attendre de la méthode de prédiction vis à vis de mesures effectuées en chambre semi-anéchoïque prises comme élément de référence. Dans un premier temps on va se mettre dans des conditions où les hypothèses vérifiées par la méthode seront satisfaites. Dans un deuxième temps on cherchera à voir comment les hypothèses requises par la méthode de prédiction, comme celle des dimensions infinies du plan de masse, peuvent influencer les résultats sur des cartes qui présentent des caractéristiques proches des cartes industrielles. Enfin nous effectuerons une comparaison entre la simulation et la mesure des émissions rayonnées par une portion de carte industrielle. Bien sûr, la carte est choisie de manière à mettre en évidence surtout le rayonnement des lignes à microruban. C'est ainsi qu'elle ne présente pas de striplines et on s'est efforcé de limiter le rayonnement dû aux pistes ou plans d'alimentation.

IV.1 Problème du calcul des émissions rayonnées par les pistes routées sur les couches externes d'une carte

L'objectif de ce chapitre est de calculer le champ rayonné par toutes les pistes routées sur les couches externes d'une carte comme celle de la Figure IV-1

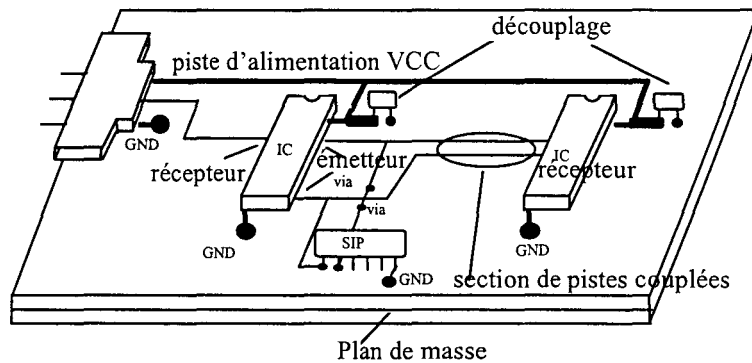


Figure IV-1: Exemple de carte électronique

L'utilisation d'une méthode numérique rigoureuse à partir des équations de Maxwell permet à la fois de déterminer la distribution de courant sur les structures rayonnantes et ensuite d'en calculer le rayonnement: elle permet de résoudre le problème complet, on obtient ainsi une solution exacte au problème posé. Mais une simplification géométrique de la structure est utilisée, ainsi sa forme est souvent approximée. De plus la structure est parfois idéalisée, on considère par exemple que le milieu est l'air libre et non pas le diélectrique du milieu stratifié. De cette façon on ne traite plus la structure réelle mais une structure simplifiée. De plus nous devons pour chaque raie du spectre estimer la distribution de courant, ainsi les temps de calcul sont considérables et sont donc difficilement compatibles avec une utilisation de l'outil de prédiction dans la chaîne de conception des cartes. Enfin on n'utilise pas les résultats d'une simulation de l'intégrité des signaux qui s'effectue souvent en amont de la simulation des émissions rayonnées.

Ces arguments nous ont donc poussé à orienter notre choix vers une autre stratégie. Notre objectif est de créer un environnement intégré de simulation pour l'intégrité des signaux et les émissions rayonnées. C'est ainsi que la méthode hybride proposée établira la distribution de courant à partir de la simulation d'intégrité de signal présentée au chapitre III précédent et calculera le champ lointain au moyen de la dyadique de Green du milieu stratifié. Cette approche consiste à dissocier le calcul de la distribution de courant de celui des émissions rayonnées. Bien sûr ceci n'est pas tout à fait rigoureux dans la mesure où on néglige les pertes par rayonnement. Il faudra vérifier l'impact de cette hypothèse dans la partie IV.4 consacrée à la validation de la méthode.

IV.2 Calcul des émissions rayonnées par les lignes à microruban enterrées au moyen de la dyadique de Green du milieu stratifié

Dans un premier temps nous supposons connue la distribution de courant sur les pistes qui forment les lignes à microruban. Nous verrons dans la suite comment elle est calculée à partir des résultats fournis par l'algorithme de calcul d'intégrité de signal.

Comme cela est exposé au chapitre II nous aurons à considérer le rayonnement d'un ensemble de pistes métalliques disposées au dessus d'un substrat diélectrique, lequel est placé sur un plan métallique (Figure IV-2). Les pistes pourront être enterrées sous un ensemble de couches diélectriques.

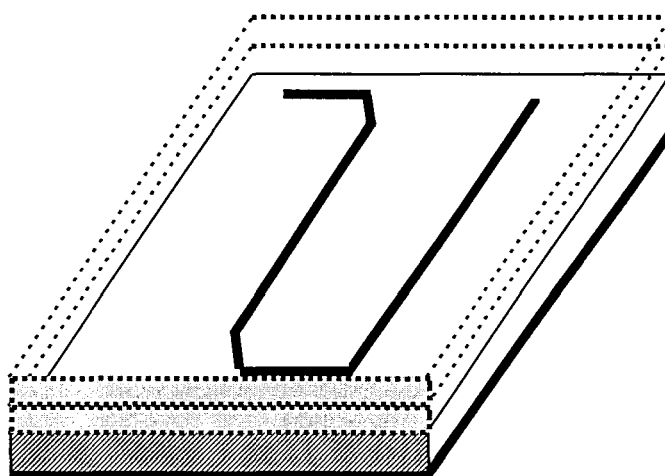


Figure IV-2: Ensemble de pistes métalliques disposées au dessus d'un substrat diélectrique, lequel est placé sur un plan métallique. Les pistes sont enterrées sous un ensemble de couches diélectriques.

On va supposer que chaque piste rayonne indépendamment des autres, c'est à dire que son rayonnement n'est pas influencé par les autres pistes. On utilise pour cela le principe de superposition des effets où la mutuelle influence de chaque contribution dans le calcul final du champ est négligée: on somme d'une manière indépendante la contribution de chaque segment rectiligne de piste. Mais les pistes sont placées à de telles distances les unes des autres que l'on est en condition de champ proche et elles ont ainsi une influence directe sur la distribution de courant des autres éléments: les pistes présentent une certaine susceptibilité au rayonnement d'autres éléments avoisinants, pistes ou composants par exemple. On ne tiendra donc pas compte de l'absorption par une piste de l'énergie électromagnétique rayonnée par les segments de la même piste qui se retrouvent positionnés parallèlement comme le montre la Figure IV-2. Par contre les résultats fournis par l'algorithme de calcul d'intégrité de signal et utilisés par la méthode de la dyadique de Green tiennent compte du couplage par diaphonie entre les segments de piste différente.

La contribution de chaque segment rectiligne de piste s'inscrit dans un repère local attaché à ce segment comme le montre la Figure IV-3 où on associe à une piste de dimension L , W , le repère cartésien $(O, \hat{x}, \hat{y}, \hat{z})$ et le repère sphérique $(O, \hat{r}, \hat{\theta}, \hat{\phi})$

qui partage la même origine située au milieu du segment mais dont la côte z est repérée par rapport au plan métallique. Le champ total rayonné par une piste de forme quelconque est alors la somme vectorielle de la contribution de chaque segment. On applique le même raisonnement pour toutes les pistes situées sur les couches externes de la carte. Un repère absolu lié cette fois à la carte, et dont l'origine est située sur un des plans métalliques de la carte, permet de caractériser les composantes résultantes du champ total en opérant une somme vectorielle de chaque contribution au point de calcul souhaité.

Regardons plus précisément le rayonnement du segment de la Figure IV-3 dont la coupe transversale est détaillée sur la Figure IV-4.

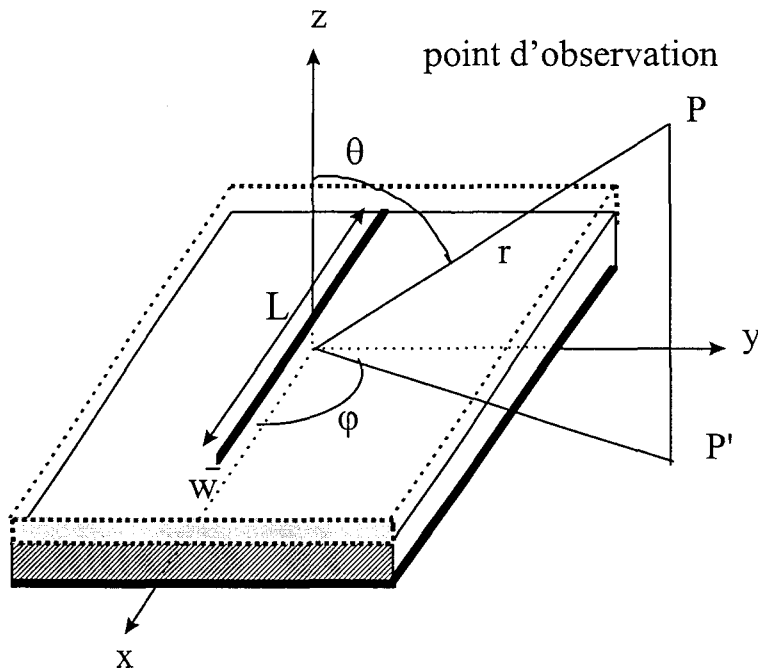


Figure IV-3: Géométrie d'une ligne à microruban enterrée

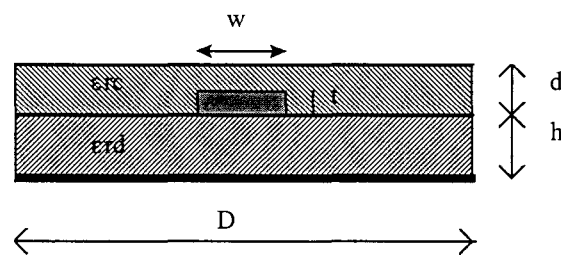


Figure IV-4: Section transversale d'une ligne à microruban enterrée

Comme nous l'avons signalé dans le chapitre II, on peut admettre, compte tenu de la bande de fréquences couverte par la norme EN 55022, que seul le mode quasi-TEM qui se propage sur le segment (de longueur finie) contribue à son rayonnement. On ne considère pas dans la formulation proposée le rayonnement des dipôles verticaux que constituent les raccords au plan de masse (les trous métallisés par exemple). De plus, l'épaisseur t du segment étant négligeable devant sa longueur L et sa largeur w (Figure IV-3 et Figure IV-4), il s'agit d'une distribution de courant surfacique. Enfin vu que la longueur L du segment est très grande devant leur largeur

w, la densité de courant sera considérée uniforme dans le sens de la largeur du segment et orientée parallèlement à celui-ci. Cette dernière hypothèse échappe à certains domaines d'application tels que l'électronique de puissance où les pistes ne sont plus filiformes. Toutes ces considérations font que la Théorie des Lignes de Transmission (TLT) peut s'appliquer pour déterminer la distribution de courant sur chaque segment ce qui suppose connus la tension et le courant aux deux extrémités de chaque segment, informations fournies par l'algorithme de calcul d'intégrité du signal.

IV.2.1 Rayonnement en absence de couches diélectriques et de plan métallique

Dans le but de faciliter la compréhension de la méthode proposée, nous procéderons par étapes en regardant tout d'abord comment le rayonnement d'un segment situé dans l'espace libre est entrepris. On considère un repère $(O, \hat{x}, \hat{y}, \hat{z})$ dont le centre O est placé sur un plan de référence qui n'est pas un plan métallique mais sert seulement à positionner la piste dans l'espace. La piste se trouve à la distance h du plan de référence. Le point P , où le champ rayonné est calculé, est repéré par les coordonnées r, θ, ϕ (Figure IV-5) exprimées dans le repère d'origine O . L'axe $[Ox]$ du repère cartésien parallèle au segment supporte la composante $\underline{J}_\varepsilon$ de la densité de courant électrique de type quelconque à deux dimensions (Figure IV-6).

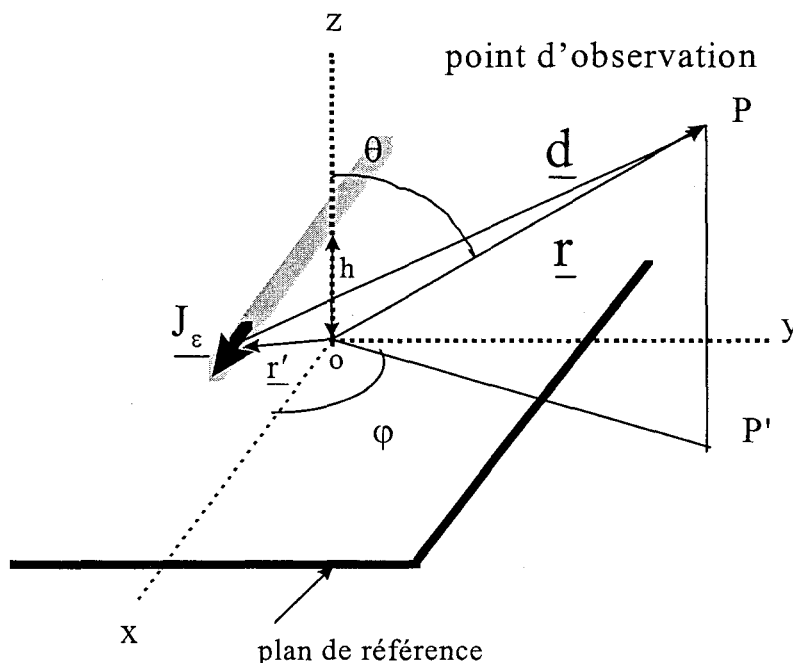


Figure IV-5: Représentation d'un segment placé dans l'espace libre à une distance h d'un plan de référence. La piste est parcourue par une distribution de courant $\underline{J}_\varepsilon$ de type quelconque à deux dimensions. Un repère sphérique $(O, \hat{r}, \hat{\theta}, \hat{\phi})$ est associé à la structure, \underline{r} représente les coordonnées du point d'observation où le champ est calculé; \underline{r}' représente les coordonnées d'un point situé sur la structure portant la distribution de courant.

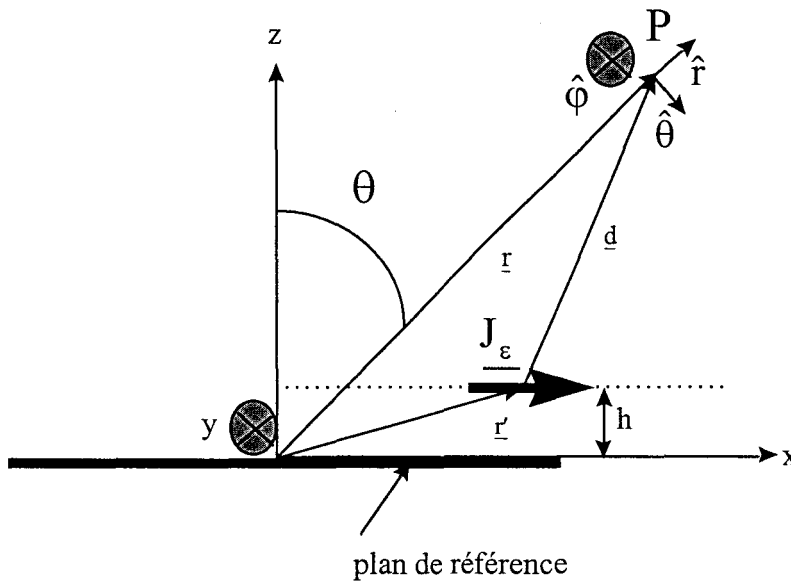


Figure IV-6: Représentation de la structure de la Figure IV-5 quand le point P se trouve dans le plan (x,z)

Le champ électrique rayonné par le segment dans l'espace libre, milieu homogène et isotrope est obtenu par la résolution du couple d'équations de Maxwell dans lequel figure un terme source qui n'est autre que la densité de courant $\underline{J}_\varepsilon$:

$$\begin{cases} \nabla_x \underline{H} = j\omega \varepsilon \underline{E} + \underline{J}_\varepsilon \\ -\nabla_x \underline{E} = j\omega \mu \underline{H} \end{cases} \quad \text{Equation IV-1}$$

Pour résoudre ce système on va considérer l'équation d'onde suivante:

$$\nabla_x (\nabla_x \underline{E}) = \omega^2 \mu \varepsilon \underline{E} - \underline{J}_\varepsilon \quad \text{Equation IV-2}$$

que l'on obtient en appliquant l'opérateur ∇_x à la deuxième équation de Maxwell et en remplaçant par la première. La solution est recherchée dans l'espace des nombres d'onde et présente des difficultés mathématiques dans la mesure où il s'agit d'une équation vectorielle en trois dimensions.

Afin d'examiner la solution dans un cas plus simple, on va discuter l'équation de Helmholtz qui est une équation ordinaire hétérogène du second ordre, semblable à l'équation IV-2, mais dont la fonction inconnue est scalaire:

$$\nabla^2 \phi + k^2 \phi = -w \quad \text{Equation IV-3}$$

où:

- w est une fonction source à valeurs complexes, elle est déterminée par le dispositif d'excitation, c'est donc une fonction connue, elle est analogue à la densité de courant \underline{J}_e .
- ϕ est la fonction de potentiel à valeurs complexes qui est recherchée. Elle caractérise le champ à déterminer.
- k est une constante complexe qui dépend des caractéristiques physiques du milieu dans lequel se propage l'onde, elle s'exprime sous la forme: $k = \beta - j\alpha$ où α correspond à l'atténuation. Lorsque k est une constante réelle ($\alpha=0$) le milieu est sans perte.

Dans le problème qui nous intéresse, le milieu occupe tout l'espace mais la fonction source w est confinée dans une région limitée de volume V . On cherche ainsi la solution à l'équation IV-3 dans l'espace libre. La loi de la dispersion des champs ou potentiels dans un milieu non dissipatif fait que l'évolution de leur amplitude varie de façon inversement proportionnelle à la distance qui sépare la source du point d'observation réparti dans le volume V . Ceci se traduit par la condition mathématique suivante:

$$\int_{\text{tout.l'espace}} |\phi|^2 dV < \infty \quad \text{Equation IV-4}$$

Cette condition permet d'appliquer l'opérateur de transformée de Fourier sans que se pose de problèmes de singularité mathématique, ainsi ϕ s'exprime en fonction de l'intégrale de Fourier suivante [Conciauro93, appendice F]:

$$\phi(x, y, z) = \frac{1}{(2\pi)^{\frac{3}{2}}} \iiint_{\text{tout.l'espace}} \tilde{\phi}(\xi, \psi, \zeta) e^{j(\xi x + \psi y + \zeta z)} d\xi d\psi d\zeta \quad \text{Equation IV-5}$$

où $\tilde{\phi}(\xi, \psi, \zeta)$ est la transformée de Fourier de $\phi(x, y, z)$.

En notant $\tilde{w}(\xi, \psi, \zeta)$ la transformée de Fourier de $w(x, y, z)$, on peut convertir chaque membre de l'équation de Helmholtz IV-3 dans l'espace de Fourier:

$$-(\xi^2 + \psi^2 + \zeta^2)\tilde{\phi} + k^2\tilde{\phi} = -\tilde{w} \quad \text{Equation IV-6}$$

Ce qui permet de déduire directement par une règle algébrique la solution recherchée exprimée dans le domaine spectral, soit:

$$\tilde{\phi} = -\frac{1}{k^2 - \xi^2 - \psi^2 - \zeta^2} \tilde{w} \quad \text{Equation IV-7}$$

La transformée inverse de $\tilde{\phi}(\xi, \psi, \zeta)$ s'identifie aussi au produit de convolution suivant:

$$\phi(x, y, z) = g * w \quad \text{Equation IV-8}$$

soit:

$$\phi(x, y, z) = \iiint_{\text{tout.l'espace}} g(x - x', y - y', z - z') w(x', y', z') dx' dy' dz' \quad \text{Equation IV-9}$$

où la fonction $g(x, y, z)$ n'est autre que la transformée de Fourier inverse du premier membre du produit disposé à droite de l'égalité IV-7:

$$g(x, y, z) = \frac{1}{(2\pi)^{\frac{3}{2}}} \iiint_{\text{tout.l'espace}} \frac{e^{j(\xi x + \psi y + \zeta z)}}{k^2 - \xi^2 - \psi^2 - \zeta^2} d\xi d\psi d\zeta \quad \text{Equation IV-10}$$

Cette fonction représente la réponse impulsionnelle du milieu, c'est à dire la solution de l'équation de Helmholtz quand la densité de source est une fonction de Dirac: $w(x, y, z) = \delta(x, y, z)$.

Enfin, vu que la densité de source w est confinée dans un volume V , l'intégrale IV-9 ne se limite qu'au volume V :

$$\phi(x, y, z) = \iiint_V g(x - x', y - y', z - z') w(x', y', z') dx' dy' dz' \quad \text{Equation IV-11}$$

Ainsi pour résoudre les équations vectorielles de Maxwell IV-1 nous procédons d'une manière similaire à celle utilisée pour l'équation de Helmholtz en remarquant cependant qu'il s'agit cette fois d'une équation vectorielle où l'inconnue est le vecteur champ électrique et où la fonction de source est le vecteur densité de courant électrique \underline{J}_e .

Le vecteur champ électrique peut donc s'exprimer par l'intégrale de rayonnement suivante qui est tout à fait analogue à l'équation IV-11:

$$\underline{\underline{E}}(\underline{r}) = -j\omega\mu \iiint_V \underline{\underline{G}}(\underline{r} - \underline{r}') \cdot \underline{J}_\varepsilon(\underline{r}') d^3(\underline{r}') \quad \text{Equation IV-12}$$

- où:
- $\underline{J}_\varepsilon(\underline{r}')$ représente la distribution de courant de la source, confinée dans le volume V
 - $\underline{\underline{G}}(\underline{r} - \underline{r}')$ s'appelle la fonction dyadique de Green du milieu considéré: ici l'espace libre
 - \underline{r} représente les coordonnées du point d'observation où le champ est calculé
 - \underline{r}' représente les coordonnées d'un point situé sur la structure portant la distribution de courant

Il reste à calculer la fonction dyadique de Green dans l'espace libre. Pour cela on trouve une extension de l'équation IV-10, utilisant des opérateurs vectoriels qui sont appelés dyadiques, ou dyades. Il s'agit de tenseurs de rang deux et l'annexe IV.1 décrit les dyadiques et les opérations algébriques que l'on peut réaliser avec ces opérateurs.

La fonction dyadique de Green dans l'espace libre s'exprime par la relation suivante dans le repère sphérique choisi pour l'observateur [Tai71] (Figure IV-5):

$$\underline{\underline{G}}(\underline{r}) = \left\{ \left[\frac{2}{(k_0 r)^2} + j \frac{2}{k_0 r} \right] \hat{r}\hat{r} + \left[1 - \frac{1}{(k_0 r)^2} - j \frac{1}{k_0 r} \right] (\hat{\theta}\hat{\theta} + \hat{\phi}\hat{\phi}) \right\} \varphi(r) \quad \text{Equation IV-13}$$

où \hat{r} , $\hat{\theta}$, $\hat{\phi}$ sont les vecteurs unitaires du repère sphérique de la Figure IV-5, $\varphi(r)$ est une fonction d'onde scalaire et k_0 est le facteur de propagation de l'onde dans l'air:

$$\varphi(r) = \frac{1}{4\pi r} e^{-jk_0 r} \quad \text{Equation IV-14}$$

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} \quad \text{Equation IV-15}$$

Afin de simplifier les calculs qui vont suivre, on va exprimer la fonction dyadique de Green lorsque les conditions de champ lointain sont satisfaites:

$$\frac{r}{\lambda_0} \gg 1 \quad \text{Equation IV-16}$$

soit, en utilisant l'équation IV-15:

$$\frac{1}{k_0 r} \ll 1 \quad \text{Equation IV-17}$$

Dans ces conditions on peut simplifier la fonction dyadique de Green IV-13 comme suit:

$$\underline{\underline{G}}(\underline{r}) \cong \varphi(r) \{ \hat{\theta}\hat{\theta} + \hat{\phi}\hat{\phi} \} \quad \text{Equation IV-18}$$

- La condition de champ lointain rappelée plus haut permet de déduire aisément que seules les composantes du champ électrique orientées suivant $\hat{\theta}$ et $\hat{\phi}$ vont intervenir.
- De plus, le module du champ magnétique $|\vec{H}|$ peut se déduire de celui du champ électrique en remarquant que E et H obéissent aux conditions locales de l'onde plane,

$$|\vec{H}| = \frac{|\vec{E}|}{Z_0} \quad \text{Equation IV-19}$$

où Z_0 est l'impédance d'onde dans l'espace libre.

La simplification du champ lointain implique donc des limitations qu'on va rappeler. En termes pratiques il suffit que r soit de l'ordre de quelques longueurs d'onde pour être en condition de champ lointain, soit:

$$r \geq 3\lambda_0 \quad \text{Equation IV-20}$$

- Ainsi pour une prédiction à 3 m ($r=3m$), la longueur d'onde dans le vide doit être plus petite que 1 m, soit une fréquence supérieure à 300 MHz.

$$f \geq 300\text{MHz} \quad \text{Equation IV-21}$$

- Pour une prédiction à 10 m ($r=10m$), la longueur d'onde dans le vide doit être plus petite que 3 m, soit une fréquence supérieure à 90 MHz.

$$f \geq 90\text{MHz}$$

Equation IV-22

Pour des fréquences inférieures à ces limites, l'approximation du champ lointain va engendrer des erreurs systématiques. Mais il faut toutefois rappeler, comme nous l'avons dit dans le premier chapitre, que les mesures effectuées en chambre semi-anéchoïque sont également soumises à des erreurs de reproductibilité lorsqu'elles sont effectuées à une distance de 3 m et au dessous de la fréquence limite de 200 MHz.

La dyadique de Green $\underline{\underline{G}}(\underline{r} - \underline{r}')$ donnée dans la relation IV-12 est fonction de la variable $|\underline{r} - \underline{r}'| = d$, où \underline{r}' représente les coordonnées d'un point situé sur la structure portant la distribution de courant (Figure IV-5). D'après (IV-14) et (IV-18) cette fonction s'exprime:

$$\underline{\underline{G}}(\underline{r} - \underline{r}') \cong \frac{1}{4\pi d} e^{-jk_0 d} \left\{ \hat{\theta}\hat{\theta} + \hat{\phi}\hat{\phi} \right\}$$

Equation IV-23

Dans le but de simplifier encore le calcul de l'intégrale (IV-12), on va chercher la condition sur la distance "r" qui permet d'appliquer l'approximation de Fraunhofer [Franceschetti88] qui consiste à supposer que la source de rayonnement est ponctuelle:

$$r > r_{\min} = 2 \frac{D_{\max}^2}{\lambda_0}$$

Equation IV-24

où D_{\max} est la dimension la plus grande de l'élément rayonnant. Pour une carte à circuit imprimé, c'est la dimension longitudinale d'une piste rectiligne de grande longueur qu'on peut situer dans les cas les plus extrêmes comme égale à 20 cm:

$$r > r_{\min} = \frac{0,08}{\lambda_0}$$

Equation IV-25

Si on considère que la fréquence maximale explorée est de 1 GHz comme le considère la norme EN 55022, l'approximation de Fraunhofer ($\lambda_0 = 0,3$ m), est satisfaite à une distance au moins supérieure à 26 cm de la carte:

$$r > r_{\min} = 0,26\text{m}$$

Equation IV-26

Ainsi même pour des mesures pratiquées à $r=3$ m, l'approximation de Fraunhofer est implicitement vérifiée. Cette condition permet de simplifier l'exposant de la fonction exponentielle puisque:

$$d \cong r - \underline{r}' \cdot \hat{r} \quad \text{Equation IV-27}$$

La relation IV-23 devient:

$$\underline{\underline{G}}(\underline{r} - \underline{r}') \cong \frac{1}{4\pi r} e^{-jk_0 r} e^{jk_0 \hat{r} \cdot \underline{r}'} \left\{ \hat{\theta} \hat{\theta} + \hat{\phi} \hat{\phi} \right\} \quad \text{Equation IV-28}$$

soit:

$$\underline{\underline{G}}(\underline{r} - \underline{r}') \cong \varphi(r) e^{jk_0 \hat{r} \cdot \underline{r}'} \left\{ \hat{\theta} \hat{\theta} + \hat{\phi} \hat{\phi} \right\} \quad \text{Equation IV-29}$$

La source de courant qui intervient dans l'intégrale (IV-12) peut s'approcher ponctuellement à une distribution surfacique telle que:

$$\underline{\underline{J}}_{\varepsilon}(\underline{r}') = \underline{\underline{J}}_s(\underline{\rho}') \delta(z' - h) \quad \text{Equation IV-30}$$

où $\underline{\rho}'$ est un vecteur de surface, en posant $\underline{r}' = \underline{\rho}' + z' \hat{z}$ et h est la hauteur de la piste

Dès lors en exprimant l'impédance d'onde sous la forme $Z_0 = \frac{\mu\omega}{k_0}$, le champ électrique lointain est donné par la relation:

$$\underline{\underline{E}}(\underline{r}) = -j \frac{Z_0}{2r\lambda_0} e^{-jk_0 r} \left\{ \hat{\theta} \hat{\theta} + \hat{\phi} \hat{\phi} \right\} \iiint_V e^{jk_0 \hat{r} \cdot (\underline{\rho}' + z' \hat{z})} \cdot \underline{\underline{J}}_{\varepsilon}(\underline{r}') d^3(\underline{r}') \quad \text{Equation IV-31}$$

soit après l'utilisation de (IV-30), la source de courant étant confinée sur la surface S :

$$\underline{\mathbf{E}}(\underline{\mathbf{r}}) = -j \frac{Z_0}{2r\lambda_0} e^{-jk_0 r} e^{jk_0 h \hat{\mathbf{r}} \cdot \hat{\mathbf{z}}} \left\{ \hat{\theta}\hat{\theta} + \hat{\phi}\hat{\phi} \right\} \iint_{\mathcal{S}} e^{jk_0 \hat{\mathbf{r}} \cdot \underline{\rho}'} \cdot \underline{\mathbf{J}}_s(\underline{\rho}') d^2(\underline{\rho}') \quad \text{Equation IV-32}$$

Où on a utilisé la propriété de sélection de la fonction $\delta(z' - h)$ de Dirac.

Le vecteur unitaire $\hat{\mathbf{r}}$ peut s'exprimer en coordonnées cylindriques en fonction de la coordonnée angulaire θ , du vecteur unitaire $\hat{\mathbf{z}}$ et de $\hat{\rho}$:

$$\hat{\mathbf{r}} = \sin\theta \hat{\rho} + \cos\theta \hat{\mathbf{z}} \quad \text{Equation IV-33}$$

or le vecteur $\underline{\rho}'$ qui apparaît dans la relation IV-32 est dans le plan (x,y), il est donc toujours orthogonal au vecteur unitaire $\hat{\mathbf{z}}$, ainsi l'exponentielle qui apparaît dans la relation IV-32 s'écrit:

$$e^{jk_0 \hat{\mathbf{r}} \cdot \underline{\rho}'} = e^{jk_0 \sin\theta \hat{\rho} \cdot \underline{\rho}'} \quad \text{Equation IV-34}$$

Ainsi l'intégrale qui apparaît dans la relation IV-32 n'est autre que la transformée de Fourier de la densité de courant calculée pour la valeur de k égale à $k_0 \sin\theta \hat{\rho}$, car en général, la transformée de Fourier de la densité de courant s'écrit:

$$\text{FT}^2(\underline{\mathbf{J}}_s) = \tilde{\underline{\mathbf{J}}}_s(\underline{\mathbf{k}}) = \iint_{\mathcal{S}} \underline{\mathbf{J}}_s(\underline{\rho}') e^{-j\underline{\mathbf{k}} \cdot \underline{\rho}'} d^2(\underline{\rho}') \quad \text{Equation IV-35}$$

On obtient de cette manière l'expression suivante du champ électrique:

$$\underline{\mathbf{E}}(\underline{\mathbf{r}}) = -j \frac{Z_0}{2r\lambda_0} e^{-jk_0 r} e^{jk_0 h \cos\theta} \left\{ \hat{\theta}\hat{\theta} + \hat{\phi}\hat{\phi} \right\} \tilde{\underline{\mathbf{J}}}_s(k_0 \sin\theta \hat{\rho}) \quad \text{Equation IV-36}$$

Pour exprimer le produit scalaire $\left\{ \hat{\theta}\hat{\theta} + \hat{\phi}\hat{\phi} \right\} \tilde{\underline{\mathbf{J}}}_s(k_0 \sin\theta \hat{\rho})$, on va convertir la transformée de Fourier de la densité de courant en un vecteur formé de composantes orientées suivant les coordonnées cartésiennes x et y :

$$\underline{\tilde{J}}_s(k_0 \sin \theta \hat{\rho}) = A(k_0 \sin \theta \hat{\rho}) \hat{x} + B(k_0 \sin \theta \hat{\rho}) \hat{y} \quad \text{Equation IV-37}$$

où $A(k_0 \sin \theta \hat{\rho})$ et $B(k_0 \sin \theta \hat{\rho})$ sont les composantes orientées suivant les coordonnées cartésiennes x et y qui seront déduites en autre à partir de l'algorithme de calcul d'intégrité de signal présenté dans le chapitre III.

On aboutit finalement à l'expression suivante du champ électrique représenté dans les coordonnées cartésiennes de la Figure IV-5 [De Giorgi92]:

$$\underline{E}(\underline{r}) = -j \frac{Z_0}{2r\lambda_0} e^{-jk_0 r} e^{jk_0 h \cos \theta} \{P_{ex}(\theta, \varphi) \hat{x} + P_{ey}(\theta, \varphi) \hat{y} + P_{ez}(\theta, \varphi) \hat{z}\} \quad \text{Equation IV-38}$$

Avec:

$$P_{ex}(\theta, \varphi) = A(k_0 \sin \theta \hat{\rho}) \{ \cos^2 \theta \cos^2 \varphi + \sin^2 \varphi \} - B(k_0 \sin \theta \hat{\rho}) \{ \sin^2 \theta \cos \varphi \sin \varphi \}$$

$$P_{ey}(\theta, \varphi) = -A(k_0 \sin \theta \hat{\rho}) \{ \sin^2 \theta \cos \varphi \sin \varphi \} + B(k_0 \sin \theta \hat{\rho}) \{ \cos^2 \theta \sin^2 \varphi + \cos^2 \varphi \}$$

$$P_{ez}(\theta, \varphi) = -A(k_0 \sin \theta \hat{\rho}) \{ \sin \theta \cos \theta \cos \varphi \} - B(k_0 \sin \theta \hat{\rho}) \{ \sin \theta \cos \theta \sin \varphi \}$$

Cette expression permet de calculer le champ électrique rayonné par une distribution de courant de type quelconque à deux dimensions qui se propage sur une piste métallique de longueur quelconque positionnée dans l'espace libre à une distance h d'un plan de référence, ceci en condition de champ lointain. Le plan de référence sert à positionner la piste dans l'espace mais il ne s'agit pas d'un plan métallique.

IV.2.2 Rayonnement en présence de couches diélectriques et d'un plan métallique

La formulation exposée au paragraphe précédent va s'appliquer à un plan métallique couvert par un substrat diélectrique afin de calculer le rayonnement d'une ligne à microruban enterrée telle que celle représentée sur la Figure IV-7 et dont la section transverse est montrée sur la Figure IV-8. Le point d'observation P est repéré par le repère sphérique $(O, \hat{r}, \hat{\theta}, \hat{\varphi})$ dont l'origine est située au milieu du segment mais dont la côte z est repérée par rapport au plan métallique.

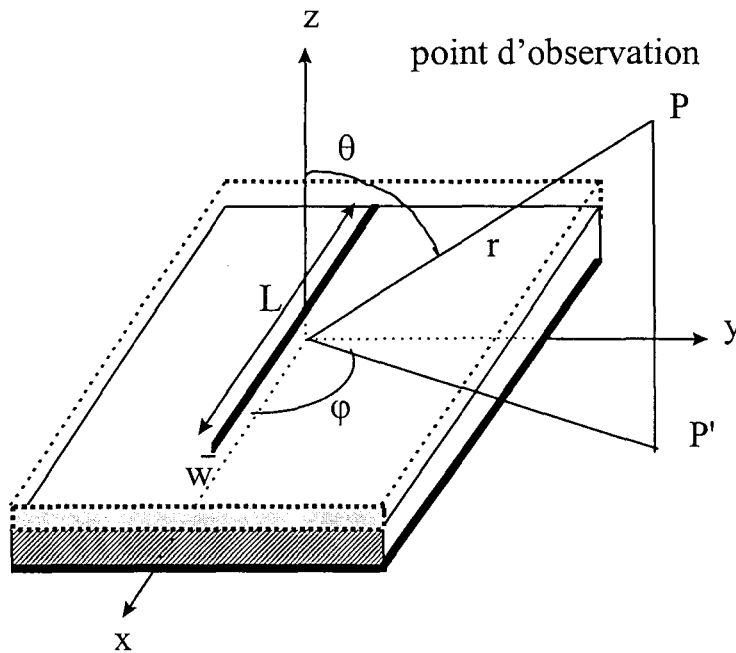


Figure IV-7: ligne à microruban enterrée

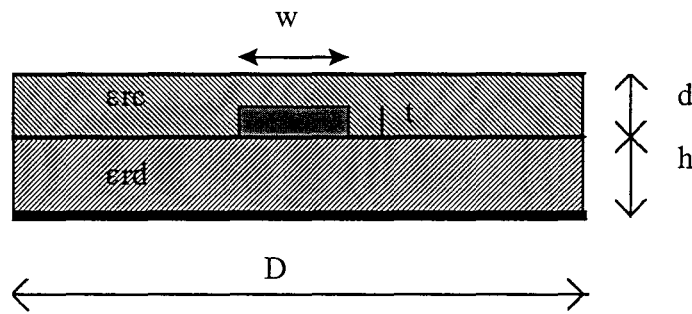


Figure IV-8: section transverse d'une ligne à microruban enterrée

En présence d'un contraste de permittivité diélectrique il faut cette fois considérer la fonction dyadique de Green du milieu stratifié qu'on note $\underline{\underline{G}}_d(\underline{r}-\underline{r}')$. L'équation (IV-12) devient:

$$\underline{E}(\underline{r}) = -j\omega\mu \iiint_V \underline{\underline{G}}_d(\underline{r}-\underline{r}') \cdot \underline{J}_\varepsilon(\underline{r}') d^3(\underline{r}') \quad \text{Equation IV-39}$$

La fonction dyadique de Green du milieu stratifié $\underline{\underline{G}}_d(\underline{r}-\underline{r}')$ ne présente pas une expression comme celle trouvée dans l'espace libre (IV-13). Ainsi, tenter de résoudre cette équation (IV-39) directement conduit à des intégrales dites de Sommerfeld [Sommerfeld41] que l'on peut résoudre numériquement. Mais cela aurait pour effet d'accroître le temps de calcul, ce qui va à l'encontre du but recherché par notre travail. On va montrer que les considérations précédentes faites en champ lointain permettent un calcul analytique.

On va tout d'abord regarder l'application au rayonnement d'un dipôle électrique élémentaire. La méthode consiste à mettre en oeuvre le principe de réciprocité pour calculer les fonctions de transfert de la structure multicouche. Considérons la Figure IV-9, le principe de réciprocité [Monteath73] consiste en deux étapes:

Soit $\underline{E}_1(\underline{r}_0)$ le champ lointain rayonné au point P par une distribution de courant $\underline{J}_1(\underline{r}_s)$ d'un dipôle élémentaire placé au sein d'un empilement de couches de diélectrique à la coordonnée \underline{r}_s , $\underline{J}_1(\underline{r}_s)$ peut s'écrire:

$$\underline{J}_1(\underline{r}_s) = J_0 \delta(\underline{r} - \underline{r}_s) \hat{p}_s \tag{Equation IV-40}$$

où \hat{p}_s est le vecteur unitaire porté par $\underline{J}_1(\underline{r}_s)$

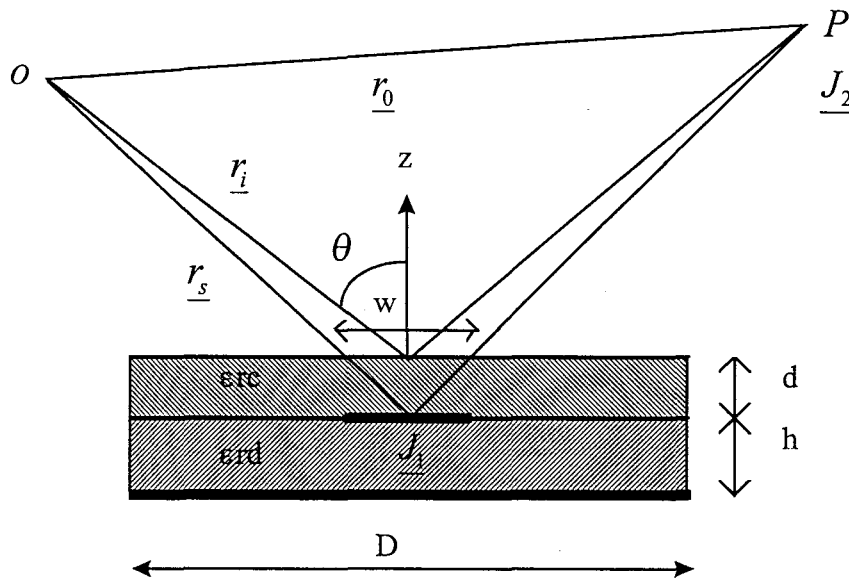


Figure IV-9: illustration du principe de réciprocité utilisé. O représente l'origine d'un système de référence

Soit $\underline{E}_2(\underline{r}_s)$ le champ lointain produit par une source de test $\underline{J}_2(\underline{r}_0)$ au point de coordonnées \underline{r}_s . La source $\underline{J}_2(\underline{r}_0)$ a été mise au point P de coordonnées \underline{r}_0 où on souhaite évaluer le champ, $\underline{J}_2(\underline{r}_0)$ peut s'écrire:

$$\underline{J}_2(\underline{r}_0) = J_0 \delta(\underline{r} - \underline{r}_0) \hat{p}_0 \tag{Equation IV-41}$$

où \hat{p}_0 est le vecteur unitaire porté par $\underline{J}_2(\underline{r}_0)$

On a choisi l'indice 1 pour désigner les champs électromagnétiques produits par $\underline{J}_1(\underline{r}_s)$ et l'indice 2 pour ceux produits par $\underline{J}_2(\underline{r}_0)$. Ainsi avec cette convention on note \underline{H}_1 le champ magnétique produit par $\underline{J}_1(\underline{r}_s)$ et \underline{H}_2 le champ magnétique produit par $\underline{J}_2(\underline{r}_0)$. Les sources électriques $\underline{J}_1(\underline{r}_s)$ et $\underline{J}_2(\underline{r}_0)$ produisent des champs électriques et magnétiques qui vérifient les équations de Maxwell:

$$\begin{cases} -\nabla \times \underline{E}_1 = j\omega\mu\underline{H}_1 \\ \nabla \times \underline{H}_1 = j\omega\varepsilon\underline{E}_1 + \underline{J}_1 \end{cases} \quad \text{Equation IV-42}$$

et:

$$\begin{cases} -\nabla \times \underline{E}_2 = j\omega\mu\underline{H}_2 \\ \nabla \times \underline{H}_2 = j\omega\varepsilon\underline{E}_2 + \underline{J}_2 \end{cases} \quad \text{Equation IV-43}$$

Les propriétés de l'analyse vectorielle permettent de regrouper les équations (IV-42) et (IV-43) sous la relation générique (IV-44) appelée lemme de Lorentz [Walter65]:

$$\nabla \cdot (\underline{E}_1 \times \underline{H}_2 - \underline{E}_2 \times \underline{H}_1) = \underline{J}_1 \cdot \underline{E}_2 - \underline{J}_2 \cdot \underline{E}_1 \quad \text{Equation IV-44}$$

Considérons maintenant un volume V qui entoure la structure rayonnante et intégrons la relation (IV-44) sur la totalité du volume, on obtient:

$$\iiint_V d^3\underline{r} (\nabla \cdot (\underline{E}_1 \times \underline{H}_2 - \underline{E}_2 \times \underline{H}_1)) = \iiint_V d^3\underline{r} [\underline{J}_1 \cdot \underline{E}_2 - \underline{J}_2 \cdot \underline{E}_1] \quad \text{Equation IV-45}$$

Le premier membre de l'équation précédente peut être transformé en une intégrale de surface en utilisant le théorème de Gauss. On note Σ la frontière du volume V et \hat{n} la normale à cette frontière Σ , on obtient la relation suivante appelée formulation intégrale du Lemme de Lorentz:

$$\oint_{\Sigma} d\Sigma \hat{n} \cdot (\underline{E}_1 \times \underline{H}_2 - \underline{E}_2 \times \underline{H}_1) = \iiint_V \underline{J}_1 \cdot \underline{E}_2 d^3\underline{r} - \iiint_V \underline{J}_2 \cdot \underline{E}_1 d^3\underline{r} \quad \text{Equation IV-46}$$

Les sources $\underline{J}_1(\underline{r}_s)$ et $\underline{J}_2(\underline{r}_0)$ sont confinées dans une région mais sont suffisamment éloignées pour qu'elles se trouvent mutuellement en condition de champ lointain. Sur le volume V dont on fait tendre la frontière Σ vers l'infini et donc loin des deux sources $\underline{J}_1(\underline{r}_s)$ et $\underline{J}_2(\underline{r}_0)$, les champs \underline{E}_1 , \underline{H}_1 , \underline{E}_2 , \underline{H}_2 deviennent négligeables.

Dans cette condition l'intégrale de surface définie dans la relation précédente est nulle, on obtient:

$$\iiint_V \underline{J}_1 \cdot \underline{E}_2 d^3 \underline{r} = \iiint_V \underline{J}_2 \cdot \underline{E}_1 d^3 \underline{r} \quad \text{Equation IV-47}$$

Or les sources \underline{J}_1 et \underline{J}_2 sont des distributions localisées de part les relations (IV-40) et (IV-41), nous pouvons donc finalement écrire le produit scalaire suivant:

$$\hat{p}_0 \cdot \underline{E}_1(\underline{r}_0) = \hat{p}_s \cdot \underline{E}_2(\underline{r}_s) \quad \text{Equation IV-48}$$

La relation précédente permet de calculer $\underline{E}_1(\underline{r}_0)$ une fois que l'on a déterminé en \underline{r}_s le champ électrique $\underline{E}_2(\underline{r}_s)$ rayonné par la source de test. Nous avons donc transformé le problème complexe du calcul de rayonnement en un problème d'interaction d'une onde plane avec une structure stratifiée munie d'un plan métallique de dimensions infinies. Ce nouveau problème à résoudre est bien plus simple dans la mesure où le champ incident à l'interface air-diélectrique est assimilable localement à une onde plane dont la composante radiale est négligeable devant les composantes transversales. Ensuite il suffit d'exploiter le produit scalaire explicité plus haut pour obtenir finalement le champ $\underline{E}_1(\underline{r}_0)$ rayonné par la ligne à microruban enterrée. L'approximation réalisée par la méthode dans les basses fréquences évoquée plus haut se retrouve aussi quand on applique le principe de réciprocité qui nécessite la condition de champ lointain.

On veut calculer le champ électrique $\underline{E}_2(\underline{r}_s)$. Pour cela on doit résoudre un problème d'interaction d'une onde plane avec la structure à l'étude. Pour pouvoir traiter analytiquement la réfraction à l'interface air-diélectrique, il est nécessaire de supposer que le champ incident $\underline{E}_2(\underline{r}_i)$ à l'interface air-diélectrique est localement une onde plane. On analyse alors le champ dans une petite région à l'interface air-diélectrique, ce qui permet d'appliquer la théorie de l'optique géométrique: l'onde qui arrive à l'interface peut ne pas être considérée comme une onde sphérique mais comme une onde plane portée par un rayon qui vient du point P. On suppose que cette onde plane arrive sur l'interface air-diélectrique dans le plan (y,z) avec un angle d'incidence θ par rapport à la normale à l'interface z (Figure IV-10).

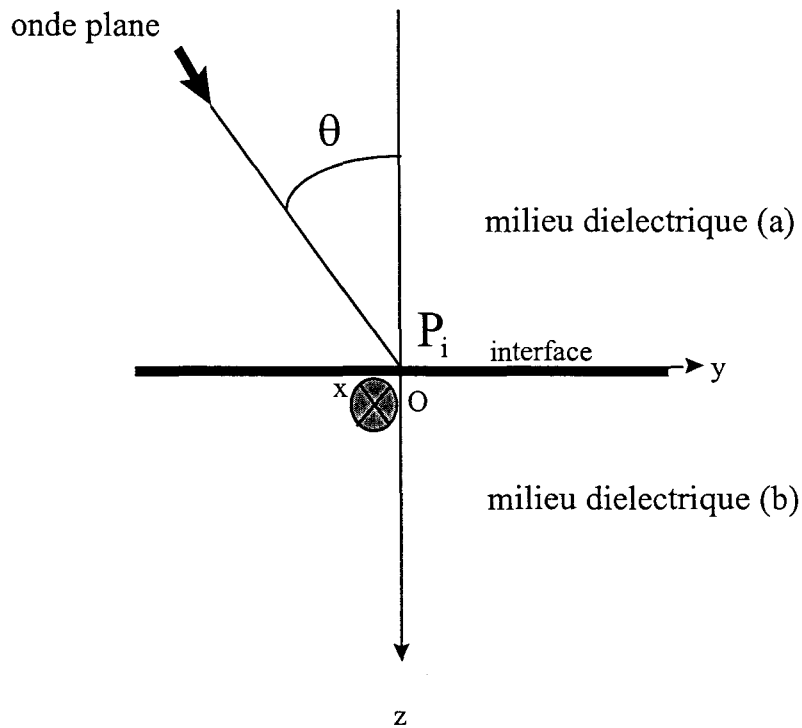


Figure IV-10: Interaction entre l'onde plane émise au point P et la structure stratifiée

L'onde plane de polarisation quelconque peut être divisée à l'interface air-diélectrique en deux ondes planes polarisées [Collin60]. La première a le champ électrique tangent à l'interface air-diélectrique, dans notre cas selon la direction x (Figure IV-11), il s'agit donc d'une onde de polarisation Transverse Electric TE ($E_z = 0$). L'autre onde a le champ magnétique tangent à l'interface air-diélectrique, il s'agit donc d'une onde de polarisation Transverse Magnétique TM ($H_z = 0$). On a :

$$\underline{E}_2(P_i) = \underline{E}_{2TE}(P_i) + \underline{E}_{2TM}(P_i) \quad \text{Equation IV-49}$$

On va traiter ensuite la réfraction des deux ondes $\underline{E}_{2TE}(P_i)$ et $\underline{E}_{2TM}(P_i)$ au travers des couches de diélectrique en superposant leurs effets.

La structure stratifiée perpendiculaire à \hat{z} est un guide d'onde d'axe \hat{z} , transversalement homogène mais dont la section transversale sera supposée illimitée. Cette analogie est rendue possible en utilisant le formalisme modal [Felsen73, chap.2,3] [Wait62, chap.2] et permet de formuler le problème à partir d'un circuit équivalent qui tient compte de l'hétérogénéité du milieu. La théorie modale permet ainsi d'exprimer les champs et les sources en une base d'autovecteurs qui est fonction des coordonnées perpendiculaires à \hat{z} alors que la dépendance selon la variable longitudinale \hat{z} est obtenue en résolvant un système d'équations scalaires formellement identique à celui qui est vérifié par les lignes de transmission.

Traisons le cas de l'onde de polarisation TE en faisant référence à la Figure IV-11.

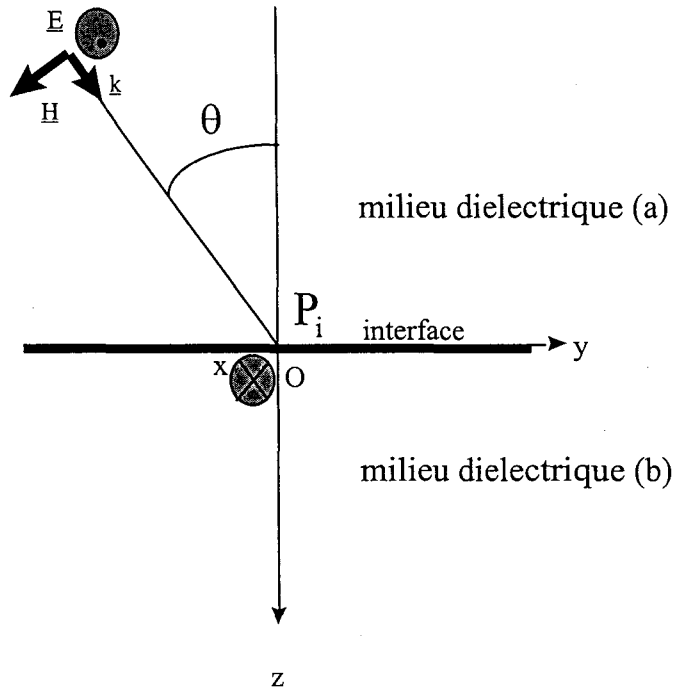


Figure IV-11: Intéraction entre l'onde TE et la structure stratifiée

Le champ électromagnétique dans le repère cartésien (Oxyz) s'écrit:

$$\begin{cases} \underline{E}(y, z) = -E^+ e^{(-jk_y y - jk_z z)} \hat{x} \\ \underline{H}(y, z) = \frac{1}{\omega\mu} \underline{k} \times \underline{E} = \left(-\frac{k_z}{\omega\mu} \hat{y} + \frac{k_y}{\omega\mu} \hat{z} \right) E^+ e^{(-jk_y y - jk_z z)} \end{cases} \quad \text{Equation IV-50}$$

Où E^+ caractérise l'amplitude de l'onde incidente et où k_y et k_z correspondent aux projections du nombre d'onde k portées par la direction de propagation de l'onde plane, soit:

$$k_y = k \sin\theta, \quad k_z = \sqrt{k^2 - k_y^2} \quad \text{Equation IV-51}$$

Exprimons les composantes transversales du champ:

$$\begin{cases} \underline{E}_t(y, z) = \left[-E^+ e^{-jk_y y} \hat{x} \right] e^{-jk_z z} \\ \underline{H}_t(y, z) = \frac{k_z}{\omega\mu} \left[-E^+ e^{(-jk_y y)} \hat{y} \right] e^{-jk_z z} \end{cases} \quad \text{Equation IV-52}$$

Ces relations sont tout à fait semblables à celles qui gèrent la propagation sur une ligne de transmission dont l'impédance caractéristique et la constante de propagation auraient pour valeur:

$$Z_c = \frac{\omega\mu}{k_z}, \quad k_z = \sqrt{k^2 - k_y^2} \quad \text{Equation IV-53}$$

L'exploitation de l'analogie avec la théorie des lignes n'est toutefois possible qu'à condition que le passage aux limites entre les différents milieux se fasse de manière continue. Ainsi à la surface de séparation de la couche diélectrique et de l'air ($z=0$), ces conditions données par les composantes tangentielles à cette surface des champs électriques et magnétiques s'expriment:

$$\begin{cases} E_a^+ e^{-jk_y y} + E_a^- e^{-jk_y y} = E_b^+ e^{-jk_y y} \\ \frac{k_{za}}{\omega\mu_a} [E_a^+ e^{-jk_y y} + E_a^- e^{-jk_y y}] = \frac{k_{zb}}{\omega\mu_b} E_b^+ e^{-jk_y y} \end{cases}$$

où E_a^+ représente l'amplitude de l'onde incidente dans le milieu (a), l'air par exemple; E_a^- l'amplitude de l'onde réfléchiée dans le milieu (a) et E_b^+ l'amplitude de l'onde transmise dans le milieu (b), un couvercle diélectrique par exemple.

La composante transversale de la constante de propagation, k_y est ici la même pour l'onde incidente, l'onde réfléchiée et l'onde transmise afin de satisfaire les conditions de continuité quelque soit y . Le modèle proposé est donc réaliste pour le phénomène que l'on veut représenter.

D'une manière similaire l'onde TM peut être traitée [Franceschetti88] par une ligne de transmission équivalente d'impédance caractéristique et de constante de propagation:

$$Z_c = \frac{k_z}{\omega\epsilon}, \quad k_z = \sqrt{k^2 - k_x^2}, \quad k_x = k \cos\theta \quad \text{Equation IV-54}$$

Dans le cas de la ligne à microruban enterrée on peut assimiler le substrat et la couche diélectrique qui le recouvre à la mise en cascade de trois lignes de transmission court-circuitée en extrémité comme l'indique la Figure IV-12. La ligne 1 d'impédance Z_0 correspond à l'air, la ligne 2 d'impédance Z_c et de constante de propagation β_c au couvercle diélectrique d'épaisseur d , la ligne 3 d'impédance Z_d et de constante de propagation β_d au substrat diélectrique d'épaisseur h . Le plan métallique est représenté par le court-circuit. Le segment de piste responsable du rayonnement se trouve sur l'interface B.

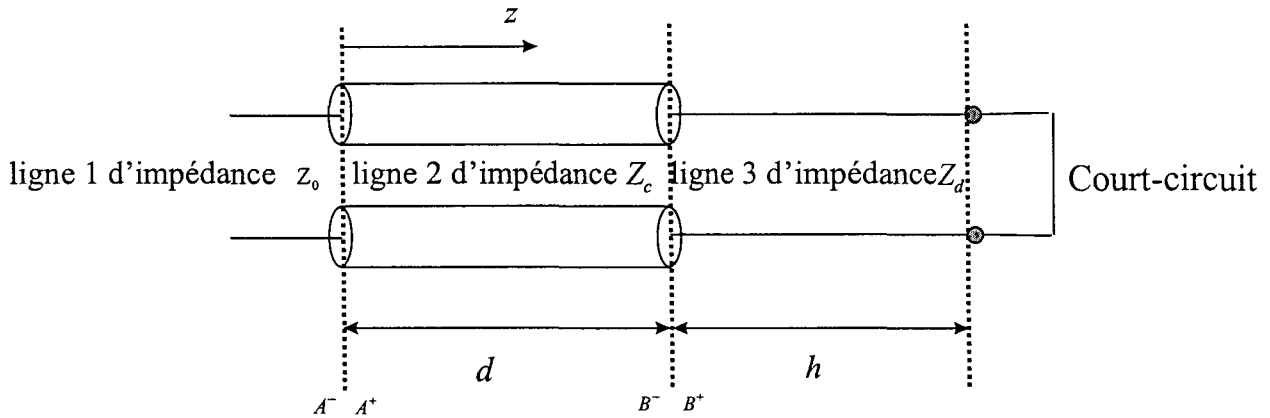


Figure IV-12: Théorie modale appliquée à une ligne à microruban enterrée. La ligne 1 d'impédance Z_0 correspond à l'air, la ligne 2 d'impédance Z_c et de constante de propagation β_c au couvercle diélectrique d'épaisseur d , la ligne 3 d'impédance Z_d et de constante de propagation β_d au substrat diélectrique d'épaisseur h . Le plan métallique est représenté par le court-circuit. Le segment de piste de la ligne à microruban se trouve sur l'interface B.

De cette façon on fait correspondre à la composante α ($\alpha=TE, TM$) du champ électrique $\underline{E}_2(\underline{r}_s)$ au niveau de la piste, produit par la source $\underline{J}_2(\underline{r}_0)$, la tension totale V_B^α dans la section B de la Figure IV-12. La source $\underline{J}_2(\underline{r}_0)$ produit un champ progressif dans le milieu (a) qui correspond à une onde progressive dans la ligne de transmission 1 de la Figure IV-12. L'effet de la source $\underline{J}_2(\underline{r}_0)$ dans la section B peut donc se caractériser par une fonction de transfert $T_\alpha(\theta)$ qui est fonction de l'angle d'incidence θ de l'onde plane qui provient de la source $\underline{J}_2(\underline{r}_0)$:

$$T_\alpha(\theta) = \frac{V_B^\alpha}{V_{A^-}^{\alpha+}} \quad \text{Equation IV-55}$$

Où $V_{A^-}^{\alpha+}$ est la tension qui correspond à la composante α du champ progressif dans le milieu (a).

En généralisant le formalisme des lignes de transmission [Demoulin97], la fonction de transfert peut s'exprimer en fonction des coefficients de réflexion dans les plans A et B de la Figure IV-12:

$$T_\alpha(\theta) = \frac{V_B^\alpha}{V_{A^-}^{\alpha+}} = e^{-jd\beta_c^\alpha} (1 + \Gamma_{B^-}^\alpha) \frac{(1 + \Gamma_{A^-}^\alpha)}{(1 + \Gamma_{A^+}^\alpha)} \quad \text{Equation IV-56}$$

où $\Gamma_{B^-}^\alpha$, $\Gamma_{A^-}^\alpha$, $\Gamma_{A^+}^\alpha$ sont des coefficients de réflexion qui peuvent être déterminés en fonction de la constante de propagation et de l'impédance caractéristique du mode TE ou TM considéré [Magli94]. Dans l'Annexe IV.2 on donne une dérivation et une discussion plus précise de l'équation IV-56. On obtient ainsi deux fonctions de transfert T_{TE} et T_{TM} qui décrivent parfaitement la succession des couches présentes entre le plan de masse de la ligne à micro-ruban et l'air et qui permettent de déterminer $\underline{E}_{2TEt}(\underline{r}_s)$ et $\underline{E}_{2TMt}(\underline{r}_s)$. Dans le cadre de notre travail les fonctions de transfert ont été calculées pour une structure stratifiée présentant un couvercle et un substrat diélectrique mais le traitement des deux modes TE et TM peut être fait d'une manière identique dans une structure présentant un nombre quelconque de couches diélectriques [Magli94]. Il est alors possible de déterminer le champ $\underline{E}_1(\underline{r}_0)$ à partir de la connaissance du champ $\underline{E}_2(\underline{r}_s)$ qui est la superposition des champs produits par les ondes TE et TM:

$$\hat{p}_0 \cdot \underline{E}_1(\underline{r}_0) = \hat{p}_s \cdot \underline{E}_2(\underline{r}_s) = \hat{p}_s \cdot [\underline{E}_{2TE}(\underline{r}_s) + \underline{E}_{2TM}(\underline{r}_s)] \quad \text{Equation IV-57}$$

Le principe de réciprocité et le traitement de l'interaction d'une onde plane avec la structure stratifiée nous a permis de considérer le rayonnement d'un dipôle élémentaire placé au sein d'une structure stratifiée de diélectrique au dessus d'un plan métallique. On veut maintenant déterminer l'expression du champ rayonné par la même structure stratifiée mais pour laquelle le dipôle est remplacé par une piste de longueur quelconque parcourue par une distribution de courant de type quelconque à deux dimensions.

Il suffit alors d'étendre le raisonnement du paragraphe IV.2.1 en tenant compte du fait qu'apparaît la dyadique de Green du milieu stratifié ainsi que la décomposition des modes TE et TM, on obtient une expression pour le champ électrique rayonné par la ligne à microruban enterrée similaire à celle trouvée au paragraphe IV.2.1:

$$\underline{E}(\underline{r}) = -j \frac{Z_0}{2r\lambda_0} e^{-jk_0 r} e^{jk_0 h \cos\theta} \{P'_{ex}(\theta, \varphi) \hat{x} + P'_{ey}(\theta, \varphi) \hat{y} + P'_{ez}(\theta, \varphi) \hat{z}\} \quad \text{Equation IV-58}$$

où:

$P'_{ex}(\theta, \varphi)$, $P'_{ey}(\theta, \varphi)$ et $P'_{ez}(\theta, \varphi)$ sont des fonctions de transfert d'onde plane du milieu constitué des différentes couches de diélectrique, elles dépendent:

- des coordonnées sphériques du point d'observation où l'on veut calculer le champ dans le système de référence local au segment de piste considéré et des fonctions de transfert T_{TE} et T_{TM}

- de la transformée de Fourier spatiale de la densité de courant qui se trouve sur le segment de piste considéré

Ainsi comme dans l'espace libre, l'expression de la fonction de Green permet d'écrire le champ électrique comme produit d'un terme fonction de la position (θ, φ) et de la section transverse de la ligne (T_{TE} et T_{TM}) d'une part et de la double transformée de Fourier de la densité de courant de l'autre. Le raisonnement tenu au paragraphe IV.2.1 reste valable en tenant compte de la présence des couches diélectriques contenue dans les fonctions de transfert $T(\theta)$.

La formulation obtenue est purement analytique et valable pour le champ lointain. Elle ne nécessite aucune segmentation de la ligne et elle tient compte de l'influence des couches diélectriques dans le calcul du champ rayonné par les lignes à microruban.

Examinons maintenant comment on peut calculer analytiquement la transformée de Fourier spatiale de la densité de courant à partir des informations fournies par l'algorithme de calcul d'intégrité de signal. Comme on l'a déjà dit dans la partie IV.2 on peut supposer que seul le mode quasi-TEM se propage sur les lignes à microruban (de longueur finie). De plus, l'épaisseur t des pistes est négligeable devant la longueur L et la largeur w des pistes, la distribution de courant est donc surfacique, on l'appelle \underline{J}_e (il s'agit de \underline{J}_1 quand on a introduit le principe de réciprocité). Enfin vu que la longueur L des pistes est très grande devant leur largeur w , la distribution de courant peut être considérée uniforme dans le sens de la largeur des pistes. On suppose que \underline{J}_e est essentiellement orientée selon l'axe \hat{x} du segment considéré (Figure IV-13).

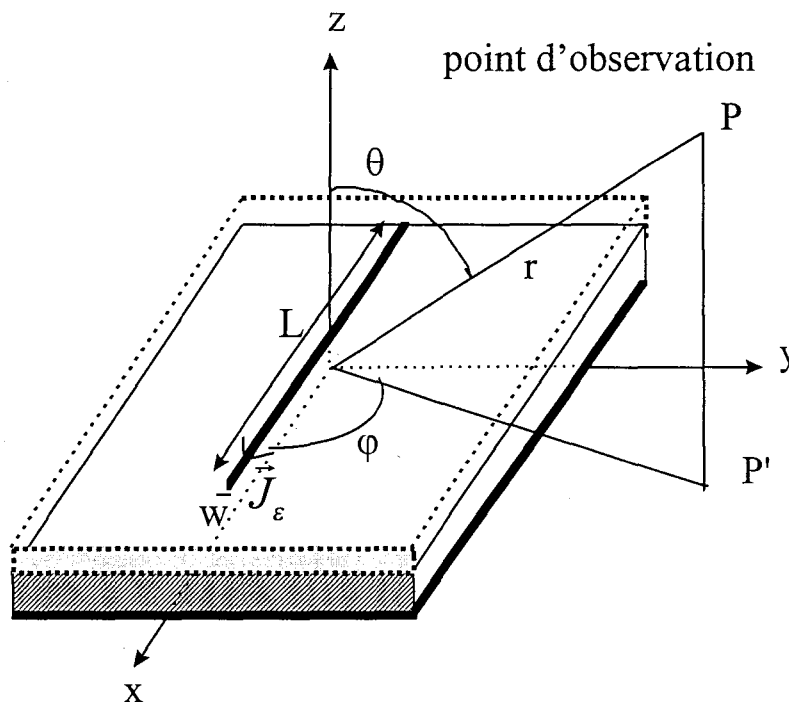


Figure IV-13: Distribution de courant sur la ligne à micro-ruban

La distribution de courant peut alors être déterminée par TLT en connaissant la tension et le courant à une des deux extrémités de la piste rectiligne, informations fournies par l'algorithme de calcul d'intégrité de signal:

$$\underline{J}_\varepsilon = \frac{1}{W} \text{rect}\left(\frac{y}{W}\right) \left\{ (I_1^+ e^{-j\beta x} + I_1^- e^{+j\beta x}) \text{rect}\left(\frac{x}{L}\right) \right\} \hat{x} \quad \text{Equation IV-59}$$

avec:

$$I_1^+ = \frac{1}{2} \left(i[f] + \frac{v[f]}{Z_c} \right) \quad \text{et} \quad I_1^- = \frac{1}{2} \left(i[f] - \frac{v[f]}{Z_c} \right) \quad \text{Equation IV-60}$$

où:

- $\text{rect}\left(\frac{x}{L}\right)$ est la fonction porte:

$$\text{rect}\left(\frac{x}{L}\right) = 1 \quad \text{si } x \text{ est compris dans l'intervalle } [-L/2, L/2] \quad (\text{Figure IV-13})$$

$$\text{rect}\left(\frac{x}{L}\right) = 0 \quad \text{si } x \text{ n'est pas compris dans l'intervalle } [-L/2, L/2]$$

- β est le facteur de propagation de l'onde guidée
- Z_c est l'impédance caractéristique du segment de piste.
- $i[f]$ et $v[f]$ représentent le courant et la tension à une des extrémités du segment de piste (l'extrémité à gauche a été choisie dans notre travail) dans le domaine fréquentiel.

La transformée de Fourier spatiale de la densité de courant $\text{FT}^2(\underline{J}_\varepsilon)$ s'écrit:

$$\text{FT}^2(\underline{J}_\varepsilon) = \iint_S \underline{J}_\varepsilon(\underline{\rho}') e^{-j\mathbf{k} \cdot \underline{\rho}'} d^2(\underline{\rho}') \quad \text{Equation IV-61}$$

Où $\underline{\rho}'$ est un vecteur de surface

La transformée de Fourier est déterminée analytiquement.

Cependant l'algorithme de calcul d'intégrité de signal fournit $i[t]$ et $v[t]$ dans le domaine temporel. Il sera donc nécessaire transformer ces informations dans le domaine fréquentiel.

IV.3 Intégration dans l'environnement logiciel de simulation après routage

IV.3.1 La Transformée de Fourier Rapide (FFT)

La formulation utilisant la dyadique de Green s'exprime dans le domaine harmonique et est valable pour des signaux quelconques qui se propagent sur les pistes d'une carte. Il est nécessaire, nous l'avons dit, de transformer les informations qui proviennent de l'algorithme de calcul d'intégrité de signal dans le domaine fréquentiel. Pour cela on utilise une Transformée de Fourier Rapide (FFT).

Pour appliquer correctement l'algorithme de FFT il faut prendre garde à respecter la condition de Shannon¹ [Demoulin93] pour l'échantillonnage des signaux afin d'éviter des phénomènes de repliement spectral. On doit avoir:

$$F_{\text{échantillonnage}} > 2F_{\text{max}}$$

Equation IV-62

Où $F_{\text{échantillonnage}}$ est la fréquence d'échantillonnage du signal de la FFT et F_{max} est la plus grande fréquence significative du spectre du signal. Dans le cas d'un signal sinusoïdal, F_{max} est égale à la fréquence f_0 du signal. Dans le cas d'un signal périodique non sinusoïdal, elle peut être déterminée en observant le gabarit spectral du signal. Par exemple, on a illustré dans la figure II-36 du chapitre II le spectre du signal trapézoïdal qui sera utilisé durant la validation de la méthode.

Nous ne traiterons pas dans la thèse le rayonnement des pistes de masse et d'alimentation où circule des courants dus à la commutation simultanée des composants numériques bien que leur rayonnement puisse être important, comme nous l'avons dit dans le chapitre II.

La largeur de la fenêtre temporelle T nécessaire à l'évaluation de la FFT est aussi fonction de la période du signal. En effet elle doit représenter une valeur multiple de ce paramètre pour éviter tout artefact de troncature (phénomène de Gibbs). Nous avons choisi T égale à une période du signal à traiter et il n'est pas nécessaire d'appliquer des fenêtres correctives comme celle de Hamming. En effet prenons l'exemple d'un signal d'horloge à 10 MHz, la fenêtre durera toute la période du signal soit 100 ns, temps suffisant pour que les phénomènes de sous-tension qui peuvent apparaître lors du front descendant soit atténués: on s'assure ainsi que le signal soit retourné à zéro avant d'appliquer l'algorithme de FFT. Dans le cas d'un signal d'horloge à 100 MHz, il est possible que le signal ne soit pas retourné complètement à zéro à l'extrémité temporelle de la fenêtre. Mais vu que l'on s'intéresse au spectre allant jusqu'à 1 GHz, la troncature aura peut d'effet sur les dix premières harmoniques recherchées. D'autre part Il faut choisir convenablement la période d'échantillonnage imposée par le simulateur (TSTEP appelée T dans le

¹ Appelée aussi condition de Nyquist

chapitre III) vis à vis de cette fenêtre. Pour cela il suffit de prendre une période d'échantillonnage du simulateur inférieure à celle de la FFT:

$$TSTEP < \frac{1}{F_{\text{echantillonnage}}}$$

Equation IV-63

Les observations faites dans le chapitre III concernant le choix de la période d'échantillonnage du simulateur restent valables.

IV.3.2 Schéma de l'intégration

La Figure IV-14 représente le schéma de l'intégration de l'outil de prédiction au sein de l'environnement logiciel de simulation après routage.

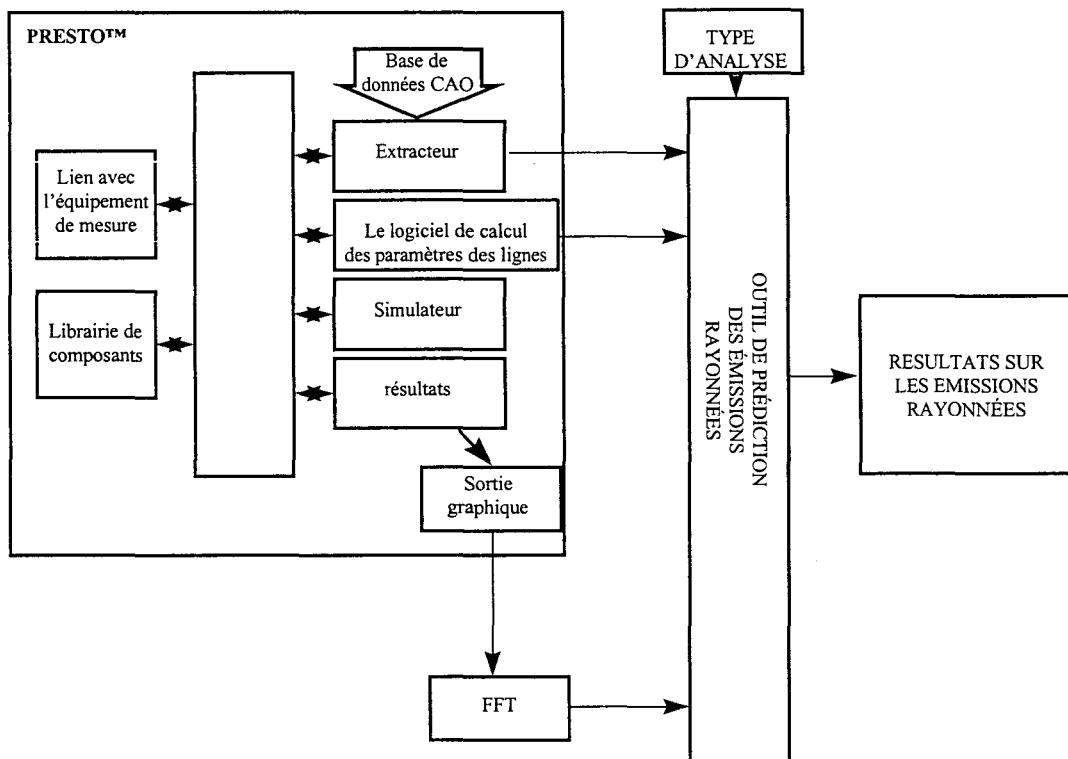


Figure IV-14: L'outil de prédiction des émissions rayonnées intégré dans l'environnement logiciel de simulation après routage

Tout d'abord l'environnement logiciel de simulation après routage utilise l'algorithme de calcul d'intégrité de signal pour effectuer une simulation de la tension et du courant aux extrémités de chaque segment rectiligne que composent les pistes sélectionnées. La FFT transforme alors ces informations dans le domaine fréquentiel.

Ensuite l'outil de prédiction lit les informations topologiques et géométriques relatives aux segments rectilignes de chaque interconnexion sélectionnée à partir de l'extracteur ainsi que les paramètres électriques des lignes correspondantes.

La contribution du rayonnement de chaque ligne rectiligne est alors calculée dans un repère local attaché à la piste considérée et dont l'origine est située au centre de la ligne mais dont la cote z est repérée par rapport à un plan métallique.

Le champ total est alors obtenu en effectuant la somme vectorielle de chaque contribution dans un repère absolu lié à la carte et dont l'origine est située sur un des plans métalliques de la carte.

Les résultats que l'on obtient dépendent du type d'analyse souhaité. Il est possible de prédire le spectre de rayonnement d'un certain nombre de pistes ou bien de toutes les lignes à microruban d'une carte selon une disposition quelconque de celle-ci par rapport au plan métallique de la chambre et à l'antenne de mesure, et qui peut être celle imposée par la norme EN 55022. On peut aussi obtenir le diagramme de rayonnement produit par les pistes d'une carte à une fréquence donnée en suivant un point d'observation placé sur un plan perpendiculaire à la carte et par une orientation quelconque du point d'observation.

Pour une carte multicouches présentant plusieurs plans métalliques mis à des potentiels différents. L'outil logiciel réalisé repère les plans les plus externes et traite la section transverse située entre ces plans et l'air du côté haut et bas de la carte comme des lignes à microruban éventuellement enterrées dont il calcule la somme des contributions au champ rayonné selon le point d'observation choisi. Pour une position d'observation située en regard du côté haut de la carte, n'interviennent que les lignes situées sur le côté haut de part l'hypothèse de plan infini utilisée dans la méthode. Les structures striplines ne sont pas prises en compte dans la méthode.

IV.4 Validations de la méthode de la dyadique de Green

IV.4.1 Confrontation à des méthodes numériques ou au formalisme du rayonnement des antennes

Afin de valider l'approche choisie nous allons étudier le rayonnement de structures élémentaires dont on connaît bien le diagramme de rayonnement. La validation va d'abord porter sur l'outil de simulation du rayonnement dans lequel la distribution de courant sera définie par une loi indépendante du résultat issu de la simulation d'intégrité de signal. Le but est de comparer les caractéristiques du champ rayonné obtenu avec l'outil de simulation au champ déterminé par d'autres approches utilisant le formalisme du rayonnement des antennes appliqué à des dipôles électriques [Leroux95]. Les comparaisons qui suivent portent sur des diagrammes de rayonnement calculés à une seule fréquence. Des comparaisons sur plusieurs fréquences seront présentées dans la partie IV.4.2. réservée à la validation expérimentale.

Dans un premier temps le rayonnement d'un dipôle électrique de longueur L placé à une distance h d'un plan métallique de dimensions infinies est analysé. On veut tester l'outil dans des conditions où la théorie des images s'applique pour un dipôle électrique au voisinage d'un plan métallique et apprécier l'évolution du diagramme de rayonnement quand la distance du dipôle au plan métallique varie. Le dispositif étudié est représenté sur la Figure IV-15, sa section transverse est montrée sur la Figure IV-16.

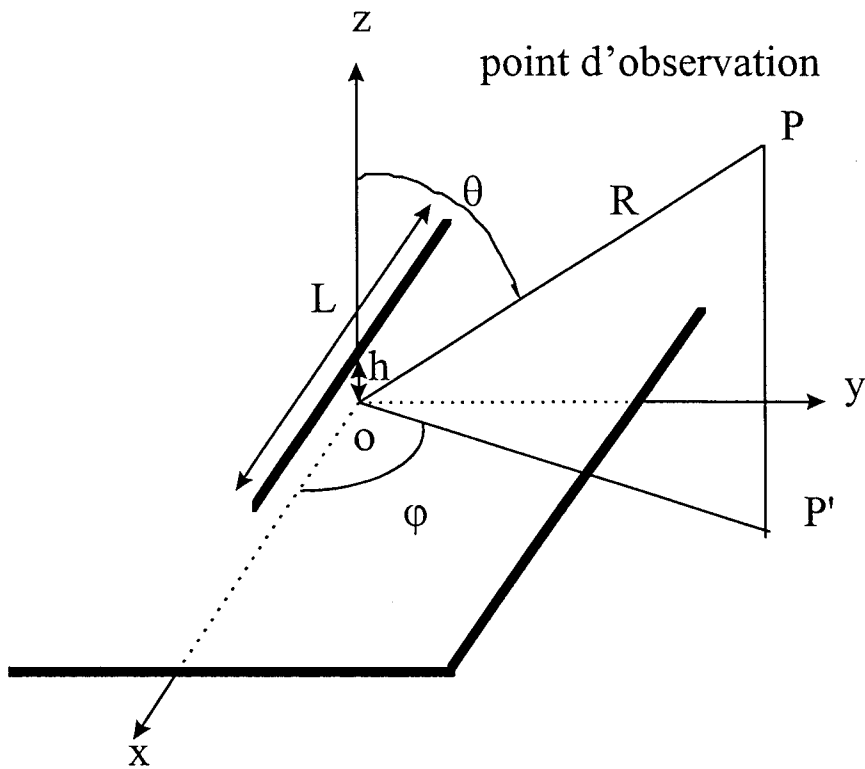


Figure IV-15: Dipôle électrique de longueur L placé à une distance h d'un plan métallique. Le point P est le point d'observation où le champ électrique est calculé, il est situé à une distance R du centre O du repère choisi pour référencer la structure

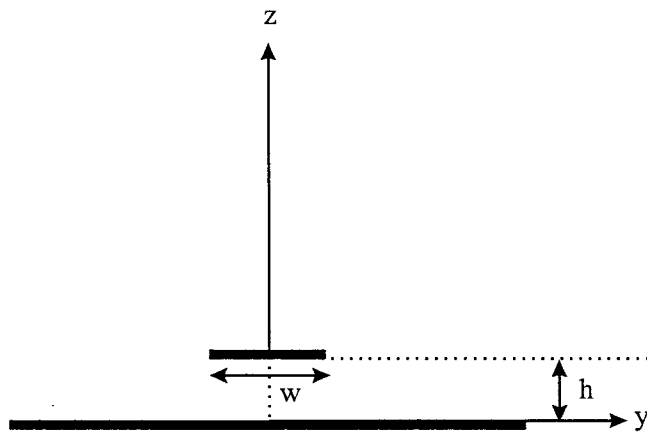


Figure IV-16: Section transverse de la structure à l'étude

Il est connecté à une source de signal sinusoïdal de fréquence f et d'amplitude maximale I . Ses dimensions et les conditions de la simulation sont les suivantes:

- largeur du dipôle $w = 1\text{ mm}$
- longueur du dipôle $L = 0.4\text{ m}$
- point d'observation situé à une distance $R = 10\text{ m}$
- $f = 75\text{ MHz} \Rightarrow \lambda = 4\text{ m}$
- $I = 1\text{ A}$

Nous avons choisi la distance R de manière à ce qu'elle soit plus grande que la longueur d'onde: $R > \lambda$, par contre la longueur L du dipôle est choisie très petite devant la longueur d'onde: $L \ll \lambda$. Ces conditions nous permettent de comparer les résultats de notre méthode avec ceux obtenus par la formule classique du champ produit par un réseau équivalent à deux dipôles de Hertz distants de $2h$, ceci en condition de champ lointain (théorie des images) [Paul92].

Les diagrammes de rayonnement de la Figure IV-17 et de la Figure IV-18 comparent la variation du champ dans un plan H perpendiculaire à l'axe du dipôle (si on regarde la Figure IV-15, θ varie entre 0 et 90 degrés et $\varphi = 90$ degrés). Deux hauteurs différentes du dipôle vis à vis du plan de masse seront considérées: $h = 1\text{ m}$ et $h = 1\text{ cm}$.

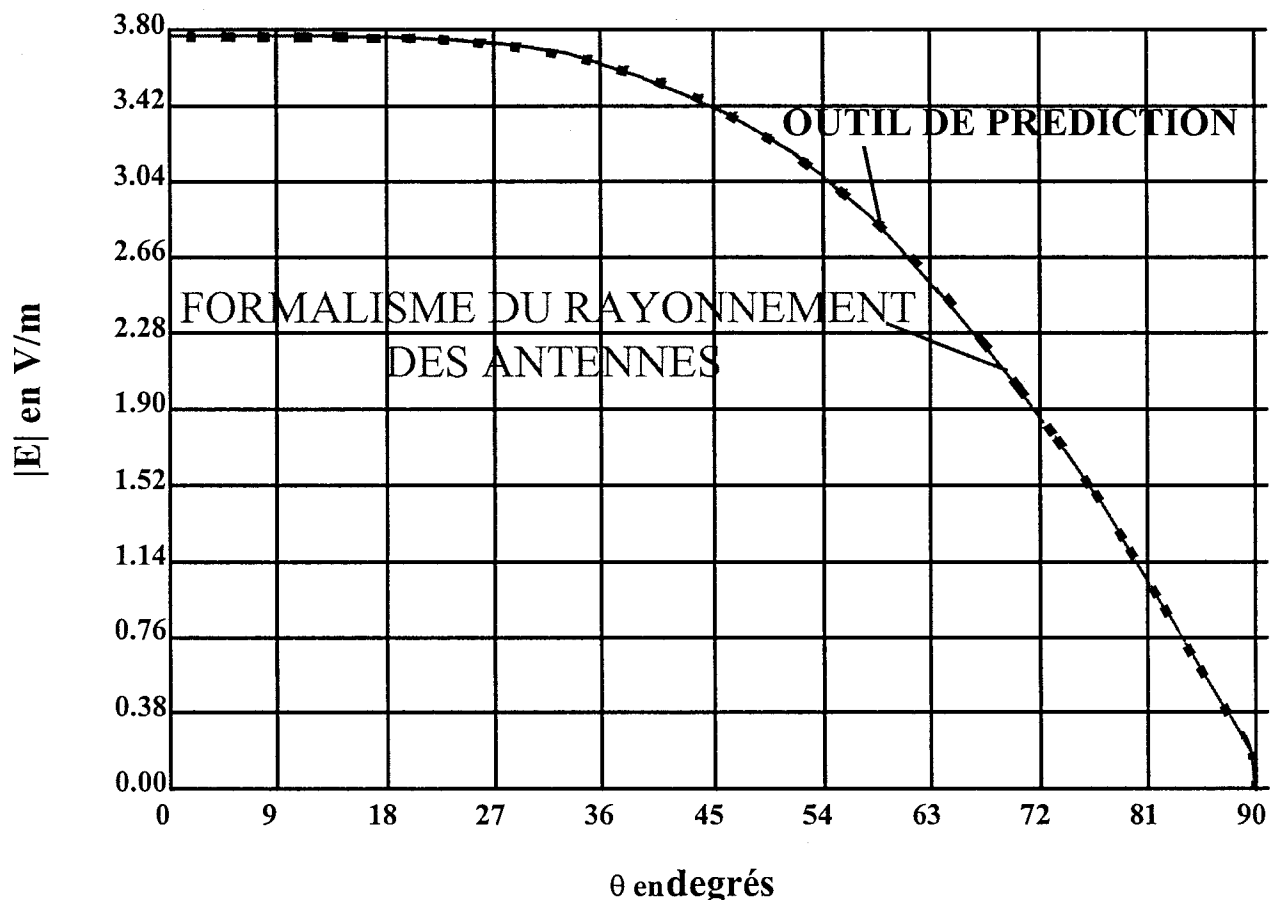


Figure IV-17: Diagramme de rayonnement en plan H pour un dipôle électrique de longueur L placé à une distance $h=1\text{ m}$ d'un plan métallique de dimensions infinies, comparaison entre les résultats obtenus avec l'outil de prédiction et le formalisme du rayonnement des antennes

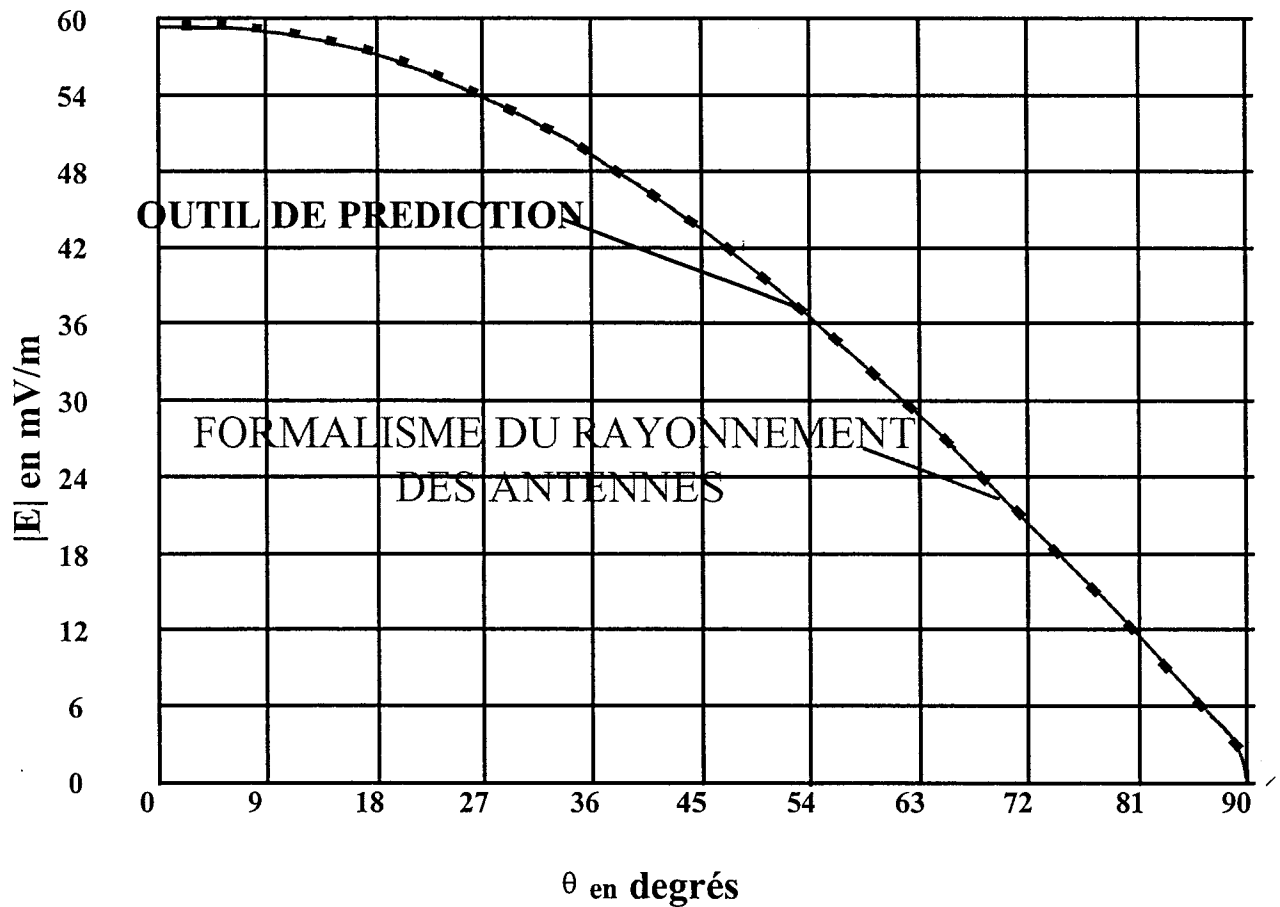


Figure IV-18: Diagramme de rayonnement en plan H pour un dipôle électrique de longueur L placé à une distance $h=1$ cm d'un plan métallique de dimensions infinies, comparaison entre les résultats obtenus avec l'outil de prédiction et le formalisme du rayonnement des antennes

Une bonne concordance entre les deux approches peut être observée: l'écart entre les deux approches ne dépasse pas 0.001. Le modèle de prédiction intègre correctement l'effet du plan de masse conformément à l'hypothèse de la théorie des images. Quand la piste se rapproche du plan métallique, le rayonnement diminue en raison de l'influence du dipôle image dont la distribution de courant est en opposition de phase vis à vis de celle qui circule sur la piste. Quand le point d'observation se trouve sur le plan métallique, le champ électrique tangentiel s'annule et respecte donc la condition à l'interface.

On veut maintenant contrôler si la méthode est en mesure de prédire le rayonnement d'une boucle de courant de rayon b placée dans l'espace libre. La Figure IV-19 montre la structure étudiée ainsi que le point d'observation où le champ électrique est calculé.

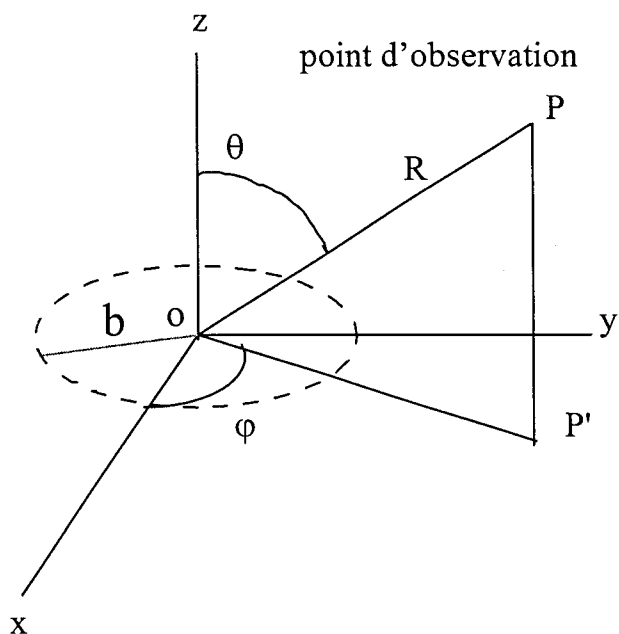


Figure IV-19: Boucle de courant de rayon b placée dans l'espace libre et réalisée avec 16 dipôles électriques connectés ensemble dans le plan (xy) . Le point P est le point d'observation où le champ électrique est calculé, il est situé à une distance R du centre O du repère choisi pour référencer la structure

La boucle est alimentée par un signal sinusoïdal de fréquence f et d'amplitude maximale I . Les dimensions de la structure et les conditions de la simulation sont les suivantes:

- rayon de la boucle de courant $b = 0.01$ m
- point d'observation situé à une distance $R = 10$ m
- $I = 1$ A
- $f = 50$ MHz soit une longueur d'onde $\lambda = 6$ m

Nous avons choisi la distance R de manière à ce qu'elle soit grande devant la longueur d'onde: $R > \lambda$, de plus le rayon b est choisi très petit devant la longueur d'onde: $b \ll \lambda$. Pour cela on connecte entre eux seize segments rectilignes de manière à former approximativement un cercle de rayon équivalent b . Nous pouvons donc comparer les résultats de notre méthode avec ceux obtenus par la formule classique du dipôle magnétique élémentaire qui rayonne en champ lointain [Paul92].

Le diagramme de rayonnement de la Figure IV-20 compare les deux approches dans un plan H perpendiculaire à l'axe du dipôle (si on regarde la Figure IV-19, θ varie entre 0 et 90 degrés et $\phi = 90$ degrés). Une bonne concordance entre les deux approches peut être observée: l'écart entre les deux approches ne dépasse pas 0.001. On reconnaît à la vue du diagramme de rayonnement l'évolution en $\sin\theta$ d'un dipôle magnétique. La méthode de prédiction effectue correctement la somme vectorielle de la contribution de chaque segment rectiligne afin de reconstruire le rayonnement d'un dipôle magnétique élémentaire.

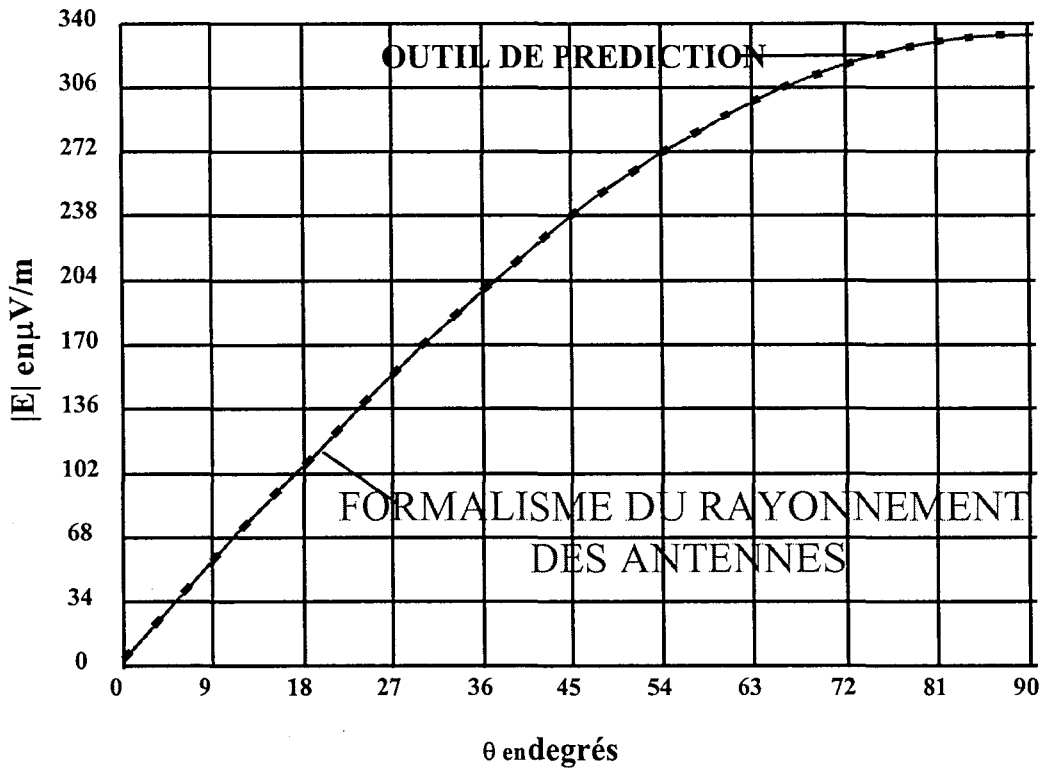


Figure IV-20: Diagramme de rayonnement en plan H pour une boucle de courant de rayon b réalisée avec 16 dipôles électriques connectés ensemble dans le plan xy , comparaison entre les résultats obtenus avec l'outil de prédiction et le formalisme du rayonnement des antennes.

Enfin on veut valider notre approche dans le cas de structures présentant un milieu diélectrique hétérogène. Pour cela on considère la ligne à microruban de la Figure IV-21 et dont la section transverse est représentée sur la Figure IV-22, elle présente un plan métallique et une couche diélectrique de dimensions longitudinales infinies.

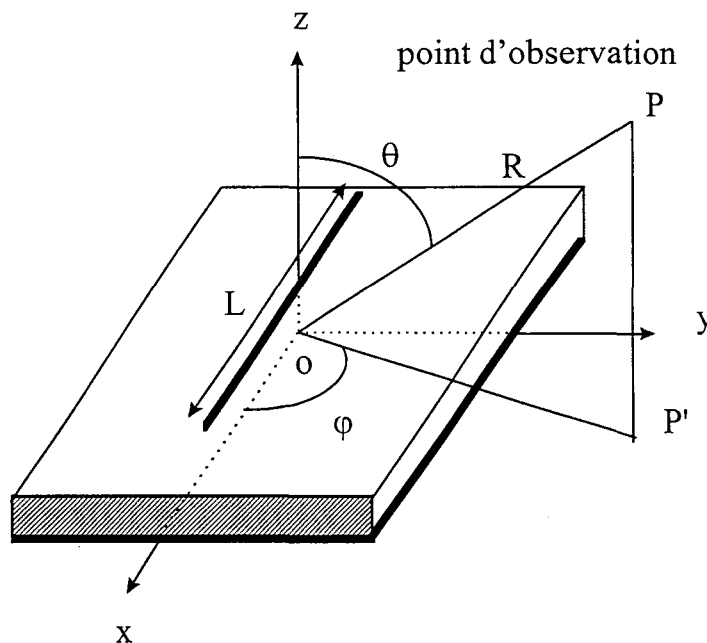


Figure IV-21: ligne à microruban

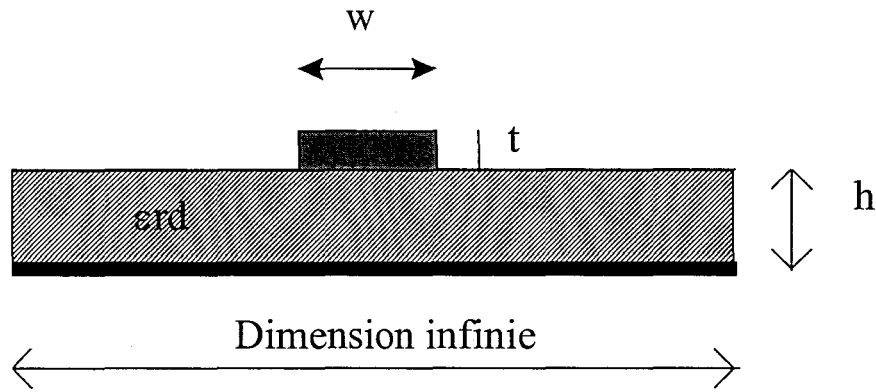


Figure IV-22: section transverse d'une ligne à microruban

On veut comparer les résultats obtenus par notre méthode qui utilise une expression en champ lointain de la dyadique de Green du milieu stratifié avec la méthode numérique de Sommerfeld [Sommerfeld41] utilisée dans la littérature [Alexopoulos84]. Bien qu'elle considère aussi que le plan de masse est de dimensions infinies, cette méthode, plus lourde sur le plan du temps de calcul, peut être utilisée comme élément de référence pour vérifier que la méthode hybride tient compte correctement des couches diélectriques dans le calcul du rayonnement. En effet cette méthode permet de résoudre rigoureusement l'effet des couches diélectriques en tenant compte des ondes de surface. Nous avons pris les dimensions et conditions de simulation citées plus bas. La structure est alimentée par un signal sinusoïdal de fréquence f et d'amplitude maximale I . Le rayonnement de la structure est analysé dans un plan H perpendiculaire à l'axe du dipôle (si on regarde la Figure IV-21, θ varie entre 0 et 90 degrés et $\varphi = 90$ degrés) et dans un plan E parallèle à l'axe du dipôle (si on regarde la Figure IV-21, θ varie entre 0 et 90 degrés et $\varphi = 0$ degrés). Les dimensions de la structure et les conditions de la simulation sont celles utilisées dans [Alexopoulos84] où l'on veut prédire le rayonnement d'antennes plaquées:

- $f = 75 \text{ MHz} \Rightarrow \lambda = 4 \text{ m}$
- largeur du dipôle $w = 1 \text{ mm}$
- longueur du dipôle $L = 0.4 \text{ m}$
- constante diélectrique du substrat $\epsilon_{rd} = 2.1$ (Teflon)
- épaisseur du substrat $h = 0.138 \lambda$
- point d'observation situé à une distance $R = 10 \text{ m}$

Nous avons choisi la distance R de manière à ce qu'elle soit plus grande que la longueur d'onde: $R > \lambda$, de plus la longueur L est choisie très petite devant la longueur d'onde: $L \ll \lambda$. Le dipôle va donc satisfaire les conditions de rayonnement en champ lointain. Les diagrammes de rayonnement de la Figure IV-23 et de la Figure IV-24 comparent les deux approches en plan H et en plan E pour la structure à étude. Les valeurs relevées sont normalisées à l'amplitude du maximum de champ pour permettre la comparaison avec les résultats donnés dans [Alexopoulos84], on ne peut donc malheureusement pas comparer les valeurs absolues des champs obtenus par les deux méthodes.

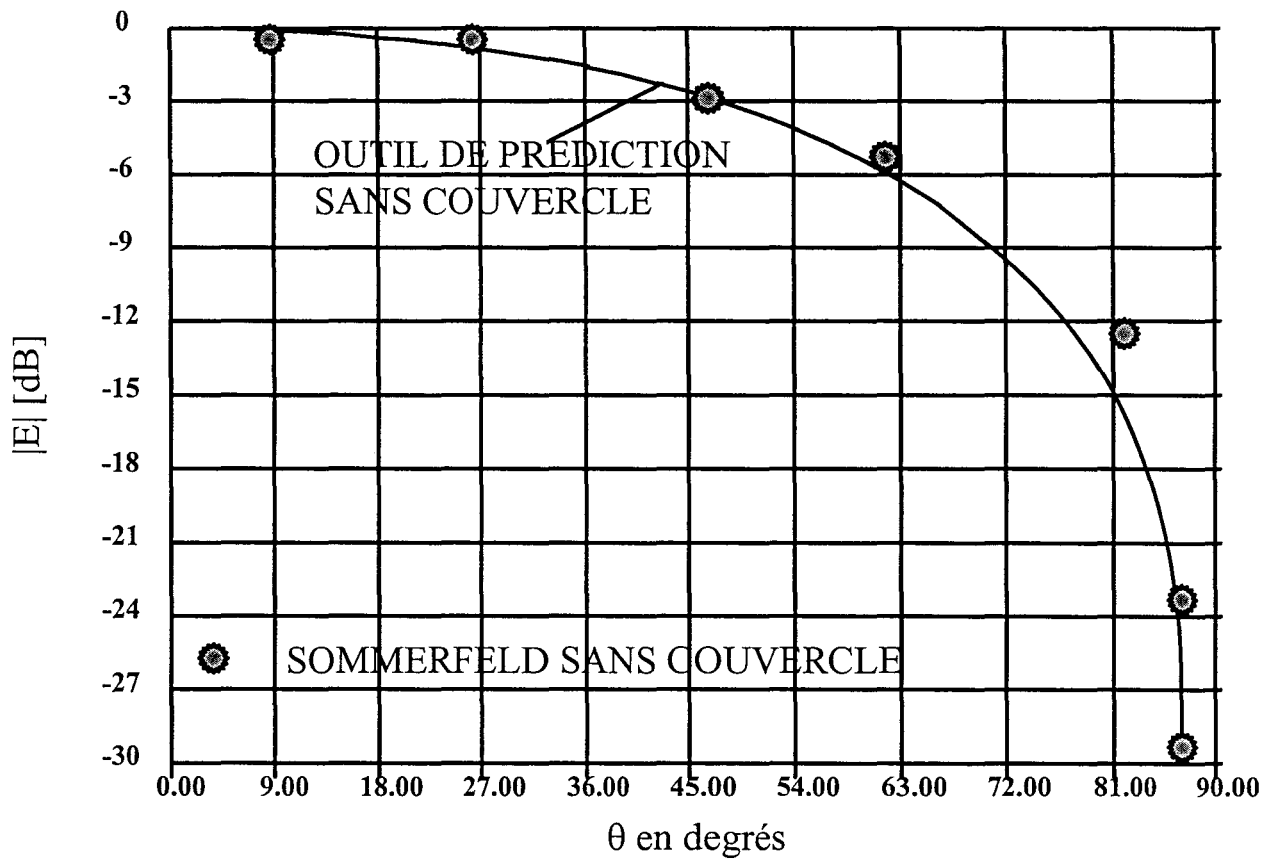


Figure IV-23: Diagramme de rayonnement en plan H pour une ligne à microruban de longueur L, comparaison entre les résultats obtenus avec l'outil de prédiction et une méthode numérique (Sommerfeld)

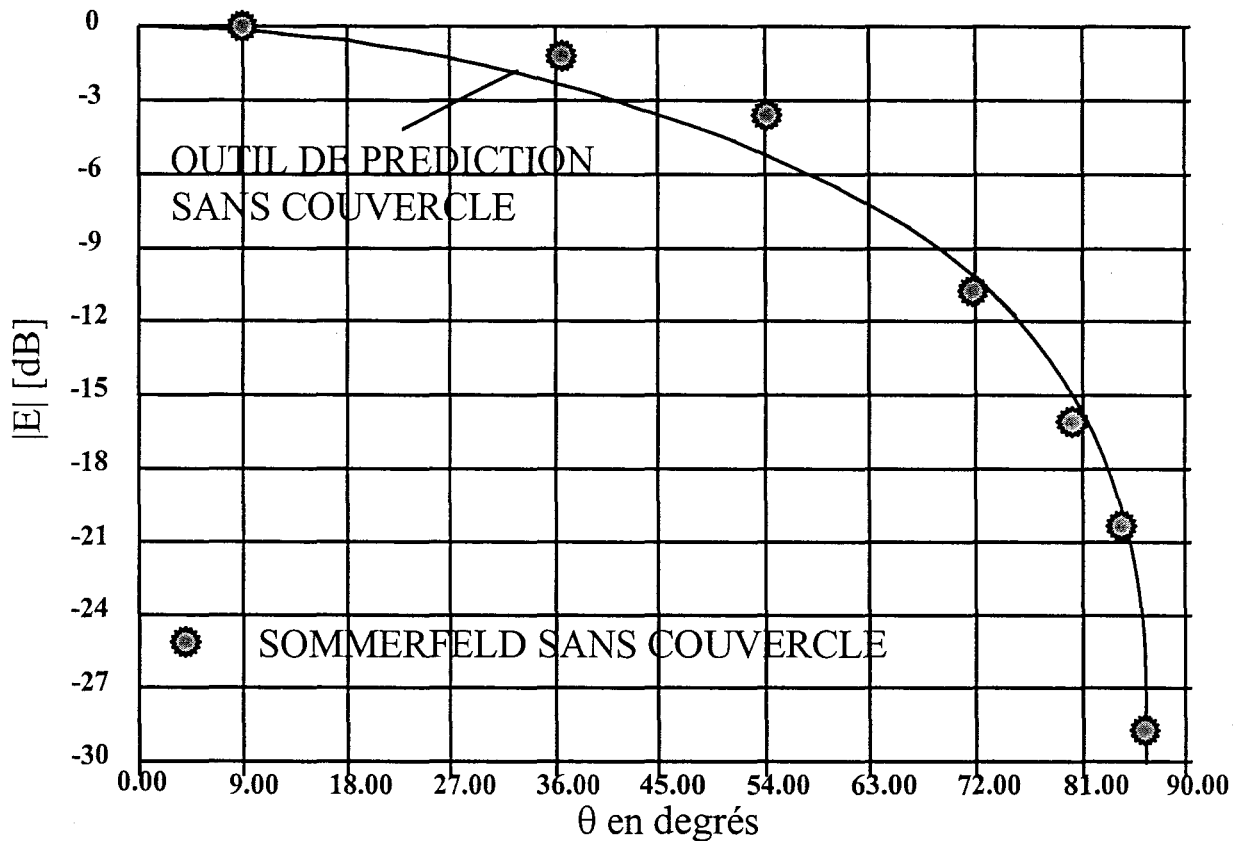


Figure IV-24: Diagramme de rayonnement en plan E pour une ligne à microruban de longueur L, comparaison entre les résultats obtenus avec l'outil de prédiction et une méthode numérique (Sommerfeld)

Les résultats fournis par [Alexopoulos84] produisent une courbe continue mais nous les avons représentés par des symboles "ronds" pour rendre visible les différences entre les deux méthodes.

Un bon accord entre les deux approches peut être observé. Le modèle de prédiction intègre les effets du substrat diélectrique de la même manière que la solution rigoureuse. On peut remarquer une certaine similitude entre les diagrammes de rayonnement en plan E et H dans la mesure où l'on étudie le rayonnement d'un dipôle élémentaire placé au dessus d'un plan muni d'une couche diélectrique de dimensions longitudinales infinies et sur lequel circule un courant constant.

Une mesure des émissions rayonnées par une structure similaire mais de dimensions finies et présentant un générateur et une charge mettrait en évidence des différences dans la forme des diagrammes de rayonnement. En effet une telle structure présente un dipôle magnétique constitué par la piste disposée parallèlement au substrat, ses raccordements verticaux au plan métallique et le chemin de retour du courant sur le plan métallique. Ce dipôle introduit une différence de marche dans le diagramme de rayonnement en plan E qui n'apparaît pas en plan H où le point d'observation évolue d'une manière équidistante vis à vis des extrémités de la piste.

Ce dipôle introduit un rayonnement supplémentaire que l'on met en évidence surtout quand l'antenne est placée face à un des bords de la carte, c'est à dire quand l'angle θ définit dans les diagrammes précédents est proche de 90 degrés, comme par exemple quand la carte est mise de côté. La méthode proposée suppose que le plan muni de la couche diélectrique est de dimensions longitudinales infinies et prévoit donc d'après la théorie des plans images un champ nul sur le plan métallique, elle ne tient pas compte de la composante normale non nulle du champ due au rayonnement de ce dipôle magnétique présent dans les circuits imprimés réels. Une évolution de la méthode consistera à calculer aussi le rayonnement dû aux raccordements verticaux (trous métallisés par exemple) au moyen d'un modèle de dipôle.

Il serait intéressant de confronter la méthode utilisant la dyadique de Green à une méthode rigoureuse qui tient compte des dimensions finies de la carte et du milieu stratifié. Une comparaison avec la méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD) expliquée dans [Sadiku92] et [Hubbing91] sur le rayonnement d'une carte mise dans les conditions d'une mesure en chambre semi-anéchoïque est en cours au Politecnico di Torino.

On considère maintenant la même structure munie d'un couvercle diélectrique comme le montrent la Figure IV-25 et la Figure IV-26. On compare encore une fois les résultats obtenus par notre méthode avec ceux de la méthode de Sommerfeld [Sommerfeld41][Alexopoulos84]. On veut en outre étudier l'importance que joue le couvercle sur la directivité du rayonnement de la ligne. Les dimensions de la structure et les conditions de la simulation sont les mêmes que dans le cas précédent de la ligne non enterrée avec les caractéristiques du couvercle diélectrique suivantes:

- constante diélectrique du couvercle $\epsilon_{rc} = 12.5$ (GaAs). Il ne s'agit pas d'un matériau courant pour le couvercle d'une carte. Mais c'est le choix effectué dans l'article de référence [Alexopoulos84].

- épaisseur du couvercle d :

- Dans le cas du plan H perpendiculaire à l'axe du dipôle (si on regarde la Figure IV-25, θ varie entre 0 et 90 degrés et $\varphi = 90$ degrés): $d = 0.011 \lambda$
- Dans le cas du plan E parallèle à l'axe du dipôle (si on regarde la Figure IV-25, θ varie entre 0 et 90 degrés et $\varphi = 0$ degrés): $d = 0.0925 \lambda$

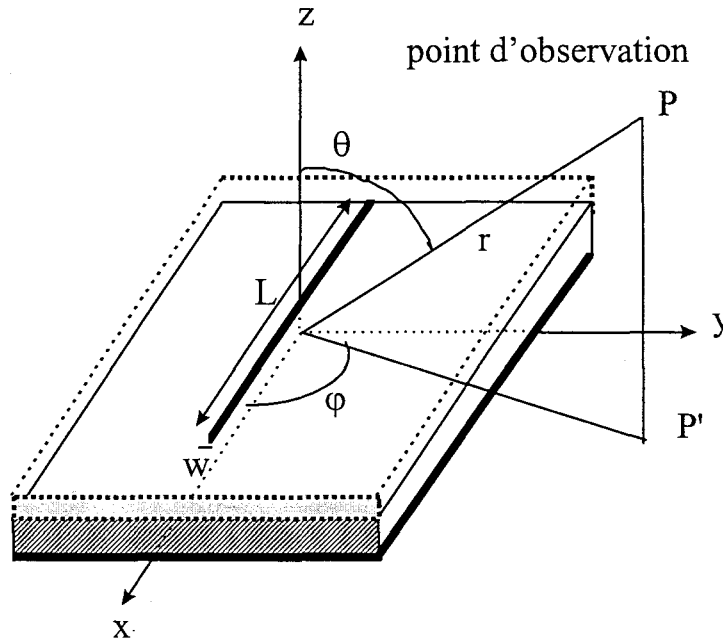


Figure IV-25: ligne à micro-ruban enterrée

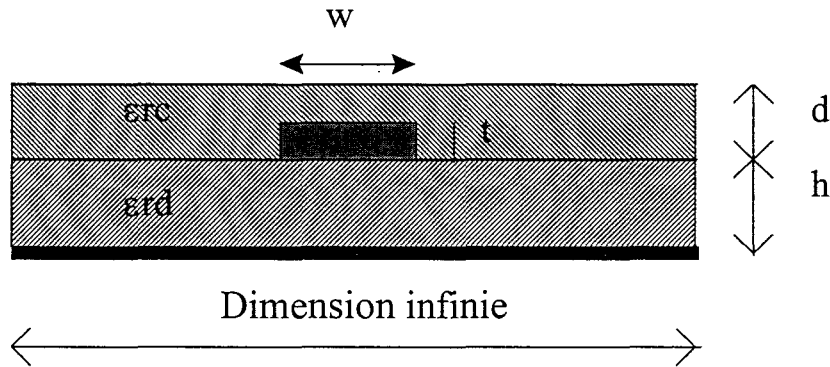


Figure IV-26: section transversale d'une ligne à micro-ruban enterrée

Les diagrammes de rayonnement de la Figure IV-27 et la Figure IV-28 comparent les deux approches dans un plan H perpendiculaire à l'axe du dipôle et dans un plan E parallèle à l'axe du dipôle pour la structure à étude mais avec une valeur différente de d/h selon le plan de rayonnement considéré. Les valeurs de champ relevées sont rapportées au maximum de champ.

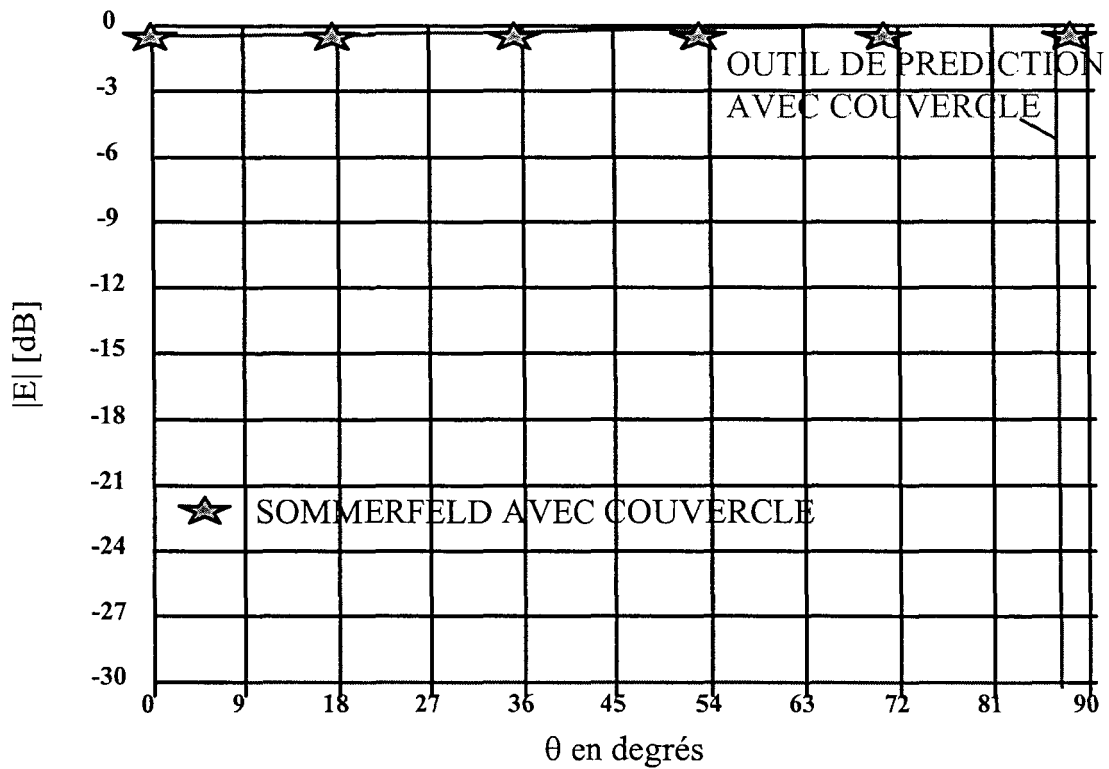


Figure IV-27: Diagramme de rayonnement en plan H pour une ligne à microruban enterrée de longueur L ayant une épaisseur du couvercle $d = 0.011 \lambda$. Comparaison entre les résultats obtenus avec l'outil de prédiction et une méthode numérique (Sommerfeld)

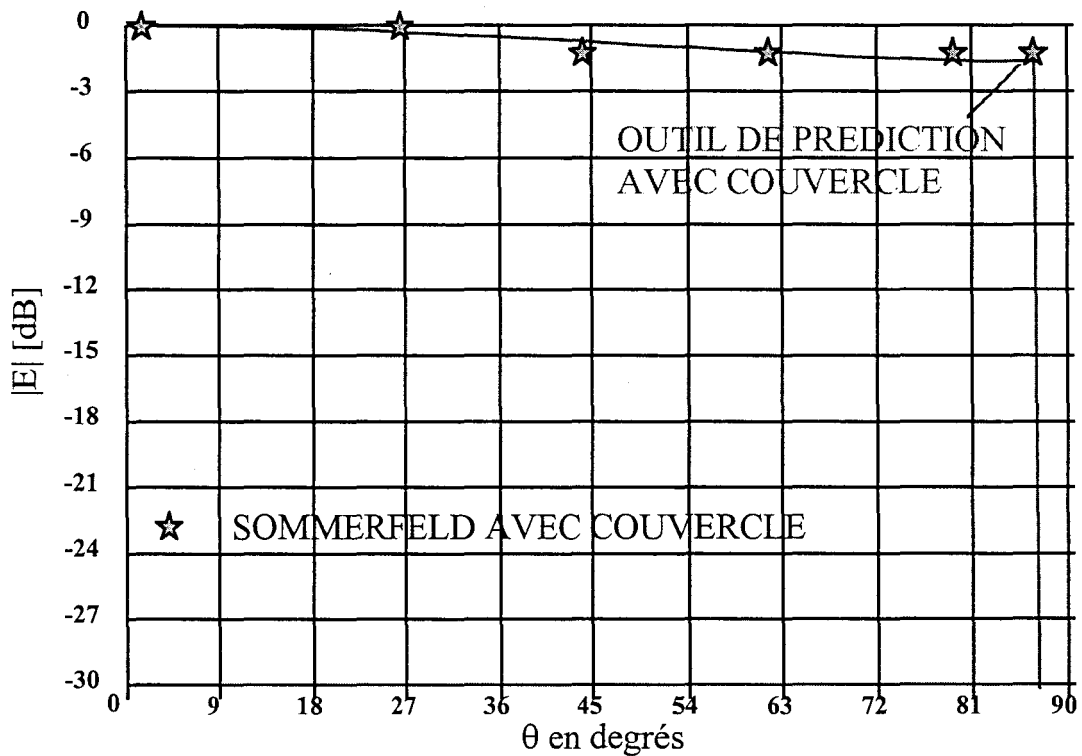


Figure IV-28: Diagramme de rayonnement en plan E pour une ligne à microruban enterrée de longueur L ayant une épaisseur du couvercle $d = 0.0925 \lambda$. Comparaison entre les résultats obtenus avec l'outil de prédiction et une méthode numérique (Sommerfeld)

Les résultats fournis par [Alexopoulos84] produisent une courbe continue mais nous les avons représentés par des symboles "étoiles" pour rendre visible les différences entre les deux méthodes.

Un bon accord entre les deux approches peut être observé ici aussi. Le modèle de prédiction intègre les effets du couvercle diélectrique de la même manière que la solution rigoureuse. On remarque cependant que pour des angles θ supérieurs à 86 degrés le champ rayonné prévu par notre méthode chute d'une manière non physique alors que les résultats obtenus avec la méthode rigoureuse ne sont pas fournis au delà de cette angle limite. Cela est dû au fait que le point d'observation pénètre alors dans le milieu diélectrique présent également à 10 m de l'élément rayonnant: les dimensions longitudinales du plan métallique mais aussi des couches diélectriques sont supposées infinies dans la méthode. Dès lors les résultats donnés par la méthode présentée doivent être considérés jusqu'à cet angle limite.

Nous voulons maintenant discuter l'effet du couvercle diélectrique sur le diagramme de rayonnement de la ligne à microruban. Pour cela on reporte tout d'abord sur la Figure IV-29 le diagramme de rayonnement en plan H de la ligne avec et sans couvercle diélectrique, simulé avec notre méthode.

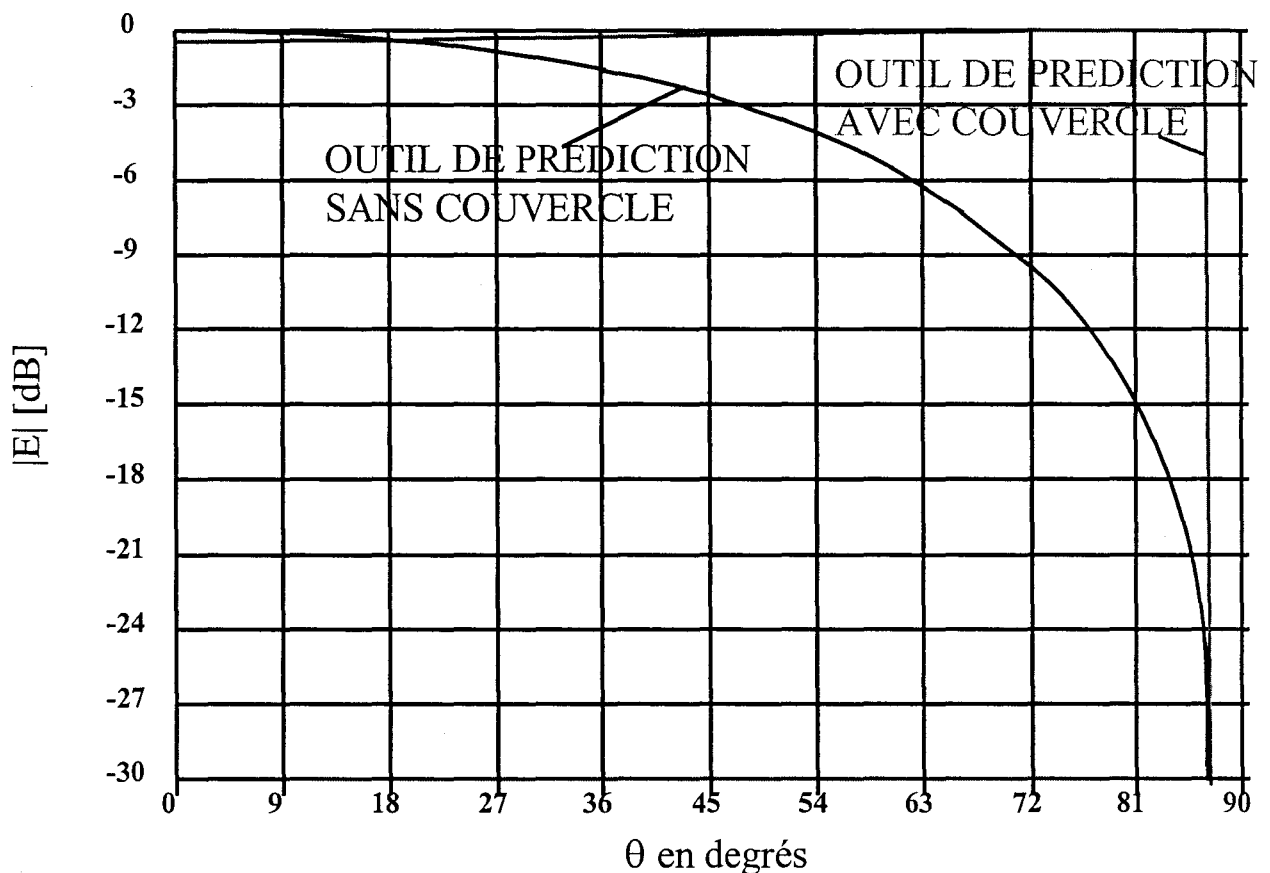


Figure IV-29: Diagramme de rayonnement en plan H pour une ligne à microruban de longueur L avec et sans couvercle diélectrique, les résultats sont obtenus avec l'outil de prédiction

On reporte maintenant sur la Figure IV-30 le diagramme de rayonnement en plan E de la ligne avec et sans couvercle diélectrique, simulé avec notre méthode.

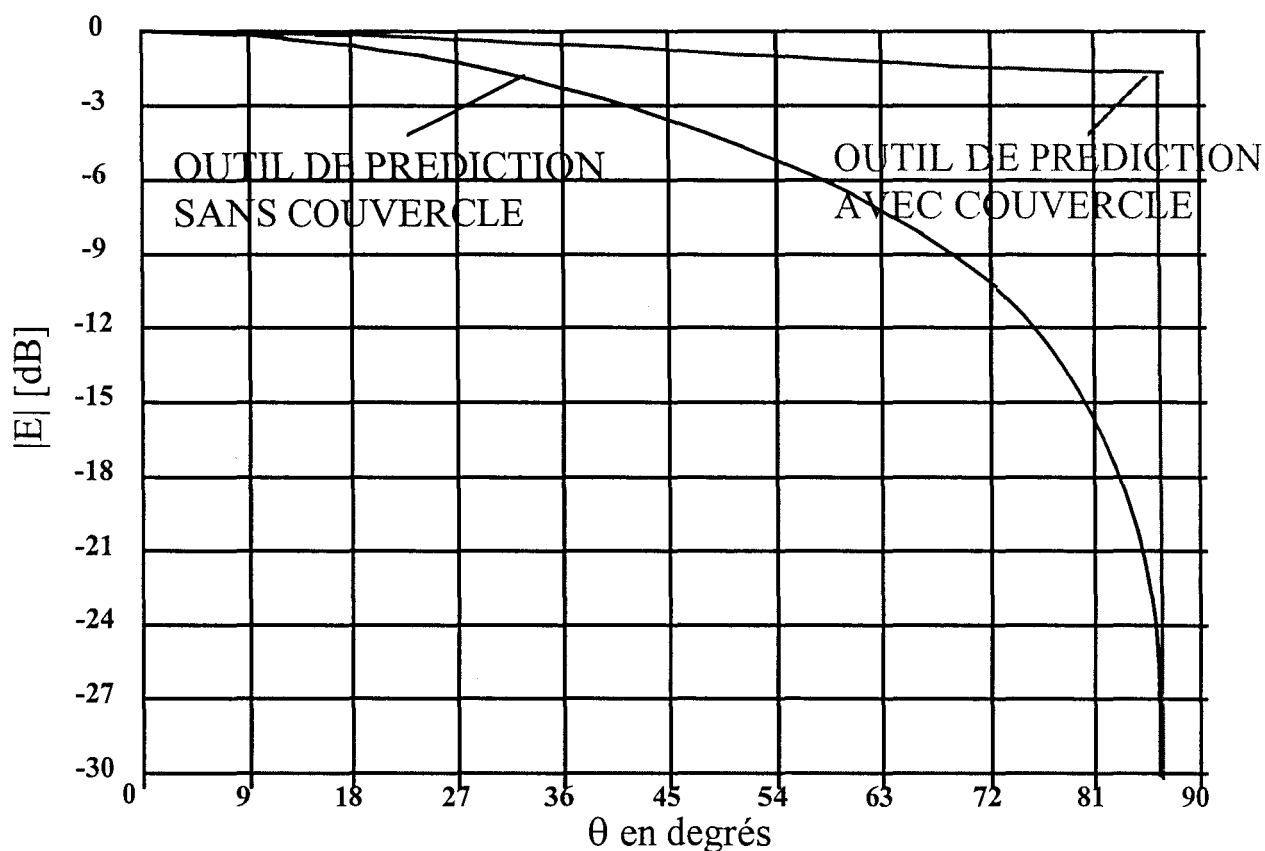


Figure IV-30: Diagramme de rayonnement en plan E pour une ligne à microruban de longueur L avec et sans couvercle diélectrique, les résultats sont obtenus avec l'outil de prédiction

On rappelle que les valeurs de champ relevées sont rapportées au maximum de champ, ainsi il n'est pas possible d'établir des conclusions sur l'importance du rayonnement entre la ligne enterrée et celle dépourvue de couvercle diélectrique. Nous allons plutôt discuter la forme des diagrammes de rayonnement. La Figure IV-29 et la Figure IV-30 mettent en évidence un diagramme de rayonnement beaucoup plus omnidirectionnel en présence du couvercle diélectrique que quand la ligne en est dépourvue. Vu la fréquence choisie dans [Alexopoulos84] l'épaisseur du substrat et celle du couvercle diélectrique, définies en fonction de la longueur d'onde, sont éloignées des valeurs typiques que l'on trouve dans la technologie des cartes électroniques. Mais des résultats similaires sur la directivité du diagramme de rayonnement s'obtiendraient avec des épaisseurs plus réduites. Tentons d'expliquer ce phénomène en appliquant la loi de Snell, dérivée du domaine de l'optique où l'on se place dans la condition d'onde plane. Considérons la Figure IV-31 où on veut appliquer la loi de Snell à l'interface entre deux milieux diélectriques 1 et 2.

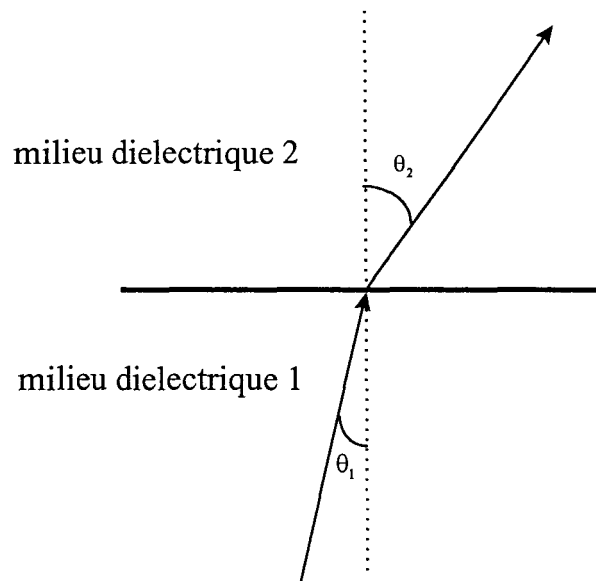


Figure IV-31: Loi de Snel appliquée à l'interface entre deux milieux diélectriques

Soit une onde d'angle d'incidence θ_1 par rapport à la normale à l'interface. La loi de Snel indique qu'une onde qui passe dans un milieu 2 moins dense ($\epsilon_2 < \epsilon_1$) s'écarte de la normale à l'interface ($\theta_2 > \theta_1$). Ainsi Appliquons la loi de Snel à la ligne à microruban considérée dans notre exemple de validation et dont une vue transversale agrandie est représentée sur la Figure IV-32.

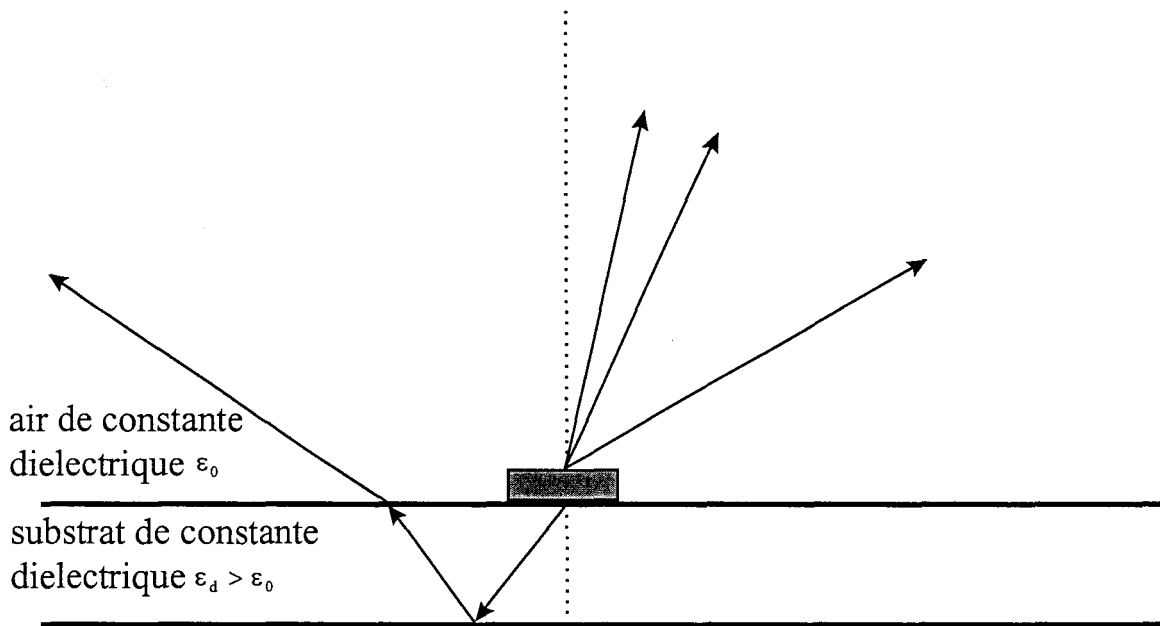


Figure IV-32: Loi de Snel appliquée à la ligne à microruban

En absence de couvercle diélectrique les ondes directes sont émises dans l'air d'une manière uniforme. Les ondes réfléchies sur le plan métallique passent ensuite dans un milieu moins dense. Les rayons réfléchis auront donc tendance à s'écarter de la normale à l'interface entre le substrat et l'air.

Tentons maintenant d'appliquer cette loi de Snel à la ligne à microruban enterrée considérée dans notre exemple de validation et dont une vue transversale agrandie est représentée sur la Figure IV-33.

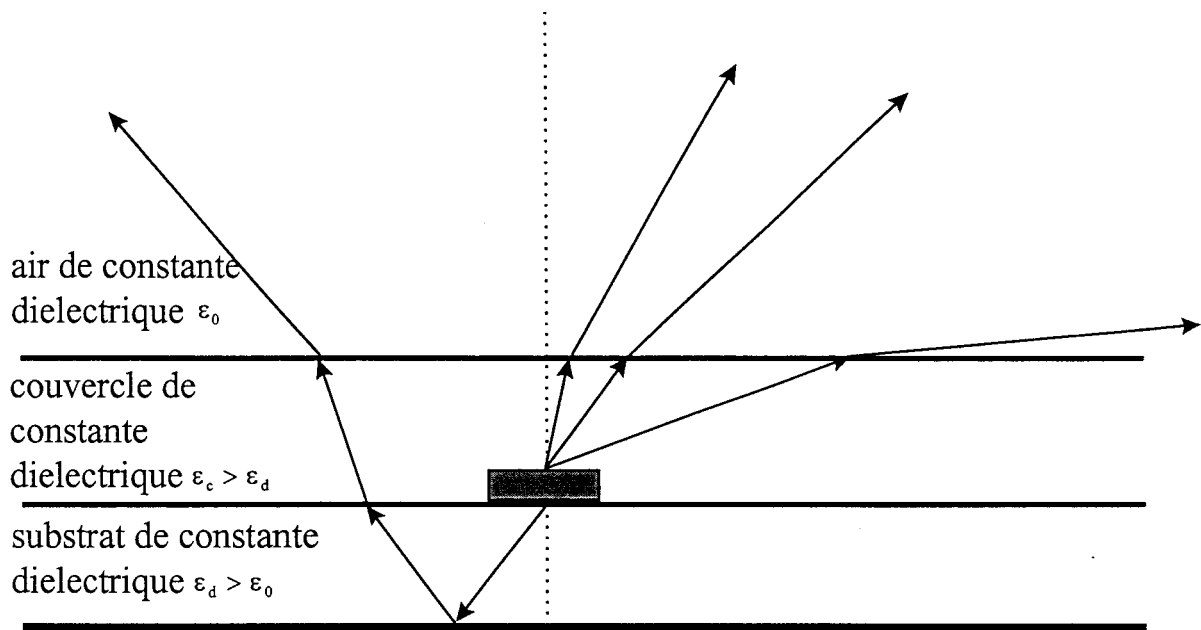


Figure IV-33: Loi de Snel appliquée à la ligne à microruban enterrée

Les ondes directes sont émises dans un milieu diélectrique de permittivité bien supérieure à celle de l'air, ainsi lors du passage dans l'air, les rayons émis sont déviés de la normale à l'interface, ce qui se traduit par un rayonnement privilégié vers les bords de la carte.

Les ondes réfléchies sur le plan métallique passent tout d'abord dans un milieu plus dense, ce qui a pour effet de rapprocher les rayons de la normale à l'interface. Mais ces rayons passent alors dans un milieu diélectrique de permittivité bien supérieure à celle de l'air, ainsi lors du passage dans l'air, les rayons émis sont déviés de la normale à l'interface. Quand on englobe les effets on s'aperçoit que les rayons réfléchis auront donc tendance à s'écarter de la normale à l'interface entre la ligne à microruban enterrée et l'air de la même manière qu'entre la même ligne à microruban non enterrée de la Figure IV-32 et l'air.

Au total la contribution des ondes directes émises dans un milieu diélectrique de permittivité bien supérieure à celle de l'air dans le cas de la ligne à microruban enterrée fait que celle-ci présentera un diagramme de rayonnement plus omnidirectionnel que celui de la ligne à microruban.

Le même raisonnement peut être suivi pour une ligne à microruban enterrée présentant un couvercle de permittivité inférieure à celle du substrat. Une telle structure présentera également un diagramme de rayonnement plus omnidirectionnel que celui de la même ligne à microruban sans couvercle.

La loi de Snel donne ainsi une illustration intuitive et qualitative des fonctions de transfert analytiques $T_{\alpha}(\theta)$ intégrées dans la méthode.

IV.4.2 Validation avec des mesures

IV.4.2.1 Présentation des éprouvettes d'essai

Afin de valider notre outil de prédiction nous avons également procédé à des comparaisons avec des mesures effectuées en chambre semi-anéchoïque sur des cartes d'essai. Pour ce faire, il est nécessaire de bien choisir les éprouvettes d'essai afin de valider notre méthode. Dans cette partie les cartes choisies pour mener les expériences sont très simples, elles sont illustrées sur la figure iv-34 et la Figure IV-35. Une validation expérimentale sur une carte industrielle sera présentée dans la partie IV.4.2.6.

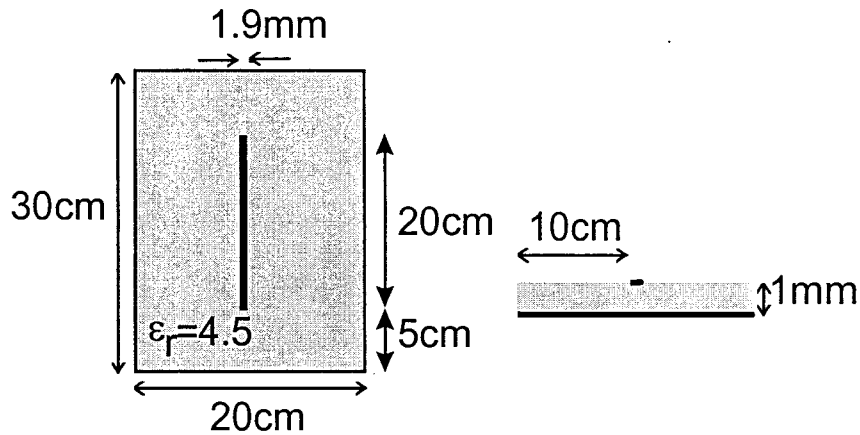


Figure IV-34: Carte A constituée d'une ligne à microruban

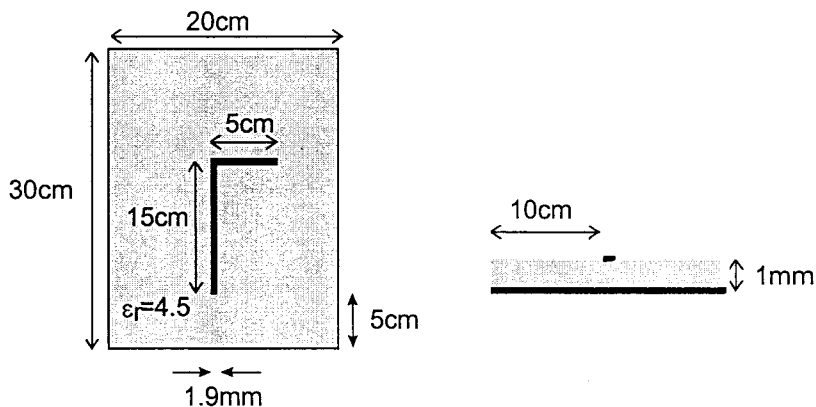


Figure IV-35: Carte B constituée de deux lignes à microruban

La carte A est une simple ligne à microruban. La carte B présente deux lignes à microruban rectiligne disposée à angle droit en forme de L, elle permettra d'apprécier si notre approche calcule correctement la contribution du rayonnement des deux segments de piste. La section transverse des deux cartes de test a été conçue de manière à obtenir une impédance caractéristique proche de 50Ω .

Les extrémités de chaque piste sont accessibles à la mesure au moyen de connecteurs SMA d'impédance 50Ω disposées du côté du plan de masse et dont l'âme centrale est soudée à la piste à travers un trou métallisé. Les discontinuités introduites à chaque extrémité des pistes par le connecteur SMA et le trou métallisé ont été modélisées au moyen de réponses S11 et S21 mesurées au réflectomètre selon une procédure déjà expliquée dans le chapitre III.

IV.4.2.2 Adaptation des configurations de mesure aux hypothèses de la méthode de prédiction

Il faut remarquer que les éprouvettes de test présentent un plan métallique de dimensions finies. Pour cette raison elles s'éloignent de l'hypothèse de plan infini idéalisée par la méthode de calcul défendu dans ce chapitre de la thèse. De ce fait il y aura des couplages supplémentaires observables lors des mesures. Les principaux effets introduits seront d'une part un phénomène de déviation du courant et des lignes de champ appliquée par les bords de la carte et la génération d'un courant de mode commun dans le plan de masse des cartes. Et d'autre part, comme nous l'avons vu dans la partie II.2.2.1 du chapitre II, le principe des plans images utilisé dans la méthode donne les mêmes résultats pour le champ rayonné de mode différentiel qu'une méthode rigoureuse sur une carte de dimensions finies présentant une piste au centre de la carte si sa largeur D vérifie la condition $D > 0.08\lambda$. Cela signifie pour la largeur des éprouvettes d'essai qu'il faut se situer au dessus de 120 MHz pour que cette condition soit respectée.

Ces raisons vont nous inciter à pratiquer deux types de mesure. Tout d'abord en adossant au plan de masse de la carte un plan métallique de grandes dimensions comme le montre la figure iv-36, nous reproduirons le mieux possible le plan infini.

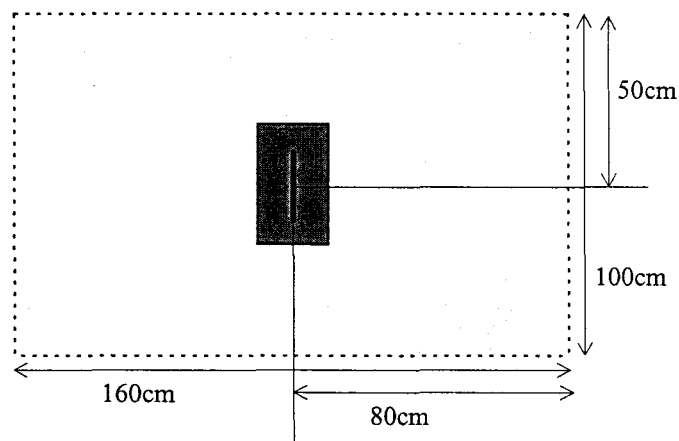


Figure IV-36: Plan métallique de grandes dimensions percé en son milieu pour accueillir une carte de test

En effet la largeur du plan métallique de grandes dimensions est telle que la condition évoquée plus haut est réalisée pour des fréquences supérieures à 15 MHz. Ce plan, de part ses dimensions, réduira la génération de courant de mode commun

dans le plan de la carte et aussi la déviation du courant et des lignes de champ appliquée par les bords de la carte. Ce plan n'est recouvert de diélectrique, il y a donc une discontinuité au contact avec la carte de test. Mais vu que les extrémités des pistes sont suffisamment loin des bords des cartes de test, cette discontinuité ne sera pas gênante pour effectuer les comparaisons qui vont suivre.

Puis nous considérerons la carte munie de son seul plan local. Ainsi des comparaisons simulation/mesure effectuées avec et sans la présence de ce plan métallique préciseront l'impact de l'hypothèse de plan infini quand on étudie le rayonnement de cartes réelles de dimensions finies.

D'autre part la validation expérimentale de la méthode de prédiction s'effectue dans une chambre semi-anéchoïque qui présente un plancher métallique. Ce dernier introduit des ondes réfléchies que l'antenne de mesure va relever en plus des ondes directement émises par les pistes de la carte. La théorie des plans images est appliquée pour chaque segment rectiligne de piste présent sur la carte afin de tenir compte du plancher métallique de la chambre et donc de calculer également les ondes réfléchies.

Les cartes industrielles sont souvent alimentées au moyen de câbles. Mais il faut alimenter les éprouvettes de test de manière à éviter tant que possible de générer un rayonnement de mode commun. En effet la méthode proposée dans ce chapitre permet de prédire le rayonnement de mode différentiel des lignes à microruban mais ne rend pas compte du rayonnement de mode commun des câbles de connexion, aspect qui sera envisagé dans le chapitre V. C'est ainsi qu'il n'est pas souhaitable d'alimenter les éprouvettes de test par l'intermédiaire d'un câble relié à un générateur de fonctions placé dans la chambre de test sans prendre garde à la contribution du câble.

IV.4.2.3 Techniques utilisées pour l'alimentation des éprouvettes d'essai

On veut éviter le rayonnement des composants qui, s'ils étaient montés sur les cartes, contribueraient aussi aux émissions rayonnées comme nous l'avons remarqué dans le chapitre II. En effet on cherche à isoler la seule contribution du rayonnement des pistes pour valider la méthode proposée.

C'est ainsi que dans la première phase de la validation expérimentale nous utiliserons un signal sinusoïdal dont la fréquence variera entre 10 MHz et 1 GHz. Le choix d'un signal harmonique facilitera l'interprétation des comparaisons entre les mesures et les simulations. Ce signal sera fourni par un générateur de fonction Rohde & Schwarz SMH, dont la fréquence peut varier entre 100 kHz et 2 GHz, placé en dehors de la chambre semi-anéchoïque. Le câble reliant le générateur à l'éprouvette sous test sera placé en dessous du plancher métallique de la chambre et sera connecté à l'éprouvette en passant par le trou d'accès présent sur le plancher. Ce câble est long de 15 m et son atténuation en fonction de la fréquence sera caractérisée pour compenser son effet lors des comparaisons aux simulations. La portion de câble

connectée à la carte sera mise contre le plan métallique de grande dimension qui lui servira d'écran quand la carte sera en position verticale. On réduira de cette manière au mieux le rayonnement du câble d'alimentation.

Dans la deuxième phase de la validation on utilisera un signal trapézoïdal périodique représentatif des signaux numériques. Ce signal sera fourni par un oscillateur localisé sur la carte. Deux types d'oscillateurs ont été réalisés pour la validation. Le premier, de technologie CMOS, présente une fréquence fondamentale de 10 MHz, il sera utilisé pour valider le rayonnement dans la bande de fréquences [30MHz-200MHz]. Le second, de technologie ECL présente une fréquence fondamentale de 68,8 MHz, il sera utilisé pour valider le rayonnement dans la bande de fréquences [200MHz-1GHz]. Chacun des deux oscillateurs est réalisé à partir d'une carte à circuits imprimés de dimensions réduites comme cela est expliqué dans l'annexe III.1. On veut éviter d'alimenter les oscillateurs au moyen d'une source reliée par un câble. C'est ainsi que les oscillateurs seront alimentés de façon autonome. Toutefois il faut se protéger du rayonnement produit par l'oscillateur/batterie. C'est ainsi que nous avons respecté des règles rigoureuses lors de la réalisation des oscillateurs (annexe III.1) afin de contrôler au mieux l'intégrité du signal injecté sur la piste des éprouvettes de test et d'éviter le couplage par impédance commune. D'autre part nous avons placé l'ensemble oscillateur/batterie dans un container métallique offrant une bonne efficacité de blindage. On se reportera à la partie III.2.7 du chapitre III pour le détail de la construction et des règles de connexion de chaque oscillateur aux cartes de test.

Les deux techniques utilisées pour alimenter les éprouvettes d'essai introduisent quand même un couplage supplémentaire quand la carte est placée en position horizontale à une hauteur H non nulle du plancher métallique.

En effet dans le cas où la source sinusoïdale est utilisée, le plan de grandes dimensions qui se trouve alors lui aussi en position horizontale ne peut plus servir d'écran à la portion de câble visible dans la chambre, ce qui introduit une contribution du câble dans le rayonnement mesuré par l'antenne de réception.

Dans le cas où les oscillateurs localisés sont utilisés, ils sont fixés sur le plan de masse de l'éprouvette d'essai, en dessous de celle-ci. Dès lors un observateur situé derrière le plan de masse reçoit un rayonnement électromagnétique qui provient du plan de masse de la carte auquel est connecté l'oscillateur muni de son câble semi-rigide d'accès. Ainsi quand la carte, munie du plan de grandes dimensions, est mise en position horizontale, l'antenne de mesure va relever une contribution due à la réflexion sur le plancher métallique des émissions qui proviennent du côté du plan de masse des éprouvettes d'essai.

Afin de ne pas introduire ce couplage supplémentaire lors de la validation de la méthode de prédiction quand la carte est en position horizontale, les éprouvettes d'essai munies du plan de grandes dimensions seront placées directement sur le plancher métallique de la chambre. Lors de la validation utilisant la source sinusoïdale la totalité du câble passera sous le plancher métallique du site de mesure, ne donnant aucune contribution au champ mesuré. Lors de la validation utilisant l'oscillateur localisé, celui-ci sera mis dans le trou d'accès présent sur le plancher de

la chambre et donc en dessous de celui-ci. De cette façon on ne mesurera que les ondes rayonnées par les pistes des éprouvettes d'essai.

Examinons la procédure suivie pour caractériser le modèle de la source sinusoïdale ainsi que les paramètres choisis durant la validation utilisant cette source.

Le modèle choisi pour la source sinusoïdale est un générateur de tension idéal à fréquence variable auquel on connecte une charge de 50Ω pour simuler l'impédance de sortie du générateur utilisé durant les mesures. Le problème est alors de connaître avec précision l'amplitude du signal réellement fourni à l'éprouvette de test, pour chaque fréquence explorée. Cette information doit être insérée dans le modèle pour les simulations. Pour ce faire nous avons placé un analyseur de spectre à l'extrémité du câble où sera par la suite connectée la carte de test. Puis nous avons noté pour chaque fréquence explorée l'amplitude du signal ainsi mesuré. Une telle procédure permet de tenir compte de l'atténuation du câble et évite des erreurs dues à une lecture immédiate du niveau de tension sur le générateur.

L'algorithme de calcul d'intégrité de signal présenté dans le chapitre III est alors utilisé pour chaque fréquence explorée afin de fournir la tension et le courant à l'extrémité de l'éprouvette de test connectée au câble semi-rigide d'alimentation pendant les mesures.

Une Transformée de Fourier Rapide est alors effectuée sur la tension et le courant fournis dans le domaine temporel. La fenêtre temporelle est choisie sur une période du signal sinusoïdale située suffisamment décalée dans le temps de manière à être sûr que la période de stabilisation du signal en simulation soit terminée. La fréquence d'échantillonnage $F_{\text{échantillonnage}}$ est prise égale à 2 GHz de façon à satisfaire la condition de Shannon pour toutes les fréquences explorées jusqu'à 1 GHz. La méthode utilisant la dyadique de Green est alors utilisée pour calculer le champ rayonné.

L'utilisation d'oscillateurs localisés pour alimenter les cartes de test pose le problème du modèle de l'émetteur à concevoir pour la simulation. En effet l'étude réalisée dans le chapitre III a montré que des dispersions dans les paramètres électriques des émetteurs modifient la forme du signal fourni et donc cela apportera des anomalies dans le spectre des émissions rayonnées. On a préféré modéliser chaque oscillateur en tenant compte de ses caractéristiques électriques propres plutôt que de recourir aux caractéristiques nominales ou typiques que l'on peut trouver dans les fiches constructeurs. De plus chaque oscillateur est mis dans un container ainsi l'émetteur n'est pas directement accessible. C'est pour cette raison qu'un petit câble coaxial prélève le signal de sortie de l'émetteur et pour le rendre disponible sur une des parois du container au moyen d'un connecteur SMA. Le signal parvient alors à l'éprouvette de test au moyen d'un câble semi-rigide. Il est donc nécessaire de modéliser aussi les discontinuités d'impédance caractéristique introduites par cette connexion. C'est ainsi que nous avons utilisé la méthodologie présentée dans le chapitre III pour concevoir les modèles des oscillateurs pour la simulation. Ces modèles sont présentés et validés dans la partie III.2.7 du chapitre III comme une application de la méthodologie de modélisation introduite dans la partie III.2 de ce même chapitre.

IV.4.2.4 Méthodologie suivie durant la validation

Comme nous avons dit dans le chapitre II, la méthode de prédiction est prévue pour être utilisée sur des cartes industrielles après leur routage. Une telle méthode pourra donner des indications quantitatives sur le rayonnement d'une carte mais ceci d'une manière relative: on pourra effectuer différentes simulations successives en modifiant le routage ou les composants de la carte afin de limiter les émissions rayonnées. Mais vu la multiplicité des éléments rayonnants présents au sein d'une carte multicouches, on ne peut pas actuellement prédire d'une manière absolue le rayonnement d'une carte complexe. En revanche les éprouvettes d'essai sont choisies de manière à rendre possible une comparaison absolue entre les mesures et les simulations. L'objectif de notre travail est donc de vérifier quelle précision en absolu on peut attendre de la méthode de prédiction vis à vis de mesures effectuées en chambre semi-anéchoïque.

Bien entendu il existe une zone d'incertitude quant aux résultats donnés par les mesures que l'on peut par exemple quantifier avec la notion du *Normalized Site Attenuation* (NSA) qui a déjà été introduite dans le premier chapitre. Les mesures présentées dans ce chapitre IV sont effectuées à 10m dans la chambre semi-anéchoïque du CSELT (Centre de recherche de Telecom Italia), Torino Italie, organisme compétent et notifié. Ce site vérifie que l'écart entre les résultats de la mesure de l'atténuation du site et la formule analytique de référence pour tous les chemins de propagation utilisés lors d'une mesure respecte les exigences requises pour un organisme notifié. Les dimensions des absorbants à structure pyramidale sont telles (2.5 m de hauteur) que la condition du demi espace libre (open field) est vérifiée dès la fréquence de 30 MHz. Ainsi les mesures effectuées dans ce site auront une fiabilité acceptable.

La prédiction fournit la valeur du champ électrique en un point donné de l'espace tandis que la mesure fournit une tension mesurée sur l'antenne et transformée en un champ par l'intermédiaire de facteurs appropriés.

Malgré cela, les mesures seront considérées comme élément de référence dont on quantifiera l'écart avec les simulations. En particulier nous vérifierons que l'enveloppe des spectres mesurés est similaire en simulation. Nous regarderons aussi comment évolue l'écart entre les mesures et les simulations et nous examinerons si le modèle de prédiction reproduit correctement les phénomènes de résonance. Durant chaque mesure la bande passante du filtre de l'analyseur de spectre a été choisie de manière à procurer la meilleure sensibilité à la mesure et donc un rapport signal/bruit confortable, ceci au détriment du temps mis pour effectuer la mesure. Ce choix nous a permis dans le cas de la source sinusoïdale d'explorer la bande de fréquence de la norme EN55022 jusqu'à 1 GHz en préservant un rapport signal/bruit d'au moins 10 dB. Dans le cas de l'oscillateur ECL, il n'est pas possible d'obtenir un rapport signal/bruit suffisant au delà de 800 MHz et parfois même pour des fréquences inférieures. Dans tous les cas les résultats des mesures réalisées au CSELT avec les oscillateurs localisés et qui sont reportés dans cette thèse sont obtenus avec un rapport signal sur bruit d'au moins 8 dB.

Il faut prendre garde à la manière de comparer les résultats entre la mesure et la simulation quand un oscillateur localisé est utilisé. Un signal numérique périodique dont le rapport cyclique est proche de 50% présente des harmoniques impairs dont l'amplitude est très supérieure aux harmoniques pairs. Mais une légère variation du rapport cyclique entraînera un changement important de l'amplitude des harmoniques pairs. Les comparaisons seront donc effectuées sur les harmoniques qui donnent un maximum local de champ pour préserver le rapport signal/bruit indiqué plus haut. On remarque que les harmoniques qui présentent un maximum local pour l'oscillateur CMOS ne sont pas toujours les harmoniques pairs. Ce glissement est sûrement dû à une distorsion du rapport cyclique.

Dans un premier temps on veut valider toutes les hypothèses de la méthode de prédiction. Pour ce faire on alimente la carte A à partir de la source sinusoïdale. On va se mettre dans des conditions où les hypothèses vérifiées par la méthode seront satisfaites. Le plan de masse de la carte A sera toujours connecté au plan métallique de grandes dimensions afin de se rapprocher de la condition de plan métallique infini. Des comparaisons entre les simulations et les mesures seront effectuées à une distance fixe de 10m entre la carte et l'antenne de mesure et en variant la position de la carte ainsi que la hauteur de l'antenne de mesure et sa polarisation. Avant chaque configuration envisagée on mesure la contribution du rayonnement de la portion de câble présente dans la chambre quand celui-ci n'est pas connecté à la carte. De cette manière on peut vérifier que la contribution du câble est 30-40 dB inférieure au champ mesuré lorsque le câble est connecté à la carte.

Dans un deuxième temps on cherche à voir comment les hypothèses requises par la méthode de prédiction peuvent influencer les résultats sur des cartes qui présentent des caractéristiques proches des cartes industrielles. On utilise la carte A mais aussi la carte B qui présente deux segments rectilignes de piste. On s'inspire de la norme EN 55022 pour les configurations de mesure. C'est ainsi que l'on effectue les mesures et les simulations à une distance fixe de 10m entre la carte et l'antenne de mesure mais en faisant varier la hauteur de l'antenne entre 1m et 4m, et en mesurant tous les 50 cm le champ en polarisation horizontale et verticale en ne retenant que le champ maximum. Mais on ne suit pas toutes les prescriptions décrites dans la norme: on ne fera pas tourner l'objet sur lui même. Les récepteurs présentent souvent sur les cartes industrielles des hautes impédances aux signaux sur les pistes. C'est ainsi que certains tests seront effectués dans cette partie en laissant le connecteur SMA placé à l'extrémité de la piste des éprouvettes d'essai en circuit ouvert. Il s'agit d'un cas pour lequel il est plus difficile de comparer la mesure et la simulation car il y a toujours une capacité parasite présente à l'extrémité de la piste lors des mesures dont la valeur n'est pas facile à déterminer. Cette charge particulière permet de valider l'outil de prédiction également au voisinage de la résonance de la piste que l'on met bien en évidence dans ces conditions. Certaines mesures seront effectuées sans le plan de grandes dimensions afin de juger l'impact de l'hypothèse de plan infini quand on étudie le rayonnement de cartes réelles de dimensions finies.

IV.4.2.5 Résultats des comparaisons entre les simulations et les mesures

On précise que la polarisation de l'antenne de mesure sera toujours indiquée dans le texte du manuscrit mais on utilisera toujours le même symbole indiqué par exemple dans la Figure IV-37 pour l'antenne quelle que soit la polarisation de celle-ci.

Selon la méthodologie présentée précédemment nous présentons les résultats du test A.1 qui s'inscrit dans le cadre de la première étape de la validation où l'on cherche à valider la méthode de prédiction quand toutes les hypothèses requises pour la méthode sont satisfaites.

La carte A, connectée au plan de grandes dimensions, est placée en position horizontale sur le plancher métallique de la chambre comme le montre la Figure IV-37. La piste est alimentée par la source sinusoïdale, elle est chargée à son extrémité par une impédance de 50Ω . Les dimensions géométriques de la configuration d'essai sont les suivantes:

Hauteur de la carte: sur le plancher

Distance de mesure: $L = 10\text{m}$;

hauteur de l'antenne: $h = 4\text{m}$.

Cette position de la carte vis à vis de l'antenne ne donnera pas le champ maximum mais le rapport signal sur bruit est au moins de 10 dB, la comparaison entre mesure et simulation est donc possible.

Les fréquences explorées sont 30MHz, 50 MHz et puis varient de 50MHz à 1GHz tous les 25 MHz.

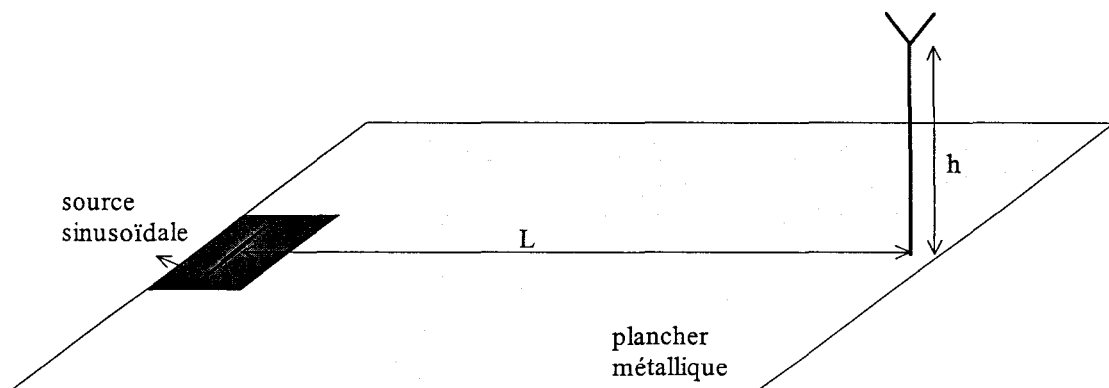


Figure IV-37: Configuration considérée lors du test A1

L'antenne de mesure est mise en polarisation horizontale. La comparaison est donc effectuée avec la composante du champ électrique simulé parallèle à la piste. La Figure IV-38 représente la comparaison entre le champ électrique mesuré et simulé dans les conditions ainsi définies. La Figure IV-39 représente le rapport en dB entre la simulation et la mesure.

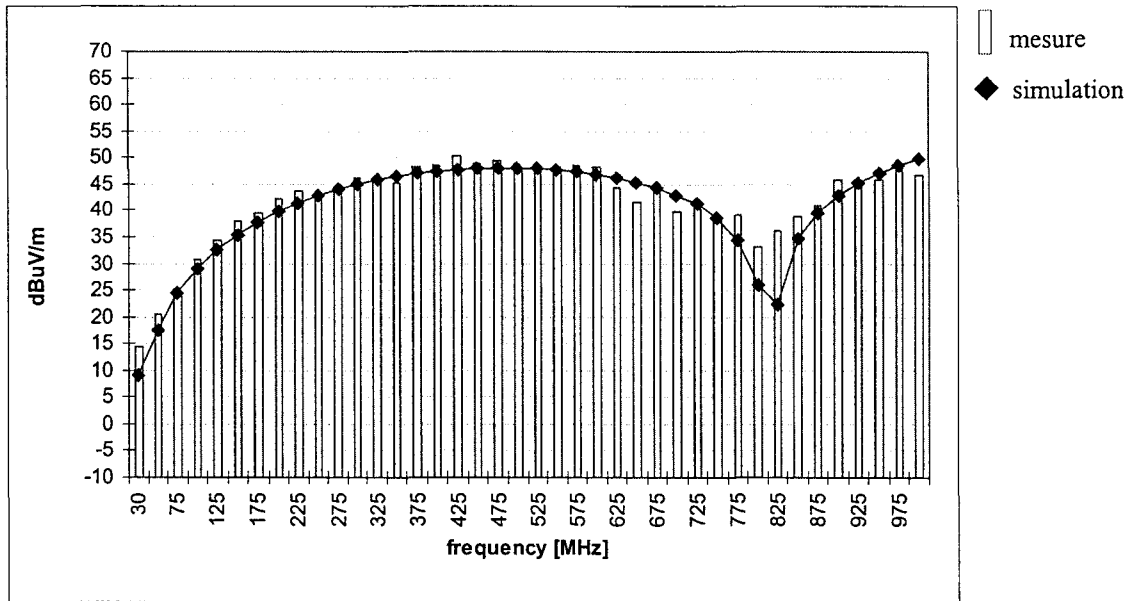


Figure IV-38: comparaison entre le champ électrique mesuré et simulé dans les conditions du test A1

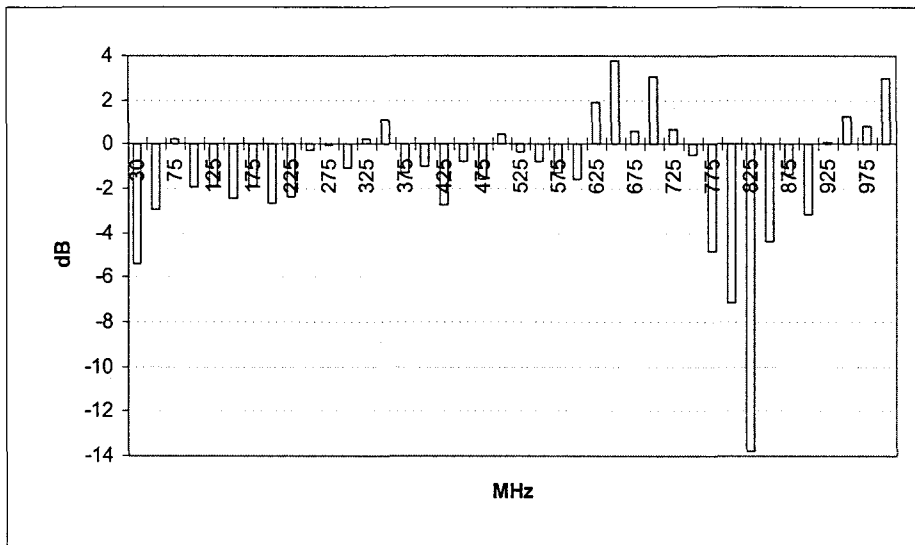


Figure IV-39: rapport en dB entre simulation et mesure dans les conditions du test A1

L'enveloppe du spectre de la mesure est bien reproduite par la simulation. Dans les basses fréquences la carte peut être assimilée en première approximation à un réseau de deux dipôles électriques élémentaires dont le rayonnement est bien proportionnel à la fréquence. On retrouve ce comportement en mesure et en simulation. L'écart entre la simulation et la mesure demeure dans le domaine de variation $-4\text{dB} \div +4\text{dB}$, excepté autour de 825MHz, qui correspond à un minimum de champ rayonné par l'éprouvette de test dans les conditions de mesure ainsi définies. On remarque un léger décalage en fréquence entre le minimum mesuré et simulé et l'amplitude du champ mesuré est supérieure à celle du champ simulé au voisinage de la fréquence du minimum. Cet écart au voisinage du minimum pourrait être attribué au fait que la simulation idéalise la structure rayonnante en ne considérant pas par exemple l'effet du dipôle magnétique constitué par la piste, ses raccordements verticaux au plan métallique et le chemin de retour du courant sur le plan métallique. De plus le champ

est calculé en un point alors qu'il est en réalité déduit à partir d'une tension mesurée sur l'antenne. Il est donc délicat d'effectuer une comparaison sur les minima de champ rayonné.

D'autres comparaisons entre des mesures et des simulations avec la source sinusoïdale sont reportées dans l'annexe IV.3. Dans les configurations où la carte est mise en position verticale, les mesures sont effectuées avec l'antenne mise en polarisation verticale et horizontale quelque soit la position de la piste. On met ainsi en évidence une différence au moins supérieure à 20 dB entre les deux polarisations. Les résultats fournis dans l'annexe concernent la polarisation de l'antenne qui donne le champ rayonné maximum. Dans toutes les configurations envisagées l'écart entre la simulation et la mesure demeure dans le domaine de variation $-4\text{dB}\div 4\text{dB}$ dans les zones de champ maximum. L'écart augmente quand on s'approche des zones de champ minimum pour la même raison que celle citée plus haut. L'outil de prédiction donne des résultats réalistes pour une ligne à microruban munie du plan de grandes dimensions pour les positions de l'éprouvette de test et de l'antenne envisagées.

Selon la méthodologie présentée précédemment nous présentons maintenant les résultats du test B.1 qui s'inscrit dans le cadre de la deuxième étape de la validation où l'on cherche à voir comment les hypothèses requises pour la méthode de prédiction peuvent influencer les résultats sur des cartes qui présentent des caractéristiques proches des cartes industrielles. En particulier on se mettra dans des conditions similaires à celles que l'on rencontre dans les tests normatifs et on utilisera des sources qui fournissent des signaux typiques des cartes numériques industrielles et parfois des terminaisons en circuit ouvert.

Commençons par les test qui explorent le spectre allant de 200MHz à 1GHz, on utilise pour cela l'oscillateur ECL dont le modèle a été validé dans cette gamme de fréquences, comme cela est montré dans la partie III.2.7 du chapitre III.

Le test B.1 vise en particulier l'impact de l'hypothèse de plan infini quand on étudie le rayonnement de cartes réelles de dimensions finies dans le spectre allant de 200MHz à 1GHz. La carte A, non connectée au plan de grandes dimensions, est placée en position verticale au dessus du plancher métallique de la chambre comme le montre la Figure IV-40. La piste, mise en position horizontale, est alimentée par l'oscillateur ECL, elle est laissée à son extrémité en circuit ouvert. Les dimensions géométriques de la configuration d'essai sont les suivantes:

Hauteur de la carte: $H = 92\text{cm}$;

Distance de mesure: $L = 10\text{m}$;

hauteur de l'antenne: h varie entre 1m et 4m, on mesure tous les 50 cm le champ en polarisation horizontale et verticale et on ne retient que le champ maximum, comme cela est demandé dans la norme EN 55022

Cette position de la carte vis à vis de l'antenne donnera le champ maximum. Les fréquences explorées varient de 200MHz à 1GHz.

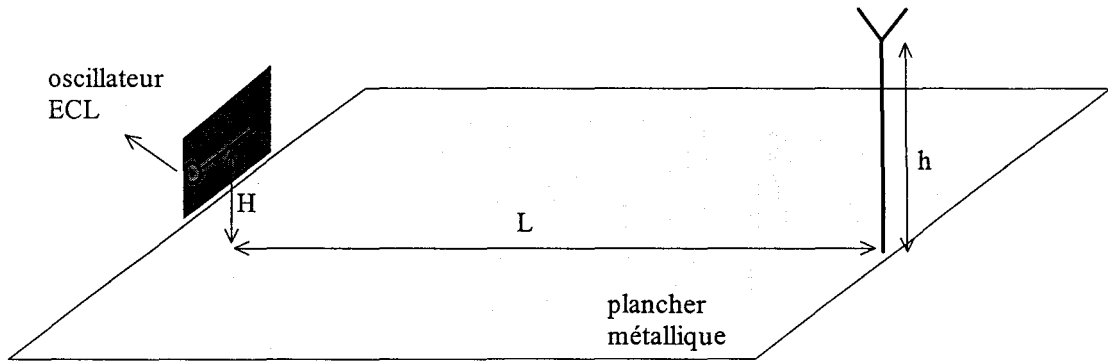


Figure IV-40: Configuration considérée lors du test B1

La Figure IV-41 représente la comparaison entre le champ électrique mesuré et simulé dans les conditions ainsi définies. La Figure IV-42 représente le rapport en dB entre la simulation et la mesure.

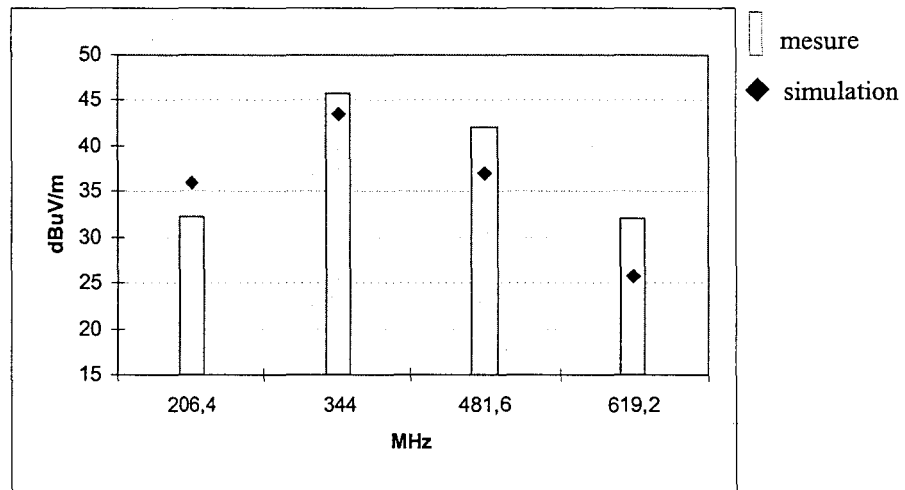


Figure IV-41: comparaison entre le champ électrique mesuré et simulé dans les conditions du test B1

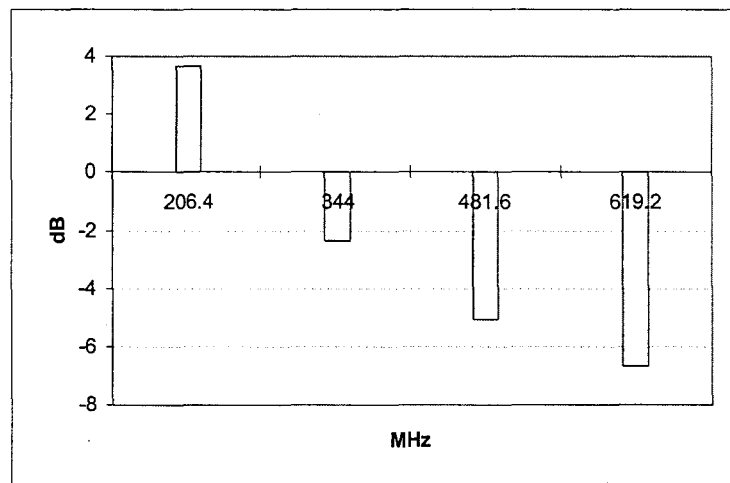


Figure IV-42: rapport en dB entre simulation et mesure dans les conditions du test B1

Les colonnes dessinées sur les figures précédentes sont les résultats de la mesure mais leur largeur n'est pas liée à celle du filtre utilisé durant l'expérience. On observe peu de raies entre 200MHz à 1GHz dans la mesure où au delà de 800 MHz, il n'est pas possible d'obtenir un rapport signal/bruit suffisant pour pouvoir effectuer une comparaison avec les simulations. De plus seules les raies qui présentent un maximum local de champ ont été représentées, dans le cas de l'oscillateur ECL il s'agit des harmoniques impairs de la fréquence fondamentale du signal injecté. L'enveloppe du spectre de la mesure est bien reproduite par la simulation ainsi que la fréquence des maxima et minima d'émissions. Mais l'écart entre la simulation et la mesure s'écarte par rapport aux essais précédents pour atteindre 5 dB sur l'avant dernière harmonique visualisée. Le dernier harmonique présente un écart de 6 dB entre la mesure et la simulation sans que nous ayons trouvé d'explications. Cette détérioration de l'écart est probablement due à un rayonnement du courant de mode commun généré dans le plan de masse de la carte et à une déviation du courant et des lignes de champ appliquée par les bords de la carte qui n'est pas connecté au plan de grandes dimensions. Afin de vérifier cette hypothèse on reproduit le même essai lors du test B2 en connectant le plan de masse de la carte A au plan de grandes dimensions. Seule la hauteur H de la carte est modifiée: $H = 80\text{cm}$, les autres dimensions géométriques de la configuration d'essai restent inchangées. La Figure IV-43 représente la comparaison entre le champ électrique mesuré et simulé dans les conditions ainsi définies. La Figure IV-44 représente le rapport en dB entre la simulation et la mesure.

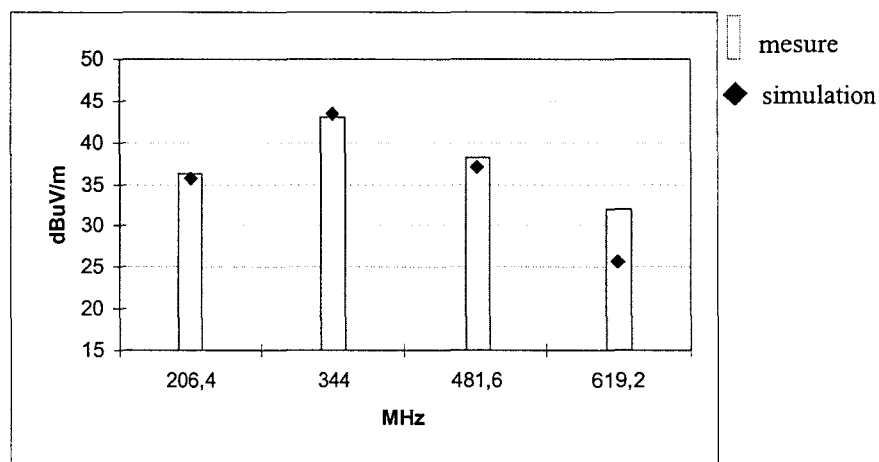


Figure IV-43: comparaison entre le champ électrique mesuré et simulé dans les conditions du test B2

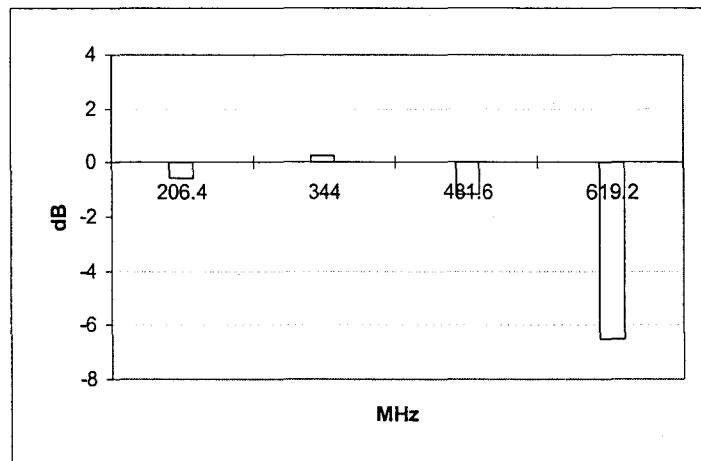


Figure IV-44: rapport en dB entre simulation et mesure dans les conditions du test B2

La connexion du plan de masse de la carte au plan métallique de grandes dimensions a permis de réduire l'écart entre la mesure et la simulation sur les trois premiers harmoniques montrés sur la Figure IV-44 à moins de 2 dB. Le dernier harmonique présente un écart de 6dB entre mesure et simulation sans que nous ayons trouvé d'explications.

D'autres comparaisons entre des mesures et des simulations avec l'oscillateur ECL sont reportées dans l'annexe IV.3 et dans [Leroux97Aquila]. Dans toutes les configurations analysées l'écart entre la simulation et la mesure est compris entre -4 dB et +4 dB dans les zones de champ maximum si les hypothèses requises par la méthode sont vérifiées.

Analysons maintenant les test qui explorent le spectre allant de 30MHz à 200MHz, on utilise pour cela l'oscillateur CMOS dont le modèle a été validé dans cette gamme de fréquences, comme cela est montré dans la partie III.2.7 du chapitre III.

Le test C.1 vise en particulier l'impact de l'hypothèse de plan infini quand on étudie le rayonnement de cartes réelles de dimensions finies dans le spectre allant de 30MHz à 200MHz pour lequel la largeur du plan local de la carte D ne vérifiera pas toujours la condition $D > 0.08\lambda$. La carte A, non connectée au plan de grandes dimensions, est placée en position verticale au dessus du plancher métallique de la chambre comme le montre la Figure IV-45. La piste, mise en position horizontale, est alimentée par l'oscillateur CMOS, elle est connectée à son extrémité sur une charge de 50Ω . Les dimensions géométriques de la configuration d'essai sont les suivantes:

Hauteur de la carte: $H = 92\text{cm}$;

Distance de mesure: $L = 10\text{m}$;

hauteur de l'antenne: h varie entre 1m et 4m, on mesure tous les 50 cm le champ en polarisation horizontale et verticale et on ne retient que le champ maximum, comme cela est demandé dans la norme EN 55022

Cette position de la carte vis à vis de l'antenne donnera le champ maximum. Les fréquences explorées varient de 30MHz à 200GHz.

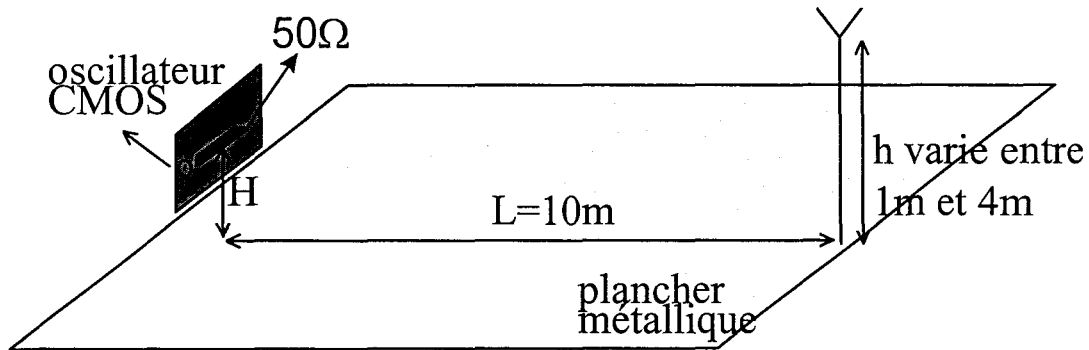
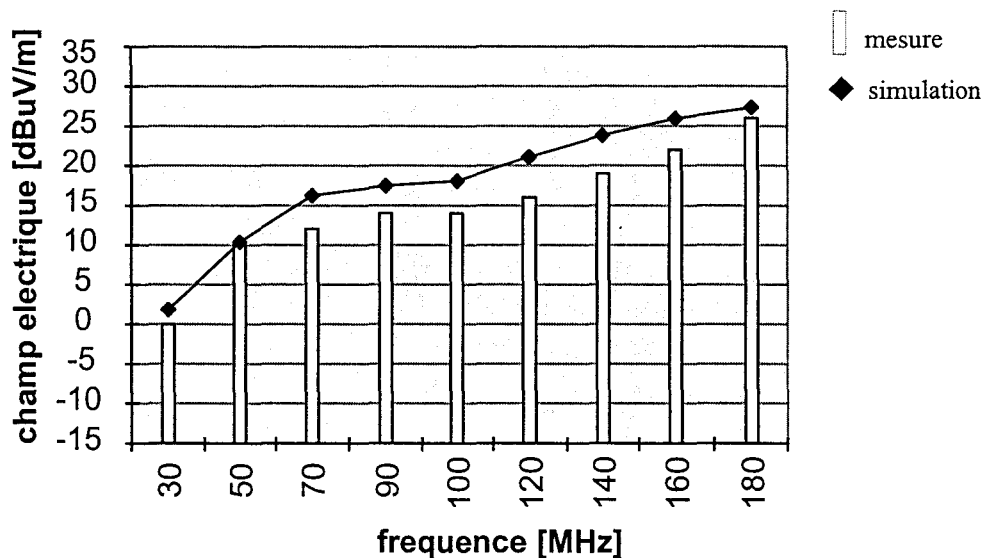


Figure IV-45: Configuration considérée lors du test C1

La Figure IV-46 représente la comparaison entre le champ électrique mesuré et simulé dans les conditions ainsi définies.

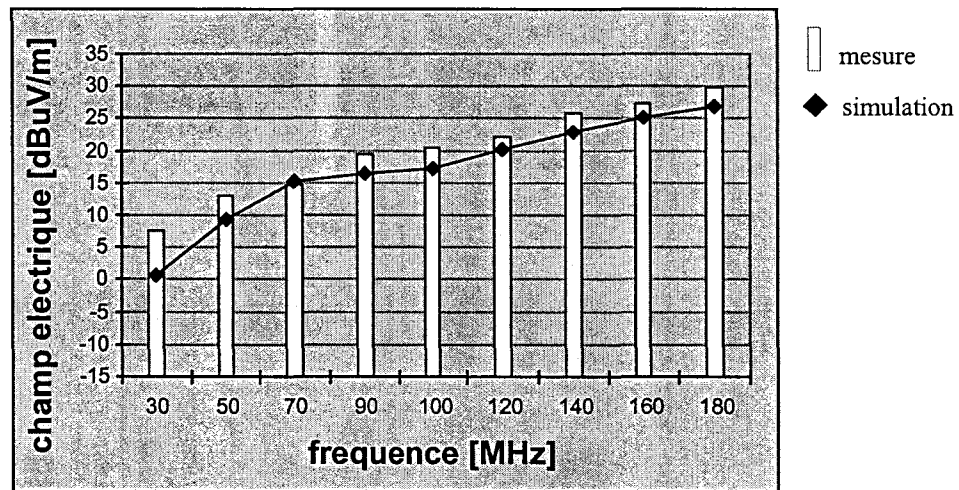


Electric field without big plane, H=92 cm

Figure IV-46: comparaison entre le champ électrique mesuré et simulé dans les conditions du test C1

Seules les raies qui présentent un maximum local de champ ont été représentées, dans le cas de l'oscillateur CMOS il ne s'agit pas toujours des harmoniques impairs de la fréquence fondamentale du signal injecté. Ce glissement est sûrement dû à une distorsion du rapport cyclique. L'enveloppe du spectre de la mesure est bien reproduite par la simulation ainsi que la fréquence des maxima et minima d'émissions. La simulation surestime toujours la mesure d'un écart qui ne dépasse pas 5 dB sur le spectre exploré. Comme pour le cas précédent, on reproduit le même essai lors du test C.2 en connectant le plan de masse de la carte A au plan de grandes dimensions. Seule la hauteur H de la carte est modifiée: H = 80cm, les autres dimensions géométriques de la configuration d'essai restent inchangées. La Figure IV-

47 représente la comparaison entre le champ électrique mesuré et simulé dans les conditions ainsi définies.



Electric field with big plane, H=80 cm

Figure IV-47: comparaison entre le champ électrique mesuré et simulé dans les conditions du test C2

La connexion du plan de masse de la carte au plan métallique de grandes dimensions a permis de réduire l'écart à 3 dB sauf pour la fréquence de 30 MHz où on observe une différence de 7 dB sans que nous ayons trouvé d'explications. Mais la simulation sous-estime maintenant la mesure.

L'absence du plan de grandes dimensions introduit une divergence entre les mesures et les simulations qui augmente légèrement pour atteindre au pire 5 dB. Ainsi même dans des conditions où les dimensions de la carte sont celles que l'on rencontre dans l'industrie, l'écart entre la simulation et la mesure reste contenu pour les positions de la carte et de l'antenne de mesure envisagées.

Dans le test C.3 la carte A est placée dans une configuration identique à celle présentée précédemment (Figure IV-48) sauf que:

la carte est connectée au plan de grandes dimensions

Hauteur de la carte: $H = 136\text{cm}$;

Les fréquences explorées varient de 30MHz à 200MHz.

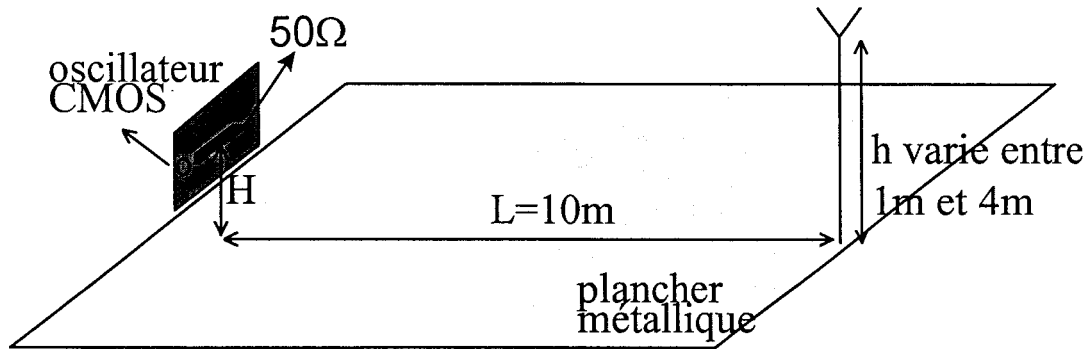


Figure IV-48: Configuration considérée lors du test C3

La Figure IV-49 représente la comparaison entre le champ électrique mesuré et simulé dans les conditions ainsi définies. La Figure IV-50 représente le rapport en dB entre la simulation et la mesure.

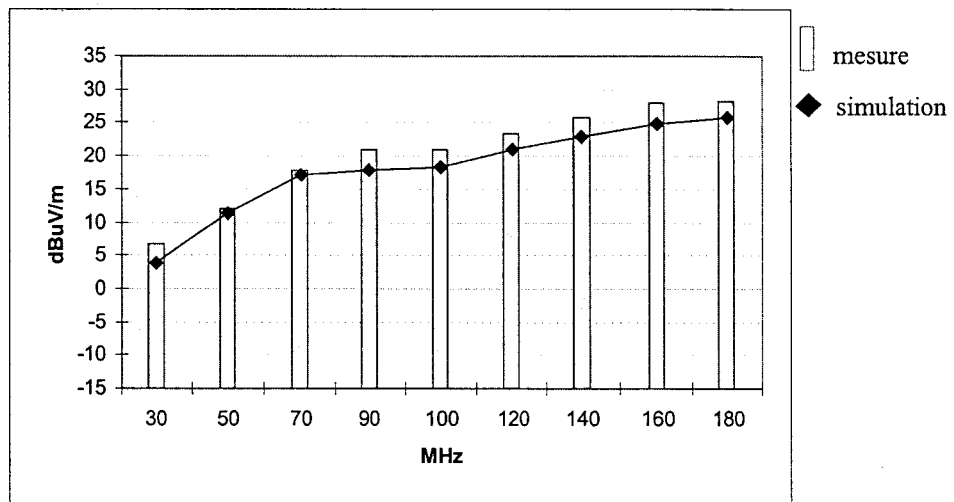


Figure IV-49: comparaison entre le champ électrique mesuré et simulé dans les conditions du test C3

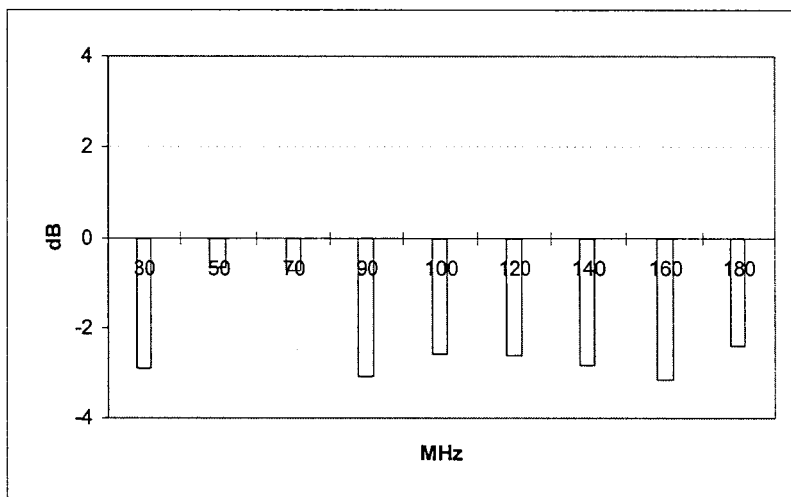


Figure IV-50: rapport en dB entre simulation et mesure dans les conditions du test C3

L'enveloppe du spectre de la mesure est très bien reproduite par la simulation ainsi que la fréquence du maximum et du minimum d'émission. Les résultats de la simulation sous-estiment ceux de la mesure d'un écart toujours inférieur à 3 dB.

D'autres comparaisons entre des mesures et des simulations avec l'oscillateur CMOS sont reportées dans l'annexe IV.3 et dans [Leroux97Aquila]. Dans toutes les configurations analysées les résultats de la simulation sous-estiment ceux de la mesure d'un écart toujours inférieur à 4 dB dans les zones de champ maximum si les hypothèses requises par la méthode sont vérifiées.

IV.4.2.6 Validation expérimentale au moyen d'une carte industrielle

Le but de notre travail est de proposer des méthodes de prédiction utilisables après le routage des cartes électroniques industrielles. Nous allons donc tenter dans cette dernière partie consacrée à la validation expérimentale d'effectuer une comparaison entre la simulation et la mesure des émissions rayonnées par une carte industrielle. Bien sûr, la carte est choisie de manière à mettre en évidence surtout le rayonnement des lignes à microruban. C'est ainsi qu'elle ne présente pas de striplines et on s'est efforcé de limiter le rayonnement dû aux pistes ou plans d'alimentation. La carte industrielle d'origine présente un certain nombre de pistes et de composants. Mais nous avons effectivement monté seulement quelques uns des composants afin de travailler sur une partie de la carte. Notre hypothèse de travail est de négliger le couplage éventuel avec les pistes de cuivre non alimentées. Ceci est acceptable dans la mesure où les pistes non alimentées sont courtes et les signaux utiles sont lents, ce qui rend difficile le rayonnement de ces pistes par un couplage aux pistes alimentées. La Figure IV-51 montre la portion de la carte étudiée [Leroux98Brest].

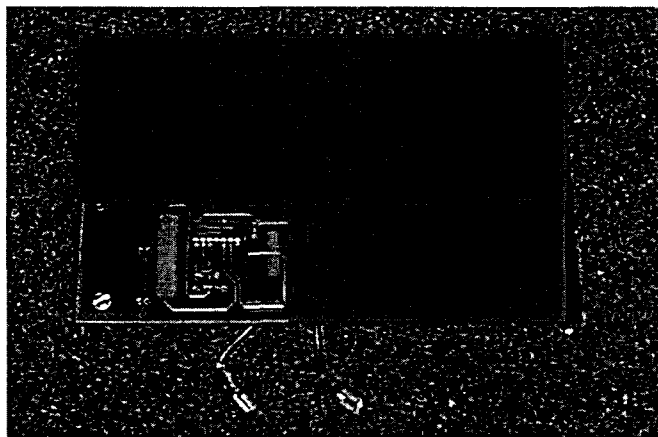


Figure IV-51: Portion de la carte industrielle choisie pour la validation

Sur cette figure on remarque la présence des fils d'alimentation qui sont reliés durant la mesure à une batterie. Des précautions ont été prises afin d'éviter un rayonnement de mode commun de la batterie et des fils d'alimentation: les deux fils sont reliés à la

carte au moyen de trous métallisés et l'ensemble composé des deux fils et de la batterie sont placés derrière le plan métallique de la carte qui fait effet de blindage, des capacités de découplage ont été judicieusement placées afin de limiter le bruit de commutation sur le réseau d'alimentation.

Le schéma électrique de la portion de la carte étudiée est représenté sur la **Figure IV-52** et le routage est montré sur la **Figure IV-53**. Le schéma de cette portion de carte est construit autour d'un oscillateur à trigger de Schmitt réalisé avec les composants suivants:

- un circuit intégré M74HC14B, trigger de Schmitt hex inverseur
- une capacité de découplage C_1 de 100 nF
- une capacité de 56 pF
- une résistance de 4,7 K Ω

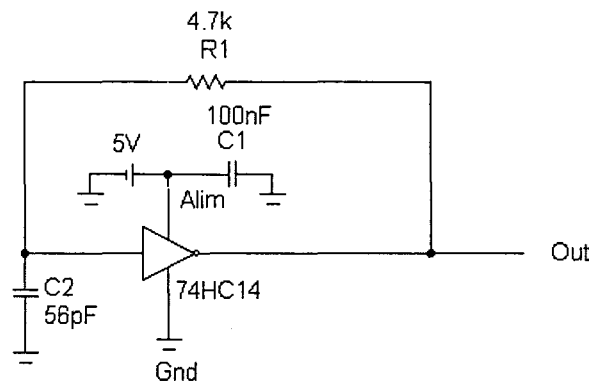


Figure IV-52: Schéma électrique de la portion de carte dont on veut prédire le rayonnement

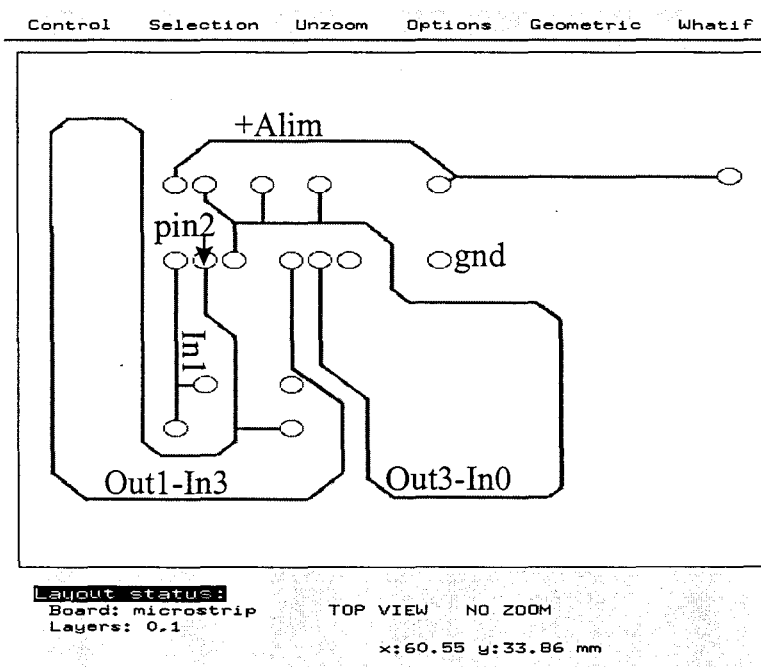


Figure IV-53: Routage de la portion de carte dont on veut prédire le rayonnement

La fréquence nominale d'oscillation est donnée par la relation:

$$f_{osc} \approx \frac{1}{R_1 C_2 \ln \frac{V_{T+}(V_{CC} - V_{T-})}{V_{T-}(V_{CC} - V_{T+})}} \quad \text{Equation IV-64}$$

Où V_{T+} et V_{T-} sont respectivement le seuil supérieur et inférieur du trigger et où V_{CC} est la tension d'alimentation. Des mesures effectuées sur le composant polarisé à $V_{CC} = 5V$ ont permis de vérifier les valeurs des seuils:

- $V_{T+} = 2.9 V$
- $V_{T-} = 1.6 V$

On obtient donc la valeur suivante pour la fréquence nominale d'oscillation:

$$f_{osc} \approx 3.5 \text{ MHz.}$$

Le routage est composé de 4 interconnexions:

1. +Alim alimente le circuit intégré 74HC14 à travers la capacité de découplage C_1 ;
2. In1 connecte la résistance R_1 et la capacité C_2 à l'entrée du premier inverseur;
3. Out1-In3 connecte la sortie du premier inverseur à l'entrée du troisième inverseur;
4. Out3-In0 connecte la sortie du troisième inverseur aux entrées des quatre autres inverseurs présents au sein du composant.

Toutes les pistes ont la même largeur de 20 mils (= 0,508 mm) et sont disposées sur un substrat diélectrique d'épaisseur 2 mm et de constante diélectrique relative 4,8. L'ensemble est mis sur un plan métallique qui sert de retour de masse. Cette portion de carte présente donc des lignes à microruban dont on veut calculer et mesurer le rayonnement.

La première étape est de vérifier la qualité de la simulation d'intégrité de signal utilisée ensuite pour calculer les émissions rayonnées. Diverses comparaisons entre la simulation et la mesure de la tension aux différents points du circuit ont été effectuées. Nous présentons ici une de ces comparaisons. La **Figure IV-54** représente la tension mesurée entre la connexion numéro 2 du circuit intégré et la masse (**Figure IV-53**). La **Figure IV-55** montre le même point de test simulé par l'algorithme de calcul d'intégrité de signal présenté dans le troisième chapitre.

La mesure effectuée avec un oscilloscope connecté à une interface présentant une haute impédance d'entrée montre que la fréquence d'oscillation est proche de 3 MHz soit légèrement inférieure à celle déterminée par l'équation IV-64. Cette différence est probablement due aux tolérances constructeurs typiques des composants utilisés et aux variations de la tension continue d'alimentation. A la fois les tensions simulées et mesurées montrent sur la transition d'état logique bas-haut une surtension initiale dont l'amplitude est légèrement surestimée par la simulation. On observe ensuite des oscillations qui s'amortissent en 60 ns. La comparaison sur la

transition complémentaire met en évidence en mesure et en simulation une sous-tension initiale d'amplitude 0,7 V puis des oscillations amorties sur une durée proche de 40 ns.

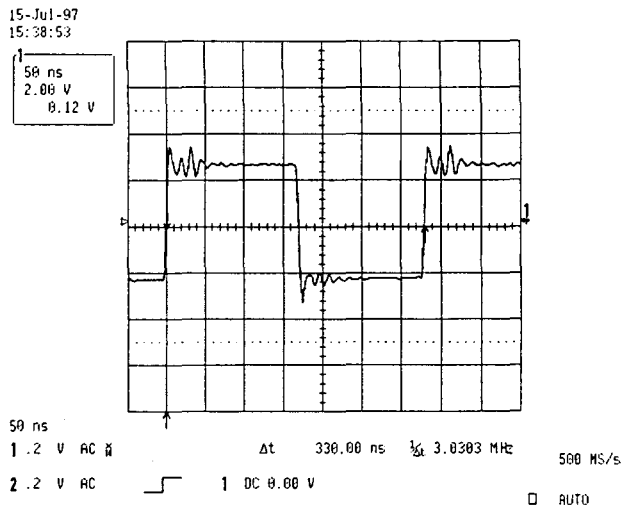


Figure IV-54: Tension mesurée entre la connexion numéro 2 du circuit intégré et la masse

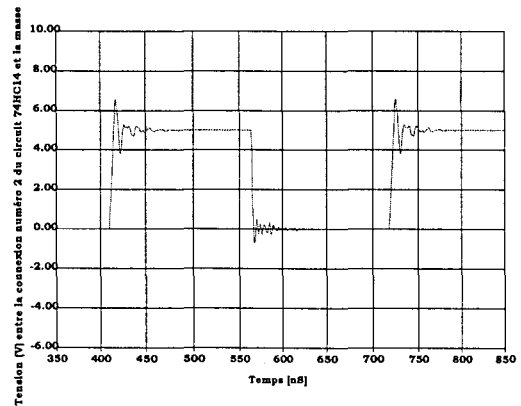


Figure IV-55: Tension simulée entre la connexion numéro 2 du circuit intégré et la masse

La corrélation entre la simulation et la mesure est relativement satisfaisante même si la simulation surestime la première surtension durant la transition d'état logique bas-haut. Cette légère différence entre les tensions simulées et mesurées peut s'expliquer par le choix du modèle pour le circuit intégré, réalisé à partir de données constructeurs et non pas à partir de mesures sur un échantillon du composant. De cette façon la dispersion des paramètres électriques du composant peut justifier une telle différence. L'écart observé pourrait se traduire par une zone d'incertitude sur le plan du rayonnement où l'échelle en dB implique une plus grande dynamique des valeurs obtenues. Une comparaison entre le spectre de cette tension mesuré et simulé permettrait de s'affranchir de cette incertitude. Analysons maintenant les résultats sur les émissions rayonnées.

Les mesures ont été sous-traitées en Italie et elles ont été effectuées à 3 m de distance dans une chambre semi-anéchoïque "compacte" qui présente des parois métalliques recouvertes de ferrite pour obtenir l'effet anéchoïque souhaité.

La carte, non connectée au plan de grandes dimensions, est placée en position verticale au dessus du plancher métallique de la chambre comme le montre la **Figure IV-56**. Les pistes de signal sont mises du côté de l'antenne de mesure. Les dimensions géométriques de la configuration d'essai sont les suivantes:

- Hauteur de la carte: $H = 80\text{cm}$;
- Distance de mesure: $L = 3\text{m}$;
- hauteur de l'antenne: $h = 1\text{ m}$

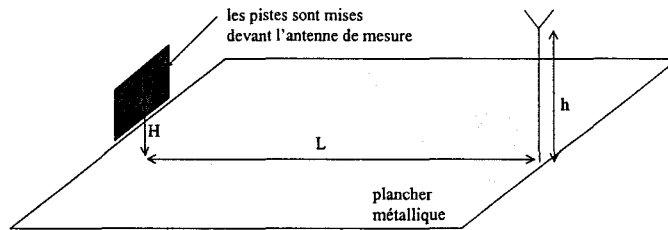


Figure IV-56: Configuration considérée lors du test sur la carte industrielle

L'orientation de la carte durant les mesures est indiquée dans la **Figure IV-57**. On peut alors remarquer que l'interconnexion +Alim se trouve en position verticale dans la configuration choisie durant les mesures. On s'intéresse dans cette thèse au rayonnement des pistes de signal. C'est ainsi que nous ne considérerons pas le rayonnement de l'interconnexion +Alim dans la validation. Pour cela on effectuera les mesures en polarisation horizontale de manière à diminuer au maximum sa contribution. Dans un premier temps les mesures sont effectuées entre 100 MHz et 200 MHz, la **Figure IV-58** représente le champ électrique mesuré avec l'antenne en polarisation horizontale dans les conditions ainsi définies. Dans un deuxième temps les mesures sont effectuées entre 200 MHz et 1 GHz. La **Figure IV-59** représente le champ électrique mesuré avec l'antenne en polarisation horizontale dans les conditions ainsi définies. Effectuons la comparaison avec la simulation obtenue avec notre outil de prédiction dont les résultats sont fournis dans la **Figure IV-60**.

L'analyse comparative de la **Figure IV-58** et de la **Figure IV-59** avec la **Figure IV-60** permet de formuler les observations suivantes.

Dans l'intervalle de fréquences 100-200 MHz, l'évolution du spectre de la mesure est très bien reproduite par la simulation ainsi que la fréquence des maxima et minima d'émission. L'écart entre la simulation et la mesure est inférieur à 4 dB.

Dans l'intervalle de fréquences compris entre 200 MHz et 1 GHz, il convient d'être prudent sur l'interprétation des résultats. En effet la bande passante du filtre utilisée pendant les mesures ne permet pas d'obtenir un rapport signal/bruit suffisant pour sélectionner les harmoniques, le rayonnement émis par la carte est même d'un niveau inférieur au bruit relevé pendant la mesure, ceci au dessus de 400 MHz. La comparaison est cependant possible sur l'enveloppe du spectre rayonné et sur le champ maximum. C'est ainsi que le champ maximum relevé lors de la mesure et en simulation pour la fréquence 330 MHz est obtenu avec un écart inférieur à 2 dB en faveur de la mesure. D'autre part la mesure et la simulation montrent un minimum de champ peu après 300 MHz.

L'outil de prédiction permet de fournir des résultats quantitatifs comparables avec les mesures effectuées en absolu pour la portion de carte industrielle choisie. Ainsi même dans des conditions où les dimensions de l'éprouvette sont celles d'une carte que l'on rencontre dans l'industrie, l'écart entre la simulation et la mesure reste contenu pour la position de la carte et de l'antenne de mesure envisagée. Mais Il faut quand même être prudent sur la comparaison dans la mesure où le rayonnement du plan de masse et du circuit intégré utilisé n'est pas pris en compte dans la simulation.

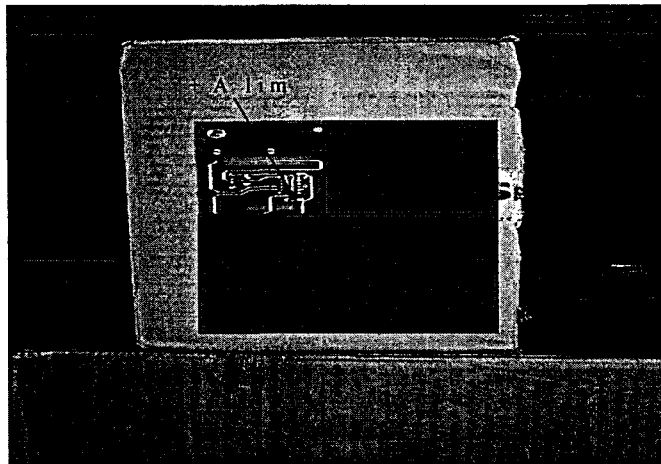


Figure IV-57: Orientation de la carte durant les mesures

De plus d'autres cartes présentent, nous l'avons vu dans le deuxième chapitre, d'autres contributions au champ rayonné comme par exemple le rayonnement des striplines qui ne sont pas simulées par la méthode proposée. Des travaux futurs compléteront l'approche présentée dans cette thèse. Un exemple de développement en cours est par exemple l'étude du rayonnement d'une carte présentant un rayonnement important du réseau d'alimentation [Leroux98Roma].

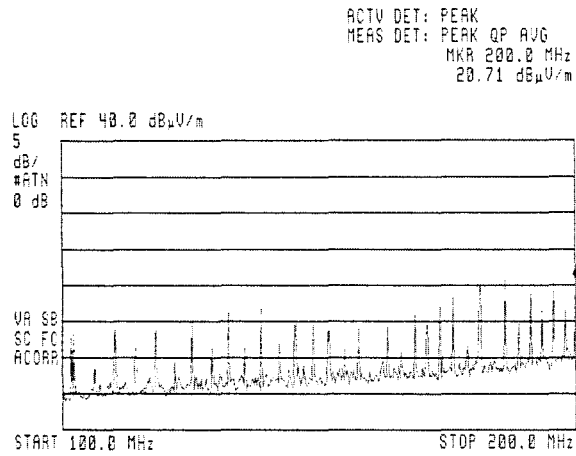


Figure IV-58: Spectre du champ électrique mesuré en polarisation horizontale entre 100 MHz et 200 MHz

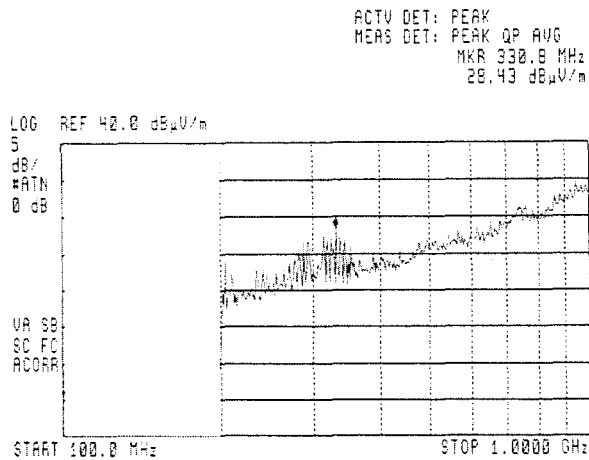


Figure IV-59: Spectre du champ électrique mesuré en polarisation horizontale entre 200 MHz et 1 GHz

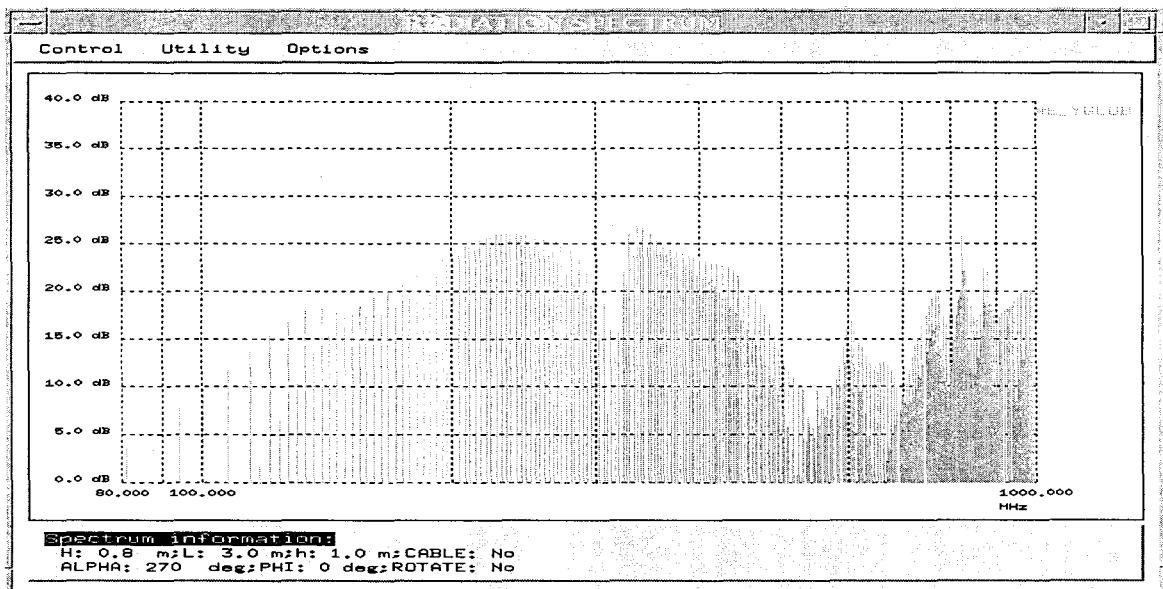


Figure IV-60: Spectre du champ électrique simulé en polarisation horizontale entre 80 MHz et 1 GHz

IV.4.3 Étude du compromis entre le temps de calcul et le réalisme des résultats

Nous avons relevé le temps de calcul nécessaire à la simulation d'une carte industrielle qui présente 339 interconnexions, 368 composants et dont la section transverse est composée de 8 couches dont 3 plans métalliques continus. Il se décompose de la manière suivante pour les 290 lignes à microruban présentes au sein de cette carte (calculateur HP 9000 série B180L):

- calcul des paramètres des lignes de transmission et d'intégrité de signal:60 s
- Transformée de Fourier Rapide (FFT): 6s
- calcul du spectre des émissions rayonnées en un point d'observation: 6s

Ces résultats sur le temps de calcul montrent que la méthode hybride peut effectivement être utilisée en milieu industriel dans la chaîne de conception des cartes. Il sera possible de simuler toutes les lignes à microruban d'une carte en une seule itération afin de faire un bilan global sur le rayonnement et ceci sans devoir préalablement réaliser une expertise des pistes les plus critiques. Au contraire une telle simulation permettra d'identifier les interconnexions les plus critiques du point de vue du rayonnement et d'améliorer le routage d'une carte au moyen de modifications et simulations successives en un temps intéressant. La méthode hybride réalise ainsi le compromis entre le réalisme des résultats sur des structures canoniques et la rapidité de la simulation sur une carte industrielle que l'on recherchait.

CONCLUSION

Ce quatrième chapitre a permis de mettre en évidence les avantages de la méthode hybride qui utilise la dyadique de Green pour calculer le champ rayonné par les pistes routées sur les couches externes des cartes. En effet la formulation présentée est purement analytique. Elle ne nécessite aucune segmentation des pistes et elle tient compte de l'influence des couches diélectriques dans le calcul du champ rayonné par les lignes à microruban enterrées. Son domaine de validité se situe dans le champ lointain, c'est une approximation suffisante pour la norme considérée EN 55022.

La validation théorique a montré une bonne concordance entre les résultats obtenus avec la méthode utilisant la dyadique de Green et le formalisme du rayonnement des antennes d'une part et la méthode de Sommerfeld d'autre part. Comme cela a déjà été observé dans [Alexópoulos84] nous avons mis en évidence qu'une ligne à microruban enterrée présente un diagramme de rayonnement beaucoup plus omnidirectionnel qu'une même ligne dépourvue de couvercle diélectrique.

Bien sûr l'hypothèse des dimensions infinies du plan de masse et des couches diélectriques introduit un angle limite à partir duquel les résultats de la simulation s'écartent de la réalité sur une carte de dimensions finies, ceci quand le point d'observation est très proche du plan de masse: quand la carte est mise de côté par exemple. En effet la méthode proposée calcule le rayonnement des pistes disposées parallèlement au substrat et non pas de leurs raccordements verticaux au plan métallique qui forment un dipôle magnétique avec les pistes et le chemin du courant de retour dans le plan. Cet effet produit un champ de composante normale non nulle quand le point d'observation se trouve en face d'un des côtés de la carte alors que la simulation prévoit un champ nul. Une évolution de la méthode consistera à calculer aussi le rayonnement dû aux raccordements verticaux (trous métallisés par exemple) au moyen d'un modèle de dipôle.

Cette même hypothèse implique que l'on ne tient pas compte dans la méthode proposée du rayonnement de mode commun généré sur le plan local de la carte et de la déviation du courant et des lignes de champ appliquée par les bords de la carte. Mais le rayonnement de mode commun est dominé par celui du câble connecté au plan de masse de la carte dans la structure globale considérée dans la thèse, ce couplage sera traité dans le chapitre V. De même la méthode ne tient pas compte des éventuelles résonances du plan local qui contribuent au bruit Delta-I présent sur le plan. Cet effet, qui dépend des endroits où le plan est excité et donc de la position des circuits intégrés et des capacités de découplage a été étudié dans [Berghe98]. Une évolution de la méthode de prédiction pourrait utiliser les résultats de [Leroux96Wroclaw] déjà présentés dans le chapitre II pour intégrer ce couplage.

Enfin cette hypothèse limite l'application rigoureuse possible de la théorie des plans images quand la largeur D du plan local est telle que $D < 0.08\lambda$ et quand la piste se trouve très près d'un des bords de la carte. Dans ces conditions la prédiction

risque de sous-estimer légèrement le champ de mode différentiel dans les basses fréquences considérées dans la norme EN 55022. Mais cet effet est masqué par le rayonnement de mode commun des câbles qui peuvent être connectés au plan de masse de la carte.

Il serait intéressant tout de même de confronter la méthode utilisant la dyadique de Green à une méthode rigoureuse qui tient compte des dimensions finies de la carte et du milieu stratifié. Une comparaison avec la méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD), expliquée dans [Sadiku92] et [Hubbing91], sur le rayonnement d'une carte mise dans les conditions d'une mesure en chambre semi-anéchoïque est en cours au Politecnico di Torino.

Les validations expérimentales entreprises, lorsque les conditions où les hypothèses vérifiées par la méthode sont satisfaites, sont en bon accord. En effet dans toutes les configurations envisagées l'écart entre la simulation et la mesure demeure dans le domaine de variation $-4\text{dB}\div 4\text{dB}$ dans les zones de champ maximum dans la gamme de fréquences (30MHz,1GHz). L'écart augmente quand on s'approche des zones de champ minimum. Mais ce n'est pas un handicap dans la mesure où le gabarit normatif sanctionne le rayonnement d'un appareil par une limite maximale de champ, comme nous l'avons signalé dans le premier chapitre.

La validation effectuée dans des conditions similaires à celles que l'on rencontre dans les tests normatifs et où on a utilisé des sources qui fournissent des signaux typiques des cartes numériques industrielles et parfois des terminaisons en circuit ouvert montre aussi un écart entre la simulation et la mesure compris dans le domaine de variation $-4\text{dB}\div 4\text{dB}$ dans les zones de champ maximum quand le plan de grandes dimensions est connecté au plan de masse des éprouvettes. L'absence d'un tel plan introduit une divergence entre les mesures et les simulations qui augmente légèrement et qui peut atteindre au pire 5 dB pour la position de la carte, dont la piste est placée face à l'antenne, envisagée. La simulation est effectuée sans introduire les pertes par rayonnement, ainsi on risque de surestimer la distribution de courant au moment de la résonance propre de la piste. L'importance avec laquelle la résistance de rayonnement intervient dépend de la valeur des impédances en jeu (générateur, charge, circuit d'adaptation) comme l'a montré Rifi dans [Rifi96] en particulier pour des pistes terminées par un court-circuit.

La validation au moyen d'une portion d'une carte industrielle, effectuée en plaçant le côté de la carte où se trouvent les pistes face à l'antenne, a permis de faire les observations suivantes. Dans l'intervalle de fréquences 100-200 MHz l'évolution du spectre de la mesure est très bien reproduite par la simulation ainsi que la fréquence des maxima et minima d'émission. L'écart entre la simulation et la mesure est inférieur à 4 dB. Dans l'intervalle de fréquences compris entre 200 MHz et 1 GHz la comparaison est possible sur l'enveloppe du spectre rayonné et sur le champ maximum. Le champ maximum relevé lors de la mesure et en simulation pour la fréquence 330 MHz est obtenu avec un écart inférieur à 2 dB en faveur de la mesure. D'autre part la mesure et la simulation montrent un minimum de champ peu après 300 MHz.

Ainsi même dans des conditions où les dimensions de la carte sont celles que l'on rencontre dans l'industrie, l'écart entre la simulation et la mesure reste contenu pour les positions de la carte et de l'antenne de mesure envisagées.

Enfin nous avons quantifié les performances de l'outil de prédiction intégré dans l'environnement logiciel de simulation après routage en terme de temps de calcul. En particulier nous avons relevé le temps de calcul nécessaire à la simulation d'une carte industrielle qui présente 339 interconnexions, 368 composants et dont la section transverse est composée de 8 couches dont 3 plans métalliques continus. Il ne faut que 72 s sur un calculateur HP 9000 série B180L pour calculer les paramètres des lignes de transmission, effectuer la simulation d'intégrité de signal et calculer le spectre des émissions rayonnées en un point d'observation; ceci pour les 290 lignes à microruban présentes au sein de cette carte. Ces résultats sur le temps de calcul montrent que la méthode hybride peut effectivement être utilisée en milieu industriel dans la chaîne de conception des cartes. Il sera possible de simuler toutes les lignes à microruban d'une carte en une seule itération afin de faire un bilan global sur le rayonnement et ceci sans devoir préalablement réaliser une expertise des pistes les plus critiques. Au contraire une telle simulation permettra d'identifier les interconnexions les plus critiques du point de vue du rayonnement et d'améliorer le routage d'une carte au moyen de modifications et simulations successives en un temps intéressant. La méthode hybride réalise ainsi le compromis entre le réalisme des résultats sur des structures canoniques et la rapidité de la simulation sur une carte industrielle que l'on recherchait.

Mais les cartes présentent, nous l'avons vu dans le deuxième chapitre, d'autres contributions au champ rayonné comme par exemple le rayonnement des striplines ou des composants qui ne sont pas simulées par la méthode proposée. Des travaux futurs compléteront l'approche présentée dans cette thèse. Un exemple de développement en cours est par exemple l'étude du rayonnement d'une carte présentant un rayonnement important du réseau d'alimentation [Leroux98Roma].

Nous avons focalisé notre attention dans ce chapitre sur le rayonnement des cartes électroniques et en particulier des pistes routées sur les couches externes des cartes. Mais le rayonnement des câbles connectés aux cartes doit être pris en compte dans la simulation car il est souvent prépondérant sur le rayonnement de l'ensemble du dispositif carte/câble dans les basses fréquences. Ce couplage est traité dans le dernier chapitre.

CHAPITRE V

MODÉLISATION DU RAYONNEMENT D'UN CÂBLE STIMULÉ PAR LE COURANT DE MODE COMMUN CIRCULANT DANS LE PLAN DE MASSE D'UNE CARTE

V. MODÉLISATION DU RAYONNEMENT D'UN CÂBLE STIMULÉ PAR LE COURANT DE MODE COMMUN CIRCULANT DANS LE PLAN DE MASSE D'UNE CARTE

INTRODUCTION

Nous avons vu dans le deuxième chapitre l'importance du rayonnement de mode commun des câbles de connexion. C'est ainsi que nous étudierons plus particulièrement dans ce chapitre V le problème posé par le rayonnement des câbles connectés aux cartes électroniques.

Dans un premier temps nous décrirons une connexion carte/câble que l'on rencontre fréquemment dans la technologie des équipements ITE et les différents couplages associés.

Puis nous expliquerons le couplage que l'on veut envisager dans notre travail, il s'agit du rayonnement d'un câble stimulé par le courant de mode commun qui circule dans le plan de masse local d'une carte. On considère pour cela une carte présentant un seul plan métallique continu.

Nous expliquerons ensuite les principes utilisés par la méthode hybride pour simuler ce couplage. Le point de départ est une formulation analytique dont la représentation de Thévenin fut présentée dans [Bergervoet94]. Cette approche consiste à piloter le câble par un générateur de mode commun équivalent qui dépend des couplages capacitifs et inductifs liés à la carte et à son entourage mais qui est indépendant du câble et du point de connexion entre celui-ci et le plan de masse de la carte. Pour cela on utilisera entre autre la distribution de courant fournie par l'algorithme de calcul d'intégrité de signal présenté dans le chapitre III. La contribution de notre travail se situe dans la manière de calculer les paramètres de la représentation de Thévenin.

Nous proposons la méthode Partial Element Equivalent Circuit (PEEC) [Ruehli74] pour calculer le couplage capacitif. Cette méthode sera appliquée à un problème électrostatique [Ruehli73] dans l'air libre, approximation suffisante pour les capacités de couplage entre les pistes et le plancher et entre le plan local et le plancher. Elle offre l'avantage de pouvoir traiter le cas d'une carte mise dans une position quelconque au dessus du plan de référence. Nous nous limiterons au cas d'une carte placée verticalement ou horizontalement dans notre travail. De plus la méthode n'introduit pas de limitations sur la géométrie de la carte. Nous verrons que le temps de simulation est très intéressant dû au peu de cellules de maillage rendues nécessaire par PEEC.

La méthode du flux couplé [Kaden59] sera utilisée pour calculer l'inductance de transfert du plan. La formulation analytique utilisée tient compte de la proximité des bords de la carte.

Enfin le domaine de validité de la méthode est analysé et on montera qu'il correspond à peu près à la bande de fréquences pour laquelle le rayonnement du câble est souvent prédominant sur celui de l'ensemble carte/câble.

Dans la quatrième partie de ce chapitre l'organigramme de la méthode et le lien avec l'algorithme de calcul d'intégrité de signal est présenté.

Enfin les avantages et limites de la méthode intégrée dans l'environnement logiciel de simulation après routage seront discutés au moyen de comparaisons entre les résultats obtenus par la méthode hybride et des mesures en chambre semi-anéchoïque, effectuées sur des cartes d'essais. Le compromis entre le réalisme des résultats et le temps de simulation sur des structures canoniques sera également mis en évidence.

V.1. Description d'une situation rencontrée fréquemment dans la technologie des équipements ITE

Considérons la structure de la Figure V-1

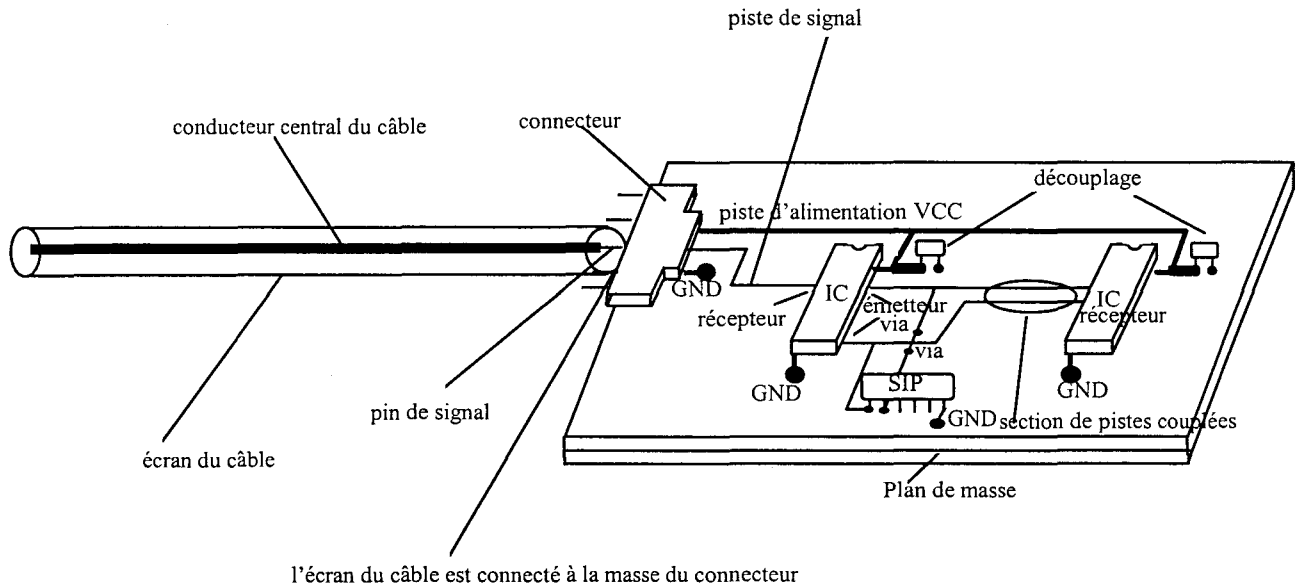


Figure V-1: Connexion d'un câble coaxial à une carte électronique

Il s'agit d'un câble coaxial blindé connecté à une carte munie d'un plan de masse par l'intermédiaire d'un connecteur. Le conducteur central du câble qui fait la liaison avec une piste de signal routée sur la carte est relié à une broche d'entrée du connecteur. L'écran du câble est connecté sur l'enveloppe du connecteur qui est reliée au plan de masse de la carte par l'intermédiaire de connexions.

Le rayonnement dû au dispositif carte/câble est le résultat de plusieurs effets.

Tout d'abord un couplage galvanique direct s'exerce à travers le connecteur entre la piste de signal et le conducteur central du câble. Le rayonnement du câble se produit à travers son impédance de transfert. L'importance du rayonnement dépendra de la qualité du blindage du câble et des impédances en jeu lors de la transmission du signal. Pour modéliser cet effet dans [Caniggia96trans] c'est le mécanisme inverse d'impédance de transfert Z_t , rencontré habituellement en immunité, qui est utilisé. Une section élémentaire ΔL de la surface extérieure du blindage est équivalente à une source élémentaire de force électromotrice $\Delta \epsilon$ qu'on exprime:

$$\Delta \epsilon = Z_t I_c(z) \Delta L \quad \text{Equation V-1}$$

où $I_c(z)$ est le courant qui circule sur le conducteur central à l'intérieur du câble, z la coordonnée longitudinale et Z_t l'impédance de transfert du câble.

La partie extérieure du blindage va donc se comporter comme une antenne dipolaire sur laquelle la force électromotrice $\Delta \epsilon$ génère une distribution élémentaire de courant

$\Delta I_s(z)$. L'intégration de la contribution de l'ensemble des sources élémentaires va engendrer sur la face extérieure du blindage une distribution de courant $I_s(z)$ qui a pour effet de produire un rayonnement électromagnétique qui dépendra de différents facteurs. Le premier de ces facteurs est la diffusion du courant $I_c(z)$ à travers l'épaisseur du blindage du câble. Le deuxième est l'inductance de fuite au travers des ouvertures du tressage qui seront d'autant plus nombreuses que l'on alterne les brins de tresse.

A cet effet il convient d'ajouter le rôle joué par l'admittance de transfert Y_t du câble (dans le cas d'un blindage constitué de tresse(s)) qui peut intervenir si le recouvrement optique de la tresse est inférieur à 80 %. Dans un tel cas le concept d'admittance de transfert a un sens si on peut appliquer la condition quasi-TEM pour la propagation sur la face externe du blindage.

Si les câbles utilisés présentent une faible impédance de transfert, le rayonnement provoqué par les signaux utiles qui se propagent dans le câble sera négligeable. Ce couplage ne sera pas considéré dans notre travail.

D'autre part l'écran du câble est connecté au plan de masse local de la carte par l'intermédiaire d'un connecteur. Le couplage capacitif entre les pistes, le plan de masse de la carte et le plancher métallique de la chambre semi-anéchoïque et le couplage inductif entre les pistes et le plan local provoque la circulation d'un courant de mode commun dans le plan de masse local de la carte, ce couplage a déjà été évoqué dans le chapitre II. Ce courant se propage ensuite sur le blindage du câble et le fait rayonner en mode commun. Cet effet peut être assez important dans les basses fréquences de la norme EN 55022. Pour illustrer ce phénomène des mesures ont été effectuées pour observer la bande de fréquence de rayonnement prédominant pour un câble [Leroux96Lille]. La carte de test est une ligne à microruban stimulée par un signal d'horloge de type CMOS généré par un dispositif autonome blindé et connecté à la carte de manière à ne pas rayonner. Une charge de 100 Ohms est mise à l'autre extrémité de la ligne à microruban qui possède une impédance caractéristique de 153 Ohms. Les conditions de la mesure sont les suivantes:

- la carte est mise en position verticale à 1.1 mètre au-dessus du plancher de la chambre semi-anéchoïque, la piste est en position horizontale.
- la polarisation des antennes est horizontale, elles sont situées à 1.2 mètre du plan de la chambre semi-anéchoïque, à 3 mètres de la carte

Une premier relevé du spectre rayonné par la carte seule est montré sur la Figure V-2. On soude ensuite un câble de un mètre de longueur sur le plan de masse de la ligne à microruban et en alignement avec celle-ci. Le câble constitué d'un simple fil est maintenu en position horizontale et est situé à 1.2 mètre du plan de référence, il est laissé en circuit ouvert à l'autre extrémité. Le spectre rayonné par l'ensemble carte + câble est également rapporté sur la même Figure V-2.

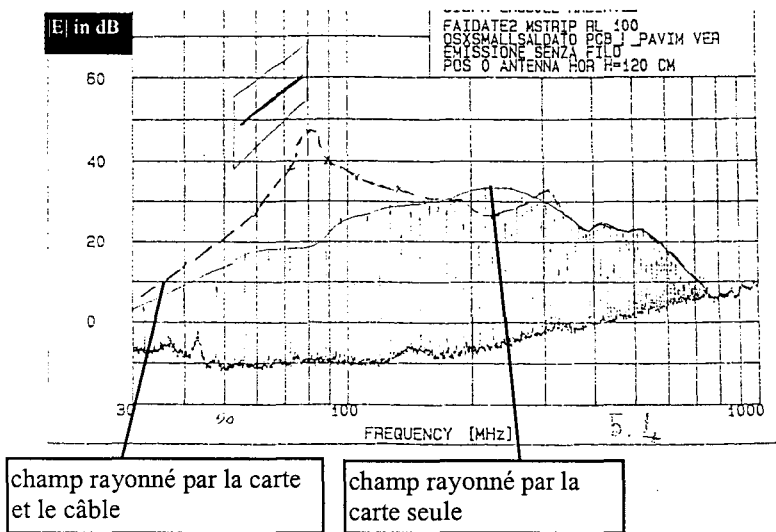


Figure V-2: Spectre d'émissions de la carte seule et de la carte + câble

On note la première résonance du câble à la fréquence de 80 MHz pour laquelle l'amplitude du champ électrique dépasse le gabarit normatif. De plus on remarque que pour la polarisation choisie de l'antenne de mesure, le rayonnement du câble est prédominant sur celui du système carte + câble jusqu'aux fréquences de l'ordre de 200 MHz. Au-delà et jusqu'à 1 GHz, on retrouve le profil de rayonnement de la carte seule. Ce phénomène se retrouve souvent dans le cas d'un câble connecté au plan de masse d'une carte où le rayonnement du câble peut être prédominant jusqu'à des fréquences de l'ordre de 300 MHz, ceci quand l'antenne de mesure est polarisée de manière à optimiser le couplage avec le câble.

Nous nous proposons dans ce chapitre V d'étudier particulièrement ce couplage et de proposer un modèle de prédiction du champ de mode commun rayonné par un câble connecté au plan de masse d'une carte.

En outre les émissions rayonnées par les pistes de la carte exercent un couplage par proximité avec l'écran du câble, donnant naissance à un courant induit sur l'écran du câble qui rayonne à son tour. Ce couplage a été étudié dans [Hockanson96] et a été constaté expérimentalement dans [Pezin98]. Si la carte ne présentait pas de plan métallique local, ce couplage serait probablement important. Mais dans notre cas le plan de masse local introduit un déséquilibre dans les capacités de couplage et ainsi les lignes de champ ont tendance à se refermer sur le plan local, ce qui diminue l'influence du couplage capacitif entre les pistes et l'écran du câble. Bien que ce couplage existe dans notre structure d'étude il ne sera pas considéré dans notre travail où on s'intéressera en particulier aux couplages entre les pistes, le plan local et la plancher métallique. Toutefois la méthode numérique utilisée (PEEC) dans la thèse pourra être appliquée également à la détermination des capacités de couplage entre les pistes et l'écran du câble dans une évolution de notre méthode de prédiction.

Enfin la connexion câble/carte s'effectue par un connecteur. Celui-ci modifie la distribution de courant sur la piste de signal connectée et sur le conducteur central du câble ce qui influence le couplage galvanique direct entre la piste de signal et le conducteur central du câble. D'autre part la disposition du connecteur et de ses

connexions de masse introduit une inductance parasite qui modifie localement la distribution du courant de mode commun dans le plan de masse. Le connecteur produit également un rayonnement au travers de son impédance de transfert. Il s'agit d'un rayonnement local qui va se coupler sur l'écran du câble qui rayonnera à son tour. Il faudrait tenir compte de sa contribution surtout dans le cas où le câble présente une faible impédance de transfert [Horck98]. Les raccords de blindage qui peuvent être mis en place sur un produit industriel contribuent également au rayonnement et celui-ci ne se situent pas nécessairement dans les basses fréquences. Ces aspects ont fait l'objet d'une thèse, celle de B.Meyniel [Meyniel98]. Nous considérerons dans notre travail une connexion câble/carte idéale.

V.2. Analyse du couplage traité dans la thèse

Dans le cadre de la thèse on s'intéresse au rayonnement de mode commun d'un câble coaxial dont le blindage est supposé être connecté idéalement au plan de masse de la carte comme le montre la Figure V-3.

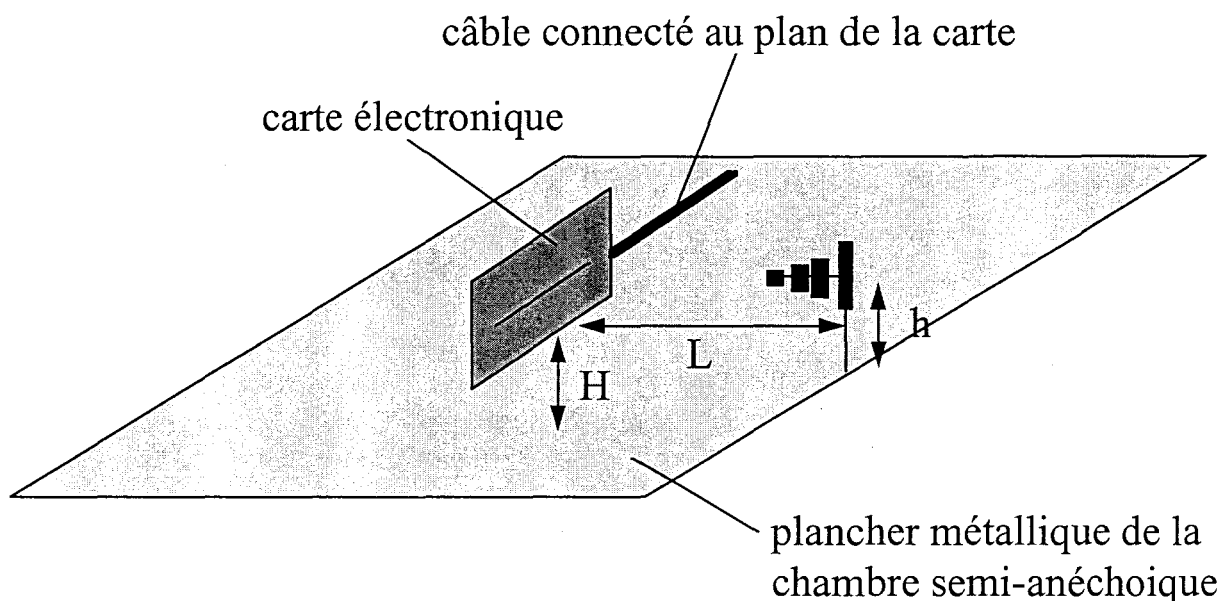


Figure V-3: Structure typique analysée dans notre travail

Vu que seul l'écran du câble est connecté au plan de masse de la carte, son conducteur central étant non connecté, on pourra très bien utiliser dans la validation expérimentale un câble semi-rigide ou même un simple fil. Dans la suite du manuscrit on fera référence au terme câble pour identifier le support sur lequel le courant de mode commun se propage. Il pourra s'agir en pratique de l'écran d'un câble coaxial blindé par exemple.

La situation envisagée est celle d'une carte présentant un seul plan métallique continu mais un nombre quelconque de lignes à microruban. Le câble connecté au plan est maintenu en position horizontale par rapport au plancher de la chambre. On

précise que la polarisation de l'antenne de mesure sera toujours indiquée dans le texte du manuscrit mais on utilisera toujours le même symbole indiqué dans la Figure V-3 pour l'antenne quelle que soit la polarisation de celle-ci.

Notre travail va consister à déterminer les sources de mode commun. Dans le chapitre II nous avons déjà évoqué les deux types de couplages qui donnent naissance au courant de mode commun dans le plan de masse d'une carte. Nous pouvons reprendre ces hypothèses en les appliquant cette fois au cas d'une ligne à microruban munie d'un câble (Figure V-4).

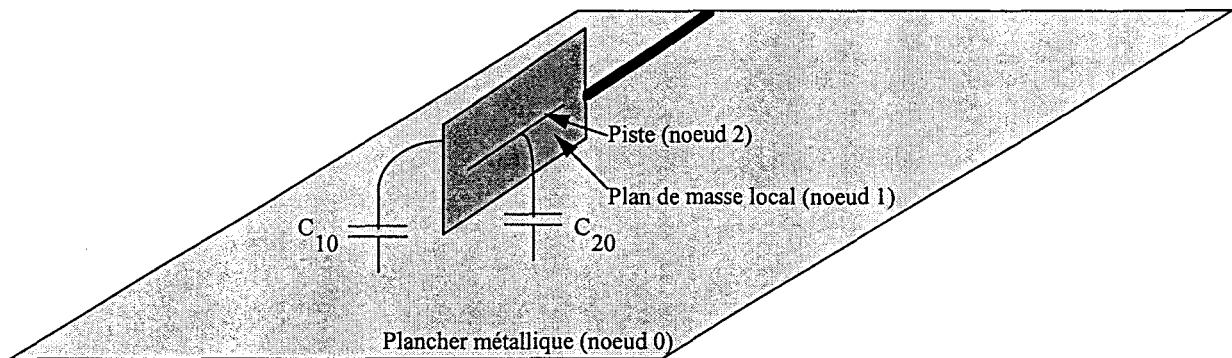


Figure V-4: Couplages entre la carte et le plancher métallique du site de mesure.

On se reportera au chapitre II, partie II.2.2.1 pour les notations utilisées et on rappelle que l'on se place dans la condition quasi-statique, ce qui portera à une limitation en fréquence du modèle retenu.

Le premier type de couplage, appelé couplage capacitif, est un mécanisme commandé par la tension différentielle (voltage driven) V_d appliquée entre la piste et le plan local de la carte. En effet celle-ci génère un courant de déplacement à travers la capacité C_{20} vers l'environnement extérieur à la carte. Les capacités C_{12} et C_{10} interviennent également dans le principe de génération de ce courant de mode commun. Mais alors que C_{12} et C_{10} sont de l'ordre de quelques pF, C_{20} est de l'ordre de quelques fF. Ce courant de déplacement trouve alors un chemin de retour à travers le câble connecté au plan de masse de la carte. Il a été dit plus haut que le courant induit sur le câble par le couplage entre la piste et le câble sera négligé. De ce fait on tentera de découpler le câble de la carte quand on calculera le courant de mode commun généré dans le plan local. Le raisonnement qui va suivre réalise donc une approximation vis à vis de la situation réelle dont on vérifiera le domaine de validité lors de la validation expérimentale du modèle de prédiction. La capacité C_{20} est responsable de la génération du courant de mode commun d'origine capacitive mais sa valeur est très faible. Pour évaluer ce courant il faut déterminer C_{20} au moyen d'une méthode qui donne des résultats réalistes mais qui ne mette pas en oeuvre des calculs numériques trop conséquents.

Le deuxième type de couplage, appelé couplage inductif, est un mécanisme commandé par le courant différentiel (current driven) I_d circulant sur la piste et qui retourne à travers le plan de masse de la carte qui est de dimensions et de conductivité

finies. Mais il a été dit dans le chapitre II que les cartes réelles présentent des plans de masse de dimensions finies. Dès lors deux modes de couplage vont intervenir, celui provoqué par la diffusion à cause de la conductivité électrique du plan de masse ainsi que le couplage par fuite magnétique lorsque le plan comporte de petites ouvertures. Il en résulte une chute de tension entre le plan de masse local de la carte et le plancher alors que le courant I_d circule sur la piste. Bien sûr ce raisonnement reste valable si l'on suppose que l'on est en condition quasi-statique, ce qui portera à une limitation en fréquence du modèle retenu. Pour matérialiser ces couplages on peut faire usage du concept d'impédance de transfert qu'on note Z_t .

$$Z_t = j\omega L_t \quad \text{Equation V-2}$$

où:

$$L_t = (L_{11} - L_{12}) \quad \text{Equation V-3}$$

est l'inductance de transfert.

Dans l'expression de l'impédance de transfert apparaît la différence entre l'inductance L_{11} du plan local référencée au plancher et l'inductance de couplage L_{12} entre la piste et le plan local. Cette définition qui correspond à la notion de l'inductance effective selon [Grover46] présente des limitations pour les structures asymétriques telle qu'une ligne à microruban. C'est ainsi que nous utiliserons une autre définition de l'inductance de transfert qui fait intervenir la notion de flux couplé [Kaden59]. Ce point sera développé dans la partie V.3.3 de ce chapitre.

En combinant les deux mécanismes capacitifs et inductifs décrits plus haut et résultants du couplage entre la carte et le plancher, la génération de mode commun peut être représentée par un circuit équivalent, similaire à celui présenté dans la partie II.2.2.1 du chapitre II, ayant le plancher métallique comme plan de référence (Figure V-5), où L_{22} représente l'inductance de la piste référencée au plancher mais où figure aussi le câble connecté au plan de masse de la carte et placé au dessus du plancher métallique du site de mesure. Le câble est modélisé comme une ligne de transmission comme nous le verrons dans la partie V.3.1.4.

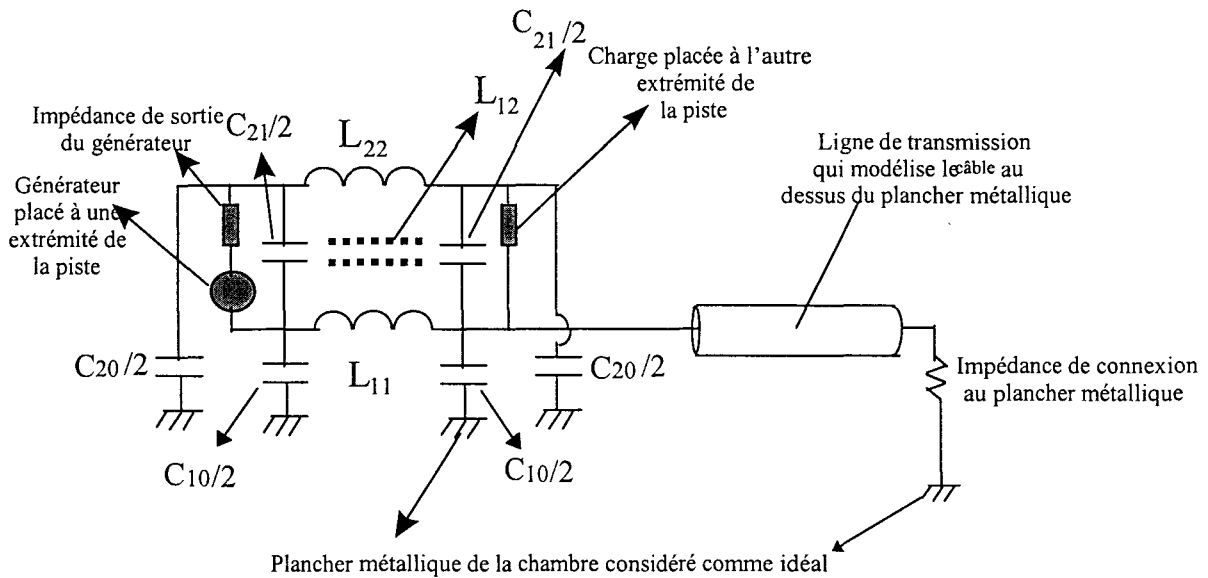


Figure V-5: Schéma équivalent à la structure étudiée représentant les effets capacitifs et inductifs

Le schéma équivalent que nous venons de présenter est applicable au cas d'un segment rectiligne de piste constituant une ligne à microruban.

Cependant en pratique le chemin de retour du courant de mode commun dépend du routage de la carte et de la présence de blindages et d'objets métalliques. Nous proposons de considérer dans notre travail les effets dus au routage de la carte et à la proximité du plancher métallique de la chambre semi-anéchoïque.

D'autre part si l'on suppose que le câble est ouvert à son extrémité il entrera en résonance. Or, l'impédance d'entrée d'un tel câble à la première résonance n'a pas la valeur prévue par la théorie des lignes mais présentera la résistance de rayonnement qui limite le courant sur le câble à la première résonance. Comme nous l'avons vu précédemment, la première résonance du câble est une fréquence critique dans la mesure où le câble produit alors son rayonnement maximum qui peut dépasser le gabarit normatif. Le comportement du câble à la résonance et en particulier des pertes par rayonnement devront être pris en compte dans notre outil de prédiction.

Enfin dans la mesure où l'ensemble carte/câble est isolé du plancher métallique de la chambre, le mode de rayonnement en mode commun de cet ensemble s'apparente à celui d'un dipôle réalisé par deux conducteurs distincts. Le premier est le câble lui-même et le second est le plan de masse local. Chaque branche du dipôle est stimulée par le courant de mode commun généré dans le plan local de la carte. Mais étant donné que les dimensions de la carte sont réduites vis à vis de la longueur des câbles utilisés en pratique lors des tests normatifs nous considérerons dans notre travail que seul le câble est stimulé par un générateur équivalent de mode commun et nous négligerons le rayonnement propre de l'autre branche du dipôle: le plan local.

Mais dans le cas où la carte serait mise dans un container métallique, lequel serait connecté ou couplé au plan de masse de la carte et au câble, il faudrait considérer également le rayonnement de mode commun propre du container dont une des dimensions peut être comparable à la longueur des câbles utilisés en pratique lors

des tests normatifs. Il est alors difficile de caractériser et de prédire à l'avance le comportement cette seconde branche du dipôle: le container, [Hockanson96].

V.3. Formulation de la méthode numérique hybride

La méthode hybride qui permet de calculer le rayonnement d'un câble connecté au plan de masse d'une carte se décompose en trois étapes. La première consiste à déterminer le courant de mode commun généré dans le plan de masse de la carte et qui est injecté sur le câble. Pour ce faire on utilisera un modèle de thévenin équivalent. Ensuite on détermine la distribution de courant sur le câble placé au dessus du plancher métallique du site de mesure au moyen de la Théorie des Lignes de Transmission (TLT). Enfin on calcule le rayonnement du câble en tenant compte des réflexions sur le plancher métallique.

V.3.1. Principes utilisés au sein de la méthode numérique hybride

V.3.1.1. Les mesures de référence

Il faut trouver un circuit équivalent qui stimule le câble et qui puisse rendre compte des couplages inductifs et capacitifs introduits plus haut. Afin de justifier le modèle retenu nous avons comparé les résultats simulés avec des mesures du courant de mode commun effectuées par Bergervoet dans [Bergervoet94] dans le cas d'une ligne à microruban placée horizontalement au dessus d'un plan métallique de grandes dimensions. La carte présente les caractéristiques suivantes (Figure V-6):

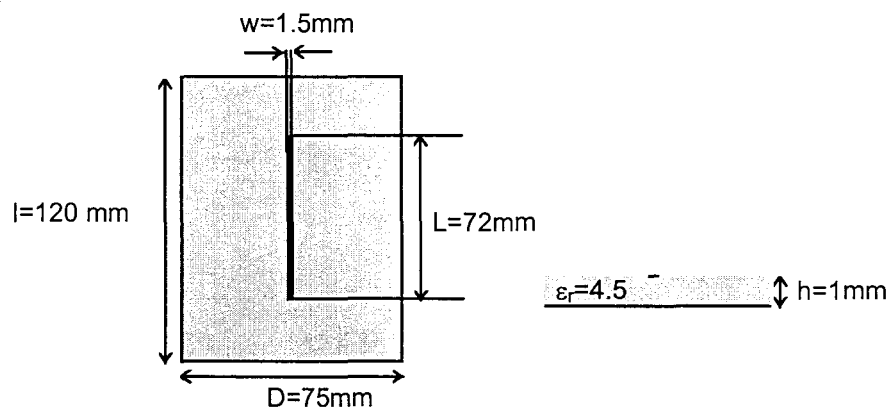


Figure V-6: Carte envisagée pour affiner le modèle de prédiction du courant de mode commun

L'épaisseur de la piste et du plan local est choisie comme étant de 0.01 mm durant les simulations. Le plancher métallique de référence est considéré de dimensions

infinies. Il sera approximé lors des simulations par un carré de surface 5x5m et d'épaisseur 1mm.

Une telle ligne à microruban présente une impédance caractéristique de 56.5Ω . On connecte l'écran du câble coaxial utilisé au plan de masse de la carte, on laisse bien entendu le conducteur central en circuit ouvert. Le câble de longueur 70 cm et de diamètre 5 mm est placé en position horizontale dans la continuité de la piste et du côté de la charge disposée à l'extrémité de celle-ci. Il est connecté à son extrémité au plan de grandes dimensions. La piste est alimentée par une source sinusoïdale en série avec une résistance de 50Ω . L'amplitude de la source est de 0,447 V mesurée au moyen d'une interface présentant une haute impédance. La piste est chargée à son extrémité par une résistance de 50Ω ou une capacité de 10 pF. La Figure V-7 décrit la configuration analysée.

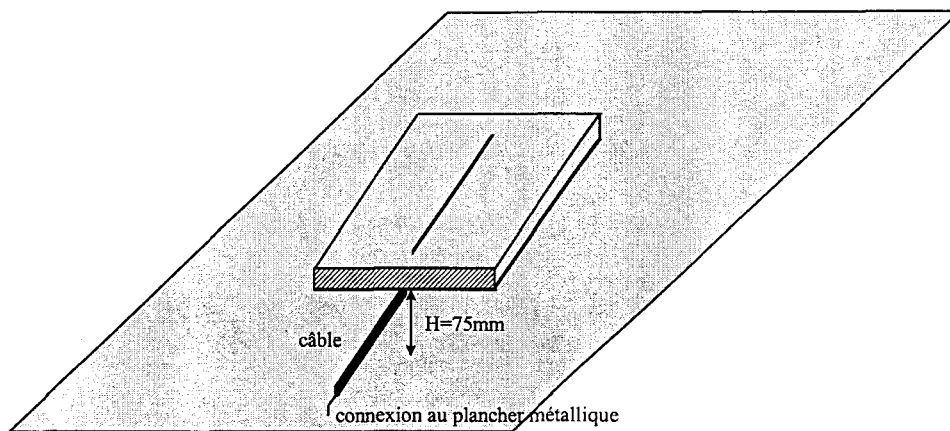


Figure V-7: Configuration envisagée pour affiner notre modèle de prédiction du courant de mode commun

Le graphique 1 de l'Annexe V.1 montre la mesure du courant de mode commun sur le câble prélevée à proximité de la connexion au plan de référence au moyen d'une pince de courant pour les deux charges envisagées à l'extrémité de la piste qui correspondent à deux situations que l'on rencontre fréquemment dans la technologie des cartes électroniques. Le test dont nous rapportons ici les résultats de mesure servira de référence afin d'affiner notre modèle de prédiction.

V.3.1.2. Détermination d'un modèle équivalent relatif à la génération du courant de mode commun

Le premier modèle qui vient à l'esprit est le circuit de la figure v-8 où chaque paramètre de couplage est réparti de la même manière à chacune des extrémités de la piste.

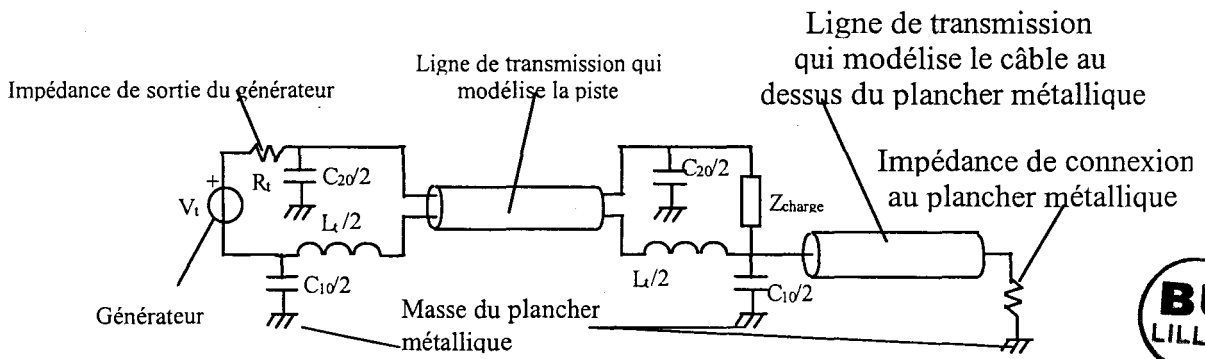


Figure V-8: Le premier modèle

Nous avons comparé les résultats que l'on peut attendre d'un tel modèle avec les mesures réalisées par Bergervoet dans [Bergervoet94]. Dans le cas où on charge la ligne avec la capacité le modèle réalise une partition entre une capacité réelle, celle de la charge et des capacités fictives placées à l'extrémité de la piste pour modéliser un effet distribué. En réalité ces capacités fictives n'existent pas à l'extrémité de la piste mais sont le résultat d'un couplage distribué tout le long de la piste. Ainsi le circuit proposé ne restitue pas correctement la signature spectrale du courant de mode commun mesurée à proximité de la connexion au plan de référence.

Il a été dit plus haut que le courant induit par le couplage par proximité entre la piste et le câble est négligé dans la formulation proposée. Dès lors on peut imaginer une frontière topologique entre la carte et le câble et séparer les couplages qui génèrent le courant de mode commun dans le plan local du câble lui-même. Dans ces conditions on va tenter de modéliser la source de mode commun comme un générateur de tension équivalent qui stimule alors le câble et qui est indépendant du point de connexion du câble au plan local. Le raisonnement qui va suivre réalise donc une approximation vis à vis de la situation réelle dont on vérifiera le domaine de validité lors de la validation expérimentale de la méthode hybride. Déterminons les paramètres de ce générateur en prenant une représentation de Thévenin. Cherchons tout d'abord l'expression du générateur équivalent.

Pour le couplage capacitif le problème revient à déterminer la différence de potentiel V_c présente entre le plan local et le plancher quand une tension V_d est appliquée entre la piste et le plan local comme le montre la Figure V-9.

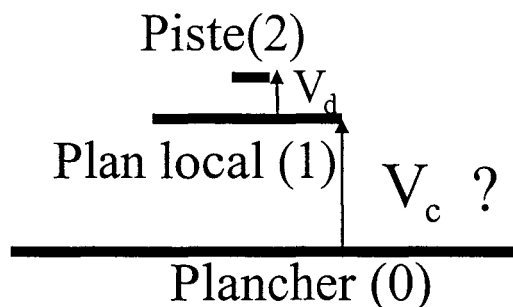


Figure V-9: Contribution du couplage capacitif au générateur de Thévenin

Etant données les valeurs des capacités en jeu, cela revient à résoudre le diviseur de tension de la Figure V-10:

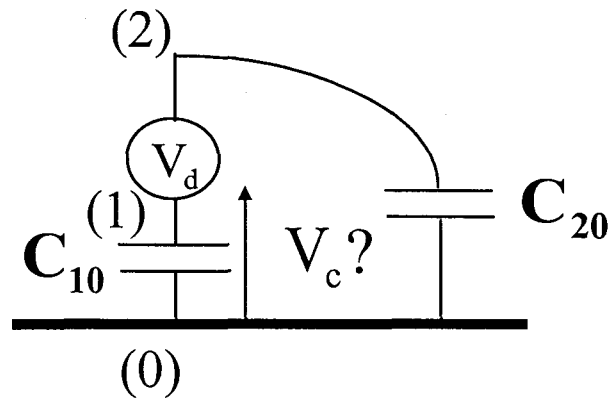


Figure V-10: Diviseur de tension à résoudre

Ainsi la tension de mode commun produite par le couplage capacitif est donnée par la relation:

$$V_c \cong \frac{C_{20}}{C_{10}} V_d = F_c V_d \quad \text{Equation V-4}$$

Dans la méthode retenue, V_d est la valeur moyenne de la tension différentielle qui est calculée sur la longueur de la piste à partir des valeurs de la tension et du courant différentiels $v[f]$ et $i[f]$ pris à l'entrée de la piste, données fournies par l'algorithme de calcul d'intégrité de signal présenté dans le chapitre III à travers une Transformée de Fourier Rapide.

Pour le couplage inductif le problème revient à déterminer la différence de potentiel V_L présente entre le plan local et le plancher quand un courant I_d circule sur la piste comme le montre la Figure V-11.

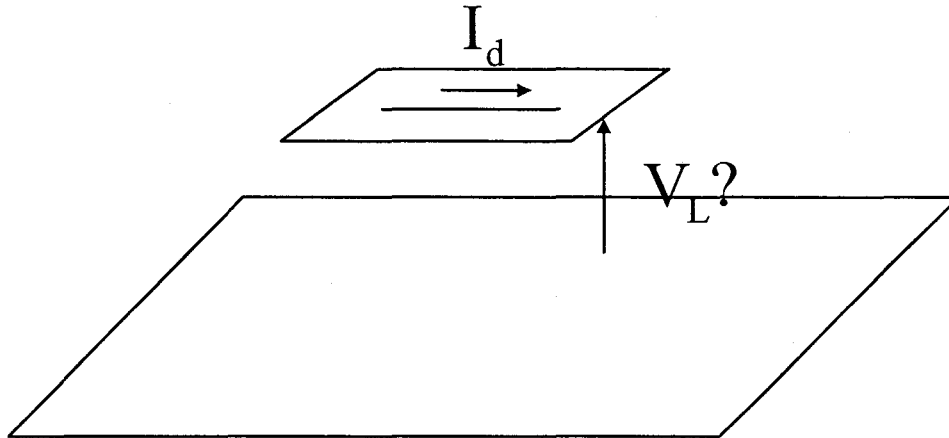


Figure V-11: Contribution du couplage inductif au générateur de Thévenin

Ainsi la tension de mode commun produite par le couplage inductif est donnée par la relation:

$$V_L = Z_t I_d$$

Equation V-5

Où:

Z_t est l'impédance de transfert du plan local déjà introduite plus haut, elle s'exprime:

$$Z_t = j\omega L_t$$

Equation V-6

où L_t est l'inductance de transfert

Dans la méthode retenue, I_d est la valeur moyenne du courant différentiel qui est calculée sur la longueur de la piste à partir des valeurs de la tension et du courant différentiels $v[f]$ et $i[f]$ pris à l'entrée de la piste, données fournies par l'algorithme de calcul d'intégrité de signal présenté dans le chapitre III à travers une Transformée de Fourier Rapide.

Nous devons maintenant déterminer l'expression de l'impédance du générateur de Thévenin comme le montre la Figure V-12.

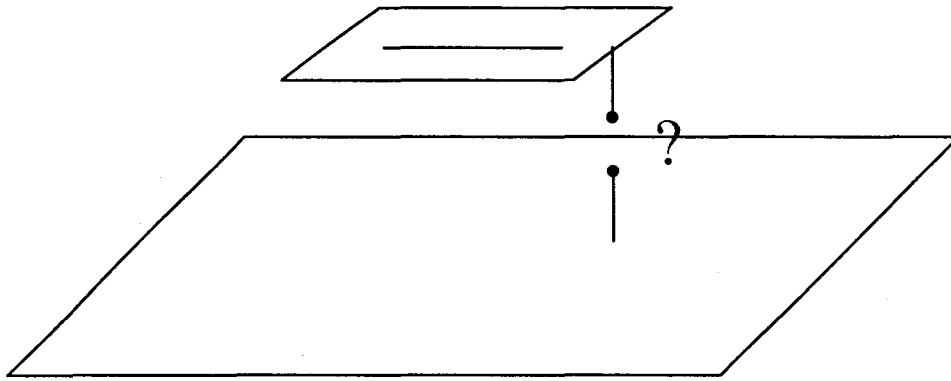


Figure V-12: Détermination de l'expression de l'impédance du générateur de Thévenin

Celle-ci est donnée par la capacité C_{10} .

Nous pouvons donc ainsi écrire le générateur de Thévenin qui stimule le câble de la manière décrite dans la Figure V-13 et qui fut présentée par Bergervoet dans [Bergervoet94]:

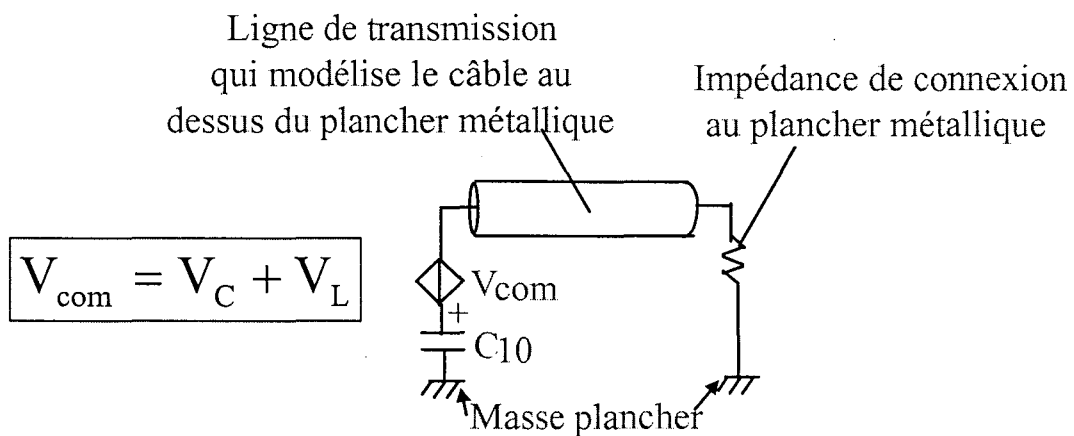


Figure V-13: Expression du générateur de Thévenin qui stimule le câble

V.3.1.3. Calcul des paramètres du modèle équivalent de Thévenin

Discutons le rôle des paramètres du générateur de Thévenin et en particulier considérons l'effet de l'augmentation de la largeur du plan local sur le courant de mode commun injecté sur le câble (Figure V-14).

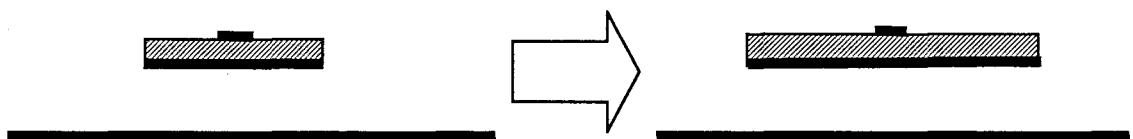


Figure V-14: Etude de l'effet de l'augmentation de la largeur du plan local sur le courant de mode commun injecté sur le câble

Une augmentation de la largeur du plan local implique une diminution de la capacité C_{20} et une augmentation de C_{10} , soit une diminution du facteur F_c . D'autre part une telle augmentation de la largeur du plan local provoque une diminution de l'inductance de transfert. Ainsi on injectera moins de courant de mode commun sur le câble. Cet exemple montre l'importance de déterminer les paramètres du générateur de Thévenin avec réalisme et en un temps raisonnable. En effet le réalisme et l'applicabilité de la méthode dépendra surtout de la détermination de ces paramètres. Cet exemple illustre en outre comment la manière de concevoir la carte et en particulier du plan de masse peut influencer le rayonnement du système carte/câble.

La contribution de notre travail se situe précisément dans la manière de calculer les paramètres de la représentation de Thévenin. Dans [Bergervoet94], une approximation analytique en deux dimensions permet de calculer le terme F_c à partir de considérations valables en électrostatique quand la carte est mise en position horizontale au dessus du plancher métallique de référence et quand la longueur de la carte est très grande devant sa largeur ($l \gg D$), Figure V-6. Dans ce même article une méthode numérique en trois dimensions est utilisée. Elle permet de traiter les cas où la condition $l \gg D$ n'est pas vérifiée et elle sera utilisée comme élément de comparaison avec la méthode proposée.

Nous proposons la méthode PEEC appliquée à un problème électrostatique [Ruehli73] pour calculer le terme F_c et donc les capacités C_{10} et C_{20} . Elle offrira l'avantage de pouvoir traiter le cas d'une carte mise verticalement ou horizontalement au dessus du plan de référence. De plus la méthode n'introduit pas de limitations sur la géométrie de la carte et quand la piste est proche d'un des bords de la carte. Nous verrons que le temps de simulation est très intéressant dû au peu de cellules de maillage rendues nécessaire par PEEC. Enfin la méthode PEEC est flexible, elle pourrait être utilisée dans une évolution de la méthode de prédiction pour tenir compte aussi du couplage par proximité entre les pistes et le câble. Les termes V_a et I_a sont calculés sur la longueur de la piste à partir des valeurs de la tension et du courant différentiels pris à l'entrée de la piste, fournies par l'algorithme de calcul d'intégrité de signal, présenté dans le chapitre III, à travers une Transformée de Fourier Rapide. La méthode sera intégrée dans l'environnement logiciel de simulation après routage et donc elle sera utilisable sur une carte industrielle à partir des données CAO de celle-ci.

L'inductance de transfert L_t est calculée par une formulation analytique [Leferink95] qui utilise la notion du flux couplé [Kaden59]. Cette approche est suffisante pour déterminer le couplage inductif quand le plan de masse est continu, comme c'est le cas pour la structure à l'étude. Mais il convient de choisir une méthode qui tient compte de l'impédance de surface du plan local quand celui-ci présente des ouvertures, [Horck98], [Leferink92].

La détermination de ces paramètres de couplage est un point important dans la méthode proposée. C'est ainsi que nous consacrerons la partie V.3.2 au calcul des capacités et la partie V.3.3 au calcul de l'inductance.

Comparons les valeurs trouvées pour les capacités avec la méthode PEEC et celles mesurées et calculées dans [Bergervoet94] dans le cas d'étude introduit dans la partie V.3.1.1, où la piste est placée au dessus du plan local comme le montre la Figure V-15.

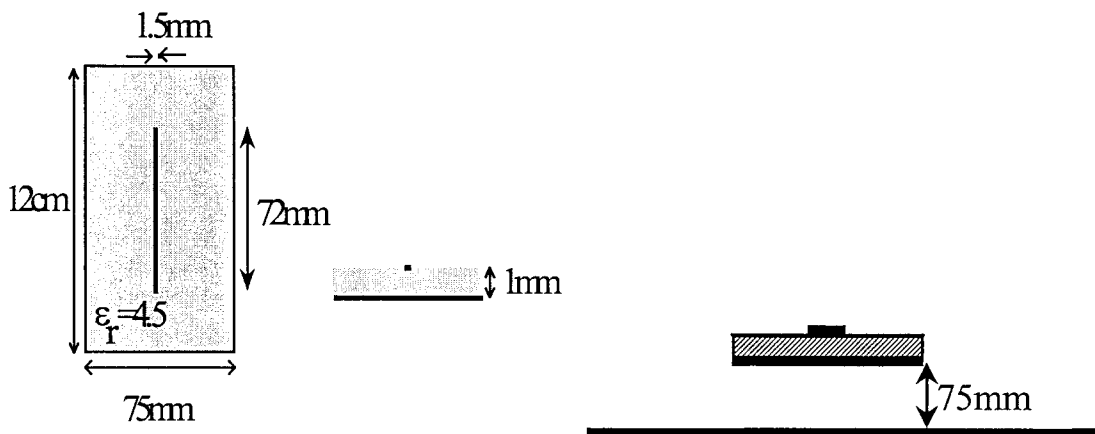


Figure V-15: Configuration considérée pour la comparaison

La méthode de référence utilisée est celle du champ surfacique [Bergervoet94] en trois dimensions où la solution est obtenue en utilisant la méthode "Boundary Element Method" [Hubbing91] qui est essentiellement la méthode des moments (MOM) dont les fonctions de base et les fonctions de poids sont définies seulement sur une surface limite. Les résultats sont fournis dans le Tableau V-1

quantité	PEEC	méthode rigoureuse	écart entre PEEC et l'autre méthode	mesure
C_{20} (piste/plancher)	23.6 fF	24 fF	1.6%	25 ± 5 fF
C_{10} (plan local/plancher)	4.9 pF	5.3 pF	7.5%	5 ± 1 pF

Tableau V-1

Étudions maintenant le cas où la piste est située en dessous du plan local, c'est à dire quand la carte est retournée, comme le montre la Figure V-16.

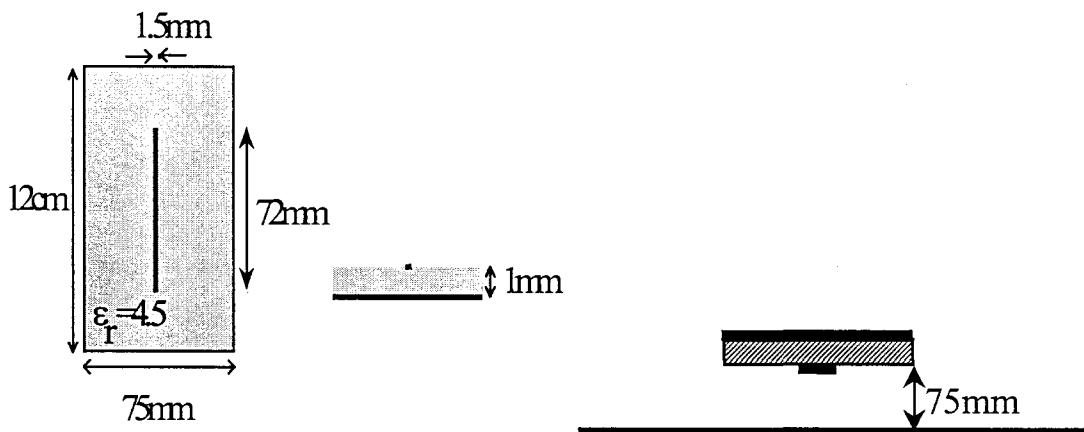


Figure V-16: Configuration considérée pour la comparaison

Les résultats de la comparaison sont fournis dans le Tableau V-2.

quantité	PEEC	méthode rigoureuse	écart entre PEEC et l'autre méthode	mesure
C_{20} (piste/plancher)	29.6 fF	30 fF	1.3%	33±6 fF

Tableau V-2

La précision obtenue avec la méthode PEEC pour calculer les capacités de couplage est bonne si on compare les résultats avec ceux obtenus avec l'autre méthode numérique.

Dans le cas de la structure à l'étude, le maillage de la piste comporte 5x1 cellules, celui du plan local 5x5 cellules et enfin le plancher métallique est considéré de dimensions infinies. Dès lors on peut se demander comment la méthode PEEC peut être aussi précise avec un tel nombre de cellules.

Tout d'abord il convient de rappeler que le problème à résoudre est électrostatique, dans ce cas la distribution de charges est assez lente et a donc besoin de moins de détails que pour un problème électrodynamique.

D'autre part le choix des fonctions de poids, prises identiques aux fonctions de base (*Galerkin*), permet une convergence rapide de la méthode surtout dans le cas d'un conducteur fin pour lequel la distribution de charge varie rapidement en s'avoisinant de ses bords. Il existe une autre technique appelée *point matching* pour laquelle les fonctions de poids sont des fonctions de Dirac. Cette méthode est plus simple et plus rapide pour un même nombre de cellules. Mais elle échantillonne le potentiel à des points discrets, ainsi elle converge lentement quand le potentiel varie rapidement. La méthode implantée (*Galerkin*) a donc besoin de moins de cellules pour converger que si on avait utilisé la technique *point matching* en particulier pour des conducteurs fins comme les pistes où le plan local d'une carte électronique.

Ensuite il est important de remarquer que la méthode PEEC fait intervenir la charge moyenne totale sur chaque cellule: Q_{sj} , avant de résoudre le système matriciel. Ceci a pour effet de rendre le système mieux conditionné et de permettre la présence de cellules de dimension différente sans pour autant engendrer trop d'erreur numérique.

Enfin il faut analyser la discrétisation utilisée. Celle-ci est effectuée de façon à suivre les propriétés physiques de la structure à l'étude, elle n'est donc pas uniforme. Prenons l'exemple de la discrétisation à adopter pour le plan local d'une ligne à microruban. La distribution de charge présente sur la surface du plan local se concentre sur les bords de la carte. Cette propriété physique peut être prise en compte en subdivisant la surface du plan local en un nombre plus élevé de cellules de taille décroissante à l'approche des bords de la carte. On prend typiquement au bords du conducteur des cellules de largeur dix fois plus petite que celle des cellules uniformes placées au centre du conducteur. On arrive ainsi à modéliser en première approximation la non uniformité de la distribution de charge.

Afin d'illustrer les arguments que l'on vient de présenter, on cite l'exemple [Ruehli73] du calcul de la capacité d'un conducteur métallique carré de 1m/1m d'épaisseur infiniment mince par différentes méthodes dont on compare le nombre de cellules nécessaire par côté pour atteindre la convergence. On estime que la convergence est atteinte quand le résultat obtenu par la méthode numérique ne s'écarte pas de plus de 3-4 % vis à vis de la solution de référence. Les résultats sont représentés dans le Tableau V-3.

Méthode (les fonctions de base sont les mêmes pour chaque méthode: <i>pulse expansion method</i>)	Nombre de cellules nécessaire par côté pour atteindre la convergence
Point matching	30
Galerkin, discrétisation uniforme	20
Galerkin, discrétisation non uniforme	7

Tableau V-3: Nombre de cellules nécessaire par côté pour atteindre la convergence

Il convient de préciser que la méthode utilisant la technique de *Galerkin* et une discrétisation non uniforme applique au bords du conducteur des cellules de largeur dix fois plus petite que celle des cellules uniformes placées au centre du conducteur. De plus la méthode de Choleski [Bunch71] est utilisée pour inverser la matrice des coefficients de potentiel.

La question qui vient à l'esprit est alors de comparer la méthode PEEC utilisée ici à la méthode des moments qui pour un problème électrostatique semble effectuer des calculs similaires. Comme cela est expliqué dans la partie V.3.2 les deux méthodes résolvent dans le cas électrostatique la même équation intégrale de Poisson en imposant le potentiel sur quelques points du domaine d'étude. la méthode PEEC, pour notre cas d'étude en électrostatique, est équivalente à une méthode MOM qui utilise pour les fonctions de base une densité constante pour chaque cellule (*pulse expansion method*), qui prend les fonctions de poids identiques aux fonctions de base (*Galerkin*) et qui applique une discrétisation non uniforme. C'est ainsi que l'on arrive à déterminer la matrice des *coefficients partiels de capacité* d'une manière similaire. Mais les méthodes PEEC et MOM diffèrent cependant dans la façon d'agencer le calcul numérique qui porte à partir de cette matrice aux capacités recherchées C_{10} et C_{20} . Avec la méthode MOM cette opération passe par une intégration. La méthode PEEC procède différemment en construisant un macromodèle bien adapté à la recherche d'éléments de circuit comme C_{10} et C_{20} .

Ainsi considérant le peu de cellules requis pour obtenir la convergence de la méthode PEEC utilisée, le temps de simulation est très court, il est de l'ordre de la seconde pour le calcul des capacités de couplage de la structure à l'étude sur une station ULTRA 1. Il faut préciser que la méthode de Choleski [Bunch71] est utilisée pour inverser la matrice des *coefficients partiels de potentiel*. Elle offre l'avantage d'être plus rapide que la méthode de Gauss souvent utilisée en analyse numérique. Des indications sur le temps de calcul nécessaire pour effectuer une prédiction des

émissions rayonnées par une carte munie d'un câble seront données dans la partie V.5 consacrée à la validation expérimentale de la méthode hybride.

Comparons la valeur trouvée pour l'inductance de transfert L_t et celle mesurée et calculée dans [Bergervoet94] dans le cas d'étude introduit dans la partie V.3.1.1, où la piste est placée au dessus du plan local comme le montre la Figure V-17.

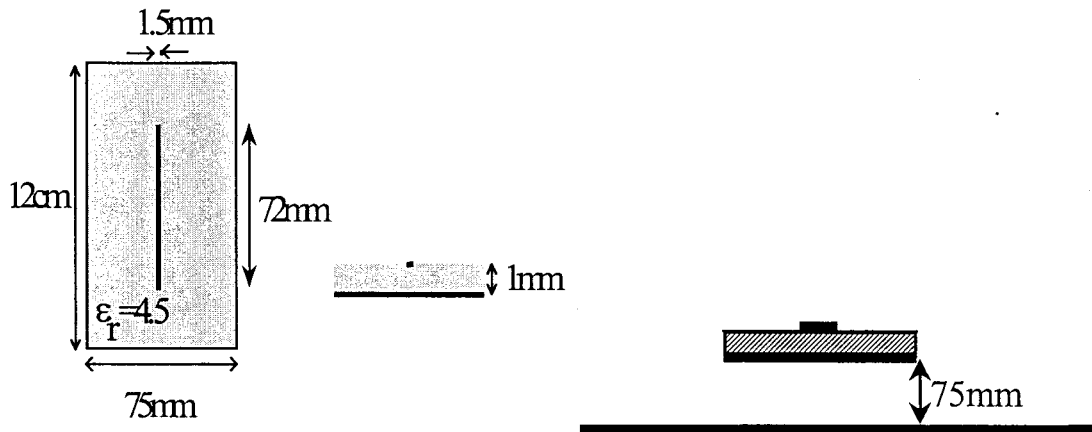


Figure V-17: Configuration considérée pour la comparaison

La comparaison est effectuée avec une mesure et la méthode numérique en trois dimensions utilisée précédemment comme donnée de référence pour le calcul des capacités, les résultats sont fournis dans le tableau v-4.

quantité	flux couplé	méthode rigoureuse	écart entre les méthodes	mesure
$\frac{L_t}{2}$	177 pH	162 pH	9%	150±25 pH

Tableau V-4

La formulation du flux couplé utilisée pour le calcul de l'inductance de transfert présente un écart de 9% vis à vis de la méthode numérique utilisée dans [Bergervoet94] pour la structure étudiée. La méthode du flux couplé est une approximation suffisante pour une structure asymétrique comme la ligne à microruban si la longueur de la ligne L est au moins supérieure à trois fois la largeur D de la carte ($L > 3D$) et l'épaisseur du substrat. Or la longueur de la piste est ici voisine de la largeur de la carte, ce qui peut expliquer la différence remarquée. Ainsi la condition $L > 3D$ ne sera pas toujours vérifiée au sein d'une carte industrielle. Il sera donc nécessaire d'utiliser une méthode plus générale pour le calcul de l'inductance de transfert. De plus la formulation utilisée donne la valeur de l'inductance de transfert dans l'espace libre, elle ne tient pas compte de la proximité du plancher métallique. Mais ce n'est pas une limitation dans la mesure où la carte est placée à une distance

suffisante du plancher métallique lors des tests normatifs pour n'influencer que très peu la valeur de l'inductance. Il n'en serait pas de même si la carte était mise dans un container, nous n'avons pas examiné cette situation dans la thèse.

V.3.1.4. Calcul de la distribution de courant sur le câble, comparaison avec les mesures de référence

Nous venons de voir comment calculer les paramètres du modèle de Thévenin, déterminons maintenant la distribution de courant sur le câble.

Le câble est un conducteur métallique placé au dessus du plancher du site de mesure considéré comme un plan de référence et supposé de dimensions infinies. Si l'on suppose que la distance H entre la carte et le plancher reste petite devant la longueur d'onde considérée et si la longueur du câble est grande devant la distance H , le couplage entre le câble et le plancher peut être modélisé en utilisant la Théorie des Lignes de Transmission (TLT). Dès lors on peut calculer la valeur de l'impédance de cette ligne de transmission par la formule suivante:

$$Z_{\text{char}} = \frac{Z_0}{2\pi} \ln\left(\frac{4H}{d_{\text{cable}}}\right) \quad \text{Equation V-7}$$

où H est la distance entre le câble et le plancher, d_{cable} est le diamètre du câble (de son écran pour être précis), et $Z_0 = 120\pi \Omega$. Dans le cas où les mesures de référence ont été effectuées, $H=75 \text{ mm}$ et $d_{\text{cable}}=5 \text{ mm}$, on trouve $Z_{\text{char}} = 245,6\Omega$

Le calcul de la distribution de courant sur le câble, obtenu au moyen de TLT ne tient pas compte des pertes par rayonnement et risque donc de surestimer le courant surtout aux différentes résonances du câble quand celui-ci est ouvert à son extrémité. Nous avons intégré la résistance de rayonnement dans la Théorie des Lignes d'une manière distribuée en introduisant des pertes dans le diélectrique (l'air) qui se trouve entre le câble et le plancher de référence. Nous avons pris comme dans [Bergervoet94] un tangente de perte égale à 0.2 afin d'obtenir une amplitude réaliste à la première fréquence de résonance du câble. Cette technique a été utilisée lors de la validation expérimentale qui suit.

Afin de justifier le modèle nous avons comparé les résultats simulés avec les mesures de référence du courant de mode commun effectuées à proximité de la connexion entre le câble et le plan de référence (cf partie V.3.1.1).

Le graphique 6 de l'Annexe V.1 montre la simulation du courant de mode commun quand on charge la piste avec la résistance. L'enveloppe de la réponse fréquentielle du câble est cohérente avec la mesure (graphique 1 de l'Annexe V.1).

Le graphique 7 de l'Annexe V.1 correspond à la simulation du courant de mode commun quand on charge la piste avec la capacité. Les réponses fréquentielles du câble simulées et mesurées (graphique 1 de l'Annexe V.1) ont une signature similaire.

Le modèle choisi donne de bons résultats lorsqu'on le confronte à des mesures du courant de mode commun sur le câble. Il permet de tenir compte correctement des couplages inductifs et capacitifs.

Vu la valeur du tangente de perte choisi, la technique utilisée pour modéliser les pertes par rayonnement fonctionnera quelque soit la charge disposée à l'extrémité du câble et quelque soit la longueur du câble, ceci pour la première résonance du câble, comme nous le verrons dans la partie consacrée à la validation expérimentale. Par contre le raisonnement suivi n'est pas suffisamment rigoureux pour permettre une détermination précise de l'amplitude du courant aux résonances successives: on peut s'attendre à des divergences quand on regardera les résonances successives dans la mesure où la résistance de rayonnement aura évolué.

Il est possible de traiter le problème d'une façon plus rigoureuse et calculer la résistance de rayonnement en considérant le câble ouvert à son extrémité comme une antenne filiforme [Lamblain96]. Mais ce calcul fournit une valeur numérique de la résistance de rayonnement seulement quand la longueur l du câble est égale à un multiple impair du quart de la longueur d'onde:

$$l = (2n + 1) \frac{\lambda}{4} \text{ où } n \text{ est un entier}$$

Cela signifie que l'on peut connaître la valeur de la résistance de rayonnement seulement quand on se trouve sur une des fréquences de résonances du câble. Si l'on introduit une telle résistance dans le circuit équivalent de la Figure V-13 seulement quand on se trouve sur une des fréquences de résonance du câble, cela va introduire une discontinuité dans la distribution de courant.

Une technique plus satisfaisante serait de déterminer l'évolution fréquentielle de l'impédance d'entrée du câble en tenant compte de la résistance de rayonnement. Il s'agit de la méthode de King-Middleton [Franceschetti88] où le câble, considéré comme une antenne filiforme, est traité comme un circuit résonant dont la réactance présente des zéros successifs quand la fréquence augmente. La planche a de l'Annexe V.2 montre l'évolution fréquentielle de la résistance d'entrée et la planche b de l'Annexe V.2 celle de la réactance d'entrée. Ces résultats sont obtenus avec un coefficient 10 entre la longueur du câble et son diamètre. Le premier zéro de la réactance est obtenu pour $\frac{\beta l}{2} \approx 1,5$, c'est à dire pour $l \approx \frac{\lambda}{2}$ et correspond à une valeur relativement basse de la résistance d'entrée: il s'agit de la première résonance du câble qui donne lieu à un maximum de courant. Le second zéro est obtenu pour $\frac{\beta l}{2} \approx 2,9$, c'est à dire pour $l \approx \lambda$ et correspond à une valeur relativement élevé de la résistance d'entrée: il s'agit de la seconde résonance du câble qui donne lieu à un minimum de courant. On peut alors utiliser une telle courbe comme résistance

d'entrée connectée au générateur et à la capacité du circuit de la Figure V-13. Il est alors possible de calculer le courant d'entrée sur le blindage du câble en tenant compte de la résistance de rayonnement. Il reste ensuite à calculer le courant pour une abscisse quelconque sur le câble. Dans le cas où le blindage du câble n'est pas ouvert à son extrémité mais est connecté à une impédance de charge ou même relié directement au plancher du site de mesure, les pertes par rayonnement ne peuvent pas être traitées par cette méthode.

V.3.1.5. Calcul du champ rayonné par le câble

Le modèle proposé plus haut fournit le courant de mode commun généré sur le plan de masse d'une carte et donne ensuite la distribution de courant sur le câble placé au dessus du plancher métallique au moyen de la Théorie des Lignes de Transmission (TLT). Nous voulons maintenant calculer le champ rayonné par le câble en tenant compte des réflexions sur le plan métallique. Pour cela on va décomposer le câble en segments dont la longueur sera plus petite que la plus petite longueur d'onde relative au spectre du courant qui se propage sur l'écran du câble. Ensuite on calcule la valeur moyenne du courant sur chaque intervalle défini par cette segmentation. On utilise pour cela la distribution de courant de mode commun évaluée auparavant. On affecte alors les valeurs moyennes du courant aux segments de câble correspondants que l'on considère comme des dipôles de Hertz rayonnant dans l'air libre. On utilise alors les formules analytiques bien connues du rayonnement du dipôle de Hertz en champ lointain pour obtenir la contribution de chaque segment de câble.

Le plancher de la chambre semi-anéchoïque introduit des réflexions dont il faut tenir compte pour simuler le rayonnement du câble dans les conditions des tests normatifs. C'est ainsi que la théorie des plans images est appliquée sur chaque dipôle élémentaire qui segmente le câble en considérant que le plancher métallique est un plan de dimensions et de conductivité infini. Le champ calculé au point d'observation est alors la somme vectorielle du champ direct et réfléchi rayonné par le câble à laquelle on doit ajouter la contribution des pistes dont le rayonnement a été modélisé dans le chapitre IV.

V.3.1.6. Généralisation au cas de plusieurs pistes

Notre objectif est de simuler le cas d'une carte présentant un nombre quelconque de pistes, dès lors se pose le problème de savoir quelles sont les pistes qu'il faut considérer pour évaluer correctement la source de mode commun qui stimule le câble. En pratique il est possible de déterminer les composants qui produisent les signaux différentiels qui contribuent largement à la génération de mode commun en rendant actives ou/et inactives des parties de la carte; ceci au moyen d'une approche expérimentale sur un premier prototype de la carte déjà réalisé. Mais nous voulons proposer un outil de prédiction qui simule le routage d'une carte sans

avoir déjà fabriqué un premier prototype et à ce niveau de la chaîne de conception des cartes il n'est pas possible de savoir à l'avance sans simulation les composants et les pistes qui seront responsables de la production du courant de mode commun. Il est donc nécessaire de considérer l'ensemble des segments rectilignes de piste. On fait alors l'hypothèse que le signal différentiel circulant sur chaque segment rectiligne de piste produit un courant de mode commun d'une manière indépendante des autres segments ceci en raison du caractère linéaire du milieu et on suppose aussi que les couplages sont faibles. On simulera donc ainsi la contribution de chaque segment rectiligne de piste selon le modèle présenté plus haut. Le générateur équivalent qui stimule le câble sera alors déterminé par la somme algébrique de la contribution de chaque piste:

$$V_{\text{com total}} = \sum_{\alpha} (F_{c_{\alpha}} V_{d_{\alpha}} + Z_{t_{\alpha}} I_{d_{\alpha}}) \quad \text{Equation V-8}$$

Bien sûr des pistes de longueur différente ne contribuent pas de la même manière au courant de mode commun, la géométrie intervient dans $F_{c_{\alpha}}$ et $Z_{t_{\alpha}}$.

V.3.1.7. *Domaine de validité du modèle proposé*

Dans le modèle retenu pour la méthode hybride les couplages électromagnétiques distribués sur toute la longueur des pistes et du plan de masse sont modélisés par des éléments concentrés tels que des capacités et inductances de couplage. Cette approche suppose qu'il y ai une relation instantanée entre les causes (les signaux différentiels sur les pistes) et les effets (le courant de mode commun induit sur le câble). Autrement dit la structure simulée doit vérifier la condition quasi-statique pour que le modèle soit applicable. Cela signifie que la longueur d'onde λ qui correspond à la fréquence analysée du spectre du signal doit être grande devant les dimensions physiques de la structure. Dans le cas de la carte munie du câble les distances à considérer sont la distance H entre la carte et le plancher du site de mesure, les dimensions de la carte (soit l la longueur du côté le plus long) et enfin la longueur L des pistes. Ce qui conduit à trois conditions qui doivent être respectées entre L et λ , H et λ , l et λ . Quand on pratique le test selon la norme EN 55022, on demande de disposer l'équipement ITE de type portable à une distance de 0,8 m du plancher métallique du site de mesure, ainsi H est la plus grande de ces dimensions. En effet les dimensions typiques d'une carte sont de l'ordre de 30x20 cm et la longueur maximale d'une piste n'excède pas typiquement 30 cm. Dès lors la condition de validité de notre approche peut se limiter à une hypothèse sur la distance H qui doit être petite devant la longueur d'onde considérée. Cette condition donne une fréquence maximale de validité de la méthode. Il reste à déterminer jusqu'à quel ordre de grandeur entre H et λ , on pourra constater un bon accord entre la mesure et la simulation. Nous verrons lors de la partie V.5 concernant la validation de la méthode

que celle-ci reste réaliste au moins jusqu'à 300 MHz sur les tests réalisés. Dans le cas où la carte est placée à une distance H du plancher plus petite que les dimensions de la carte ou la longueur des pistes, ces dernières dimensions définissent alors la fréquence maximale de validité de la méthode qui serait dans ce cas à priori plus élevée.

D'autre part l'utilisation de la Théorie des Lignes de Transmission (TLT) pour calculer la distribution du courant de mode commun sur le câble impose des conditions à l'utilisation de la méthode. En effet le câble disposé dans l'air au dessus du plancher métallique du site de mesure définit une ligne de transmission si deux conditions sont vérifiées. La première concerne la distance H qui doit être petite devant la longueur d'onde considérée, ainsi le câble ne doit pas être trop éloigné du plancher. La deuxième concerne la longueur du câble qui doit être grande devant la distance H , sinon le concept de capacité linéique n'est pas applicable. Nous verrons lors de la validation expérimentale que cette condition n'est pas critique pour obtenir des résultats de simulation réalistes. La première hypothèse conduit à une fréquence maximale jusqu'à laquelle on peut utiliser TLT. Nous verrons lors de la partie V.5 que la méthode reste réaliste au moins jusqu'à 300 MHz sur les tests réalisés.

La méthode sera validée par des mesures expérimentale seulement dans le cas d'une carte présentant une piste. Nous verrons ainsi que le modèle de Thévenin présente des limitations pour les segments placés verticalement par rapport au câble et qu'il faudrait connaître a priori le point de connexion du câble au plan local.

L'application de la formulation analytique donnant l'inductance de transfert nécessite que la longueur de la piste L soit au moins trois fois supérieure à la largeur D du plan local ($L > 3D$), ce qui ne sera pas toujours vérifié au sein d'une carte industrielle.

Enfin les situations rencontrées dans les cartes industrielles sont parfois éloignées du cas idéal traité dans la thèse qui se limite à la carte simple couche. En effet une carte industrielle multicouches peut présenter plusieurs plans métalliques et chacun de ces plans peut présenter des cassures ou des trous réalisés pour les passages entre les couches. D'autre part les connexions de masse et d'alimentation des connecteurs introduisent des variations dans le chemin de retour du courant de mode commun dans le plan local dont il faut tenir compte. Il convient alors de faire intervenir l'impédance de surface des plans.

Il sera donc nécessaire d'utiliser une méthode plus générale pour le calcul de l'inductance de transfert. De plus il faudrait généraliser le calcul des capacités de couplage pour l'appliquer au cas de la carte multicouches et prendre en compte également le couplage capacitif entre les pistes et le blindage du câble.

Une solution à tous ces problèmes posés est proposée en conclusion de ce chapitre.

V.3.2. Calcul des capacités par la méthode PEEC

V.3.2.1. Généralités

Déterminons maintenant les capacités de couplage. Il faut remarquer que l'on souhaite placer la carte dans une position quelconque et il est donc nécessaire de proposer une méthode de calcul de ces capacités valable quelque soit la position de la carte par rapport au plancher métallique. C'est ainsi que nous avons utilisé la méthode Partial Element Equivalent Circuit (PEEC). Cette méthode numérique a été introduite par Albert Ruehli en 1974 [Ruehli74]. Elle est dédiée à la modélisation des couplages parasites dans des structures à trois dimensions en utilisant des circuits équivalents et présente l'avantage de pouvoir déterminer les capacités de couplage que nous cherchons sans devoir résoudre le problème complet où intervient aussi le couplage inductif.

Ceci est rendu possible si l'on suppose d'une part que le milieu diélectrique considéré est l'air ($\epsilon_r=1$). Cette approximation est acceptable pour l'évaluation de la capacité de couplage C_{10} entre le plan local de la carte et le plancher métallique dans la mesure où l'épaisseur du substrat diélectrique est négligeable devant la distance entre le plan local et le plancher. De même en ce qui concerne la capacité de couplage C_{20} entre la piste et le plancher, le couvercle diélectrique que l'on peut rencontrer dans le cas d'une ligne à microruban enterrée ne modifiera que très peu l'évaluation de la capacité calculée dans l'air dans la mesure où l'épaisseur du couvercle diélectrique est négligeable devant la distance entre la piste et le plancher. Par contre le calcul de la capacité de couplage C_{21} entre la piste et le plan local serait erroné de part la présence du substrat diélectrique. Mais cette quantité n'intervient pas dans le calcul du coefficient $F_c = \frac{C_{20}}{C_{20} + C_{10}} \cong \frac{C_{20}}{C_{10}}$. Le calcul des paramètres électriques de la ligne sera réalisé comme nous l'avons déjà montré dans le chapitre III partie III.1.2 par la méthode des moments. Ainsi la tension V_d et le courant I_d différentiels qui apparaissent dans la formulation du générateur de Thévenin seront calculés en tenant compte du substrat diélectrique.

D'autre part nous nous placerons dans la condition électrostatique pour la structure à l'étude [Ruehli73].

Dans notre travail on s'intéresse au couplage capacitif entre la piste et le plancher métallique et entre le plan local de la carte et le plancher métallique. On va mailler la structure à l'étude par des cellules surfaciques de forme rectangulaire comme le montre la Figure V-18 dans la cas où la carte est mise en position verticale:

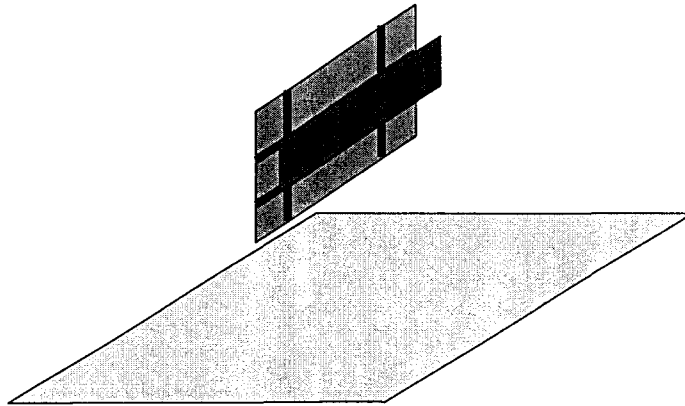


Figure V-18: Maillage de la structure à l'étude par des cellules surfaciques

La superficie des conducteurs peut être décrite par une décomposition en cellules élémentaires. Dans la technique de discrétisation choisie dans la thèse le plancher métallique est considéré de dimensions infinies, il n'est donc pas discrétisé.

Les limites de ces cellules s'obtiennent en traçant les axes des segments qui unissent entre eux les noeuds superficiels adjacents comme le montre la Figure V-19.

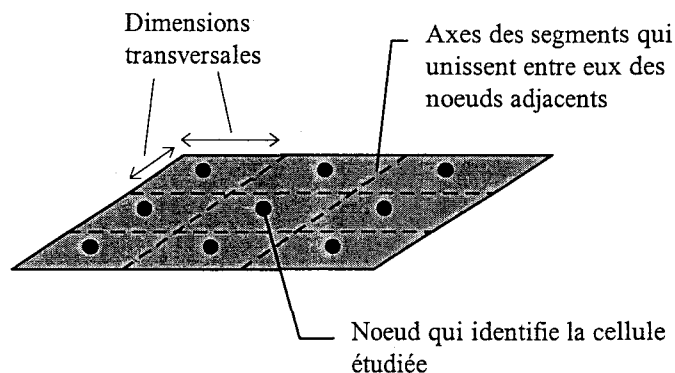


Figure V-19: Discrétisation en cellules élémentaires surfaciques

Dans les paragraphes suivants est exposé le raisonnement suivi pour calculer les capacités C_{20} entre la piste et le plancher métallique et C_{10} entre le plan local de la carte et le plancher. Tout d'abord on introduit le concept de *coefficient partiel de potentiel* et la méthode générale de calcul utilisée. Puis le passage à la matrice des *coefficients partiels de capacité* définis par rapport au plancher est expliqué. Enfin le concept de macromodèle nous amène alors à déterminer les capacités recherchées. Des hypothèses sur la position de la carte par rapport au plancher du site de mesure permettent ensuite de donner une expression analytique des *coefficients partiels de potentiel*. Une optimisation du nombre de cellules et de la méthode est alors proposée afin de fournir un bon compromis entre la précision intrinsèque de la méthode, les erreurs numériques et le temps de calcul.

V.3.2.2. Coefficients partiels de potentiel

Le potentiel en un point \vec{r}_i de l'espace s'écrit (Figure V-20):

$$\Phi(\vec{r}_i) = \sum_{k=1}^K \int_{S_k} G(\vec{r}_i, \vec{r}') q(\vec{r}') ds' \quad \text{Equation V-9}$$

Où q est la densité de charge sur la surface S_k du conducteur k considéré et G est la fonction de Green du milieu considéré. La structure considérée dans la thèse est constituée de K conducteurs que l'on suppose placés dans l'air libre, milieu diélectrique homogène et infini présentant une constante diélectrique relative $\epsilon_r = 1$. De plus on se place dans la condition quasi-statique. Selon ces hypothèses la fonction de Green s'écrit:

$$G(\vec{r}_i, \vec{r}') = \frac{1}{4\pi\epsilon} \frac{1}{|\vec{r}_i - \vec{r}'|} \quad \text{Equation V-10}$$

où ϵ est la constante diélectrique absolue de l'air, \vec{r}' est le vecteur qui indique la position de la source de champ et \vec{r}_i est le vecteur qui indique la position du point où on calcule le potentiel. Il est possible d'étendre la formulation en incluant des contrastes diélectriques en utilisant la fonction de Green appropriée [Ruehli73].

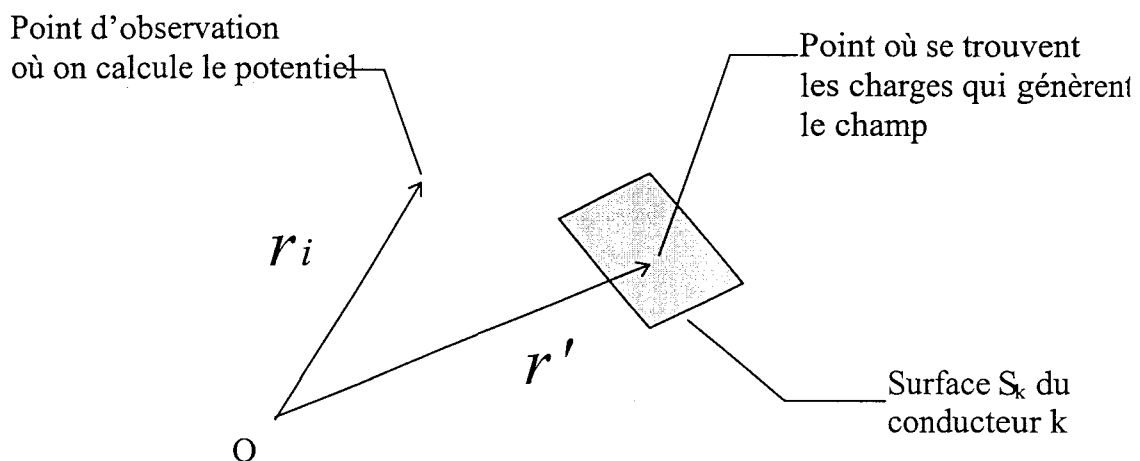


Figure V-20: Système de référence pour le calcul du potentiel

La méthode peut être utilisée également si la condition quasi-statique n'est pas vérifiée par la structure. Il suffit alors que le nombre de cellules dans la discrétisation soit suffisant pour que la condition quasi-statique soit vérifiée pour chaque cellule élémentaire. Ainsi la méthode PEEC ne nécessite pas la condition quasi-statique sur la structure à modéliser mais sur chaque cellule du maillage.

Chaque surface S_k est subdivisée en N_k cellules élémentaires d'aire s_j .

Pour résoudre l'équation intégrale de Poisson V-9, nous allons comme pour la méthode des moments en électrostatique imposer le potentiel sur quelques points du domaine d'étude. Afin de pouvoir suivre les différents passages suivis par la méthode PEEC vis à vis de la méthode des moments utilisée en électrostatique [Paul94], on précisera dans la suite les équivalences et la différence entre les deux méthodes.

En utilisant les propriétés des intégrales, le calcul du potentiel peut se décomposer de la manière suivante:

$$\sum_{k=1}^K \int_{S_k} = \sum_{k=1}^K \sum_{j=1}^{N_k} \int_{s_j} \quad \text{Equation V-11}$$

On veut extraire de l'intégrale la densité de charge q . Pour cela on utilise le théorème de la valeur moyenne [Apostol57]:

$$\int_{s_j} G(\vec{r}_i, \vec{r}') q(\vec{r}') ds' = q(\vec{\xi}_j) \int_{s_j} G(\vec{r}_i, \vec{r}') ds' \quad \text{Equation V-12}$$

Le vecteur $\vec{\xi}_j$ se trouve sur la j-ème cellule et $q(\vec{\xi}_j)$ est la densité de charge moyenne que l'on suppose constante sur cette j-ème cellule. Ce choix des fonctions de base qui sont constantes sur chaque cellule correspond à l'appellation de *pulse expansion method* quand on utilise la méthode des moments. Cette approximation permet quand même de modéliser la distribution de charge présente sur la surface des conducteurs en utilisant une discrétisation adéquate. Par exemple la distribution de charge présente sur la surface du plan local d'une ligne à microruban se concentre sur les bords de la carte. Cette propriété physique peut être prise en compte en subdivisant la surface du plan local en plusieurs cellules de taille décroissante à l'approche des bords de la carte. On arrive ainsi à modéliser en première approximation la non uniformité de la distribution de charge.

L'équation V-9 peut être écrite sous la forme suivante en utilisant les relations V-11 et V-12:

$$\Phi(\vec{r}_i) = \sum_{k=1}^K \sum_{j=1}^{N_k} q(\vec{\xi}_j) \int_{s_j} G(\vec{r}_i, \vec{r}') ds' \quad \text{Equation V-13}$$

On traite alors cette équation avec l'approche de *Galerkin* ce qui correspond pour la méthode des moments à choisir les fonctions de poids identiques aux fonctions de base. Pour cela on intègre les deux membres de l'équation V-13 sur la surface s_i en considérant que le potentiel moyen Φ_i sur la i-ème cellule est indépendant des

variables spatiales et peut donc sortir de l'intégrale sur la surface s_i . Le système est alors résolu en cherchant les charges sur les cellules en fonction des potentiels appliqués aux différents conducteurs. L'application de cette approche donne:

$$\int_{s_i} \Phi(\vec{r}_i) ds = \int_{s_i} \Phi_i ds = \Phi_i s_i \quad \text{Equation V-14}$$

En substituant le résultat de l'équation V-14 dans le premier membre de la relation V-13 et en divisant ce dernier par la surface s_i on obtient:

$$\Phi_i = \sum_{k=1}^K \sum_{j=1}^{N_k} q(\vec{\xi}_j) \frac{1}{s_i} \int_{s_i} \int_{s_j} G(\vec{r}_i, \vec{r}') ds' ds \quad \text{Equation V-15}$$

La méthode PEEC fait intervenir alors la charge moyenne totale sur chaque cellule: Q_{s_j} , ce qui aura pour effet de rendre le système matriciel mieux conditionné. Dès lors la densité de charge sur la j-ème cellule s'écrit $q(\vec{\xi}_j) = Q_{s_j}/s_j$ et en substituant dans la relation V-15, on obtient:

$$\Phi_i = \sum_{k=1}^K \sum_{j=1}^{N_k} \left(\frac{1}{s_j s_i} \int_{s_i} \int_{s_j} G(\vec{r}_i, \vec{r}') ds' ds \right) Q_{s_j} \quad \text{Equation V-16}$$

On définit alors les *coefficients de potentiel* comme les valeurs qui permettent d'exprimer les potentiels des conducteurs comme fonction linéaire des charges sur les conducteurs. Le coefficient de potentiel qui existe entre les cellules i ($i = 1 \dots N_k$) et j ($j = 1 \dots N_k$) s'exprime donc à partir de la relation V-16:

$$P_{sij} = \frac{1}{s_j s_i} \int_{s_i} \int_{s_j} G(\vec{r}_i, \vec{r}') ds' ds \quad \text{Equation V-17}$$

Vu la subdivision de chaque conducteur en cellule de surface, les coefficients de potentiel sont dits *partiels*.

V.3.2.3. Coefficients partiels de capacité

La formulation donnée dans le paragraphe précédent conduit à un système linéaire d'équations qui lie le potentiel de chaque cellule, référencé à une origine située infiniment loin de la structure à l'étude, à la charge totale présente sur chaque cellule:

$$\begin{cases} \Phi_1 = p_{S_{11}} Q_1 + p_{S_{12}} Q_2 + \dots + p_{S_{1N_t}} Q_{N_t} \\ \Phi_2 = p_{S_{21}} Q_1 + p_{S_{22}} Q_2 + \dots + p_{S_{2N_t}} Q_{N_t} \\ \vdots \\ \Phi_{N_t} = p_{S_{N_t1}} Q_1 + p_{S_{N_t2}} Q_2 + \dots + p_{S_{N_tN_t}} Q_{N_t} \end{cases} \quad \text{Equation V-18}$$

Soit la relation matricielle:

$$\Phi(t) = \mathbf{p}_s Q(t)$$

On remarque que la matrice des coefficients de potentiel \mathbf{p}_s est symétrique de part l'application de la méthode *Galerkin*, ce qui implique un gain important sur le temps de calcul lorsqu'il faudra inverser cette matrice.

Un tel système peut être écrit en mettant en évidence la relation qui lie les charges aux potentiels. Pour cela il suffit d'inverser la matrice \mathbf{p}_s , on obtient alors la matrice \mathbf{c}_s des *coefficients partiels de capacité*:

$$\begin{cases} Q_1 = c_{S_{11}} \Phi_1 + c_{S_{12}} \Phi_2 + \dots + c_{S_{1N_t}} \Phi_{N_t} \\ Q_2 = c_{S_{21}} \Phi_1 + c_{S_{22}} \Phi_2 + \dots + c_{S_{2N_t}} \Phi_{N_t} \\ \vdots \\ Q_{N_t} = c_{S_{N_t1}} \Phi_1 + c_{S_{N_t2}} \Phi_2 + \dots + c_{S_{N_tN_t}} \Phi_{N_t} \end{cases} \quad \text{Equation V-19}$$

Les termes $c_{s_{ii}}$ qui appartiennent à la diagonale représentent le rapport entre la charge et le potentiel de la cellule i quand toutes les autres cellules sont mises au potentiel zéro. Ces termes sont positifs ou nuls et sont appelés les *coefficients partiels d'autocapacité*. Les termes $c_{s_{ij}}$ qui n'appartiennent pas à la diagonale représentent le rapport entre la charge sur la cellule i et le potentiel de la cellule j quand toutes les autres cellules, excepté la i -ème, sont mises au potentiel zéro. Ces termes sont négatifs ou nuls et sont appelés les *coefficients partiels de capacité électrique*.

Vu que la matrice \mathbf{p}_s est définie positive et symétrique, on utilise la méthode de Choleski [Bunch71] pour inverser la matrice \mathbf{p}_s . Elle offre l'avantage d'être plus rapide que la méthode de Gauss classiquement utilisée en analyse numérique.

Les coefficients partiels de capacité lient les charges de la structure aux potentiels des cellules, par rapport à une origine mise au potentiel zéro (le plancher).

V.3.2.4. Construction d'un macromodèle de type capacitif équivalent pour chaque conducteur

Les développements précédents montrent que la méthode PEEC, pour notre cas d'étude en électrostatique, est équivalente à une méthode MOM qui utilise pour les fonctions de base une densité constante pour chaque cellule (*pulse expansion*

method), qui prend les fonctions de poids identiques aux fonctions de base (*Galerkin*) et qui applique une discrétisation non uniforme. C'est maintenant que l'on peut voir une différence dans la manière de déterminer les capacités globales C_{10} et C_{20} qui nous intéressent. Avec la méthode MOM cette opération passe par une intégration. La méthode PEEC procède différemment en construisant un macromodèle bien adapté à la recherche d'éléments de circuit comme C_{10} et C_{20} :

La procédure exposée dans les paragraphes précédents conduit à la construction d'un circuit équivalent où chaque conducteur est subdivisé en plusieurs cellules et à chaque cellule correspond un noeud électrique. Afin de rendre plus rapide l'exécution de l'algorithme réalisée, on construit un macromodèle de type capacitif équivalent pour chaque conducteur. La procédure consiste à englober les contributions des cellules qui appartiennent au même conducteur auquel on associe alors une seule capacité. En appliquant un macromodèle on pourra déterminer les capacités C_{10} et C_{20} qui sont nécessaires au modèle de Thévenin. La construction d'un macromodèle est expliquée dans [Giachino96], [Ruehli73].

V.3.2.5. Calcul des coefficients partiels de potentiel

L'équation V-17 qui définit le coefficient partiel de potentiel qui existe entre les cellules i et j placées dans une position quelconque présente une double intégrale de surface. Cette intégrale peut être résolue numériquement mais cela augmenterait le temps de calcul sachant en plus qu'elle doit être évaluée plusieurs fois. C'est ainsi que l'on réalise des hypothèses sur la position relative des cellules entre elles pour utiliser des formules analytiques. Pour simplifier on suppose que la surface des K conducteurs soit perpendiculaire à un des trois axes cartésiens. La même hypothèse peut donc être étendue aux N_k cellules qui subdivisent ces conducteurs. Cela signifie que la méthode proposée pourra traiter une carte mise en position verticale ou horizontale par rapport au plancher métallique du site de mesure. Dans le cas de pistes obliques définies par un angle α par rapport à un des axes cartésiens, le maillage de la piste utilisera des cellules parallèles à un de ces axes selon la valeur de l'angle α . Ainsi pour obtenir une valeur de la capacité C_{20} qui tienne compte de l'orientation de la piste, il faudra augmenter le nombre de cellules.

Dans la suite on qualifie de *parallèles* les cellules qui se trouvent sur des plans identifiés par le même axe cartésien et de *perpendiculaires* celles qui se trouvent sur des plans identifiés par des axes cartésiens différents.

Dans le cas de cellules surfaciques *parallèles*, la géométrie de la Figure V-21 est utilisée:

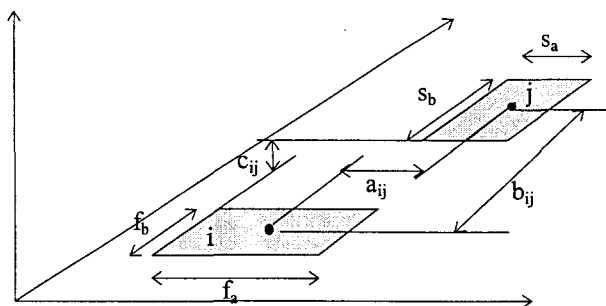


Figure V-21: Géométrie utilisée pour deux cellules surfaciques parallèles

On démontre [Ruehli73] que les coefficients partiels de potentiel s'écrivent:

$$ps_{ij} = \frac{1}{4\pi\epsilon f_a f_b s_a s_b} \sum_{n=1}^4 \sum_{m=1}^4 (-1)^{n+m} \left[\frac{b_m^2 - c_{ij}^2}{2} a_n \ln(a_n + \rho) + \frac{a_n^2 - c_{ij}^2}{2} b_m \ln(b_m + \rho) - \frac{\rho}{6} (b_m^2 - 2c_{ij}^2 + a_n^2) - b_m c_{ij} a_n \tan^{-1} \left(\frac{a_n b_m}{\rho c_{ij}} \right) \right] \quad \text{Equation V-20}$$

où:

$$\rho = \sqrt{a_n^2 + b_m^2 + c_{ij}^2};$$

$$a_1 = a_{ij} - \frac{f_a}{2} - \frac{s_a}{2}; \quad a_2 = a_{ij} + \frac{f_a}{2} - \frac{s_a}{2}; \quad a_3 = a_{ij} + \frac{f_a}{2} + \frac{s_a}{2}; \quad a_4 = a_{ij} - \frac{f_a}{2} + \frac{s_a}{2};$$

$$b_1 = b_{ij} - \frac{f_b}{2} - \frac{s_b}{2}; \quad b_2 = b_{ij} + \frac{f_b}{2} - \frac{s_b}{2}; \quad b_3 = b_{ij} + \frac{f_b}{2} + \frac{s_b}{2}; \quad b_4 = b_{ij} - \frac{f_b}{2} + \frac{s_b}{2}$$

Dans le cas de cellules surfaciques *perpendiculaires*, la géométrie de la Figure V-22 est utilisée:

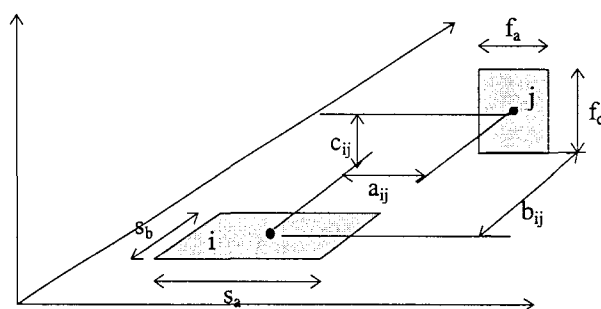


Figure V-22: Géométrie utilisée pour deux cellules surfaciques perpendiculaires

On démontre [Ruehli73] que les coefficients partiels de potentiel s'écrivent:

$$ps_{ij} = \frac{1}{4\pi\epsilon f_a f_c s_a s_b} \sum_{n=1}^4 \sum_{m=1}^2 \sum_{r=1}^2 (-1)^{n+m+r+1} \left[\left(\frac{a_n^2}{2} - \frac{c_r^2}{6} \right) c_r \ln(b_m + \rho) + \left(\frac{a_n^2}{2} - \frac{b_m^2}{6} \right) b_m \ln(c_r + \rho) + a_n b_m c_r \ln(a_n + \rho) - \frac{b_m c_r \rho}{3} - \frac{a_n^3}{6} \tan^{-1} \left(\frac{b_m c_r}{a_n \rho} \right) - \frac{b_m^2 a_n}{2} \tan^{-1} \left(\frac{a_n c_r}{b_m \rho} \right) - \frac{a_n c_r^2}{2} \tan^{-1} \left(\frac{b_m a_n}{c_r \rho} \right) \right] \quad \text{Equation V-21}$$

où ρ et a_n sont définis comme dans le paragraphe précédent et:

$$b_1 = b_{ij} + \frac{s_b}{2}; \quad b_2 = b_{ij} - \frac{s_b}{2};$$

$$c_1 = c_{ij} + \frac{f_c}{2}; \quad c_2 = c_{ij} - \frac{f_c}{2}.$$

V.3.2.6. Optimisation de la discrétisation en cellules surfaciques

Le nombre de cellules surfaciques est optimisé selon la carte étudiée afin d'obtenir un bon compromis entre la précision intrinsèque de la méthode, les erreurs numériques et le temps de simulation nécessaire. En particulier il convient de suivre l'évolution physique de la distribution de charge lors du maillage surfacique. Prenons l'exemple de la discrétisation à adopter pour le plan local de la ligne à microruban de la Figure V-23.

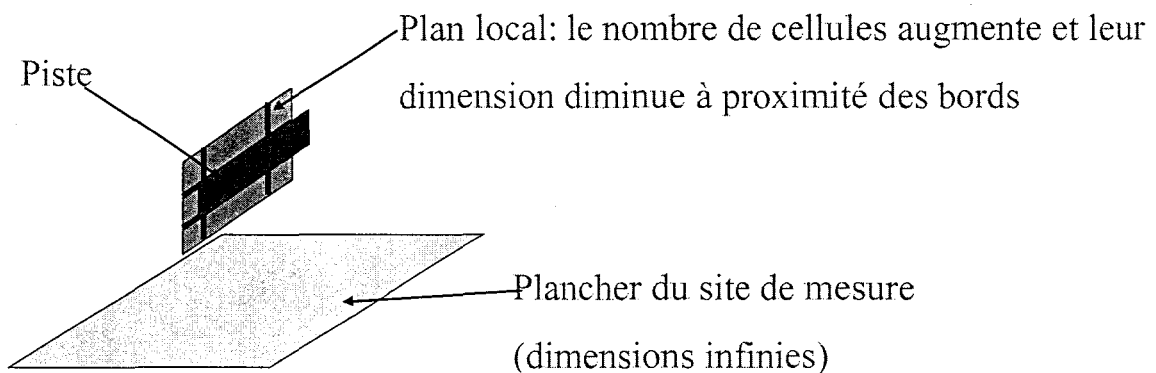


Figure V-23: Discrétisation adoptée pour une ligne à microruban placée au dessus du plancher du site de mesure

La distribution de charge présente sur la surface du plan local se concentre sur les bords de la carte. Cette propriété physique peut être prise en compte en subdivisant la surface du plan local en plusieurs cellules de taille décroissante à l'approche des bords de la carte. On arrive ainsi à modéliser en première approximation la non uniformité de la distribution de charge. Mais cette technique pourrait présenter l'inconvénient de produire une matrice p_s mal conditionnée, surtout lorsque le nombre de cellules augmente et quand leur dimension diminue. Ceci pourrait entraîner des erreurs numériques sur le calcul de la matrice $c_s = p_s^{-1}$. En fait la méthode PEEC fait intervenir la charge moyenne totale sur chaque cellule: Q_{sj} , avant de résoudre le système matriciel. Ceci a pour effet de rendre le système mieux

conditionné et de permettre la présence de cellules de dimension différente sans pour autant engendrer trop d'erreur numérique. On prend typiquement au bords du conducteur des cellules de largeur dix fois plus petite que celle des cellules uniformes placées au centre du conducteur. On arrive ainsi à modéliser en première approximation la non uniformité de la distribution de charge sans engendrer une matrice mal conditionnée.

V.3.3. Calcul de l'inductance de transfert par une formulation analytique

L'inductance de transfert L_t s'exprime:

$$L_t = L_{11} - L_{12} \quad \text{Equation V-22}$$

où: L_{11} représente l'inductance du plan local référencée au plancher et L_{12} l'inductance de couplage entre la piste et le plan local. Cette façon de définir l'inductance de transfert qui est utilisée aussi par [Grover46] présente des limitations dans le cas d'une structure asymétrique telle que la ligne à microruban de la figure v-24. C'est ainsi que l'on utilisera la définition de l'inductance de transfert par la notion du flux couplé [Kaden59]. Cette approche utilise la loi de Biot et Savart et permet de calculer l'inductance recherchée à partir du flux couplé entre la piste et le plan quand un courant I circule sur la piste.

$$L_t = \frac{\phi_c}{I} \quad \text{Equation V-23}$$

Où ϕ_c est le flux couplé entre la piste et le plan quand un courant I circule sur la piste

Cette définition offre l'avantage de fournir une très bonne approximation pour une structure asymétrique comme la ligne à microruban si la longueur de la ligne est au moins supérieure à dix fois la largeur de la carte et l'épaisseur du substrat. Pour une ligne de longueur trois fois supérieure à la largeur de la carte et l'épaisseur du substrat, la précision obtenue est suffisante. Cette approche est valable pour déterminer le couplage inductif quand le plan de masse est continu. Mais il convient de choisir une méthode qui tient compte de l'impédance de surface du plan local quand celui-ci présente des ouvertures, [Horck98], [Leferink92].

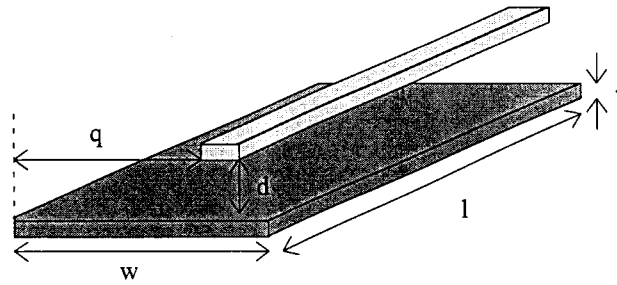


Figure V-24: Dimensions de la structure analysée pour le calcul de L_t

Pour une telle structure la formulation utilisant la notion du flux couplé donne la relation suivante pour l'inductance de transfert [Leferink95]:

$$L_t(r) = \frac{\mu l}{2\pi w} \int_t^d \left(a \tan\left(\frac{q}{r}\right) + a \tan\left(\frac{w-q}{r}\right) \right) dr = \frac{\mu l}{2\pi w} \int_t^d f(r) dr = \frac{\mu l}{2\pi w} T \quad \text{Equation V-24}$$

où T est une intégrale calculée analytiquement.

V.4. Organigramme de la méthode et lien avec l'algorithme de calcul d'intégrité de signal

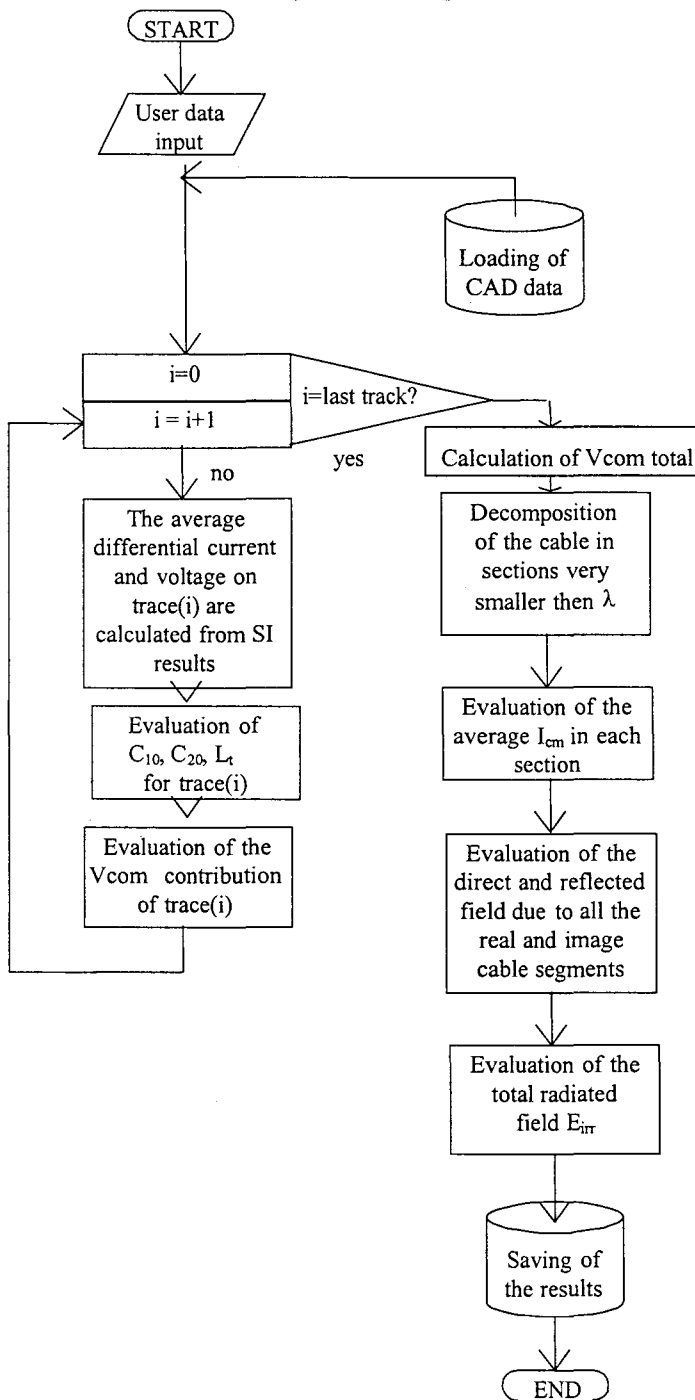


Figure V-25: Organigramme de la méthode et lien avec l'algorithme de calcul d'intégrité de signal

La méthode hybride complète va faire intervenir également l'organigramme déjà présenté dans la partie IV.3.2 du chapitre précédent et tiendra donc compte de deux effets:

- Le rayonnement de mode différentiel des pistes sur les couches externes des cartes
- Le rayonnement de mode commun d'un câble connecté idéalement à l'unique plan de masse d'une carte pour lequel la méthode sera utilisée seulement jusqu'à une

fréquence limite qui sera déterminée dans la partie suivante V.5. Au delà de cette fréquence limite la méthode hybride complète ne tiendra compte que du rayonnement des pistes.

V.5. Validation expérimentale de la méthode

La validation expérimentale de la méthode hybride se décompose en deux parties. La première est consacrée à l'étude d'une configuration donnée où la carte est mise en position verticale au dessus du plancher métallique du site de mesure comme cela est indiqué dans la Figure V-26.

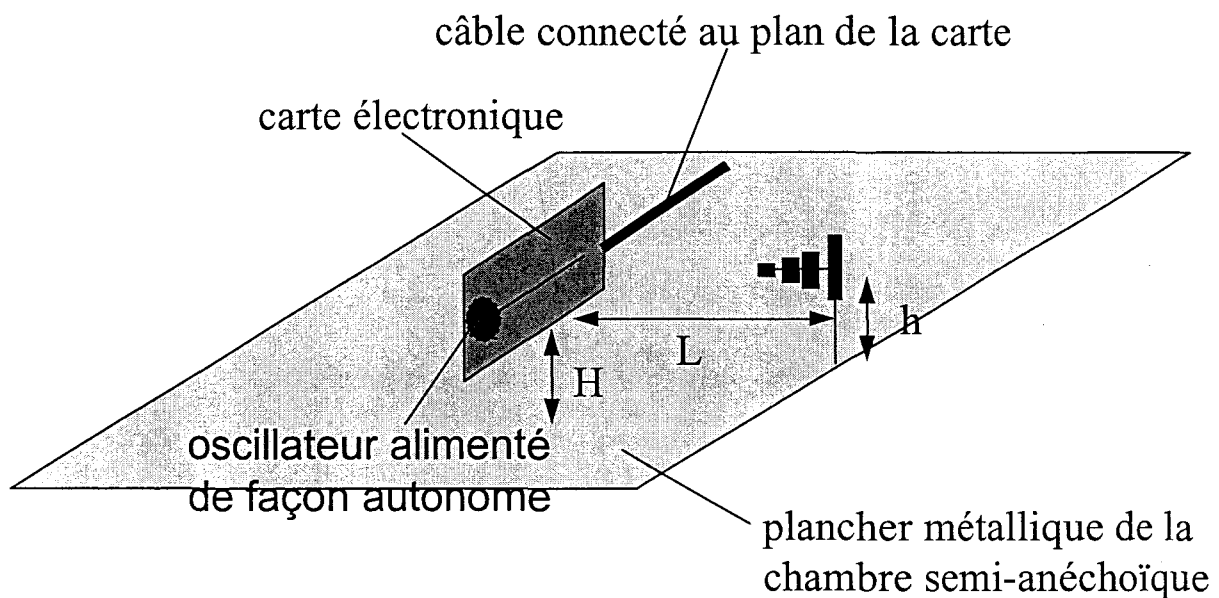


Figure V-26: Configuration considérée lors de la première phase de test

La carte de test est constituée d'une ligne à microruban mise en position horizontale. Le câble d'essai est un simple fil maintenu en position horizontale ou bien un câble coaxial dont le blindage est soudé à une extrémité au plan de masse de la carte, l'autre extrémité est laissée en circuit ouvert. La piste est alimentée au moyen d'un oscillateur. Cette source, alimentée de façon autonome, est placée dans un container qui est lui-même connecté au plan de masse de la carte en plusieurs points en suivant des règles déjà présentées dans les chapitres III et IV. L'autre extrémité de la piste est connecté à une charge résistive. L'objectif de cette première étape est de confronter les résultats fournis pour cette configuration par la simulation et la mesure effectuées dans trois sites différents. Nous pourrons ainsi apprécier le réalisme de la prédiction quand la mesure est effectuée à 3m ou bien à 10m. De plus nous utiliserons deux géométries différentes pour la carte et la câble afin de vérifier que la méthode intègre ces effets.

Nous donnerons ensuite une idée sur le temps de simulation nécessaire pour obtenir des résultats qui soient réalistes sur des structures canoniques.

Dans la deuxième partie de la validation expérimentale nous tenterons de mettre en évidence les éventuelles limitations de la méthode proposée. Pour ce faire nous considérerons d'autres configurations où la piste est terminée par un circuit ouvert ou bien mise en position perpendiculaire au câble par exemple. Les mesures de référence seront celles effectuées dans un même site à 10m.

Dans chacune des phases de la validation quand le câble est connecté à la carte, le plan métallique de grandes dimensions utilisé dans le chapitre IV n'est pas connecté au plan local de la carte. D'autre part seuls les harmoniques qui présentent un maximum local de champ ont été comparés pour la même raison que celle évoquée dans le chapitre IV.

V.5.1. Validation à partir de mesures effectuées dans des sites différents

V.5.1.1. Validation avec les mesures effectuées à l'ITALTEL de Milan

L'éprouvette de test envisagée est la ligne à microruban représentée sur la Figure V-27

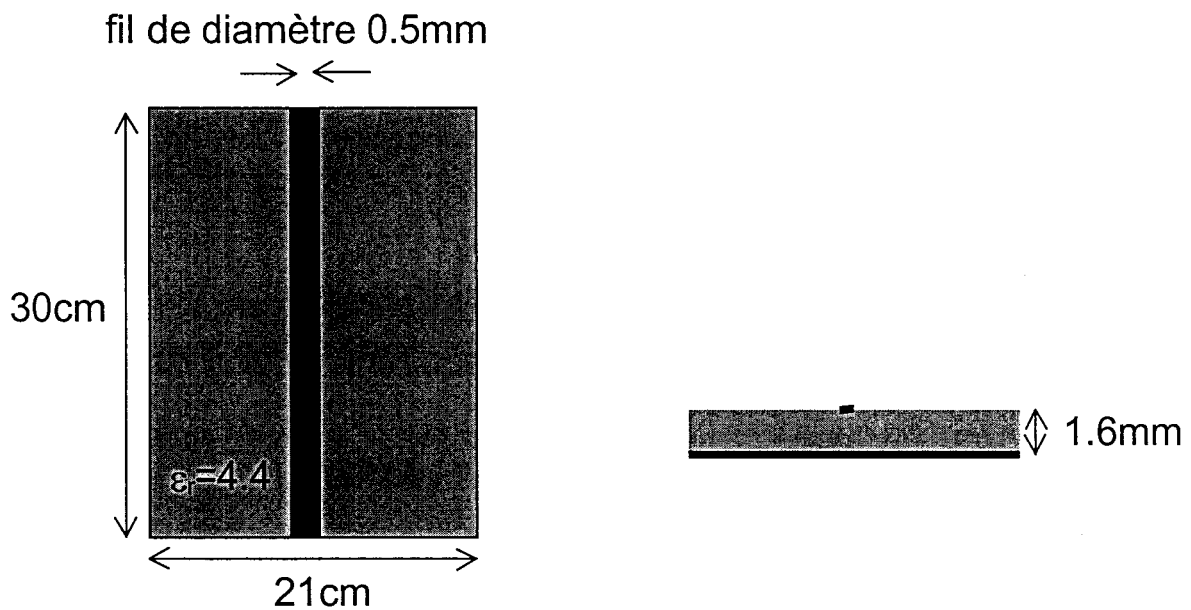


Figure V-27: Epreuve de test utilisée durant les essais à l'ITALTEL

La piste est en réalité constituée d'un fil métallique de diamètre 0.5mm. Une telle structure présente une impédance caractéristique de 153Ω . Le fil est alimenté au moyen d'un oscillateur CMOS de fréquence fondamentale 8 MHz réalisé à l'ITALTEL selon des principes similaires à ceux utilisés pour concevoir l'oscillateur présenté dans l'annexe III.1. L'autre extrémité du fil est connectée à une charge de 100Ω comme le montre la Figure V-28.

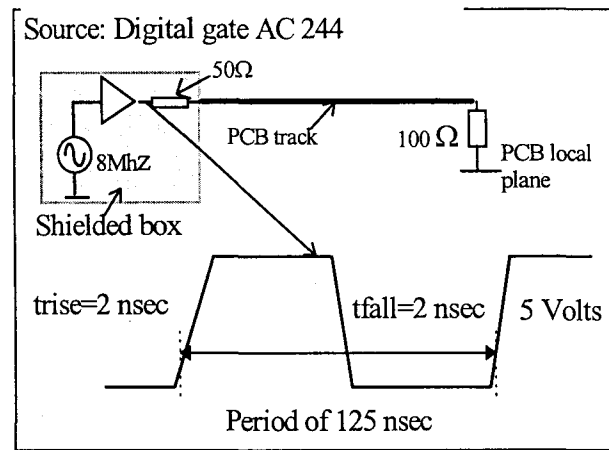


Figure V-28: Description de l'oscillateur CMOS à 8 MHz utilisé

Des détails sur la configuration suivie lors de la mesure sont indiqués dans la Figure V-29. L'antenne est polarisé horizontalement de manière à mesurer le maximum de rayonnement venant du dispositif. Le câble, constitué d'un simple fil maintenu en position horizontale, est long de 1 mètre.

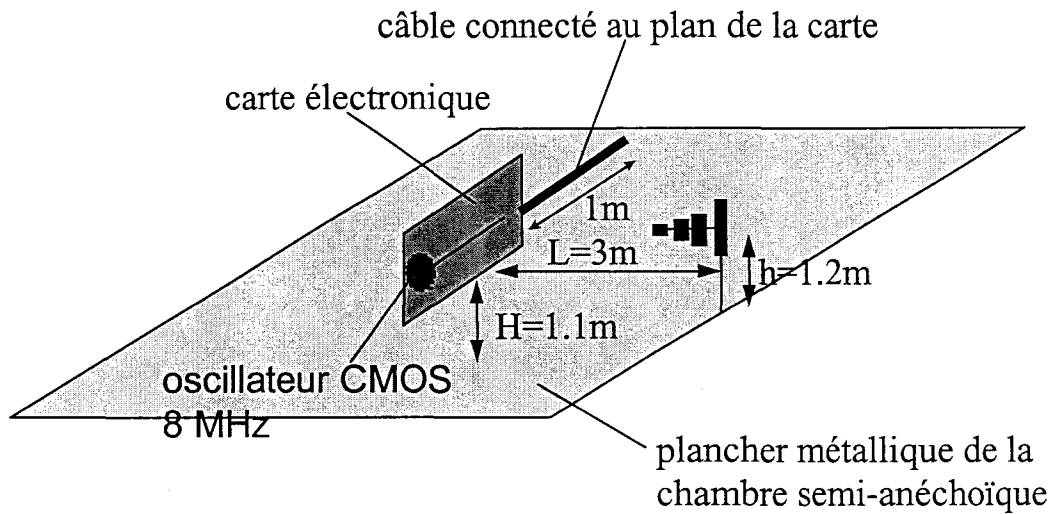


Figure V-29: Configuration lors des mesures à l'ITALTEL

Dans un premier temps on mesure le courant de mode commun sur le blindage du câble au moyen d'une pince de courant placée à proximité de la connexion entre le câble et le plan de masse de la carte. La comparaison avec la simulation effectuée dans les mêmes conditions est montrée sur la Figure V-30. [Leroux97numelec]

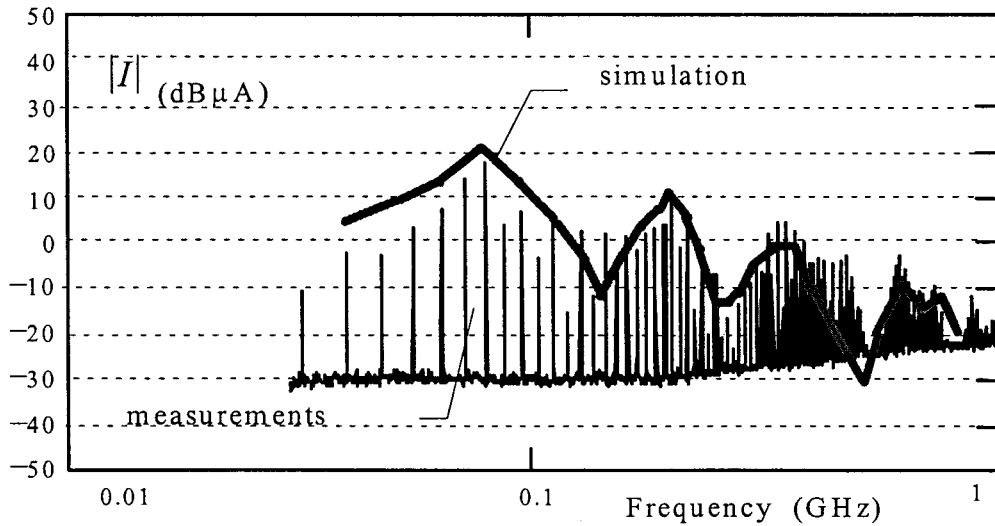


Figure V-30: Comparaison entre la mesure et la simulation du courant sur le blindage du câble prélevé à proximité de la connexion entre le câble et le plan de masse de la carte.

La simulation reproduit correctement le spectre du courant mesuré jusqu'à environ 300 MHz. L'amplitude du courant aux deux premiers maxima qui correspondent à des résonances du câble est prévue par la méthode avec un écart de 2 dB par rapport à la mesure. On peut se demander si la sonde utilisée peut perturber la mesure. Si celle-ci est effectuée au voisinage d'une résonance du courant, c'est à dire à un noeud de tension, la mesure est effectuée correctement. Mais lorsque la mesure est faite au voisinage d'un ventre de tension, les pertes de la sonde peuvent influencer la mesure. Les minima de courant seront donc un peu plus délicats à comparer. Mais ce n'est pas très gênant dans la mesure où on s'intéresse surtout aux résonances de courant.

Comparons maintenant sur la Figure V-31 le champ électrique rayonné par la piste et le câble que l'on a mesuré et simulé dans les conditions décrites plus haut, [Leroux97numelec].

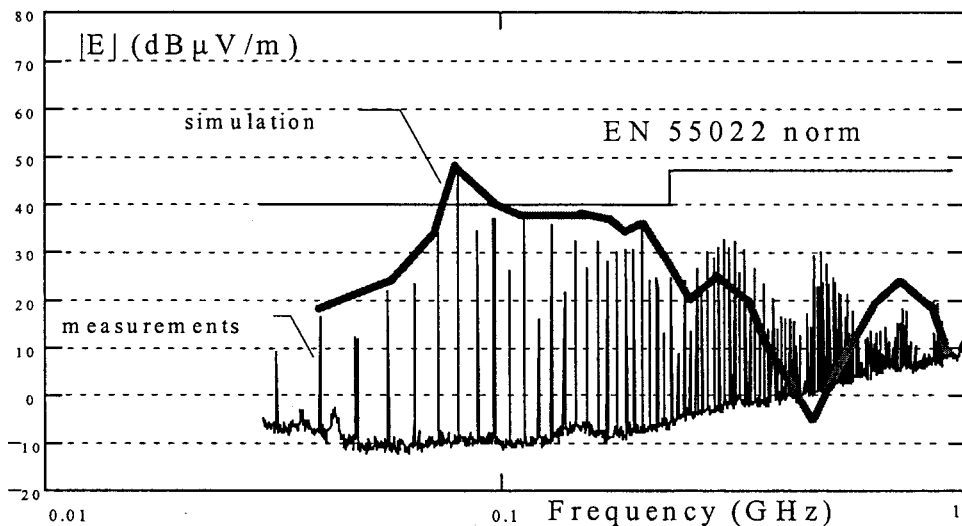


Figure V-31: Comparaison entre la mesure et la simulation du champ électrique rayonné par la piste et le câble dans les conditions décrites dans la Figure V-29

La simulation reproduit fidèlement le spectre du champ électrique rayonné par le dispositif jusqu'à environ 300 MHz. Au-delà de cette fréquence des différences importantes apparaissent. Au début de ce chapitre nous avons confronté la mesure du rayonnement de ce même dispositif avec et sans la contribution du câble et ceci dans les mêmes conditions d'essai que celles de la comparaison entre la mesure et la simulation présentée maintenant, en particulier l'antenne de mesure est polarisée de façon à optimiser le couplage avec le câble. Nous avons alors remarqué qu'à partir de 200 MHz la contribution du câble n'est plus prédominante sur le rayonnement de l'ensemble carte/câble. Ainsi à partir de cette fréquence et au fur et à mesure que l'on explore les hautes fréquences, le rayonnement de mode différentiel de la piste devient prépondérant vis à vis de celui de l'ensemble du dispositif et est modélisé par la méthode utilisant la dyadique de Green. Les différences observées sur la comparaison au delà de 300 MHz sont donc probablement dues en outre à la limite du modèle pour l'oscillateur CMOS utilisé dans la simulation qui joue un rôle prépondérant sur le rayonnement. Nous avons déjà observé cette limitation dans le chapitre IV lors de la validation de la méthode utilisant la dyadique de Green avec l'oscillateur CMOS à 10 MHz.

On peut remarquer que le dispositif ne satisfait pas les exigences de la norme EN55022 au voisinage de la première résonance du câble autour de 80 MHz. A cette fréquence la simulation surestime la mesure de 2 dB.

A la lecture des résultats présentés on peut s'étonner du réalisme avec lequel la méthode reproduit fidèlement la mesure du courant et du champ électrique jusqu'à environ 300 MHz. En effet nous avons déjà signalé dans ce chapitre que la structure simulée doit vérifier la condition quasi-statique pour que le modèle équivalent choisi pour le générateur de courant de mode commun soit applicable. D'autre part on utilise la Théorie des Lignes de Transmission (TLT) pour calculer la distribution du courant de mode commun sur le câble. Dès lors la condition de validité de notre approche peut se limiter à une hypothèse sur la distance H entre la carte et le plancher qui doit être petite devant la longueur d'onde considérée. L'application directe des principes de l'électromagnétisme nous contraint à imposer la condition théorique:

$$H < \frac{\lambda}{10}$$

Equation V-25

Cette condition donne pour une distance H égale à 1.1m une fréquence maximale théorique de validité de la méthode de 27 MHz, soit une fréquence même inférieure à toutes celles explorées par la norme EN55022. La comparaison entre la simulation et la mesure met en évidence un bon accord jusqu'à environ 300 MHz pour notre configuration d'étude soit jusqu'à ce que:

$$H \sim \lambda$$

Equation V-26

La méthode sera utilisée jusqu'à cette limite pratique qui est certes une approximation mais qui permet de donner aux résultats de la simulation le réalisme souhaité dans l'échelle en dB utilisée dans les gabarits normatifs. Cette limite pratique correspond à la bande de fréquence où le rayonnement du câble est souvent prédominant sur celui de l'ensemble du dispositif carte/câble. Elle sera donc suffisante pour tenir compte de l'effet du rayonnement d'un câble placé horizontalement au dessus du plancher métallique. Au-delà de cette limite le rayonnement de mode différentiel des pistes devient souvent prépondérant sur le rayonnement de l'ensemble du dispositif et est modélisé en utilisant la dyadique de Green du milieu stratifié. Mais nous avons tout de même négligé certains effets comme le couplage capacitif entre la piste et le câble. Ainsi nous ne pouvons pas être catégorique sur la limite observée en pratique. Il serait nécessaire d'effectuer une validation théorique au moyen d'une méthode rigoureuse.

V.5.1.2. Validation avec les mesures effectuées à l'Université de Lille

La validation présentée précédemment a mis en évidence une première résonance du câble à une fréquence voisine de 80 MHz. Nous allons maintenant utiliser un câble semi-rigide de diamètre 3,6mm et de longueur 60 cm que l'on connectera au plan de masse de la carte A qui a déjà été présentée dans la partie IV.4.2.1 du chapitre IV. De cette manière on s'attend avec un câble plus court à mettre en évidence une première résonance du câble à une fréquence plus élevée. La ligne à microruban est alimentée au moyen de l'oscillateur à 10 MHz dont la description est présentée dans l'annexe III.1. L'autre extrémité du fil est connectée à une charge de 50Ω. Des détails sur la configuration suivie lors de la mesure sont indiqués dans la Figure V-32. L'antenne est polarisé horizontalement de manière à mesurer le maximum de rayonnement venant du dispositif.

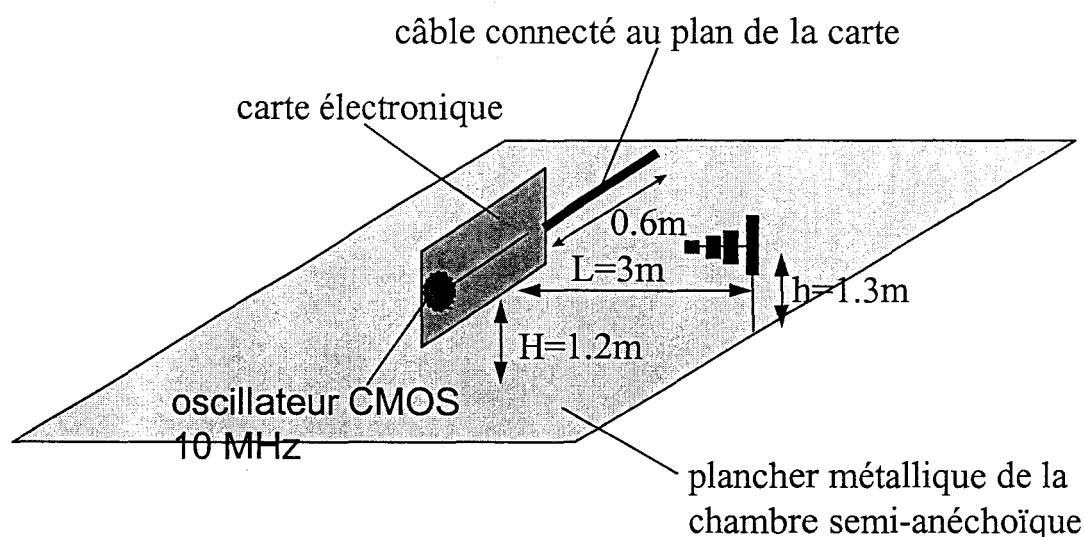


Figure V-32: Configuration lors des mesures à l'Université de Lille

Comparons maintenant sur la Figure V-33 le champ électrique rayonné par la piste et le câble que l'on a mesuré et simulé dans les conditions décrites plus haut [Leroux97Travemünde].

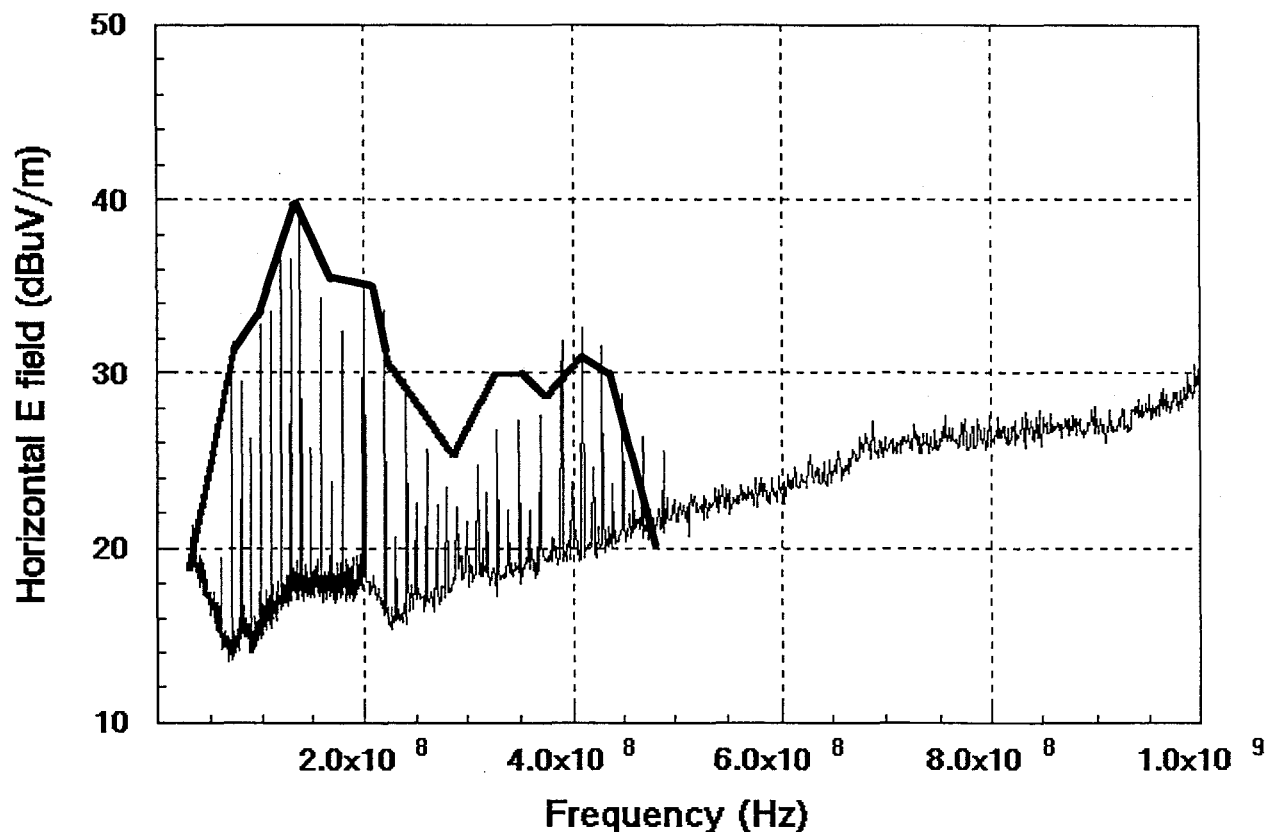


Figure V-33: Comparaison entre la mesure et la simulation du champ électrique rayonné par la piste et le câble dans les conditions décrites dans la Figure V-32

La simulation reproduit fidèlement le spectre du champ électrique rayonné par le dispositif jusqu'à environ 300 MHz. Au-delà de cette fréquence des différences apparaissent. Elles sont probablement dues en outre à la limite du modèle pour l'oscillateur CMOS utilisé dans la simulation qui joue un rôle prépondérant sur le rayonnement. Nous avons en effet observé cette limitation dans le chapitre IV lors de la validation de la méthode utilisant la dyadique de Green que le modèle de l'oscillateur CMOS à 10 MHz est représentatif pour le signal effectivement fourni par l'oscillateur jusqu'à 240 MHz. Le test ainsi réalisé met en évidence un maximum de rayonnement au voisinage de la fréquence de 140 MHz qui correspond à la première résonance du câble ouvert à son extrémité. A cette fréquence la simulation surestime la mesure de 2 dB.

Les mesures précédentes ont été effectuées à Lille et à l'ITALTEL de Milan dans des chambres semi-anéchoïques à 3m pour lesquelles, nous l'avons vu dans le premier chapitre, la condition d'onde plane n'est pas tout à fait satisfaite à 30 MHz, par contre elle le sera à partir de 200 MHz. De plus entre 30 MHz et 200 MHz les conditions de propagation libre voulues par les normes ne sont pas tout à fait respectées vu la hauteur des absorbants à structure pyramidale utilisés. Il peut résulter

de ces deux remarques quelques dispersions dans les mesures lorsqu'on compare des essais pratiqués à 3 mètres sur deux sites de géométrie différente et surtout dans la bande 30 MHz-200 MHz. Nous allons donc effectuer une autre comparaison dans le site du CSELT où les mesures sont effectuées à 10 m et où les absorbants sont de dimension convenable (2.5 m de hauteur).

V.5.1.3. Validation avec les mesures effectuées au CSELT

A la suite de la remarque faite plus haut, une campagne de mesures est effectuée dans la chambre semi-anéchoïque du CSELT (Centre de recherche de Telecom Italia), Torino Italie, à 10m. Ce site permet, nous l'avons vu dans le chapitre précédent, d'effectuer des mesures à 10m et il vérifie que l'écart entre les résultats de la mesure de l'atténuation du site (NSA) et la formule analytique de référence pour tous les chemins de propagation utilisés lors d'une mesure respecte les exigences requises pour un organisme notifié. La configuration que l'on considère est la même que lors des mesures effectuées à l'université de Lille, seul change les distances lors de la mesure qui sont détaillées sur la Figure V-34.

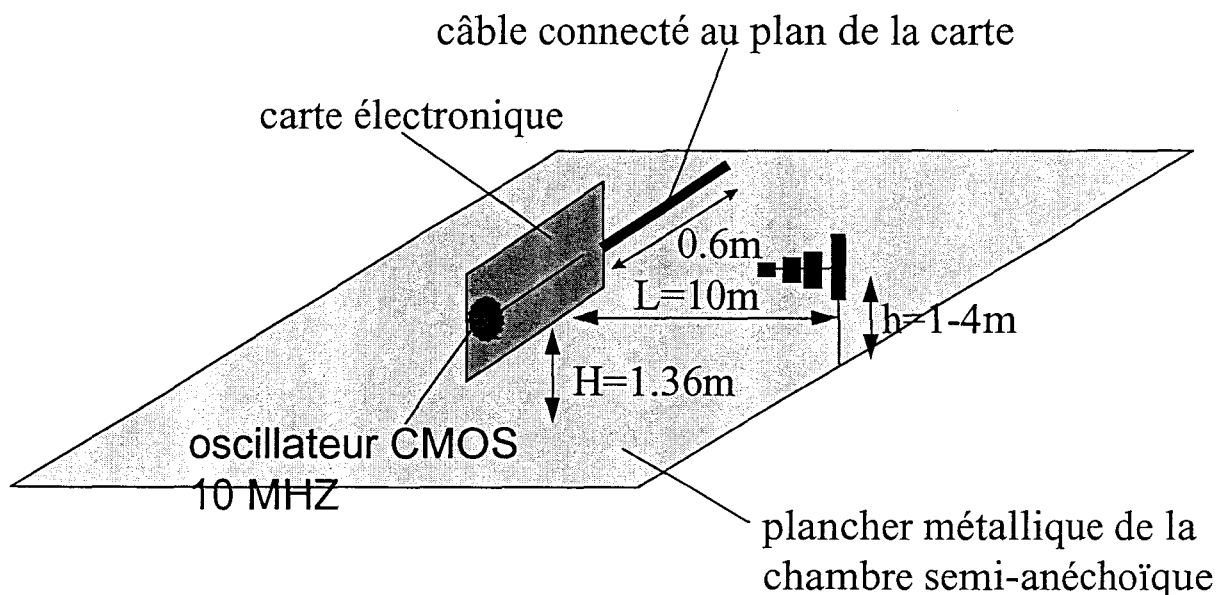


Figure V-34: Configuration lors des mesures au CSELT

La mesure est effectuée selon la norme EN 55022 en faisant varier la hauteur de l'antenne de 1 m à 4 m et en ne retenant que le champ électrique maximal relevé lors de la polarisation verticale ou horizontale de l'antenne. La simulation est effectuée dans les mêmes conditions. Afin de visualiser l'effet du câble sur le rayonnement, on reporte d'abord la comparaison entre la mesure et la simulation du champ électrique rayonné par la carte seule sur la Figure V-35. Cette comparaison a déjà été illustré dans la partie IV.4.2.5 du chapitre précédent et on rappelle que le plan local de l'éprouvette de test est alors connecté au plan de grandes dimensions.

Comparaison entre Mesures et Simulations

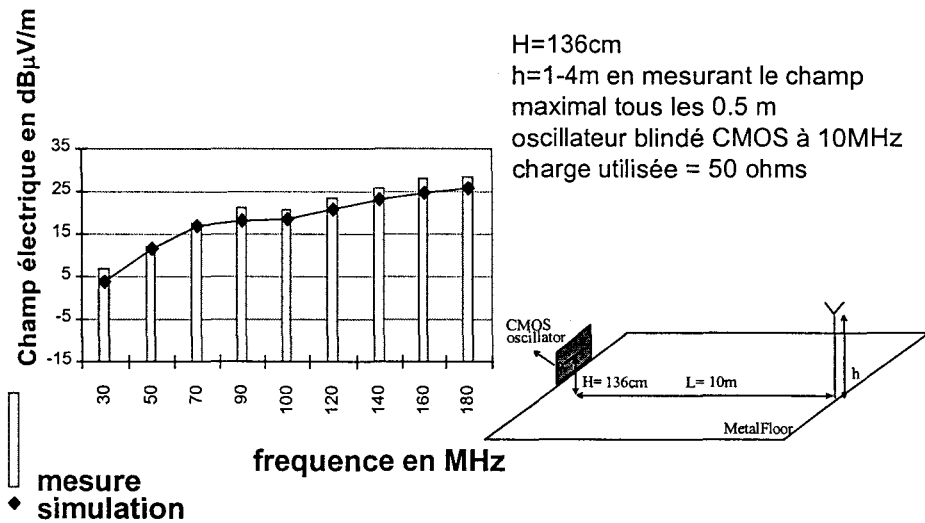


Figure V-35: Comparaison simulation/mesure dans le cas de la carte A pilotée par l'oscillateur CMOS

La comparaison effectuée sur champ rayonné par l'ensemble carte /câble est représentée sur la **Figure V-36**. [Leroux98Brest] [Leroux98Wroclaw]

Comparaison entre Mesures et Simulations

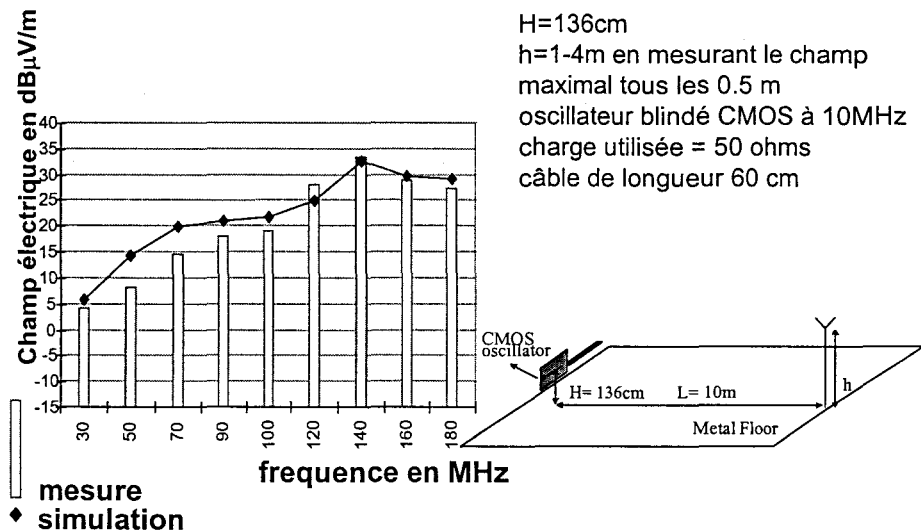


Figure V-36: Comparaison simulation/mesure dans le cas de la carte A pilotée par l'oscillateur CMOS et dont le plan de masse est connecté à un câble

La comparaison entre la **Figure V-35** et la **Figure V-36** met en évidence la première résonance du câble ouvert à son extrémité à la fréquence 140 MHz pour laquelle le champ rayonné par l'ensemble carte/câble est 7 dB supérieur au champ rayonné par la carte seule. A cette fréquence la simulation prévoit la même valeur que la mesure. La simulation reproduit fidèlement le spectre mesuré du champ électrique rayonné par la

carte et par le dispositif complet dans la gamme de fréquence observé (30MHz-200MHz).

Nous avons déjà dit dans la partie concernant le domaine de validité du modèle utilisé que la longueur du câble doit être grande devant la distance H entre le câble et le plancher, sinon le concept de capacité linéique n'est pas applicable. Les résultats ci-dessus montrent que cette condition n'est pas critique pour obtenir des résultats de simulation réalistes.

V.5.2. Etude du compromis entre le temps de calcul et le réalisme des résultats

La méthode PEEC offre l'avantage d'être très rapide sur le calcul du couplage capacitif avec l'environnement extérieur. Ainsi le temps nécessaire sur une station HP750 pour effectuer la simulation d'une configuration similaire à celle de la **Figure V-36** mais où la carte, munie d'un câble, présente 6 lignes à microruban est intéressant et se décompose de la manière suivante:

- simulation de l'intégrité des signaux qui se propagent sur les pistes de la carte: 4 s
- calcul du spectre des émissions rayonnées par les pistes: 2 s
- calcul du spectre des émissions rayonnées par le câble: 15 s

La méthode ainsi présentée offre donc un bon compromis entre le temps mis pour effectuer une prédiction et le réalisme des résultats sur des cas canoniques.

V.5.3. Mise en évidence des éventuelles limitations de la méthode proposée

V.5.3.1. Effet de la charge disposée à l'extrémité de la piste sur le réalisme de la prédiction

Nous allons comparer la mesure et la simulation d'une configuration similaire à celle présentée dans la partie V.5.1.3 mais où l'extrémité de la piste est laissée en circuit ouvert et où les distances considérés durant le test sont celles de la **Figure V-37**. L'antenne est polarisé horizontalement de manière à mesurer le maximum de rayonnement venant du dispositif.

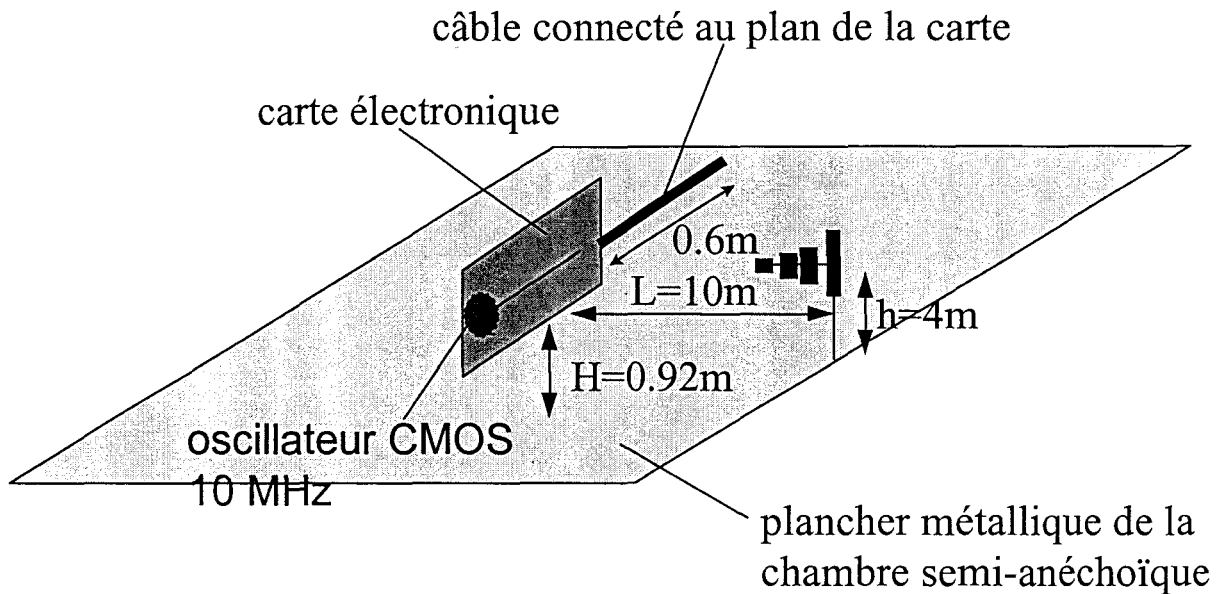


Figure V-37: Configuration lors des mesures au CSELT lorsque l'extrémité de la piste est laissée en circuit ouvert

Comparons maintenant sur la Figure V-38 le champ électrique rayonné par la piste et le câble que l'on a mesuré et simulé dans les conditions décrites plus haut.

Comparaison entre Mesures et Simulations

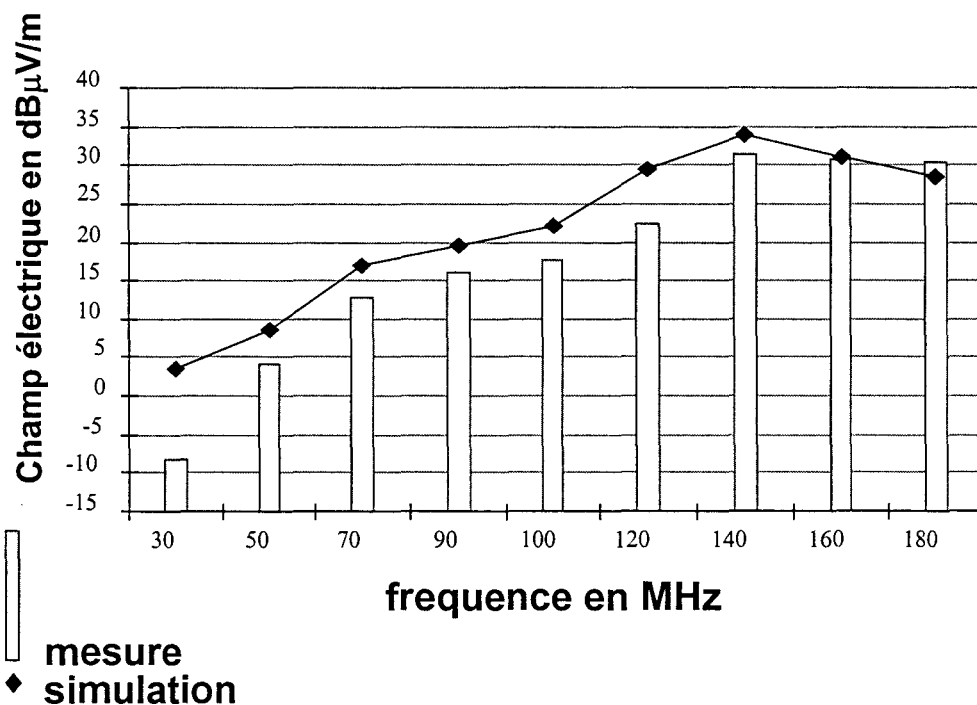


Figure V-38: Comparaison simulation/mesure dans le cas de la carte A pilotée par l'oscillateur CMOS et dont le plan de masse est connecté à un câble. La piste est laissée en circuit ouvert à son extrémité.

La simulation reproduit fidèlement le spectre mesuré du champ électrique rayonné par la carte et par le dispositif complet dans la gamme de fréquence observé (30MHz-200MHz). A la première fréquence de résonance du câble la simulation surestime la mesure de 2 dB et ainsi l'écart entre simulation et mesure a évolué légèrement vis à vis du test précédent mais reste tout à fait acceptable excepté pour la fréquence de 30 MHz où on note un écart de 11 dB non expliqué. La méthode présentée intègre donc correctement l'effet introduit par le circuit ouvert placé à l'extrémité de la piste.

V.5.3.2. Etude d'une configuration où la piste est perpendiculaire au câble

Nous allons comparer la mesure et la simulation d'une configuration similaire à celle présentée dans la partie V.5.1.3 mais où la piste est mise en position verticale et se trouve donc perpendiculaire au câble et où les distances considérées durant le test sont celles de la Figure V-39. L'oscillateur blindé est alors placé du côté du plan de masse de la carte vers l'extrémité en haut de la piste.

L'antenne est polarisée horizontalement de manière à ne mettre en évidence que le rayonnement venant du câble.

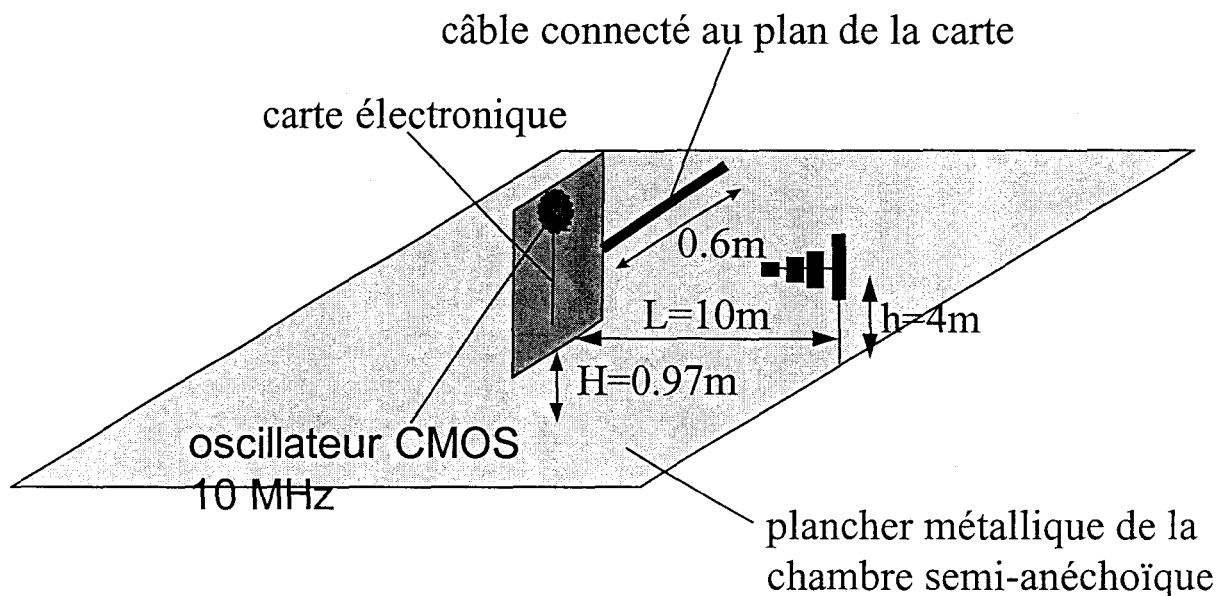


Figure V-39: Configuration lors des mesures au CSELT lorsque la piste est perpendiculaire au câble

La comparaison entre la simulation et la mesure est reportée sur la Figure V-40. Elle met en évidence une sous-estimation de la part de la simulation qui atteint 7 dB pour les fréquences inférieure à 140 MHz, excepté pour la fréquence de 30 MHz où on note un écart de plus de 20 dB non expliqué. A la première fréquence de résonance du câble la simulation sous-estime la mesure de 2 dB. Tentons d'expliquer les différences observées.

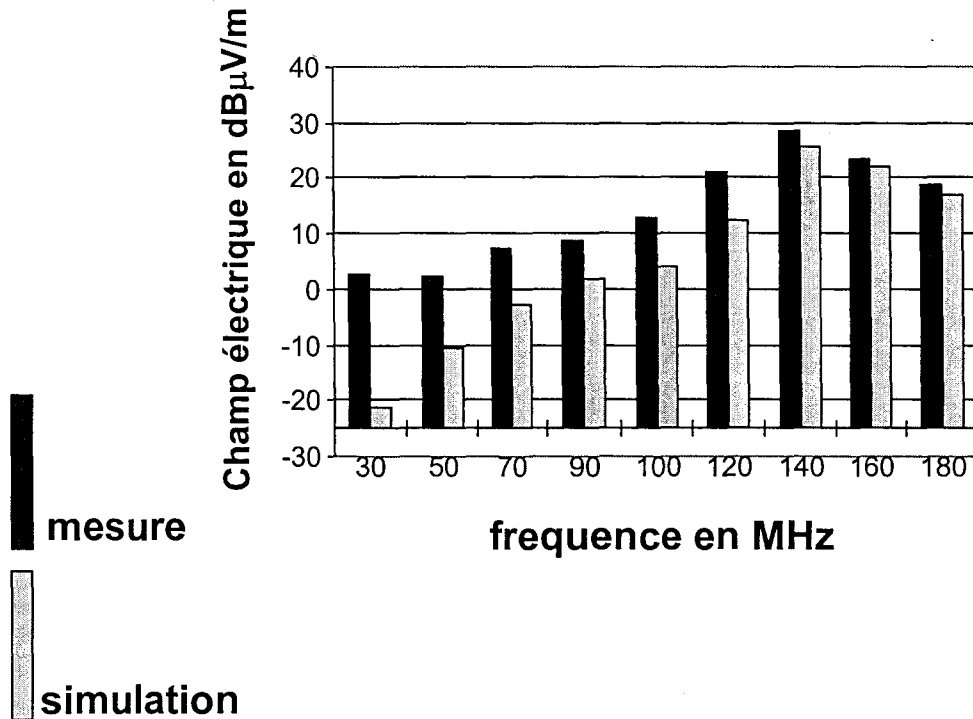


Figure V-40: Comparaison simulation/mesure dans le cas de la carte A pilotée par l'oscillateur CMOS et dont le plan de masse est connecté à un câble. La piste est perpendiculaire au câble.

Dans le cas où le câble est aligné avec la piste, le courant de mode commun qui se propage sur le câble est dû à la continuation naturelle du mode quasi-TEM qui se propage dans la ligne à microruban. Or nous avons vu dans le chapitre II que la distribution de courant dans le plan local se concentre sous la piste pour les fréquences considérées avec l'oscillateur CMOS. Ainsi le couplage galvanique entre le câble et la piste se produit à un point du plan local où l'amplitude du champ électrique du mode quasi-TEM reste élevée, situation qui est traitée par le modèle retenu.

Mais nous sommes ici dans une situation où le câble est perpendiculaire à la piste donc le couplage galvanique entre le câble et la piste se produit à un point du plan local où l'amplitude du champ électrique du mode quasi-TEM est faible. Ainsi le modèle de Thévenin tel qu'il a été présenté dans la thèse ne permet pas de simuler cette configuration de façon rigoureuse. Vu que le couplage capacitif est déterminant dans cette situation, une façon plus rigoureuse de résoudre le problème peut être de déterminer le couplage avec la méthode PEEC en trouvant l'équivalent de Thévenin à partir du point de connexion du câble au plan de masse de la carte. Cette situation pourra être traitée dans une évolution de la méthode de prédiction. Cet exemple montre qu'il faudrait considérer a priori dans les calculs le point de connexion du câble au plan local de la carte surtout quand le câble n'est pas aligné avec la piste.

CONCLUSION

Nous avons expliqué dans ce dernier chapitre les principes utilisés par la méthode hybride pour simuler le rayonnement d'un câble stimulé par le courant de mode commun qui circule dans le plan de masse local d'une carte.

Nous avons mis en évidence les avantages de la méthode Partial Element Equivalent Circuit (PEEC) utilisée sur un problème électrostatique [Ruehli73] pour calculer le couplage capacitif. Elle permet de pouvoir traiter le cas d'une carte mise dans une position quelconque au dessus du plan de référence. De plus la méthode PEEC n'introduit pas de limitations sur la géométrie de la carte et quand la piste est proche d'un des bords de la carte. La méthode proposée est appliquée au cas d'une carte mise en position horizontale ou verticale au dessus du plancher métallique du site de mesure, ce qui permet d'utiliser des approximations analytiques pour le calcul des coefficients partiels de potentiel qui rendent la méthode plus rapide.

La comparaison sur le calcul des capacités pour une structure composée d'une ligne à microruban mise au dessus du plancher, entre la méthode PEEC et une méthode numérique en trois dimensions utilisant la méthode du champ surfacique, [Bergervoet94], résolue par une technique numérique proche de la méthode des moments (MOM) a montré une bonne concordance. Le nombre de cellules requis pour le maillage du plan local est alors seulement de 25 cellules. Ceci s'explique tout d'abord par le fait que le problème à résoudre est électrostatique, dans ce cas la distribution de charges est assez lente et a donc besoin de moins de détails que pour un problème électrodynamique. D'autre part le choix des fonctions de poids, prises identiques aux fonctions de base (*Galerkin*), permet une convergence rapide de la méthode surtout dans le cas d'un conducteur fin (le plan local) pour lequel la distribution de charge varie rapidement en s'avoisinant de ses bords. La méthode implantée (*Galerkin*) a donc besoin de moins de cellules pour converger que si on avait utilisé la technique *point matching* par exemple. Ensuite il est important de remarquer que la méthode PEEC fait intervenir la charge moyenne totale sur chaque cellule: Q_{sj} , avant de résoudre la système matriciel. Ceci a pour effet de rendre le système mieux conditionné et de permettre la présence de cellules de dimension différente sans pour autant engendrer trop d'erreurs numériques. Enfin il faut analyser la discrétisation utilisée. Celle-ci est effectuée de façon à suivre les propriétés physiques de la structure à l'étude, elle n'est donc pas uniforme. La distribution de charge présente sur la surface du plan local d'une ligne à microruban se concentre sur les bords de la carte. Cette propriété physique peut être prise en compte en subdivisant la surface du plan local en un nombre plus élevé de cellules de taille décroissante à l'approche des bords de la carte. On prend typiquement au bords du conducteur des cellules de largeur dix fois plus petite que celle des cellules uniformes placées au centre du conducteur. On arrive ainsi à modéliser en première approximation la non uniformité de la distribution de charge.

Ainsi considérant le peu de cellules requis pour obtenir la convergence de la méthode PEEC utilisée, le temps de simulation est très court, il est de l'ordre de la seconde pour le calcul des capacités de couplage de la structure à l'étude sur une station ULTRA 1. Cette rapidité est due aussi à l'utilisation de la méthode de Choleski [Bunch71] pour l'inversion matricielle qui offre l'avantage d'être plus rapide que la méthode de Gauss souvent utilisée en analyse numérique.

La formulation analytique du flux couplé utilisée pour le calcul de l'inductance de transfert présente un écart de 9% vis à vis de la méthode numérique utilisée dans [Bergervoet94] pour la structure étudiée. La méthode du flux couplé est une approximation suffisante pour une structure asymétrique comme la ligne à microruban si la longueur de la ligne est au moins supérieure à trois fois la largeur de la carte et l'épaisseur du substrat. Or la longueur de la piste est ici voisine de la largeur de la carte, ce qui peut expliquer la différence remarquée. Vu que cette situation peut très bien se présenter au sein d'une carte, un calcul plus général de l'inductance de transfert serait souhaitable.

Les validations expérimentales ont mis en évidence un bon accord jusqu'à environ 300 MHz pour une des configurations d'étude soit jusqu'à ce que la distance H entre la carte et le plancher soit voisine de la longueur d'onde. La méthode sera utilisée jusqu'à cette limite pratique qui est certes une approximation mais qui permet de donner aux résultats de la simulation le réalisme souhaité dans l'échelle en dB utilisée dans les gabarits normatifs. Cette limite pratique correspond à la bande de fréquence où le rayonnement du câble est souvent prédominant sur celui de l'ensemble du dispositif carte/câble. Elle sera donc suffisante pour tenir compte de l'effet du rayonnement d'un câble placé horizontalement au dessus du plancher métallique. Au-delà de cette limite le rayonnement de mode différentiel des pistes devient souvent prépondérant sur celui de l'ensemble du dispositif et est modélisé en utilisant la dyadique de Green du milieu stratifié. Mais nous avons tout de même négligé certains effets comme le couplage capacitif entre la piste et le câble. Ainsi nous ne pouvons pas être catégorique sur la limite observée en pratique. Il serait nécessaire d'effectuer une validation théorique au moyen d'une méthode rigoureuse.

Dans la bande de fréquences où la méthode peut être appliquée, la simulation reproduit fidèlement le spectre du champ électrique rayonné par le dispositif composé du câble et de la carte et l'amplitude du champ à la première résonance du câble est surestimée par la méthode de seulement 2 à 3 dB.

La méthode PEEC offre l'avantage d'être très rapide sur le calcul du couplage capacitif avec l'environnement extérieur. Ainsi le temps nécessaire sur une station HP750 pour effectuer la simulation du spectre des émissions rayonnées d'une carte présentant 6 lignes à microruban et munie d'un câble est de 21s. La méthode ainsi présentée offre donc un bon compromis entre le temps mis pour effectuer une prédiction et le réalisme des résultats sur des cas canoniques.

Le raisonnement suivi pour modéliser les pertes par rayonnement n'est pas suffisamment rigoureux pour permettre une détermination précise de l'amplitude du courant aux résonances successives à la première. C'est ainsi qu'il serait intéressant d'appliquer la méthode alternative de King-Middleton présentée dans ce chapitre, ceci quand le câble est ouvert à son extrémité. Mais cette limitation n'est critique que dans les cas où la longueur du câble est telle que les résonances successives se situent encore dans la bande de fréquences où le rayonnement du câble reste prédominant sur celui de l'ensemble du dispositif.

Le test réalisé quand la piste est en position verticale et donc perpendiculaire au câble montre cependant une limitation de la représentation de Thévenin utilisée dans la thèse et suggère qu'il faudrait considérer à priori dans les calculs le point de connexion entre le câble et le plan local. De plus les situations rencontrées dans les cartes industrielles sont parfois éloignées du cas idéal traité dans la thèse qui se limite à la carte simple couche. En effet une carte industrielle multicouche peut présenter plusieurs plans métalliques et chacun de ces plans peut présenter des cassures ou des trous réalisés pour les passages entre les couches. Il convient alors de tenir compte de l'impédance de surface des plans lors du calcul de l'inductance de transfert. De plus il faudrait généraliser le calcul des capacités de couplage pour l'appliquer au cas des cartes multicouche et prendre en compte également le couplage capacitif entre les pistes et le blindage du câble.

Une solution à tous ces problèmes posés par les cartes industrielles pourrait être de résoudre tous ces couplages d'une manière plus générale au moyen de la méthode PEEC. Ceci demanderait de mailler la structure avec des cellules volumiques qui n'étaient pas utilisées jusqu'à présent et d'intégrer les effets des couches diélectriques, ce qui nécessiterait une augmentation de la complexité de l'algorithme. La méthode fournirait alors à l'algorithme de calcul d'intégrité de signal une liste d'éléments passifs décrivant les couplages qu'il pourrait émuler avec les autres données qu'il traite habituellement afin de calculer le courant de mode commun circulant dans les plans métalliques. Une telle approche pourrait affronter les situations réelles rencontrées au sein des cartes industrielles et nécessiterait à priori un temps de calcul compétitif vis à vis d'autres méthodes numériques dans la mesure où l'on profiterait de la rapidité intrinsèque de l'algorithme d'intégrité de signal.

CONCLUSION GÉNÉRALE

CONCLUSION GÉNÉRALE

Le travail exposé dans notre thèse constitue une contribution aux méthodes de prédiction des émissions rayonnées par les cartes électroniques et les câbles qui leur sont rattachés.

Notre travail s'est appuyé, d'une part sur des recherches sur le plan théorique avec l'aide du Politecnico di Torino pour l'analyse et le choix des méthodes, d'autre part sur la compréhension d'un logiciel de simulation d'intégrité de signal avec le support de la société HDT et enfin à partir d'expérimentations guidées par l'Université de Lille où quelques mesures de validation ont été effectuées dans l'installation du L.R.P.E.

Nous avons orienté notre travail de modélisation au cas d'une carte numérique munie d'un câble et mise en condition de test selon la norme EN 55022. Pour la modélisation d'une telle structure, notre objectif a été d'adapter la rigueur des modèles d'électromagnétisme à la réalité pratique de la CEM. Ainsi au lieu d'utiliser systématiquement des méthodes numériques afin de résoudre le problème complet et trouver une solution rigoureuse en trois dimensions, on propose une méthode hybride qui utilise une méthode numérique (PEEC) [Ruehli73], un algorithme de calcul d'intégrité de signal et des techniques analytiques.

Durant une étude de la technologie des cartes nous avons retenu deux perturbateurs importants qui ont été intégrés dans la méthode. Le premier domine souvent le rayonnement d'une carte dans les basses fréquences, il s'agit des émissions de mode commun rayonnées par les câbles de connexion. Le deuxième est souvent prépondérant vers les hautes fréquences, il s'agit des émissions de mode différentiel rayonnées par les lignes à microruban que constituent les pistes de cuivre routées sur les couches externes des cartes.

La méthode hybride établie la distribution de courant sur les pistes à partir de données provenant d'un algorithme de calcul d'intégrité de signal qui offre l'avantage de pouvoir simuler simultanément toutes les interconnexions d'une carte en un temps très appréciable, même si celle-ci est complexe. Ensuite la méthode transforme ces données dans le domaine harmonique au moyen d'une Transformée de Fourier Rapide (FFT). Enfin elle utilise la dyadique de Green du milieu stratifié pour calculer le champ rayonné par les pistes routées sur les couches externes d'une carte et une approche utilisant une représentation de Thévenin analytique et la méthode PEEC pour calculer le rayonnement d'un câble stimulé par le courant de mode commun qui circule dans l'unique plan de masse d'une carte.

Les résultats d'une prédiction des émissions rayonnées par une carte électronique dépendent beaucoup de la caractérisation objective des composants.

Malheureusement la dispersion de leurs caractéristiques électriques introduit des sources d'incertitude. C'est ainsi que nous avons utilisé une méthodologie qui consiste à effectuer des mesures au réflectomètre dont les résultats sont exploités en simulation afin de s'affranchir de certaines de ces incertitudes. Cette technique a été appliquée dans la thèse à la modélisation des sources utilisées lors des validations expérimentales de la méthode de prédiction.

Notre travail de recherche a été appliqué à la conception d'un outil de prédiction réellement utilisable dans la chaîne de conception CAO des cartes industrielles.

C'est ainsi que la méthode hybride a été intégrée dans un environnement logiciel de simulation qui permet au moyen de liens avec les logiciels de routage d'effectuer des simulations/modifications successives afin d'améliorer une carte du point de vue CEM.

De plus la méthode hybride réalise le compromis entre le réalisme des résultats sur des structures canoniques et la rapidité de la simulation sur une carte industrielle que l'on recherchait.

En particulier nous avons relevé le temps de calcul nécessaire à la simulation d'une carte industrielle qui présente 339 interconnexions, 368 composants et dont la section transverse est composée de 8 couches dont 3 plans métalliques continus. Il ne faut que 72 s sur un ordinateur HP 9000 série B180L pour calculer les paramètres des lignes de transmission, effectuer la simulation d'intégrité de signal et calculer le spectre des émissions rayonnées en un point d'observation; ceci pour les 290 lignes à microruban présentes au sein de cette carte.

La validation théorique a montré une bonne concordance entre les résultats obtenus avec la méthode utilisant la dyadique de Green et le formalisme du rayonnement des antennes d'une part et la méthode de Sommerfeld d'autre part. Les validations expérimentales entreprises sur des cartes simples de test, quand le plan de masse de l'éprouvette est connecté à un plan métallique de grandes dimensions, sont en bon accord. En effet pour les configurations envisagées l'écart entre la simulation et la mesure demeure alors dans le domaine de variation $-4\text{dB} \div 4\text{dB}$ dans les zones de champ maximum dans la gamme de fréquences (30MHz,1GHz). L'absence d'un tel plan introduit une divergence entre la mesure et la simulation qui augmente légèrement et qui peut atteindre au pire 5 dB pour la position de la carte, dont la piste est placée face à l'antenne, envisagée.

Les validations expérimentales de la formulation utilisée pour calculer le rayonnement du câble connecté à la carte ont mis en évidence un bon accord jusqu'à environ 300 MHz soit jusqu'à ce que la distance H entre la carte et le plancher soit voisine de la longueur d'onde. La méthode sera utilisée jusqu'à cette limite pratique qui est certes une approximation mais qui permet de donner aux résultats de la simulation le réalisme souhaité dans l'échelle en dB utilisée dans les gabarits normatifs. Cette limite pratique correspond à la bande de fréquence où le rayonnement du câble est souvent prédominant sur celui de l'ensemble du dispositif

carte/câble. Elle sera donc suffisante pour tenir compte de l'effet du rayonnement d'un câble placé horizontalement au dessus du plancher métallique.

Notre travail a aussi consisté à proposer une méthode "rigoureuse" dans la limite de ses hypothèses.

La formulation proposée pour calculer le rayonnement des pistes est purement analytique, ne nécessite aucune segmentation de la ligne et tient compte de l'influence des couches diélectriques dans le calcul du champ rayonné par les lignes à microruban enterrées. Nous avons mis en évidence qu'une ligne à microruban enterrée présente un diagramme de rayonnement beaucoup plus omnidirectionnel qu'une même ligne dépourvue de couvercle diélectrique. Le domaine de validité de la méthode se situe dans le champ lointain, c'est une approximation suffisante pour la norme considérée EN 55022.

L'utilisation de la méthode PEEC en électrostatique et en absence de diélectrique pour calculer le couplage capacitif entre la carte et le plancher du site de mesure, donnée nécessaire pour simuler le courant de mode commun généré dans le plan local d'une carte mise dans une chambre semi-anéchoïque, permet de traiter le cas d'une carte placée dans une position verticale ou horizontale au dessus du plan de référence sans introduire de limitation sur la géométrie de la carte. La comparaison sur le calcul des capacités pour une structure composée d'une ligne à microruban mise au dessus du plancher, entre la méthode PEEC et une méthode numérique en trois dimensions a montré une bonne concordance. Le nombre de cellules requis pour le maillage du plan local est alors seulement de 25 cellules. Ainsi le temps de simulation est très court, il est de l'ordre de la seconde sur une station ULTRA 1 pour le calcul des capacités.

Bien sûr l'hypothèse des dimensions infinies du plan de masse et des couches diélectriques introduit un angle limite à partir duquel les résultats de la méthode utilisant la dyadique de Green s'écartent de la réalité sur une carte de dimensions finies, ceci quand le point d'observation est très proche du plan de masse: quand la carte est mise de côté par exemple. En effet la méthode proposée calcule le rayonnement des pistes disposées parallèlement au substrat et non pas de leurs raccordements verticaux au plan métallique qui forment un dipôle magnétique avec les pistes et le chemin du courant de retour dans le plan. Cet effet produit un champ de composante normale non nulle quand le point d'observation se trouve en face d'un des côtés de la carte alors que la simulation prévoit un champ nul. De plus la méthode ne tient pas compte du rayonnement de mode commun généré dans le plan local de la carte et de la déviation du courant et des lignes de champ appliquée par les bords de la carte.

Le test réalisé quand la piste est perpendiculaire au câble montre une limitation de la représentation de Thévenin utilisée. De plus le couplage entre les pistes et le câble n'est pas considéré. Enfin la méthode calcule la contribution du câble dans le cas d'une carte simple couche présentant un unique plan de masse continu. Les situations rencontrées dans les cartes industrielles sont éloignées de ce cas particulier et

présentent souvent plusieurs plans métalliques non continus, munis de cassures et de trous pour le passage entre les couches.

Une évolution de la méthode consistera à calculer aussi le rayonnement dû aux raccordements verticaux (trous métallisés par exemple) des pistes au plan métallique; ceci au moyen d'un modèle de dipôle.

Une solution aux problèmes posés par une carte industrielle multicouches connectée à un câble pourrait être de résoudre les couplages d'une manière plus générale au moyen de la méthode PEEC. Ceci demanderait de mailler la structure avec des cellules volumiques qui n'étaient pas utilisées jusqu'à présent et d'intégrer les effets des couches diélectriques, ce qui nécessiterait une augmentation de la complexité de l'algorithme. La méthode fournirait alors à l'algorithme d'intégrité de signal une liste d'éléments passifs décrivant les couplages qu'il pourrait émuler avec les autres données qu'il traite habituellement afin de calculer le courant de mode commun circulant dans les plans métalliques. Une telle approche pourrait affronter les situations réelles rencontrées au sein des cartes industrielles et nécessiterait à priori un temps de calcul compétitif vis à vis d'autres méthodes numériques dans la mesure où l'on profiterait de la rapidité intrinsèque de l'algorithme de calcul d'intégrité de signal.

De plus les cartes présentent d'autres contributions au champ rayonné comme par exemple le rayonnement des striplines ou des circuits intégrés qui ne sont pas simulées par la méthode proposée. Des travaux futurs compléteront l'approche présentée dans cette thèse.

RÉFÉRENCES

REFERENCES

- [Alexópoulos84] N. G. Alexopoulos, D. R. Jackson
“Fundamental Superstrate (cover) Effects on Printed Circuit Antennas”
IEEE trans. on Antennas and Propagation, Vol. AP-32, No. 8, pp.807-816, August 1984
- [Apostol57] T. M. Apostol
Mathematical Analysis, A Modern Approach to Advanced Calculus
Reading, Mass: Addison-Wesley, 1957
- [Arnulfo97] A Arnulfo, A. Bergesio
“Modellizzazione circuitale di strutture a circuito stampato multistrato”
Tesi di Laurea, Politecnico di Torino, Luglio 1997
- [Bazdar91] M. B. Bazdar
“Evaluation of Matrix Parameters of Multiconductor Transmission Lines by the Galerkin Method”
MsSc. Thesis, University of Belgrade, 1991
- [Belforte76] P. Belforte, U. Colonnelli, G. Guaschino
“Impiego di filtri numerici ad onda nella simulazione di interconnessioni tra dispositivi logici ad alta velocità”
CSELT Rapporti tecnici - N.4 - Dicembre 1976
- [Belforte83] P. Belforte, B. Bostica, G. Guaschino
“Time Domain Simulation of Lossy Interconnections Using Wave Digital Networks”
CSELT Rapporti tecnici - Vol. XI - No.1 - February 1983
- [Belforte85] P. Belforte, G. Guaschino
“Electrical Simulation Using Digital Wave Networks”
CSELT Technical reports - Vol. XIII - No. 7 - December 1985
- [Bergervoet94] J.R.Bergervoet
“EMC measurements and models connecting the system level with the module level”
Philips J. Res.; v. 48; pp. 63-81; 1994.
- [Berghe98] S. Van den Berghe, F. Olyslager, D. De Zutter, J. De Moerloose, W. Temmerman
“Study of the Ground Bounce Caused by Power Plane Resonances”
IEEE trans. on Electromagnetic Compatibility, vol. EMC-40, No 2, pp. 111-119, May 1998

- [Brench94] C. E. Brench
“Heatsink Radiation as a Function of Geometry”
IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Chicago, 1994
- [Bunch71] J. R. Bunch, B. N. Parlett
“Direct methods for solving symmetric indefinite systems of linear equations”
SIAM J. Numer. Anal., vol. 8, December 1971
- [Canavero98] F. G. Canavero, I. A. Maio
“Perturbation Models of Lossy Multiconductor Transmission Lines”
accepted paper at EMC'98 ROMA, Rome Italie, 14-18 September 1998
- [Caniggia91] S. Caniggia, V. Costa, L. Vitucci
“Calcolo delle emissioni elettromagnetiche di modo comune e differenziale da sistemi digitali”
Simposio SEPI 1991 su: Sicurezza elettromagnetica nella protezione dell' Informazione, Rome Italie, 21-22 Novembre 1991
- [Caniggia96sym] S. Caniggia, V. Costa, L. Vitucci
“Investigation of EMI on Multilayer Printed Circuit Boards: Radiated Emissions”
IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Santa Clara, August 1996
- [Caniggia96trans] S. Caniggia, L. Catello, V. Costa, G. Marano, N. O’Riordan, L. Vitucci
“Controlling Radiated Emissions from a Physically Large Telecommunication System”
IEEE trans. on Electromagnetic Compatibility, vol. EMC-38, No 3, pp. 290-299, August 1996
- [Caniggia98] S. Caniggia
“PCBs Post-layout Analysis from Signal Integrity to Radiated Emission”
accepted paper at *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Denver, 1998
- [Carson26] J. R. Carson
“Wave Propagation in overhead wires with ground return”
Bell Syst. Tech. J., Vol. 5, 1926, p. 539-554
- [Celozzi94] S. Celozzi, A. Orlandi
“Influence of a Lossy Finite Width Image Planes on PCB Radiation”
Sendai 1994 International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Sendai Japan, May 17-19, 1994

[CENELEC85] CENELEC

EN 55022, Limits and methods of measurement of radio interference characteristics of information technology equipment

Publication CENELEC, 1985

[CENELEC91] CENELEC

EN 55011, Limites et méthodes de mesure des caractéristiques de perturbations radioélectriques des appareils industriels, scientifiques et médicaux (ISM) à fréquence radioélectrique

Publication CENELEC, mars 1991

[Chang70] F.Y. Chang

“Transient Analysis of Lossless Coupled Transmission Lines in a Nonhomogeneous Dielectric Medium”

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-18, sept. 1970, pp. 616-626

[Collin60] R. E. Collin

Field Theory of Guided Waves

Mc Graw-Hill, New York 1960

[Conciauro93] G. Conciauro

Introduzione alle onde elettromagnetiche

McGraw-Hill Libri Italia srl, 1993

[Costa96] V. Costa, R. Preatoni, S. Caniggia

“Investigation of EMI on Multilayer Printed Circuit Boards: ΔI -noise and Power Supply Decoupling”

IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Santa Clara, August 1996

[Daijavad93] S. Daijavad, H. Heeb, “On the effectiveness of Decoupling Capacitors in Reducing EMI from PCBs”, *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Dallas, August 1993

[De Giorgi92]: D. De Giorgi

“Irradiazione da correnti laminari su dielettrici stratificati ed applicazione alla caratterizzazione di discontinuità”

Tesi di laurea in ingegneria elettronica, Politecnio di Torino 1992

[Demoulin80] B. demoulin, P. Degauque, M. Cauterman, R. Gabillard

“Shielding performance of triply shielded coaxial cable”

IEEE Trans. on EMC, Vol. EMC 22 No 3, August 1980, pp. 173-180

- [Demoulin81] B. Demoulin
"Etude de la pénétration des ondes électromagnétiques à travers des blindages homogènes ou des tresses à structure coaxiale"
Thèse soutenue à l'USTL, Lille, Juin 1981
- [Demoulin93] B. Demoulin
traitement du signal
Cours EUDIL, Université de Lille, 1993
- [Demoulin97] B. Demoulin
Elements sur la propagation des ondes
Cours de License, Université de Lille, 1997
- [EMCLO97]
"EMCLO:EMC Design Methodologies for PCB Layout Optimization"
European Community ESPRIT - ESD Project Nr. EP 22409 report, April 97
- [Felsen73] L. B. Felsen, N. Marcuvitz
Radiation and Scattering of Waves
Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1973
- [Fessler92] J. T. Fessler, K. W. Whites, C. R. Paul
"Effect of Image Plane Dimensions on Radiated Emissions"
IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Anaheim (CA) USA, August 17-21, 1992, pp. 106-111
- [Fessler96] J. T. Fessler, K. W. Whites, C. R. Paul
"The Effectiveness of an Image Plane in Reducing Radiated Emissions"
IEEE trans. on EMC, Vol. 38, No. 1, February 1996
- [Fettweis71] A Fettweis
"Digital Filters Structures Related to Classical Filter Networks"
A.E.U., vol. 25, 1971, pp. 79-89
- [Fettweis72] A Fettweis
"Pseudopassivity, Sensitivity, and Stability of Wave Digital Filters"
IEEE Transactions on Circuit Theory, vol. CT-19, 1972, pp. 668-673
- [Forno94] S. Forno, S. Rochel
"Advanced Simulation and Modeling Techniques for Hardware Quality Verification of Digital Systems"
EURO-DAC 1994, Grenoble France, September 19-23, 1994, pp. 122-127

- [Franceschetti88] G. Franceschetti
Campi Elettromagnetici
Torino : Bollati Boringhieri, 1988
- [German90] R. F. German, H. W. Ott, C. R. Paul
"Effect of an Image Plane on Printed Circuit Board Radiation"
IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Washington DC
USA, August 1990, pp. 284-291
- [Giachino96] C. Giachino, A. Giuliano
"Metodo degli elementi parziali per la modellizzazione dei parametri parassiti in
strutture tridimensionali"
Tesi di Laurea, Politecnico di Torino, mai 1996
- [Goulette92] R. R. Goulette
"The Measurement of Radiated Emissions from Integrated Circuits"
IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Anaheim, 1992
- [Grover46] H.W.Grover
Inductance Calculations
New York; Dover publications;1946
- [Gupta96] K. C. Gupta, R. Garg, I. Bahl, P. Bhartia
Microstrip lines and slotlines
2nd ed. Norwood, MA: Artech House, 1996
- [HDT1] High Design Technology
"SPRINT&SIGHTS: Passive component modelling based on reflectometer
measurement"
HDT-Application Note AN-O1, 1990
- [HDT2] High Design Technology
"SPRINT&SIGHTS: Modelling of active components"
HDT - Application Note AN-O2, 1990
- [Hockanson96] D. M. Hockanson, J. L. Drewniak, T. H. Hubing, T. P. Van Doren, F.
Sha, M. J. Wilhelm
"Investigation of Fundamental EMI Source Mechanisms Diving Common-Mode
Radiation from Printed Circuit Boards with Attached Cables"
IEEE Trans. on EMC, VOL. 38, NO. 4, November 1996

- [Horck96EUT] F. B. M. van Horck, A. P. J. van Deursen, P. C. T. van der Laan
“Coupling on a Multilayer Printed Circuit Board and the Current Distribution in the Ground Plane”
Eindhoven University of Technology Research Report EUT 96-E-300, May 1996
- [Horck96Roma] F. B. M. van Horck, A. P. J. van Deursen, P. C. T. van der Laan
“Coupling Effects on a Multilayer Printed Circuit Board”
EMC'96 ROMA International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Rome Italy, September 17-20, 1996, pp. 596-601
- [Horck97EUT] F. B. M. van Horck, A. P. J. Van Deursen
“Prediction of Common Mode Currents on Cables Connected to a Multilayer Printed Circuit Board and Couplings on the Board”
Eindhoven University of Technology Research Report EUT 97-E-305, 1997
- [Horck98] F. B. M. van Horck
“Electromagnetic Compatibility and Printed Circuit Boards”
Ph. D. thesis Eindhoven University of Technology, 1998
- [Hubbing91] T. H. Hubbing
“Survey of Numerical Electromagnetic Modeling Techniques”
TR91-1-001.3 report, september 1991
- [IEC85] IEC
“IEC/CISPR 16, Specification for EMC measuring apparatus and measuring methods”
IEC Publication, 1985
- [Johns80] P. B. Johns, M. O'Brien
“Use of Transmission Line Modelling (T.L.M) Method to Solve Nonlinear Lumped Networks”
The Radio and Electronic Engineer, Vol. 50, No. 1/2, 1980, pp. 59-70
- [Kaden59] H. Kaden
Wirbelströme und Schirmung in der Nachrichtentechnik
Springer, Berlin, 1959
- [Ladd92] D. N. Ladd, G. I. Costache
“Finite Element Analysis of the Electromagnetic Radiation from a VLSI Package Heatsink”
IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Anaheim, 1992

[Lamblain96] N.Lamblain

“Etude du brassage électromagnétique de modes en chambre réverbérante appliqué aux mesures d’immunité électromagnétique”

Thèse soutenue à l’USTL, Lille, Novembre 1996

[Lasagna97IEEE] D. Lasagna, F. Schinco, E. Leroux, A. Delmastro

“Prediction of PCB susceptibility to conducted noise at post-layout level”

first IEEE Workshop “Signal Propagation on Interconnects”, Travemünde Germany, 14-16 May 1997, accepted to be published by Kluwer Academic Publishers

[Lasagna97Fermo] D. Lasagna, F. Schinco, E. Leroux, A. Delmastro

“Simulation of PCB susceptibility to conducted CW noise”, *Microwave and high frequency heating 1997*, Fermo (AP) Italy, 9-13 September 1997, pp. 408-409

[Lee91] C. F. Lee, K. Li, S. Y. Poh, R. T. Shin, J. A. Kong

“Electromagnetic Radiation from a VLSI Package and Heatsink Configuration”

IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Cherry Hill, 1991

[Leferink92] F. B. J. Leferink

“Preventing Electromagnetic Interference from Integrated Circuits and Printed Circuit Boards using Computer Simulation”

Twente University of Technology report. EL-BSC-92N138, 1992

[Leferink95] F.B.J.Leferink

“Inductance calculations; methods and equations”

IEEE Symp. on EMC; Atlanta; pp. 16-22; 1995.

[Leroux95] E. Leroux, F.Canavero, G.Vecchi

”Prediction of Radiated Electromagnetic Emissions from PCB Traces Based on Green Dyadics”

(IEEE) EURO-DAC '95, Brighton Great Britain, 18-22 September 1995, pp. 354-359

[Leroux96Aquila] E.Leroux

“Applicazione di programmi di simulazioni predittive per problematiche EMC su schede elettroniche”

giornata di studio AEI sulla formazione e sulla didattica nella compatibilità elettromagnetica, University of l’Aquila Italy, 21 June 1996

[Leroux96wroclaw] E. Leroux, P. Bayor

“Modeling of Power Planes for Electrical Simulation”

Wroclaw International Symposium on EMC, Wroclaw Poland, 25-28 June 1996, pp. 664-668

[Leroux96URSI] E. Leroux, F. Canavero, "Modeling of Radiated Emissions by Printed Circuit Boards"
25th general assembly of the International Union of Radio-Science (URSI), Lille France, 28 August-5 September 1996, pp.256

[Leroux96Lille] E. Leroux, F. Canavero, S. Caniggia, B. Demoulin
"Contribution des Méthodes Analytiques pour la Prédiction du Rayonnement de Cartes et Connectique"
8-ième Colloque International et Exposition sur la Compatibilité Electromagnétique, Lille France, 3-5 September 1996, pp. 95-100

[Leroux96RADECS] E. Leroux, J.C. Boudenot, C. Verbeck
"Modélisation de l'effet des radiations sur les temps de propagation dans les circuits intégrés digitaux"
les journées de l'association RADECS 1996, Nîmes France, 9-10 September 1996

[Leroux96Roma] E. Leroux, F. Canavero, S. Caniggia, B. Demoulin
"Evaluation of Radiated Emissions from Printed Circuit Boards and Cables at Post-Layout Level"
EMC'96 ROMA International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Rome Italy, September 17-20, 1996, pp. 662-667

[Leroux97numelec] E. Leroux, C. Giachino, S. Caniggia, R. Ene
"Prediction of radiated emissions by a printed circuit board with an attached cable at post-layout level by the means of an hybrid method"
NUMELEC'97, Lyon France, 19-21 March 1997, pp. 180-181

[Leroux97Travemünde] E. Leroux, C. Giachino, R. Ene, B. Demoulin
"Experimental validation of a hybrid method that predicts emissions radiated by printed circuit boards"
first IEEE Workshop "Signal Propagation on Interconnects", Travemünde Germany, 14-16 May 1997, accepted to be published by Kluwer Academic Publishers

[Leroux97Aquila] E. Leroux, C. Giachino, R. Ene
"A method for computing radiated fields from printed circuit boards"
Giornate di studio AEI sulle prove di prequalificazione e di diagnostica nella compatibilità elettromagnetica, University of l'Aquila Italy, 3-4 July 1997, pp. 59-64

[Leroux97IEEE] E. Leroux, C. Giachino, R. Ene
"Prediction of Radiated Emissions by a Power Converter with an Attached Cable",
IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE'97), Guimarães Portugal, 7-11 July 1997, pp. 218-222

- [Leroux97SICAN] E. Leroux, C. Giachino, R. Ene
“The use of CAE tools for EMC design of printed circuit boards”
4. SICAN Herbsttagung, Hannover Germany, 11-12 November 1997, pp. 69-74
- [Leroux98Hyper] E. Leroux, C. Giachino, R. Ene
“The use of CAE tools to Predict EMC Problems in Printed Circuit Boards”
Hyper & RF'98, Paris France, 20-22 January 1998
- [Leroux98Brest] E. Leroux, C. Giachino, R. Ene, F. Canavero, P. Fogliati, B. Demoulin
“Validation expérimentale d’une méthode numérique hybride pour la prédiction des émissions rayonnées par les cartes à circuits imprimés”
papier accepté pour le 9-ième Colloque International et Exposition sur la Compatibilité Electromagnétique, Brest France, 8-11 June 1998
- [Leroux98Wroclaw] E. Leroux, C. Giachino, R. Ene, F. Canavero, P. Fogliati, B. Demoulin, “Experimental validation of a hybrid method to predict differential and common mode radiated emissions”, accepted paper at WROCLAW International Symposium on EMC, Wroclaw Poland, 23-25 June 1998
- [Leroux98Roma] E. Leroux, A. Giuliano, C. Giachino, R. De Smedt, J. De Moerloose, W. Temmerman, P. Fogliati, P. Belforte, B. Demoulin
“The use of an active test board to validate a method that predicts differential mode radiated emissions from printed circuit boards”
accepted paper at EMC'98 ROMA International Symposium on EMC, Rome Italy, September 1998
- [Magli94] G. Magli
“irradiazione da circuiti stampati complessi”
Tesi di laurea in ingegneria elettronica, Politecnico di Torino, 1994
- [Meyniel98] B. Meyniel
“Mise en place d’algorithmes de circuit d’aide à la conception des liaisons filaires, intégration des câbles filtrants et des éléments non-linéaires”
Thèse prévue à l’USTL, Lille, juillet 1998
- [Monteath73] G. D. Monteath
Applications of the Electromagnetic Reciprocity Principle
Pergamon Press, 1973
- [Paul76] C.R.Paul, A.E.Feather
“Computation of the transmission line inductance and capacitance matrices from the generalized capacitance matrix”
IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility; v. EMC-18; pp. 175-183;1976

- [Paul87] C. R. Paul, D. R. Bush
“Radiated Emissions from Common-Mode Currents”
IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Atlanta USA,
August 25-27, 1997, pp. 197-203
- [Paul92] C. R. Paul
Introduction to Electromagnetic Compatibility
N. Y. Willey, 1992
- [Paul94] C. R. Paul
Analysis of Multiconductor Transmission Lines
John Wiley & sons, 1994
- [Peters94] S. Peters, J. Chehab, J. Lee, R. Rosenbaum
“I/O Buffer Modeling Cookbook”
IBIS FORUM, June 1994
- [Pezin98] F. Pezin
“Contribution à l’étude de couplages électromagnétiques dans le domaine micro-ondes au moyen de la chambre réverbérante à brassage de modes”
Thèse soutenue à l’USTL, Lille, juin 1998
- [Pinello97] W. Pinello, A. C. Cangellaris, A. Ruehli
“Hybrid Electromagnetic Modeling of Noise Interactions in Packaged Electronics Based on the Partial Element Equivalent Circuit Formulation”
IEEE Trans. Microwave Theory Techniques; v. MTT-45; No. 10; pp. 1889-1897; October 1997
- [Rifi96] M. Rifi
“Modélisation du couplage électromagnétique produit par des champs transitoires sur des structures filaires et des pistes de circuits imprimés connectés à des composants non-linéaires”
Thèse de doctorat d’état, Rabat Maroc, octobre 1996
- [Ruehli73] A.E.Ruehli, P.A.Brennan
“Efficient capacitance calculations for three-dimensional multiconductor systems”
IEEE Trans. Microwave Theory Techniques; v. MTT-21; pp. 76-82; February 1973
- [Ruehli74] A.E.Ruehli
“Equivalent circuit models for three-dimensional multiconductor systems”
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques; v. MTT-22; pp. 216-221; March 1974.

[Sadiku92] M. N.O. Sadiku
Numerical techniques in electromagnetics
Boca Raton : CRC Press, 1992

[Sisto90] R. Sisto
"SPRINT: A DSP-based Electrical Simulator"
IASTED'90 International Symposium, Lugano Switzerland, June 1990

[Sommerfeld41] A. Sommerfeld
Partial Differential Equations
New York: Academic, 1941, vol. VI

[Tai71] C. T. Tai
Dyadic Green's functions in electromagnetic theory
Scranton ; San Francisco : Intext Educational Publishers, 1971

[Wadell91] B. C. Wadell, voir aussi [Gupta96]
Transmission Line Design Handbook
Norwood, MA, Artech House, 1991

[Wait62] J. R. Wait
Electromagnetic Waves in Stratified Media
Pergamon Press, 1962

[Walter65] C.H. Walter
Travelling Wave Antennas
Mc Graw-Hill, New York 1965

[Yook97] J. Yook, L. P. B. Katehi, K. A. Sakallah, R. S. Martin, L. Huang, T. A. Schreyer
"Application of System-Level EM Modeling to High-Speed Digital IC Packages and PCB's"
IEEE Trans. Microwave Theory Techniques; v. MTT-45; No. 10; pp. 1847-1857;
October 1997

ANNEXE III.1

ANNEXE III.1 DESCRIPTION DE L'OSCILLATEUR CMOS

Cette annexe décrit l'oscillateur de technologie CMOS que nous avons réalisé afin de procurer une source alimentée de façon autonome pour stimuler les éprouvettes d'essai utilisées durant la validation de l'outil de prédiction. Nous avons veillé à respecter des règles rigoureuses lors de la réalisation de l'oscillateur de manière à préserver au mieux l'intégrité du signal injecté sur la piste des éprouvettes de test et d'éviter le couplage par impédance commune. Le schéma de l'oscillateur réalisé est montré sur l'annexe C ci-après.

On a réalisé une carte à circuits imprimés possédant un plan de masse continu sur une des faces. Les dimensions de la carte avec les composants ne doivent pas trop dépasser indicativement celles d'une pile de 9V. Les longueurs des pistes sont rendues aussi courtes que possible.

Les composants sont les suivants:

- Interrupteur
- Batterie: une pile de 9 Volts rechargeable
- Résistance:
 - R3: 47 Ω , 1/4 W
- Condensateurs:
 - C1: 100 nF, 10 V en céramique
 - C2: 47 μ F, 10 V, électrolytique polarisé
- Circuits intégrés:
 - IC1: régulateur de tension μ A 7805
 - IC3: oscillateur à quartz fournissant un signal carré de type CMOS à 10 MHz
 - IC4: 74AC244
- Câbles et connecteurs:
 - SMA1 et SMA2: connecteur mâle SMA d'impédance 50 Ω
 - 1 câble coaxial souple de petites dimensions

La sortie SMA1 sert de trigger. La sortie SMA2 sert à piloter la piste de la carte sous test. Les sorties O2, O3, O5, O6 de IC4 sont connectées ensemble à R3 par l'intermédiaire de pistes. L'autre extrémité de R3 est connectée au connecteur SMA2 par un câble coaxial dont les dimensions sont rendues les plus petites possibles.

La piste entre la sortie de IC3 et l'entrée I0 de IC4 est rendue la plus courte possible. La sortie O1 est soudée à un câble coaxial souple de petites dimensions lui-même connectée à la sortie SMA1.

Conseils pour la réalisation du blindage:

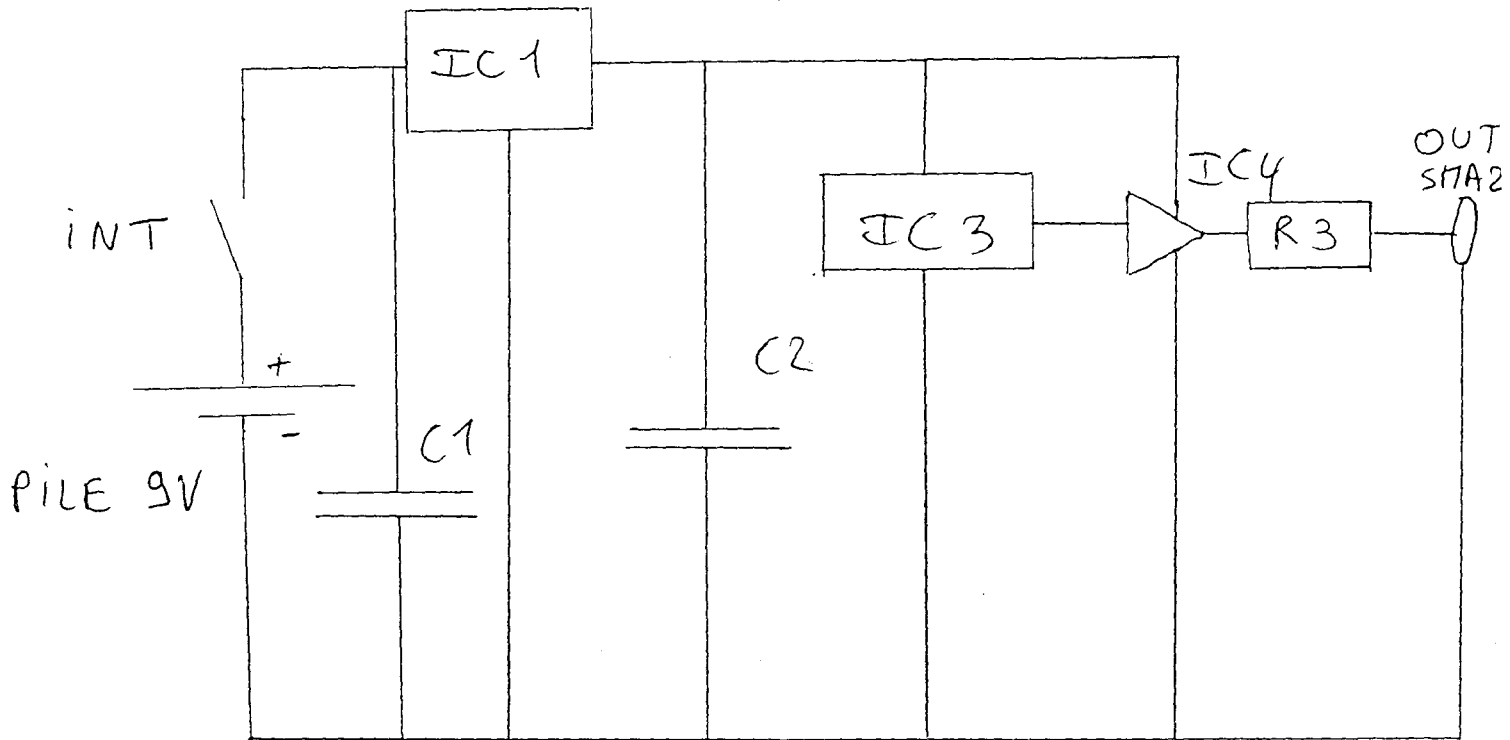
On utilise une boîte métallique blindée et recouverte d'étain utilisée typiquement pour les dispositifs à radiofréquence. On perce la boîte seulement pour l'interrupteur et les deux connecteurs. On réalise des connections de petites dimensions et de faible impédance entre la masse électronique (le plan de masse de la carte) et la masse mécanique (la boîte) en au moins quatre points.

Pour éviter au maximum le rayonnement de l'oscillateur disposé dans la boîte, l'ensemble doit avoir des dimensions les plus petites possibles et ne doivent pas trop dépasser indicativement celles de deux piles de 9V mises côte à côte. On doit pouvoir ouvrir la boîte métallique pour changer les piles ou le composant IC3.

Principe de fonctionnement:

La sortie de IC1 est une tension continue stabilisée de 5V. Cette tension alimente l'oscillateur à quartz qui fournit un signal carré périodique de type CMOS qui pilote l'entrée I0 du composant IC4. La sortie O0 sert d'une part à activer la fonction trigger de la sortie O1 et d'autre part à stimuler 4 autres fonctions de IC4. Les sorties de ces 4 fonctions sont connectées ensemble, cela a pour effet d'abaisser la valeur de l'impédance en sortie de IC4. Le signal fourni en sortie est alors un signal carré périodique de type CMOS.

ANNEXE C



ANNEXE IV.1

Annexe IV.1 INTRODUCTION AU CALCUL UTILISANT LES DYADIQUES

Généralités

Une dyadique, ou dyade, représente une transformation linéaire entre deux vecteurs et constitue ainsi un tenseur de second ordre. Par exemple on note $\underline{\underline{D}}$ la dyadique formée par deux vecteurs \underline{A} et \underline{B} :

$$\underline{\underline{D}} = \underline{A}\underline{B} \quad \text{Equation IV-1}$$

où \underline{A} est appelé vecteur antérieur et \underline{B} vecteur postérieur.

En coordonnées cartésiennes, la dyadique $\underline{\underline{D}}$ de la relation précédente s'écrit explicitement:

$$\underline{\underline{D}} = \underline{A}\underline{B} = (A_x\hat{x} + A_y\hat{y} + A_z\hat{z})(B_x\hat{x} + B_y\hat{y} + B_z\hat{z}) \quad \text{Equation IV-2}$$

soit:

$$\begin{aligned} \underline{\underline{D}} = & A_x B_x \hat{x}\hat{x} + A_x B_y \hat{x}\hat{y} + A_x B_z \hat{x}\hat{z} \\ & + A_y B_x \hat{y}\hat{x} + A_y B_y \hat{y}\hat{y} + A_y B_z \hat{y}\hat{z} \\ & + A_z B_x \hat{z}\hat{x} + A_z B_y \hat{z}\hat{y} + A_z B_z \hat{z}\hat{z} \end{aligned} \quad \text{Equation IV-3}$$

En appliquant les règles de l'algèbre tensorielle $\underline{\underline{D}}$ peut aussi s'exprimer comme une matrice d'ordre trois:

$$\underline{\underline{D}} = \begin{bmatrix} A_x B_x & A_x B_y & A_x B_z \\ A_y B_x & A_y B_y & A_y B_z \\ A_z B_x & A_z B_y & A_z B_z \end{bmatrix} \quad \text{Equation IV-4}$$

Opérations arithmétiques

On peut définir plusieurs opérations arithmétiques entre une dyadique $\underline{\underline{D}}$ et un vecteur \underline{C} :

Produit scalaire

Deux produits scalaires peuvent être définis selon la position relative du vecteur par rapport à la dyadique. Le produit scalaire antérieur fait intervenir d'abord le vecteur, puis la dyadique et est défini de la manière suivante:

$$\underline{C}.\underline{\underline{D}} = (\underline{C}.\underline{A})\underline{B} \quad \text{Equation IV-5}$$

Le résultat est donc un vecteur.

Le produit scalaire postérieur fait intervenir d'abord la dyadique, puis le vecteur et est défini de la manière suivante:

$$\underline{\underline{D}}.\underline{C} = \underline{A}(\underline{B}.\underline{C}) \quad \text{Equation IV-6}$$

Le produit scalaire entre une dyadique est un vecteur est un autre vecteur

Produit vectoriel

De la même manière que pour le produit scalaire on peut définir deux produits vectoriels selon la position relative du vecteur par rapport à la dyadique:

$$\underline{\underline{C}}\times\underline{\underline{D}} = (\underline{\underline{C}}\times\underline{\underline{A}})\underline{B} \quad \text{Equation IV-7}$$

$$\underline{\underline{D}}\times\underline{\underline{C}} = \underline{A}(\underline{\underline{B}}\times\underline{\underline{C}}) \quad \text{Equation IV-8}$$

Le produit vectoriel entre une dyadique est un vecteur est une autre dyadique

Produit direct

On peut également définir un produit direct entre deux dyadiques (AB) et (EF):

$$(AB).(EF) = A(B.E)F \quad \text{Equation IV-9}$$

Le produit direct entre deux dyadiques est une autre dyadique

Dyadique identité

La dyadique identité $\underline{\underline{I}}$ est définie de la manière suivante:

$$\underline{\underline{I}}.\underline{A} = \underline{A} = \underline{A}.\underline{\underline{I}} \quad \text{Equation IV-10}$$

où \underline{A} est un vecteur

En coordonnées cartésiennes la dyadique identité s'écrira donc:

$$\underline{\underline{I}} = \hat{x}\hat{x} + \hat{y}\hat{y} + \hat{z}\hat{z} \quad \text{Equation IV-11}$$

et en forme matricielle:

$$\underline{\underline{I}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{Equation IV-12}$$

Le produit vectoriel entre deux vecteurs \underline{A} et \underline{B} peut s'écrire en faisant intervenir la dyadique identité $\underline{\underline{I}}$:

$$\underline{A} \times \underline{B} = \underline{A} \times (\underline{\underline{I}}.\underline{B}) = (\underline{A} \times \underline{\underline{I}}).\underline{B} \quad \text{Equation IV-13}$$

ANNEXE IV.2

ANNEXE IV.2: DÉTERMINATION DES FONCTIONS DE TRANSFERT T

Nous avons vu que l'on peut assimiler le substrat et la couche diélectrique d'une ligne à microruban enterrée à la mise en cascade de trois lignes de transmission court-circuitée en extrémité comme l'indique la Figure 1. La ligne 1 d'impédance Z_0 correspond à l'air, la ligne 2 d'impédance Z_c et de constante de propagation β_c au couvercle diélectrique d'épaisseur d , la ligne 3 d'impédance Z_d et de constante de propagation β_d au substrat diélectrique d'épaisseur h . Le plan métallique est représenté par le court-circuit. Le segment de piste responsable du rayonnement se trouve sur l'interface B.

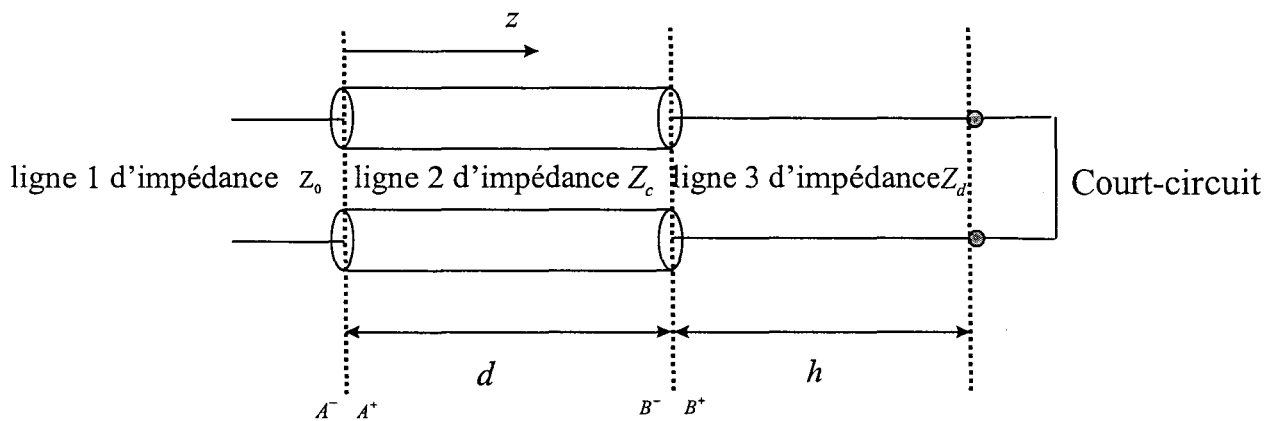


Figure 1: Théorie modale appliquée à une ligne à microruban enterrée. La ligne 1 d'impédance Z_0 correspond à l'air, la ligne 2 d'impédance Z_c et de constante de propagation β_c au couvercle diélectrique d'épaisseur d , la ligne 3 d'impédance Z_d et de constante de propagation β_d au substrat diélectrique d'épaisseur h . Le plan métallique est représenté par le court-circuit. Le segment de piste de la ligne à microruban se trouve sur l'interface B.

Dans cette annexe on veut donner une dérivation et une discussion plus précise de l'équation IV-56 du chapitre IV qui donne la fonction de transfert:

$$T_{\alpha}(\theta) = \frac{V_B^{\alpha}}{V_{A^-}^{\alpha^+}}$$

Equation 1

On ne répétera pas $\alpha=TE, TM$ par la suite.

V_B dans la section B s'exprime:

$$V_B = V_{B^-}^+ (1 + \Gamma_{B^-}) \quad \text{Equation 2}$$

Mais la tension progressive dans la section B est liée à celle dans la section A par un facteur de propagation:

$$V_{B^-}^+ = V_{A^+}^+ e^{-jd\beta_c} \quad \text{Equation 3}$$

Ainsi la relation 2 devient:

$$V_B = V_{A^+}^+ e^{-jd\beta_c} (1 + \Gamma_{B^-}) \quad \text{Equation 4}$$

En procédant d'une manière analogue:

$$V_A = V_{A^-}^+ (1 + \Gamma_{A^-}) = V_{A^+}^+ (1 + \Gamma_{A^+}) \quad \text{Equation 5}$$

Ainsi on obtient:

$$V_{A^+}^+ = \frac{V_{A^-}^+ (1 + \Gamma_{A^-})}{(1 + \Gamma_{A^+})} \quad \text{Equation 6}$$

On remplace l'équation 6 dans l'équation 4 et on obtient finalement la fonction de transfert suivante:

$$T(\theta) = \frac{V_B}{V_{A^-}^+} = e^{-jd\beta_c} (1 + \Gamma_{B^-}) \frac{(1 + \Gamma_{A^-})}{(1 + \Gamma_{A^+})} \quad \text{Equation 7}$$

où Γ_{B^-} , Γ_{A^-} , Γ_{A^+} sont des coefficients de réflexion.

Le coefficient de réflexion dans la section du court-circuit s'écrit:

$$\Gamma_{cc} = -1 \quad \text{Equation 8}$$

Mais la tension progressive dans la section du court-circuit est liée à celle dans la section B^+ par un facteur de propagation:

$$\Gamma_{B^+} = -e^{-j2hk_z} \quad \text{Equation 9}$$

l'impédance dans cette même section s'écrit:

$$Z_{B^+} = \frac{(1 + \Gamma_{B^+})}{(1 - \Gamma_{B^+})} \quad \text{Equation 10}$$

et celle dans la section B^- :

$$Z_{B^-} = Z_{B^+} \frac{Z_{\infty d}}{Z_{\infty c}} \quad \text{Equation 11}$$

Enfin le coefficient de réflexion dans la section B^- s'écrit:

$$\Gamma_{B^-} = \frac{Z_{B^-} - 1}{Z_{B^-} + 1} \quad \text{Equation 12}$$

Les impédances $Z_{\infty d}$, $Z_{\infty c}$ et la constante de propagation k_z s'écrivent selon le mode TE ou TM considéré en fonction de l'angle d'incidence θ , de la pulsation de l'onde et des constantes diélectriques des milieux traversés.

On peut utiliser le même raisonnement en remontant vers l'air libre pour obtenir l'expression de Γ_{A^-} , Γ_{A^+} .

ANNEXE IV.3

ANNEXE IV.3: COMPLÉMENT À LA VALIDATION EXPÉRIMENTALE

Cette annexe présente des comparaisons entre des mesures et des simulations du rayonnement des cartes de test A et B qui ont déjà été décrites dans la partie du chapitre IV consacrée à la validation expérimentale de la méthode hybride qui utilise la dyadique de Green pour calculer le champ rayonné par les pistes. Les résultats concernent des situations non envisagées dans le chapitre IV et qui permettent de compléter la validation de la méthode. Toutes les mesures ont été effectuées à 10m au CSELT.

Résultats obtenus avec la source sinusoïdale.

A.3 Carte A: Test3

La carte A, connectée au plan de grandes dimensions, est placée en position horizontale sur le plancher métallique de la chambre comme le montre la Figure 1. La piste est alimentée par la source sinusoïdale, elle est chargée à son extrémité par une impédance de 50Ω et elle pointe vers l'antenne. Les dimensions géométriques de la configuration d'essai sont les suivantes:

Hauteur de la carte: sur le plancher

Distance de mesure: $L = 10\text{m}$;

hauteur de l'antenne: $h = 1\text{m}$.

Les fréquences explorées sont 30MHz, 50MHz et puis varient de 50MHz à 1GHz tous les 20MHz.

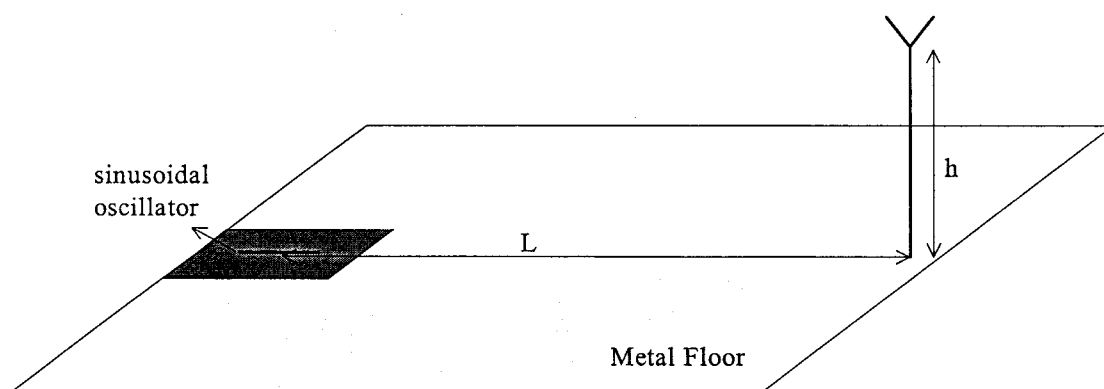


Figure 1: Configuration considérée lors du test A3

L'antenne de mesure est mise en polarisation verticale. La Figure 2 représente la comparaison entre le champ électrique mesuré et simulé dans les conditions ainsi définies.

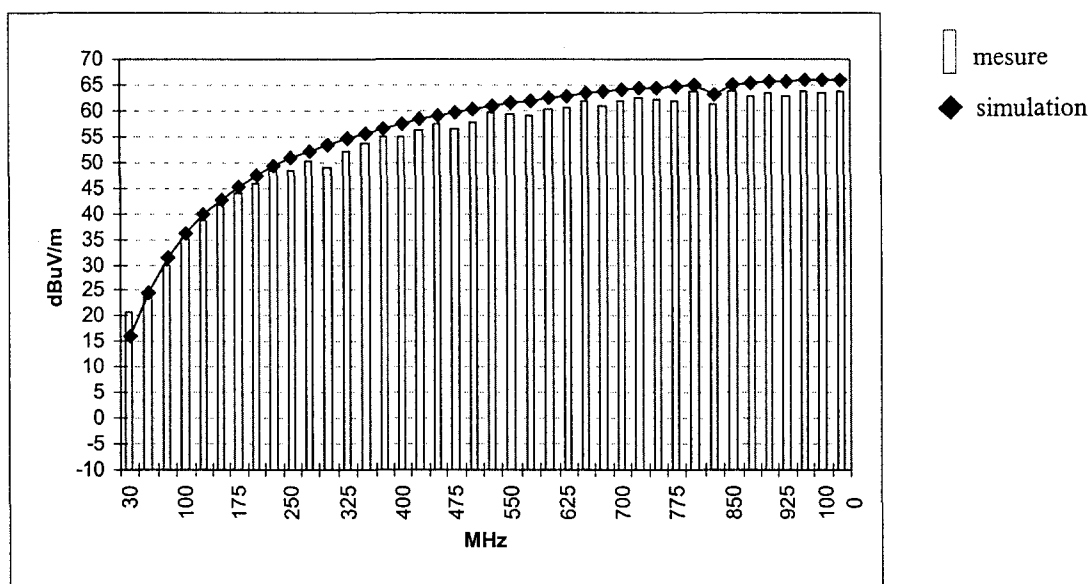


Figure 2: Comparaison entre le champ électrique mesuré et simulé dans les conditions du test A3

L'enveloppe du spectre de la mesure est très bien reproduite par la simulation. L'écart entre la simulation et la mesure demeure dans le domaine de variation (-4dB,+4dB).

A.7 Carte A: Test7

La carte A, connectée au plan de grandes dimensions, est placée en position verticale au dessus du plancher métallique de la chambre comme le montre la Figure 3. La piste est alimentée par la source sinusoïdale, elle est chargée à son extrémité par une impédance de 50Ω. Les dimensions géométriques de la configuration d'essai sont les suivantes:

Hauteur de la carte: $H = 1.5\text{m}$

Distance de mesure: $L = 10\text{m}$;

hauteur de l'antenne: $h = 1\text{m}$.

Les fréquences explorées sont 30MHz, 50MHz et puis varient de 50MHz à 1GHz tous les 20MHz. Le plan métallique de grandes dimensions a été prolongé de façon à atteindre le plancher. Une telle disposition permet d'éviter de mesurer aussi un rayonnement de la portion du câble d'alimentation restée visible dans la chambre lorsque la carte est dans cette position.

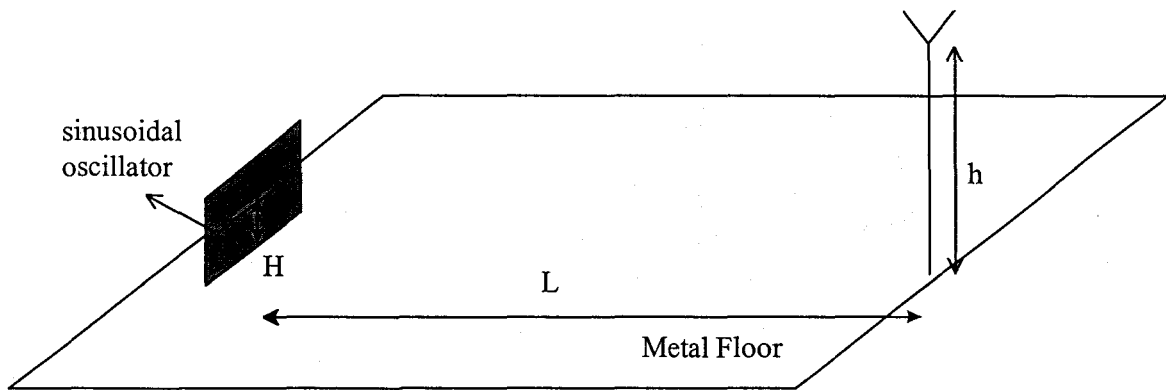


Figure 3: Configuration considérée lors du test A7

L'antenne de mesure est mise en polarisation horizontale. La Figure 4 représente la comparaison entre le champ électrique mesuré et simulé dans les conditions ainsi définies.

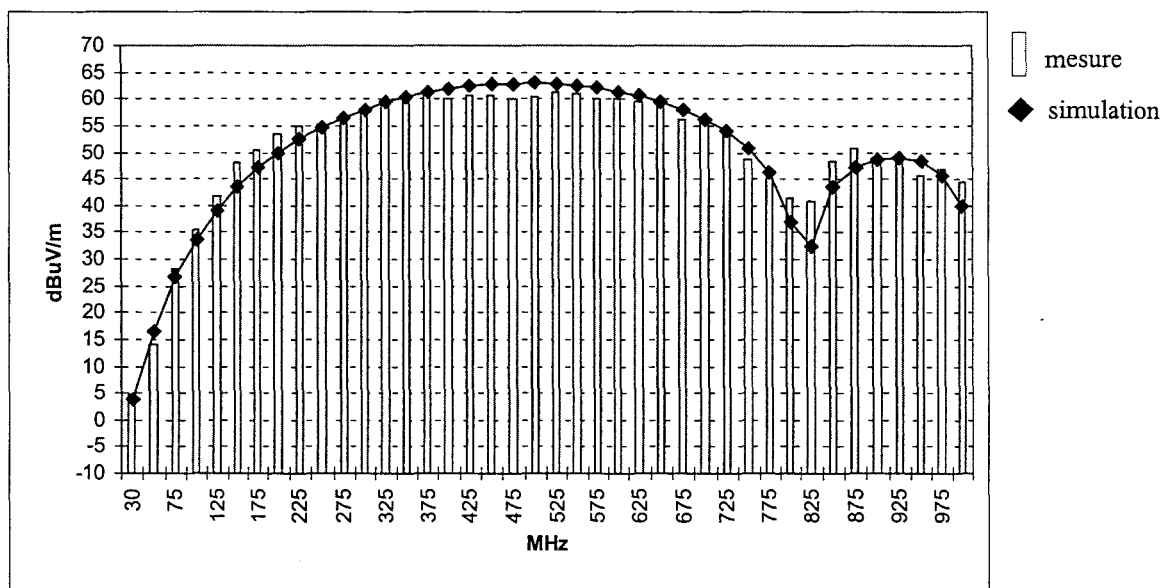


Figure 4: Comparaison entre le champ électrique mesuré et simulé dans les conditions du test A7

L'enveloppe du spectre de la mesure est très bien reproduite par la simulation. L'écart entre la simulation et la mesure demeure dans le domaine de variation (-4dB,+4dB) excepté au voisinage de 825MHz, qui correspond à un minimum de champ rayonné par la carte. On remarque un léger décalage en fréquence entre le minimum mesuré et simulé et l'amplitude du champ mesuré est supérieure à celle du champ simulé au voisinage de la fréquence du minimum. Cet écart au voisinage du minimum pourrait être attribué au fait que la simulation idéalise la structure rayonnante en ne considérant pas par exemple l'effet du dipôle magnétique constitué par la piste, ses raccordements verticaux au plan métallique et le chemin de retour du courant sur le plan métallique. De plus le champ est calculé en un point alors qu'il est en réalité déduit à partir d'une tension mesurée sur l'antenne. Enfin ceci pourrait être attribué aussi à une légère différence sur la position des antennes entre la situation réelle

rencontrée lors de la mesure et au cours de la simulation. Nous tentons de donner une explication possible dans le test suivant.

A.8 Carte A: Test8

La configuration étudiée est identique à la précédente mais la hauteur de l'antenne est maintenant de 4m. Les résultats sont représentés sur la Figure 5.

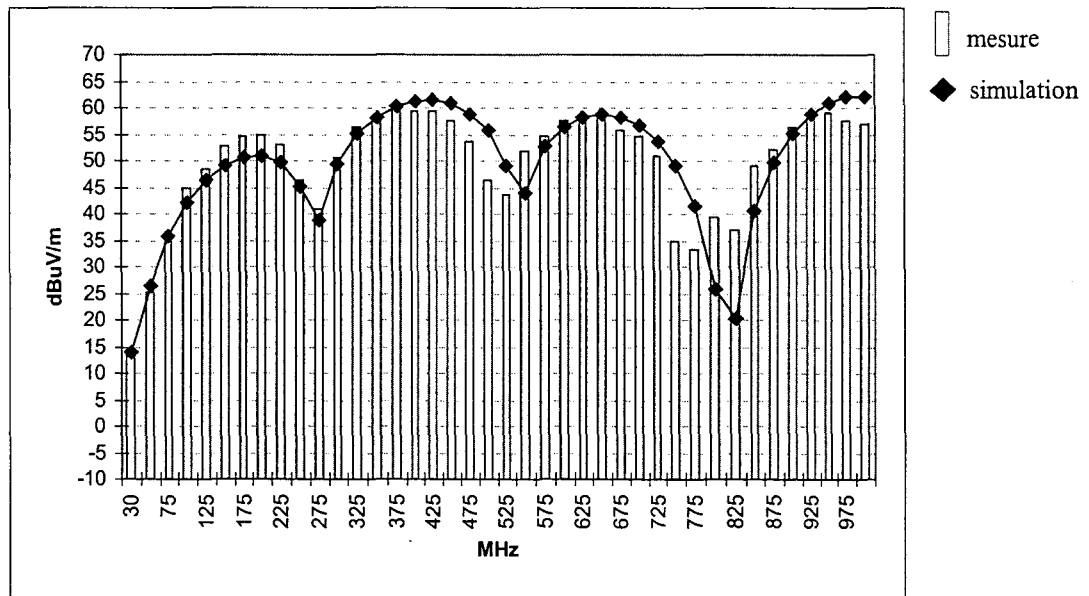


Figure 5: Comparaison entre le champ électrique mesuré et simulé dans les conditions du test A8

On voit apparaître une succession de minima et maxima locaux. Ils sont provoqués par les réflexions sur le plancher de la chambre que l'on peut bien mettre en évidence avec une telle hauteur des antennes de mesure. La simulation reproduit correctement ce phénomène observé en mesure et présente un écart vis à vis de celle-ci compris entre -4dB et +4dB excepté au voisinage des minima locaux de rayonnement. La comparaison met en évidence un décalage sur la fréquence des minima entre la mesure et la simulation qui devient de plus en plus prononcé au fur et à mesure que l'on monte en fréquence. Ceci pourrait être attribué à une légère différence sur la position des antennes entre la situation réelle rencontrée lors de la mesure et au cours de la simulation qui pourrait provoquer une erreur sur la distance parcourue par le rayon réfléchi d_2 . Le champ mesuré par l'antenne est sensible au rapport entre la différence de marche Δd , entre les rayons directs d_1 et réfléchis d_2 , et la longueur d'onde λ . Ainsi une erreur sur d_2 peut se traduire par une erreur sur le champ mesuré qui augmente avec la fréquence. Il est délicat d'effectuer une comparaison sur les minima de champ rayonné.

Résultats obtenus avec l'oscillateur ECL

Comme nous l'avons déjà dit dans le chapitre IV, l'oscillateur ECL est utilisé pour valider le rayonnement dans les hautes fréquences du spectre à considérer dans la norme EN 55022 (200MHz-1GHz).

B.3 Carte A: Test18

La carte A, connectée au plan de grandes dimensions, est placée en position verticale au dessus du plancher métallique de la chambre comme le montre la Figure 6. La piste, mise en position verticale, est alimentée par l'oscillateur ECL, elle est laissée en circuit ouvert à son extrémité. Les dimensions géométriques de la configuration d'essai sont les suivantes:

Hauteur de la carte: $H = 99\text{cm}$;

Distance de mesure: $L = 10\text{m}$;

hauteur de l'antenne: h varie entre 1m et 4m, on mesure tous les 50cm le champ en polarisation horizontale et verticale et on ne retient que le champ maximum, comme cela est demandé dans la norme EN 55022.

Les fréquences explorées varient de 200MHz à 1GHz.

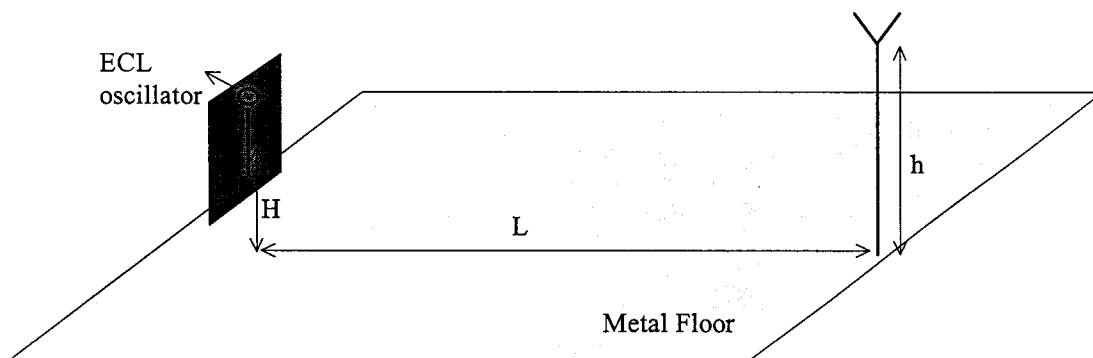


Figure 6: Configuration considérée lors du test B3

La Figure 7 représente la comparaison entre le champ électrique mesuré et simulé dans les conditions ainsi définies.

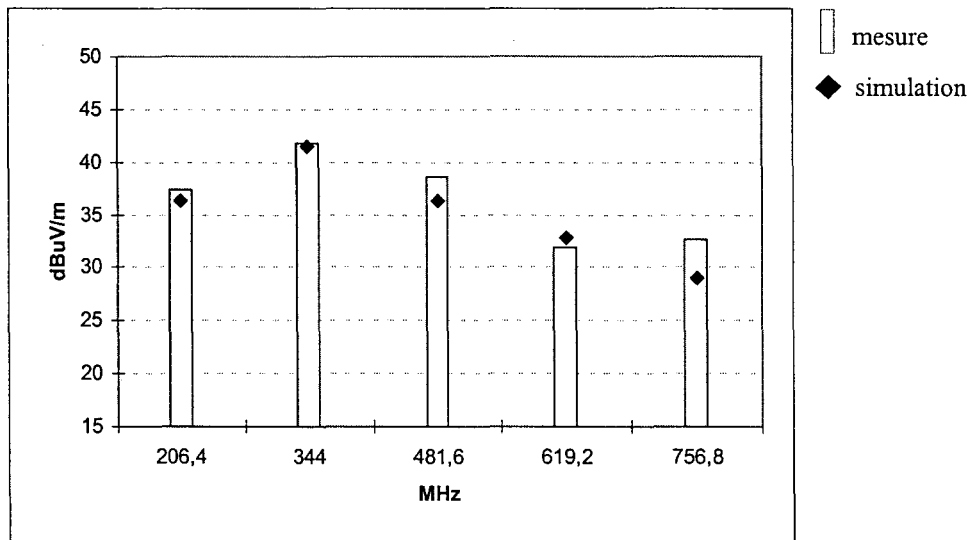


Figure 7: Comparaison entre le champ électrique mesuré et simulé dans les conditions du test B3

La figure précédente montre peu de raies entre 200MHz à 1GHz dans la mesure où au delà de 800 MHz, il n'est pas possible d'obtenir un rapport signal/bruit suffisant pour pouvoir effectuer une comparaison avec les simulations. De plus seules les raies qui présentent un maximum local de champ ont été représentées, dans le cas de l'oscillateur ECL il s'agit des harmoniques impairs de la fréquence fondamentale du signal injecté. L'enveloppe du spectre de la mesure est bien reproduite par la simulation. L'écart entre la simulation et la mesure reste compris dans l'intervalle (-3dB,3dB).

B.5 Carte B: Test20

La carte B, connectée au plan de grandes dimensions, est placée en position verticale au dessus du plancher métallique de la chambre comme le montre la Figure 8. La piste est alimentée par l'oscillateur ECL, elle est laissée en circuit ouvert à son extrémité. Les dimensions géométriques de la configuration d'essai sont les suivantes:

Hauteur de la carte: $H = 80\text{cm}$;

Distance de mesure: $L = 10\text{m}$;

hauteur de l'antenne: h varie entre 1m et 4m, on mesure tous les 50cm le champ en polarisation horizontale et verticale et on ne retient que le champ maximum, comme cela est demandé dans la norme EN 55022.

Les fréquences explorées varient de 200MHz à 1GHz.

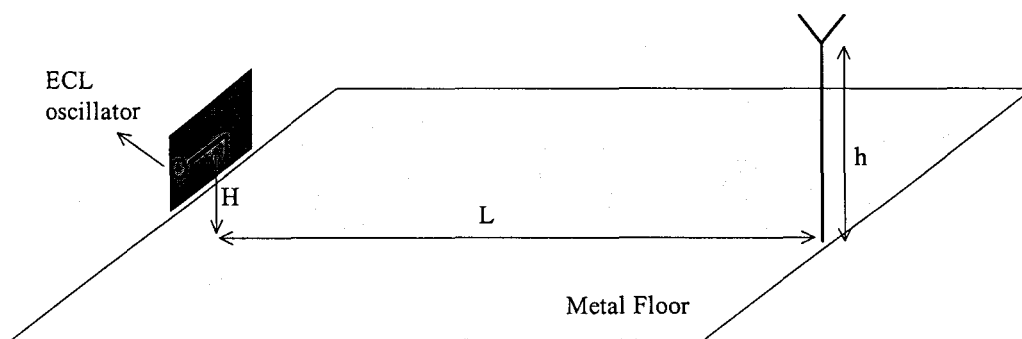


Figure 8: Configuration considérée lors du test B5

La Figure 9 représente la comparaison entre le champ électrique mesuré et simulé dans les conditions ainsi définies.

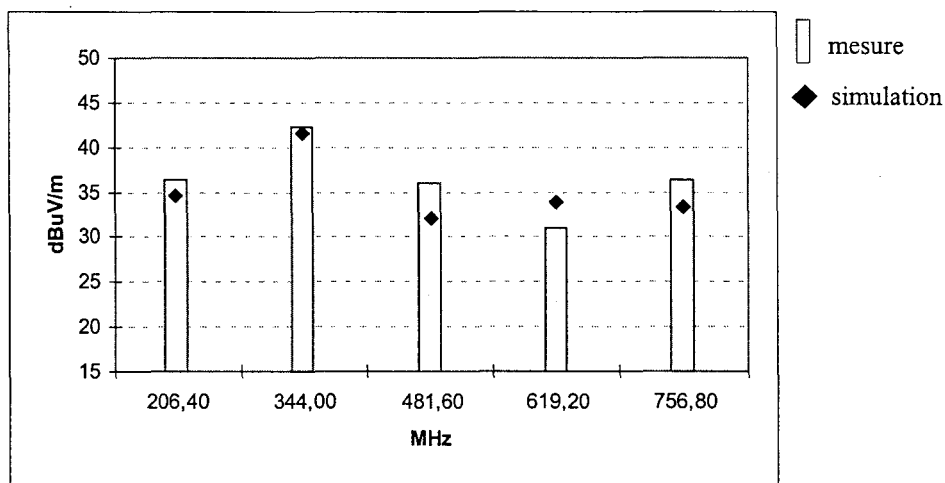


Figure 9: Comparaison entre le champ électrique mesuré et simulé dans les conditions du test B5

L'enveloppe du spectre de la mesure est bien reproduite par la simulation. L'écart entre la simulation et la mesure reste compris dans l'intervalle (-4dB,4dB). L'outil de prédiction calcule correctement la contribution du rayonnement des deux segments de pistes.

B.6 Carte B: Test21

Le test présenté dans ce paragraphe est identique au précédent sauf que l'on a effectué sur la carte une rotation de 90 degrés afin de placer le segment de piste le plus long en position verticale comme cela est illustré dans la Figure 10. La hauteur de la carte a changé vis à vis du test précédent:

Hauteur de la carte: $H = 99\text{cm}$;

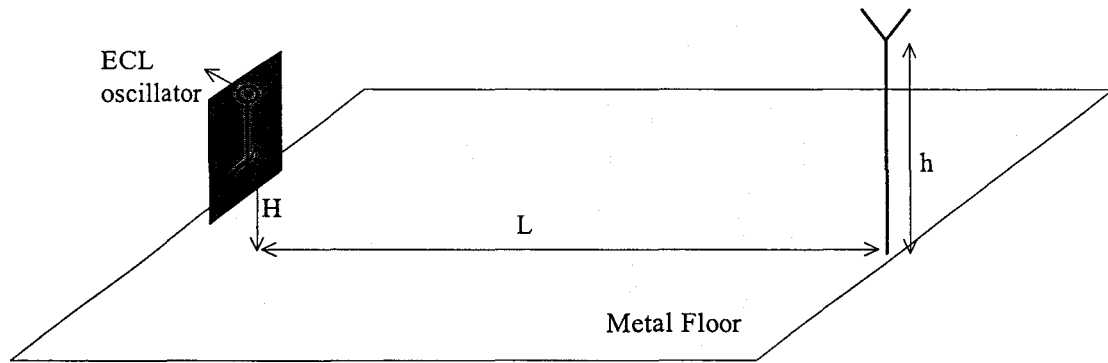


Figure 10. Configuration considérée lors du test B6

La Figure 11 représente la comparaison entre le champ électrique mesuré et simulé dans les conditions ainsi définies.

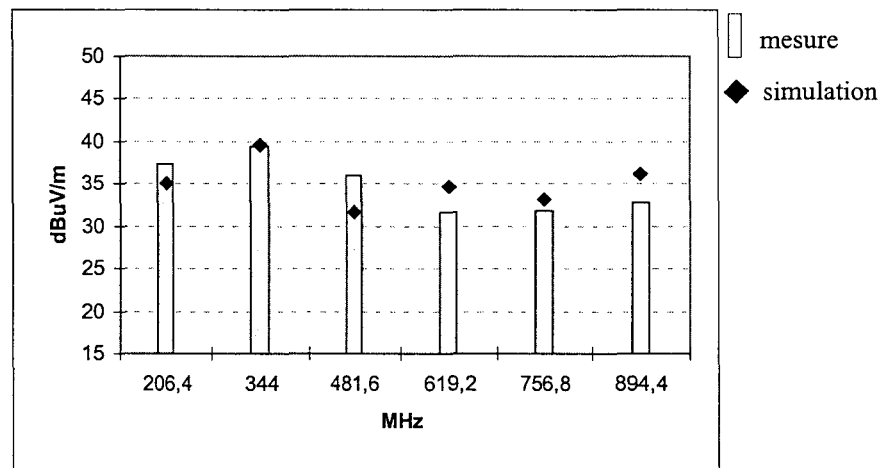


Figure 11: Comparaison entre le champ électrique mesuré et simulé dans les conditions du test B6

Le rapport signal sur bruit a permis de comparer mesure et simulation jusqu'à l'harmonique 894.4MHz.

L'enveloppe du spectre de la mesure est bien reproduite par la simulation. L'écart entre la simulation et la mesure reste compris dans l'intervalle (-4dB,4dB). L'outil de prédiction a bien tenu compte de la rotation de la carte de test en suivant les résultats de la mesure.

Résultats avec l'oscillateur CMOS

Comme nous l'avons déjà dit dans le chapitre IV, l'oscillateur CMOS est utilisé pour valider le rayonnement dans les basses fréquences du spectre à considérer dans la norme EN 55022 (30MHz-200MHz). Nous allons donc considérer les mêmes configurations que celles déjà étudiées précédemment avec l'oscillateur ECL avec toutefois quelques variantes dans les distances.

C.4 Carte A: Test27

La carte A, connectée au plan de grandes dimensions, est placée en position verticale au dessus du plancher métallique de la chambre comme le montre la Figure 12. La piste, mise en position verticale, est alimentée par l'oscillateur CMOS, elle est laissée en circuit ouvert à son extrémité. Les dimensions géométriques de la configuration d'essai sont les suivantes:

Hauteur de la carte: $H = 99\text{cm}$;

Distance de mesure: $L = 10\text{m}$;

hauteur de l'antenne: h varie entre 1m et 4m , on mesure tous les 50cm le champ en polarisation horizontale et verticale et on ne retient que le champ maximum, comme cela est demandé dans la norme EN 55022.

Les fréquences explorées varient de 30MHz à 200MHz .

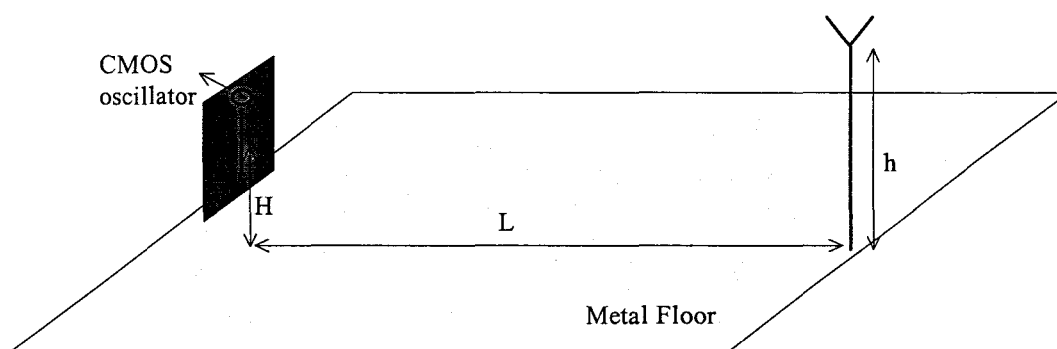


Figure 12: Configuration considérée lors du test C4

La Figure 13 représente la comparaison entre le champ électrique mesuré et simulé dans les conditions ainsi définies.

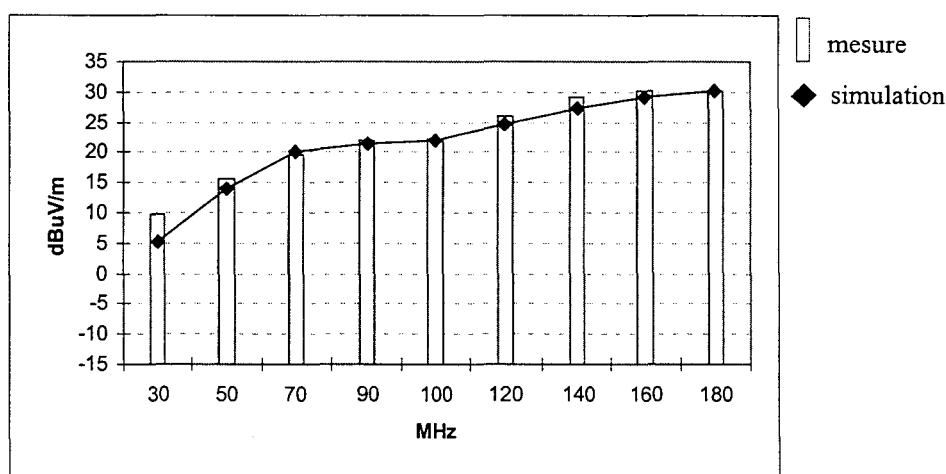


Figure 13: Comparaison entre le champ électrique mesuré et simulé dans les conditions du test C4

Seules les raies qui présentent un maximum local de champ ont été représentées, dans le cas de l'oscillateur CMOS il ne s'agit pas toujours des

harmoniques impairs de la fréquence fondamentale du signal injecté. Ce glissement est sûrement dû à une distorsion du rapport cyclique. L'enveloppe du spectre de la mesure est très bien reproduite par la simulation ainsi que la fréquence du maximum et du minimum d'émission. Les résultats de la simulation sous-estiment ceux de la mesure d'un écart toujours inférieur à 3 dB.

C.8 Carte B: Test31

La carte B, connectée au plan de grandes dimensions, est placée en position verticale au dessus du plancher métallique de la chambre comme le montre la Figure 14. La piste est alimentée par l'oscillateur CMOS, elle est laissée en circuit ouvert à son extrémité. Les dimensions géométriques de la configuration d'essai sont les suivantes:

Hauteur de la carte: $H = 145\text{cm}$;

Distance de mesure: $L = 10\text{m}$;

hauteur de l'antenne: h varie entre 1m et 4m, on mesure tous les 50cm le champ en polarisation horizontale et verticale et on ne retient que le champ maximum, comme cela est demandé dans la norme EN 55022.

Les fréquences explorées varient de 30MHz à 200MHz.

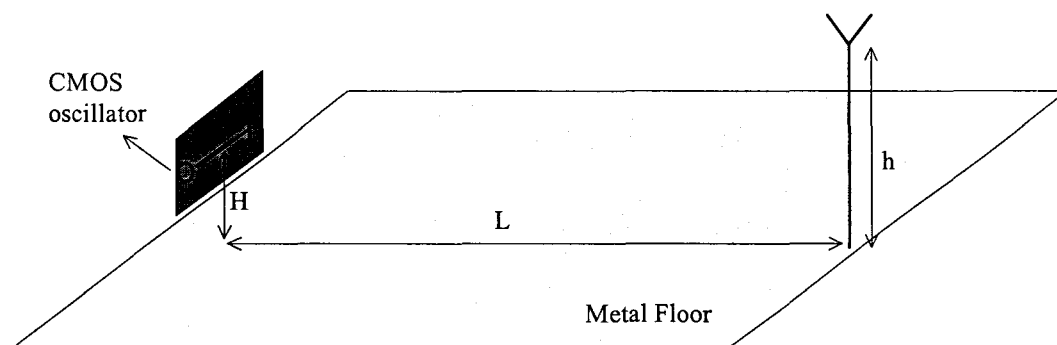


Figure 14: Configuration considérée lors du test C8

La Figure 15 représente la comparaison entre le champ électrique mesuré et simulé dans les conditions ainsi définies.

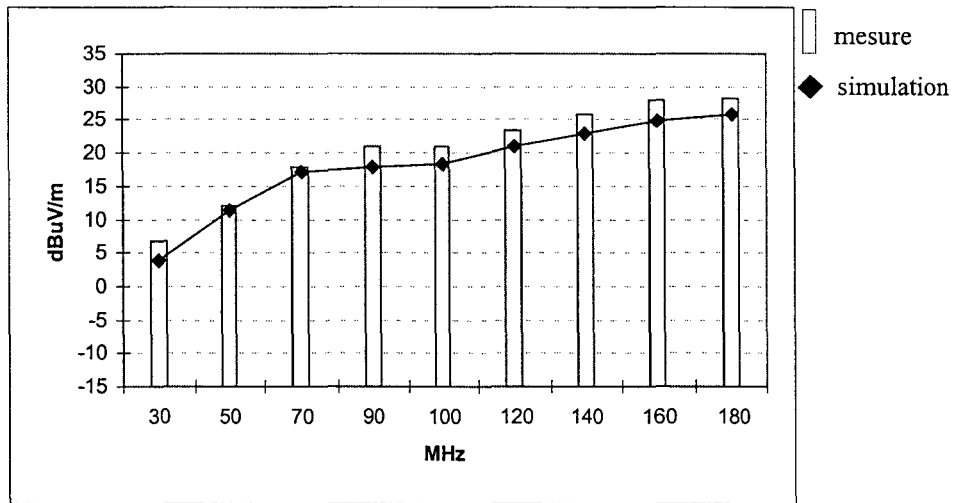


Figure 15: Comparaison entre le champ électrique mesuré et simulé dans les conditions du test C8

L'enveloppe du spectre de la mesure est très bien reproduite par la simulation ainsi que la fréquence du maximum et du minimum d'émission. Les résultats de la simulation sous-estiment ceux de la mesure d'un écart toujours inférieur à 3 dB. L'outil de prédiction calcule correctement la contribution du rayonnement des deux segments de pistes.

C.6 Carte B: Test29

Le test présenté dans ce paragraphe est identique au précédent sauf que l'on a effectué sur la carte une rotation de 90 degrés afin de placer le segment de piste le plus long en position verticale comme cela est illustré dans la Figure 16. La hauteur de la carte a changé vis à vis du test précédent:

Hauteur de la carte: $H = 115\text{cm}$;

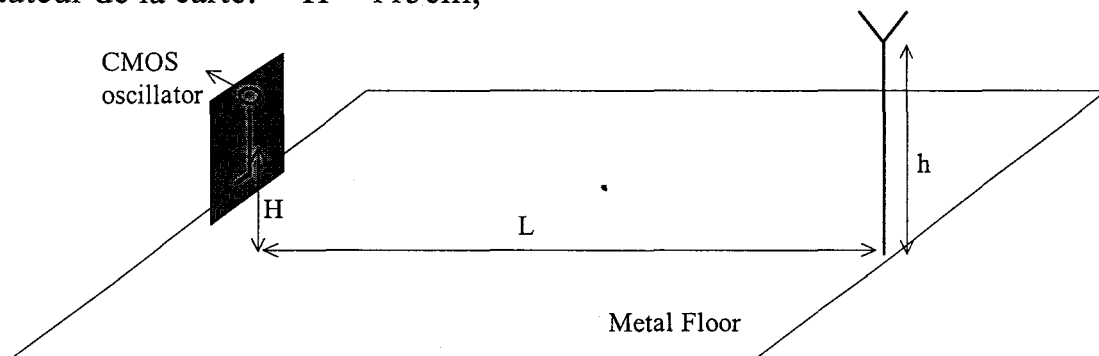


Figure 16: Configuration considérée lors du test C6

La Figure 17 représente la comparaison entre le champ électrique mesuré et simulé dans les conditions ainsi définies.

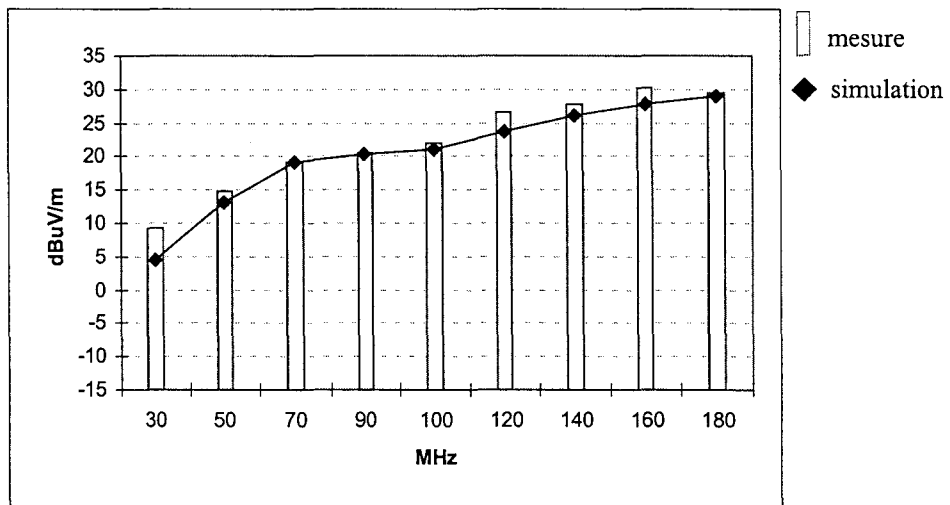
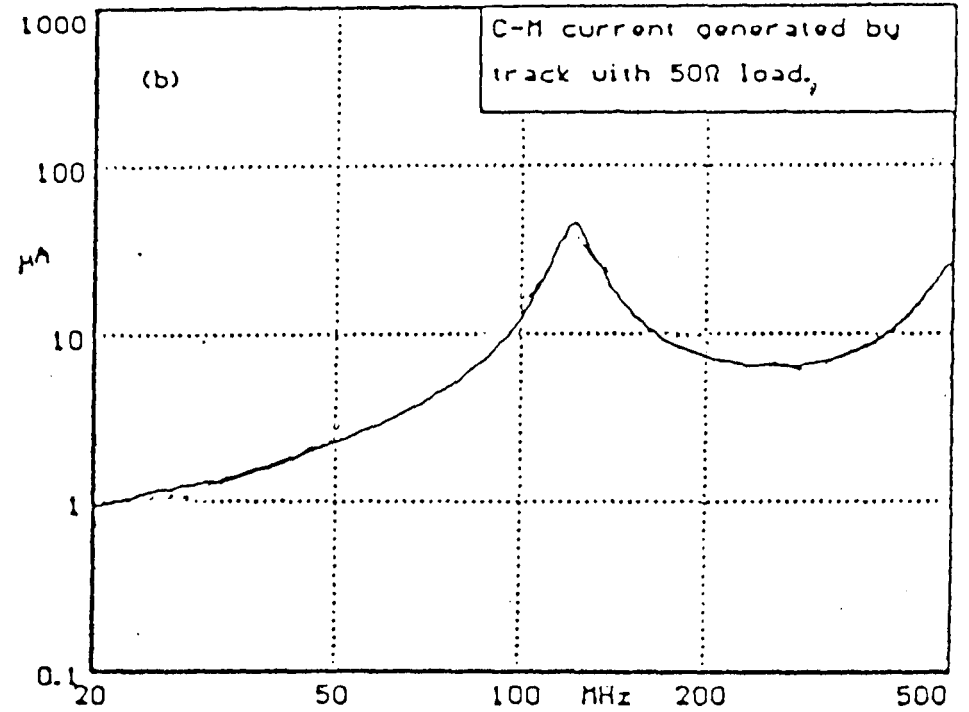
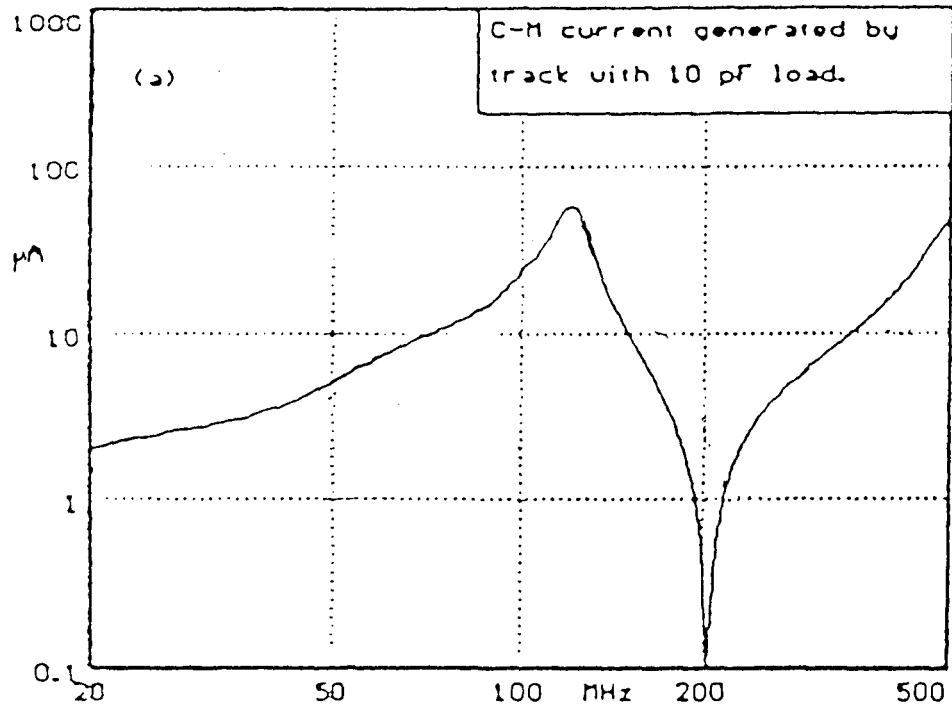


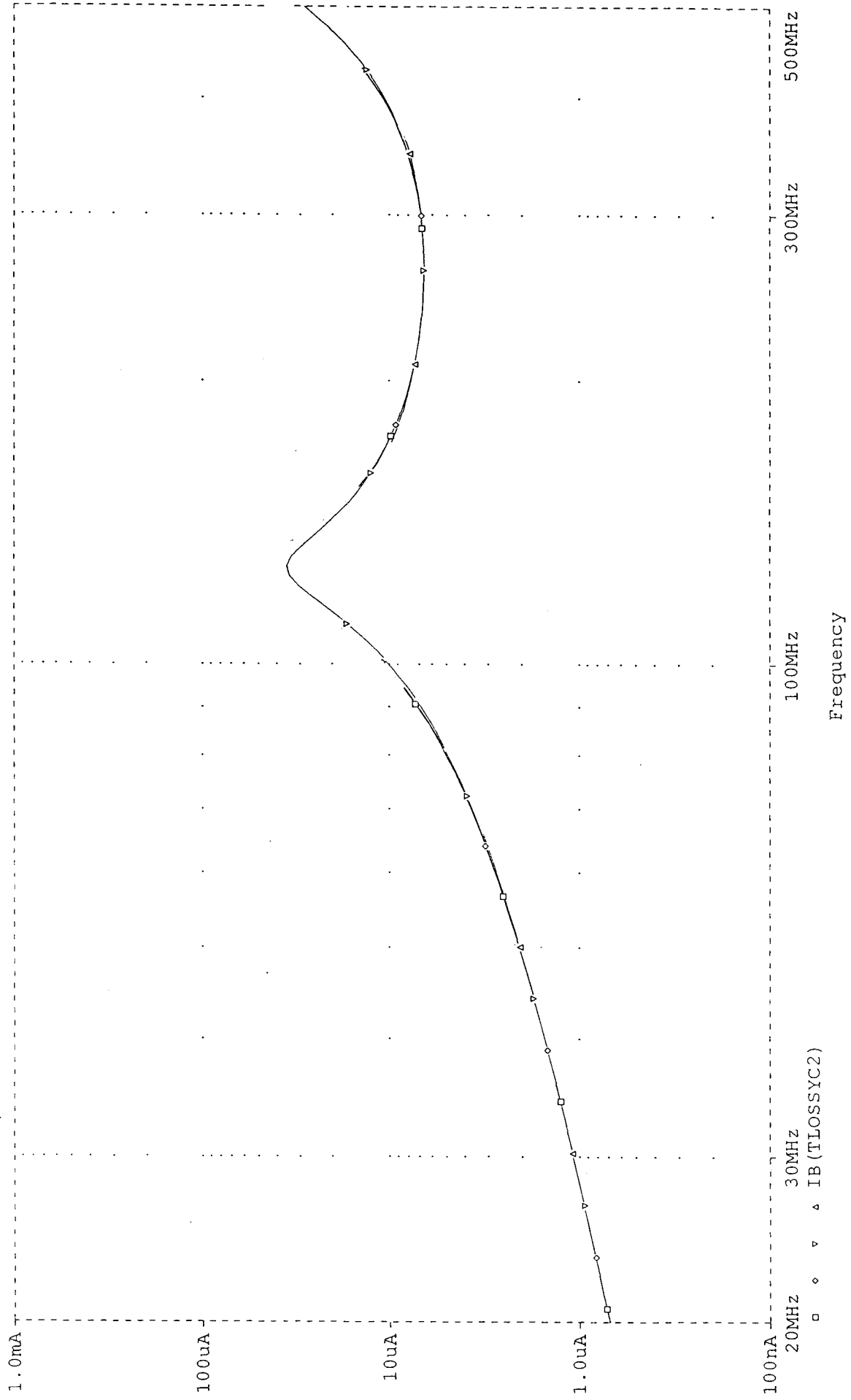
Figure 17: Comparaison entre le champ électrique mesuré et simulé dans les conditions du test C6

L'enveloppe du spectre de la mesure est très bien reproduite par la simulation. Les résultats de la simulation sous-estiment ceux de la mesure d'un écart toujours inférieur à 3 dB. L'outil de prédiction a bien tenu compte de la rotation de la carte de test en suivant les résultats de la mesure.

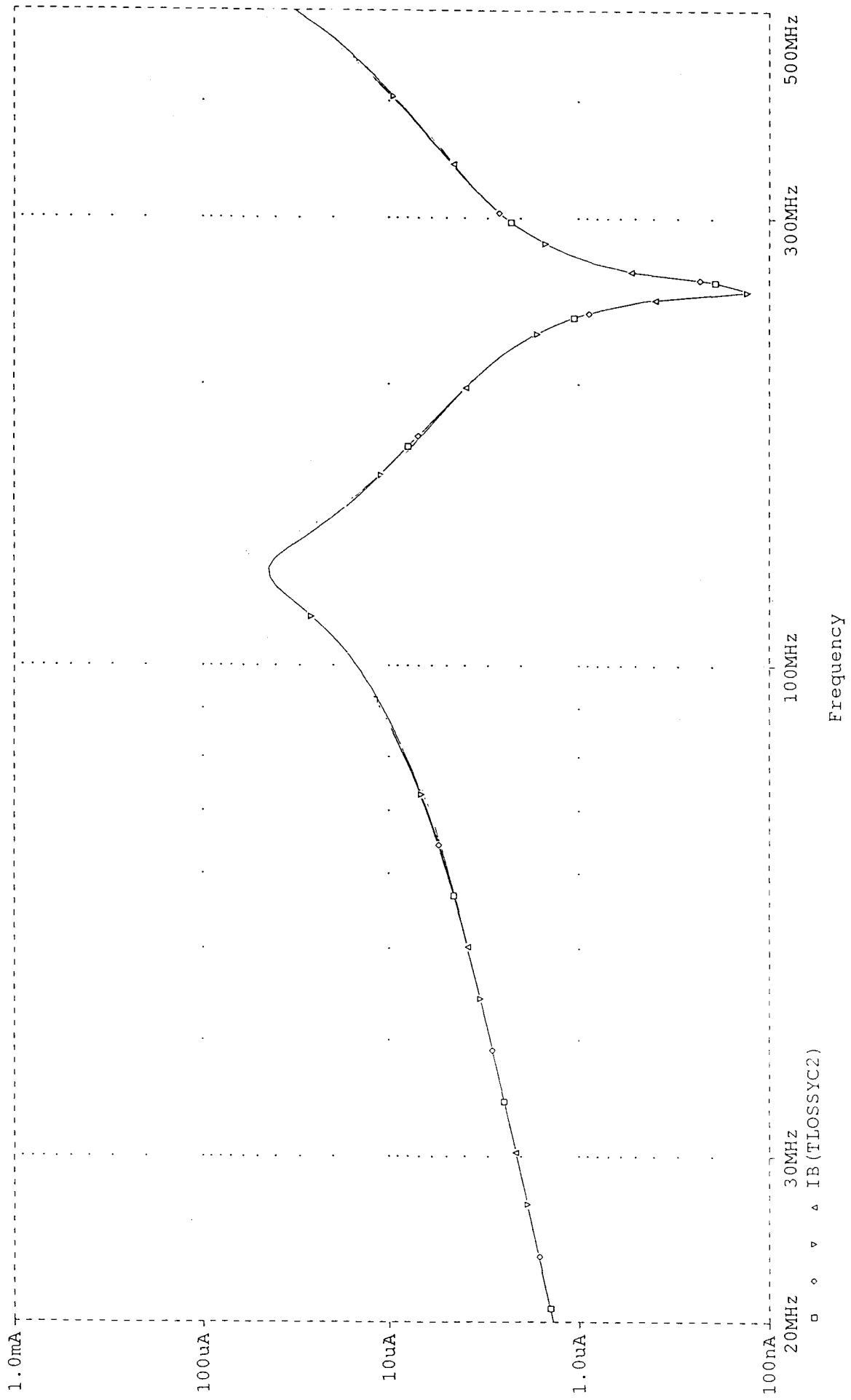
ANNEXE V.1



Graphic 1: Common mode current measured with capacitive and resistive load.



Graphic 6



Graphic 7

ANNEXE V.2

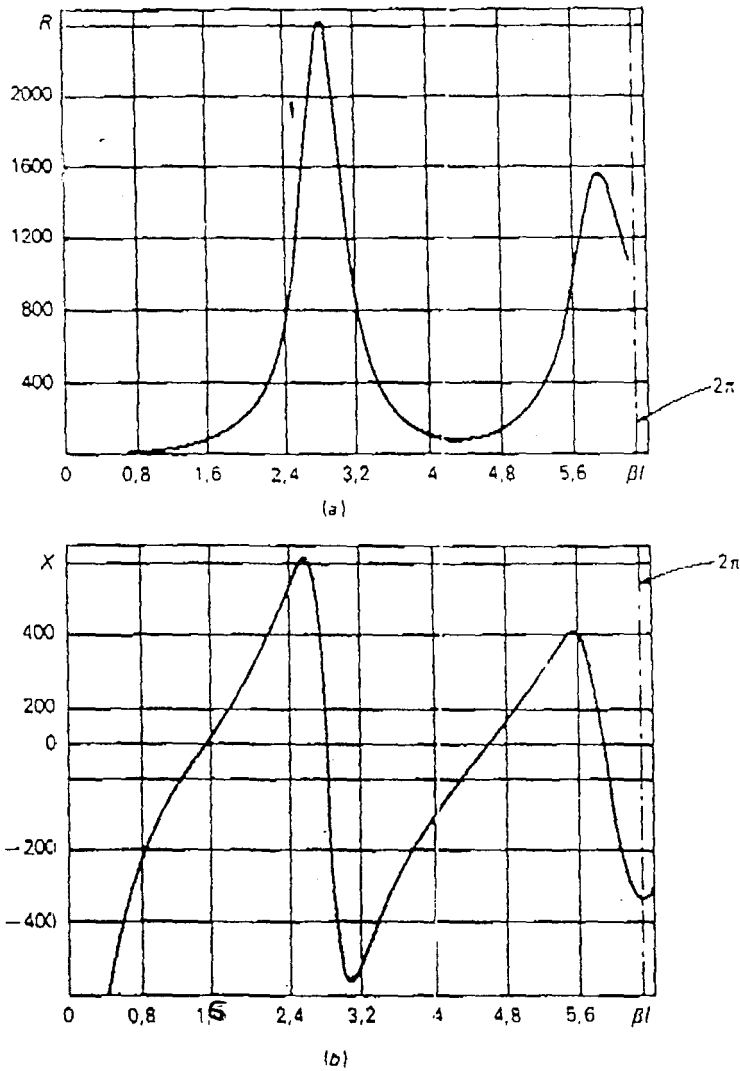


Figura 4.25
Impedenza di ingresso di un'antenna filiforme (coefficiente di snellezza = 10): (a) resistenza di ingresso; (b) reattanza di ingresso (misurate in ohm).

4.7 Allineamenti di antenne

Si è visto nel paragrafo 4.6 che, per antenne filiformi, all'aumentare della lunghezza dell'antenna aumenta il numero di lobi del diagramma di radiazione e il massimo si sposta rispetto alla direzione $\theta = \pi/2$. Risulta così difficile ottenere diagrammi di radiazione caratterizzati da alta direttività, massimo in direzione prefissata e bassi

