UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉTUDE DE CHAMPS PROCHES POUR DES MESURES EN COMPATIBILITÉ ÉLECTROMAGNÉTIQUE

BENOÎT NADEAU

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE

ET DE GÉNIE INFORMATIQUE

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION

DU DIPLÔME DE MAÎTRISE EN INGÉNIERIE

(GÉNIE ÉLECTRIQUE)

JUILLET 1996

©Benoît Nadeau, 1996

National Library of Canada
Bibliothèque nationale du Canada

Acquisitions and Bibliographic Services
Acquisitions et services bibliographiques

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file Votre référence

Our file Notre référence

The author has granted a non-exclusive licence allowing the National Library of Canada to reproduce, loan, distribute or sell copies of this thesis in microform, paper or electronic formats.

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque nationale du Canada de reproduire, prêter, distribuer ou vendre des copies de cette thèse sous la forme de microfiche/film, de reproduction sur papier ou sur format électronique.

The author retains ownership of the copyright in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur qui protège cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

0-612-46660-4

Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé :

ÉTUDE DE CHAMPS PROCHES POUR DES MESURES EN COMPATIBILITÉ ÉLECTROMAGNÉTIQUE

Présenté par : NADEAU Benoît

en vue de l'obtention du diplôme de : Maîtrise en ingénierie

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

M. GIROUX Marcel, M.S., président

M. LAURIN Jean-Jacques, Ph.D., membre et directeur de recherche

M. BAUMANS Hans, Diplôme d'ingénieur, membre

À Patrice

Remerciements :

Le Professeur Jean-Jacques Laurin de l'École Polytechnique de Montréal, pour son aide, son appui constant et son amitié.

Nicole Labrecque, pour son appui constant et sa motivation.

Le Professeur Stanley J. Kubina de l'Université Concordia, pour son encouragement à entreprendre cette maîtrise.

Raymond Larochelle du Centre de Recherche Industrielle du Québec (CRIQ), pour m'avoir donné les moyens de poursuivre mes études.

Magali Danaé Labrecque Nadeau, Camille Daphné Labrecque Nadeau et Xavier Labrecque pour leur appui et leur patience.

Jules Gauthier, Joseph Abboud, Rached Hajji et Dominique Dubouil pour leur aide.

RÉSUMÉ

L'utilisation de techniques de mesure en champ proche pour extrapoler le champ lointain est largement répandue pour la mesure de diagrammes de rayonnement d'antennes dans le domaine des micro-ondes. Elles sont aussi utilisées dans le domaine de la compatibilité électromagnétique (CEM) mais, dans ce cas, les fréquences en jeu et les structures complexes rendent l'extrapolation des champs lointains à partir de lectures du champ proche beaucoup plus difficile. Certaines techniques existent déjà, mais ont le désavantage d'offrir une solution partielle et peu précise tout en étant assez coûteuses. Ce travail consiste à proposer une nouvelle méthode pour nous permettre d'extrapoler le champ lointain à partir d'une mesure planaire du champ proche d'un structure rayonnante. L'extrapolation se fait grâce à la valeur relative complexe du signal lu par une sonde mobile et par l'application de la méthode de moments.

Les problèmes reliés aux interactions sonde-structure et à la difficulté de modéliser la structure ont été résolus. Avec cette méthode, il serait possible d'effectuer des mesures préliminaires sur des prototypes de circuits imprimés, sans mesures en site ouvert, et d'extrapoler leur champ lointain pour le comparer avec les limites imposées par les organismes qui établissent les règlements nationaux.

ABSTRACT

Near-field measurement techniques have been widely used to measure the pattern of microwaves antennas. They are also used in electromagnetic compatibility (EMC) but, in that case, the frequency ranges and radiating structures involved make it difficult to extrapolate the far field from near-field measurements. Some near-field techniques are already available but they only offer a partial and approximate solution while being relatively costly. This work presents a new method of extrapolating the far field from a planar scanning of the near field of a radiating structure. This extrapolation is possible using the relative complex voltage of a moving loop and the method of moments (MOM). Problems related to loop-structure coupling and to the complexity of the radiating structure modelling were solved. Using this method, it would be possible to make preliminary measurements on a prototype, without having to use an Open Area Test Site (OATS), in order to assess its compliance with emission levels prescribed by regulatory agencies.

TABLE DES MATIÈRES

PAGE DE TITRE ii

IDENTIFICATION DES MEMBRES DU JURY iii

DÉDICACE iv

REMERCIEMENTS v

RÉSUMÉ vi

ABSTRACT vii

TABLE DES MATIÈRES viii

1. INTRODUCTION 1

2. CHAMPS PROCHES D'UNE STRUCTURE RAYONNANTE 4

3. LA MÉTHODE DES MOMENTS 11

3.1 THÉORIE DE LA MÉTHODE DES MOMENTS 11

3.2 L'ÉQUATION INTÉGRALE DES COURANTS 12

3.3 SOLUTION DE L'ÉQUATION INTÉGRALE PAR LA MÉTHODE DES MOMENTS 16

4. LA TECHNIQUE D'EXTRACTION DES COURANTS 20

5. ÉTUDE DU MODE COMMUN POUR DES STUCTURES FILAIRES 23

5.1 LA STRUCTURE DE HARDIN 23

5.2 ÉTUDE DU DOUBLET REPLIÉ 31

6. MESURES SUR UN DOUBLET REPLIÉ 35

7. MESURES SUR UN CIRCUIT IMPRIMÉ 42

7.1 MONTAGE DU CIRCUIT IMPRIMÉ 44
7.2 MESURES EN SITE OUVERT DU RAYONNEMENT DU CIRCUIT IMPRIMÉ 48
7.3 MESURES EN CHAMP PROCHE : PREMIÈRE SÉRIE 50
7.4 MESURES EN CHAMP PROCHE : DEUXIÈME SÉRIE 53
7.5 MESURES EN CHAMP PROCHE : TROISIÈME SÉRIE 57
7.6 ÉTALONNAGE 62

8. PROSPECTIVES ET TRAVAUX ULTÉRIEURS 64

9. CONCLUSION 71

10. RÉFÉRENCES 72

LISTE DES TABLEAUX

TABLEAU 7.1 MESURES EN SITE OUVERT DU RAYONNEMENT DU CIRCUIT IMPRIMÉ..... 49

LISTE DES FIGURES

FIGURE 2.1 BOUCLE DE COURANT ÉLECTRIQUE ASSIMILABLE À UN DOUBLET MAGNÉTIQUE (TIRÉ DE LA RÉFÉRENCE [2]). 5

FIGURE 2.2 DOUBLET ÉLECTRIQUE (TIRÉ DE LA RÉFÉRENCE [2]). 7

FIGURE 2.3 IMPÉDANCE DE L'ONDE DANS LE CHAMP PROCHE POUR LES DEUX MODÈLES SIMPLES. 10

FIGURE 3.1 (A) GÉOMÉTRIE D'UN DOUBLET SIMPLE PARFAITEMENT CONDUCTEUR PARCOURU PAR UN COURANT. (B) PROBLÈME ÉQUIVALENT OÙ LE DOUBLET EST REMPLACÉ PAR L'ESPACE LIBRE ET DES COURANTS ÉLECTRIQUES ÉQUIVALENTS SUR LA SURFACE S (FIGURE REPRODUITE DE LA RÉFÉRENCE [5]). 13

FIGURE 3.2 EXEMPLE D'UN DOUBLET SÉPARÉ EN QUATRE PARTIES ÉGALES SUR LESQUELLES ON APPLIQUE TROIS FONCTIONS EN SINUS TRONQUÉ. (FIGURE REPRODUITE DE LA RÉFÉRENCE [5]). 17

FIGURE 5.1 ILLUSTRATION DES EFFETS RELATIFS DES COURANTS EN MODE DIFFÉRENTIEL $\hat{I}_D$ ET COMMUN $\hat{I}_C$ SUR LES ÉMISSIONS RAYONNÉES POUR DEUX FILS PARALLÈLES (A) DÉCOMPOSITION DES COURANTS TOTAUX EN MODE DIFFÉRENTIEL ET COMMUN; (B) RAYONNEMENT DU MODE DIFFÉRENTIEL; RAYONNEMENT DU MODE COMMUN. (FIGURE REPRODUITE DE LA RÉFÉRENCE [10]). 25

FIGURE 5.2 STRUCTURE FILAIRE DE HARDIN. 26

FIGURE 5.3 GÉOMÉTRIE UTILISÉE POUR LA PRÉSENTATION DES RÉSULTATS. 28

FIGURE 5.4 CHAMP E_x À Y=3 MÈTRES, LE LONG D'UNE DROITE PARALLÈLE À L'AXE Z POUR DIFFÉRENTES LONGUEURS (EN MÈTRES) DU SEGMENT ASYMÉTRIQUE. 29

FIGURE 5.5 COURANTS EN MODE COMMUN À 192 MHZ POUR LA STRUCTURE DE HARDIN. 30

FIGURE 5.6 LE DOUBLET REPLIÉ ET SES MODÈLES ÉQUIVALENTS EN MODE LIGNE DE TRANSMISSION (DIFFÉRENTIEL) ET D'ANTENNE (COMMUN). 31

FIGURE 5.7 DISTRIBUTION DE COURANT SUR UN DOUBLET REPLIÉ À 500 MHZ. LA BRANCHE ACTIVE PRÉSENTE UN CREUX DE COURANT À LA POSITION DE LA SOURCE. LA STRUCTURE DU DOUBLET EST DESSINÉE DANS LE PLAN X-Y. 32

FIGURE 5.8 COURANTS EN MODE COMMUN ET DIFFÉRENTIEL SUR LE DOUBLET REPLIÉ À 500 MHZ. LE MODE COMMUN CROIT VERS LE CENTRE DU DOUBLET. 33

FIGURE 5.9 CHAMP À 3 MÈTRES, SUR LA LONGUEUR D'UN MÂT VERTICAL EN Z, POUR LE DOUBLET REPLIÉ (COMPLET) ET POUR LES MODÈLES EN MODE COMMUN ET DIFFÉRENTIEL. LA FRÉQUENCE UTILISÉE EST 500 MHZ. 34
FIGURE 6.1 MONTAGE UTILISÉ POUR LA MESURE EN CHAMP PROCHE DU DOUBLET REPLIÉ. 36
FIGURE 6.2 TENSION MESURÉE À LA SORTIE D'UNE SONDE MOBILE (PROPORTIONNELLE AU CHAMP HY) POUR UN DOUBLET REPLIÉ À 500 MHZ. LA SONDE SE TROUVE À 6 CM AU-DESSUS DU DOUBLET REPLIÉ.37
FIGURE 6.3 TENSION SIMULÉE NORMALISÉE À LA SORTIE D'UNE SONDE MOBILE (PROPORTIONNELLE AU CHAMP HY) POUR UN DOUBLET REPLIÉ À 500 MHZ.). SIMULÉ POUR UNE SONDE SITUÉ À 6 CM AU-DESSUS DU DOUBLET REPLIÉ. 38
FIGURE 6.4 CHAMPS NORMALISÉS SIMULÉ AVEC RICHT (TRAIT PLEIN) ET CALCULÉ AVEC SCAN À PARTIR DES MESURES DE LA FIGURE 6.2 (POINTILLÉS) POUR UN DOUBLET REPLIÉ À 500 MHZ. COMPOSANTE E_φ À 3 MÈTRES ET UNE HAUTEUR DE 1,6 MÈTRES. LE DOUBLET EST SITUÉ VERTICALEMENT SUR LA FIGURE (VUE DU DESSUS). 39
FIGURE 6.5 COURANTS CALCULÉS PAR SCAN POUR UNE SÉRIE DE DOUBLETS REMPLAÇANT LE DOUBLET REPLIÉ ET (*) LES COURANTS CALCULÉS PAR LA MÉTHODE DES MOMENTS (RICHT). LA FRÉQUENCE UTILISÉE EST 500 MHZ. 40
FIGURE 6.6 CHAMPS NORMALISÉS SIMULÉ AVEC RICHT (TRAIT PLEIN) ET CALCULÉ AVEC SCAN EN UTILISANT LES MESURES DE LA FIGURE 6.2 ET UNE MODIFICATION DU MODÈLE RAYONNANT (TIRETS). COMPOSANTE E_φ À 3 MÈTRES DE DISTANCE, UNE HAUTEUR DE 1,6 MÈTRE ET UNE FRÉQUENCE DE 500 MHZ.. 41
FIGURE 7.1 MONTAGE UTILISÉ POUR LA MESURE EN CHAMP PROCHE D'UN CIRCUIT IMPRIMÉ AVEC UNE SONDE FIXE ET UNE AUTRE MOBILE. 43
FIGURE 7.2 CIRCUIT IMPRIMÉ UTILISÉ POUR CETTE PARTIE DE L'ÉTUDE. 44
FIGURE 7.3 RÉALISATION PHYSIQUE DU CIRCUIT IMPRIMÉ. 45
FIGURE 7.4 RAYONNEMENT EN CHAMP PROCHE À LARGE BANDE DU CIRCUIT IMPRIMÉ. LES ASTÉRISQUES INDIQUENT LES FRÉQUENCES ÉMISES PAR LE CIRCUIT IMPRIMÉ 46
FIGURE 7.5 RAYONNEMENT EN CHAMP PROCHE ENTRE 30 ET 200 MHZ POUR LE CIRCUIT IMPRIMÉ. LES ASTÉRISQUES INDIQUENT LES FRÉQUENCES ÉMISES PAR LE CIRCUIT IMPRIMÉ. 47
FIGURE 7.6 TENSION DE SONDE POUR UNE MESURE DU CHAMP PROCHE DU CIRCUIT IMPRIMÉ (À 200 MHZ) AVEC LE DOUBLET REPLIÉ POUR SONDE FIXE. LA SONDE EST SITUÉE À 2 CM AU-DESSUS DU CIRCUIT. 52
FIGURE 7.7 SCHÉMA SIMPLIFIÉ DE L'ANTENNE BOWTOP. 53

FIGURE 7.8 TENSION DE SONDE POUR UNE MESURE DU CHAMP PROCHE DU CIRCUIT IMPRIMÉ (À 200 MHZ) AVEC L'ANTENNE BOWTOP COMME SONDE FIXE. LA SONDE EST SITUÉE À 2 CM AU-DESSUS DU CIRCUIT.55

FIGURE 7.9 CHAMP LOINTAIN EXTRAPOLÉ AVEC SCAN (TRAIT PLEIN) ET MESURÉ (TIRETS) SUR LE SITE OUVERT POUR UN CIRCUIT IMPRIMÉ AVEC L'ANTENNE BOWTOP COMME SONDE FIXE. POUR UNE HAUTEUR DE L'ANTENNE DE RÉCEPTION DE 1,6 MÈTRES ET UNE FRÉQUENCE DE 500 MHZ.. 56

FIGURE 7.10 TENSION DE SONDE (EN VOLTS) MESURÉ AVEC LE «MTA» ET LES DEUX SONDES D'UN POUCE CARRÉ À 200 MHZ. LA SONDE EST SITUÉE À 2 CM AU-DESSUS DU CIRCUIT. 58

FIGURE 7.11 COURANTS CALCULÉS PAR SCAN SUR 82 DOUBLETS ORTHOGONAUX REMPLAÇANT LE CIRCUIT IMPRIMÉ À 200 MHZ. 60

FIGURE 7.12 CHAMP LOINTAIN À 200 MHZ EXTRAPOLÉ (TIRETS) ET MESURÉ (TRAIT PLEIN) POUR LE CIRCUIT IMPRIMÉ AVEC DES MESURES EN CHAMP PROCHE RÉALISÉES AVEC LE MTA. 61

FIGURE 8.1 MODIFICATIONS AU MONTAGE DE MESURE POUR UTILISER UN ANALYSEUR DE RÉSEAU. 66

FIGURE 8.2 CIRCUIT D'ÉTALONNAGE PAR LES COURANTS. 70

FIGURE A.1 STRUCTURE DU DOUBLET REPLIÉ À MODÉLISER. LES FONCTIONS DE BASE SONT PRÉSENTÉES POUR LA MOITIÉ DU SEGMENT 1. LA FORME DES COURANTS SUR LES SEGMENTS EST UN RÉSULTAT DE LA SIMULATION PAR RICHT. LA FRÉQUENCE UTILISÉE EST 500 MHZ 77

LISTE DES ANNEXES

A. ANNEXE 1 : INTRODUCTION AU LOGICIEL RICHT **74**

A.1 FICHIER ASCII D'ENTRÉE POUR RICHT 76

B. ANNEXE 2 : FICHIERS ASCII D'ENTRÉE POUR MOVE **87**

C. ANNEXE 3 : FICHIERS ASCII D'ENTRÉE POUR SCAN **93**

D. ANNEXE 4 : UTILITAIRES MATLAB **101**

E. ANNEXE 5 : GUIDE D'UTILISATION **113**

1. INTRODUCTION

La plupart du temps, les produits électroniques modernes sont développés à la vitesse de l'éclair et plus souvent qu'autrement, la vérification de la conformité des produits aux normes de compatibilité électromagnétique (CEM) applicables n'est prévue que pour la toute fin du projet. À ce moment, le produit est complètement développé et toute modification, même mineure, peut être très difficile à réaliser et extrêmement coûteuse [1]. Il arrive aussi très souvent que ce produit ne rencontre pas les limites d'émission de rayonnements électromagnétiques imposées par les organismes qui établissent les réglementations tels la «Federal Communication Commission (FCC)» américaine où Industrie Canada. Cette vérification doit se faire sur un site de mesure ouvert (c'est-à-dire en espace libre de tout objet réfléchissant) et le coût pour mettre sur pied ou louer ces sites est très élevé. Cette mesure se fait en champ lointain entre 30 MHz et 1 GHz (et possiblement jusqu'à 40 GHz, dépendant de la fréquence utilisée par le produit). Les normes de mesures précisent une distance de 3 ou 10 mètres entre le produit et la sonde de champ (antenne).

Que ce soit pour faire des vérifications du rayonnement électromagnétique lors de la conception du produit où si une non conformité aux normes d'émissions est constatée lors de mesures finales, peu de choix s'offrent aux ingénieurs en compatibilité électromagnétique pour identifier les sources de rayonnement. On peut utiliser des mesures en site ouvert, mais on doit généralement avoir recours à certaines techniques de mesures en champ proche qui nous permettent de tenter d'identifier le positionnement des sources d'interférences. Cependant, pour chaque modification du produit, on doit toujours se référer au champ à 3 ou 10 mètres pour connaître l'effet de la modification sur la conformité aux normes. Bien que le champ proche soit

diminué localement, le champ lointain peut ne pas avoir été affecté. Ce qui prouve souvent que l'on ne travaillait pas sur la source principale d'interférence.

Une autre possibilité d'évaluation du champ lointain est l'utilisation de cellules de mesure telles que les cellules TEM ou GTEM ou G-STRIP. Ces cellules sont construites de manière à créer une expansion d'une ligne de transmission dans laquelle repose la structure à mesurer. Habituellement, on les utilise pour vérifier l'immunité des produits mais, grâce à la reciprocité en électromagnétisme, on peut aussi mesurer les émissions produites par les équipements et, par des mesures faites dans les 3 axes principaux, extrapoler le champ lointain avec une précision pouvant aller jusqu'à 4 dB. Ces structures permettent donc une extrapolation du champ lointain des structures rayonnantes, mais ne localisent pas les sources d'interférences sur le circuit. Il est à noter que ces équipements sont aussi très coûteux.

Il existe aussi sur le marché un produit développé par Nortel à Kanata connu sous le nom de EMSCAN® qui se présente sous la forme d'un circuit imprimé de 8 couches dans lequel on a intégré une matrice de petites boucles adressables individuellement. Le EMSCAN® permet donc d'effectuer un balayage de la structure rayonnante en champ proche, ce qui permet de relever la «signature» électromagnétique du produit et d'identifier les sources de rayonnement ou les «points chauds». Il a cependant trois défauts majeurs : il ne fonctionne que pour des plaquettes de circuits imprimés, il est impossible d'extrapoler le champ lointain à partir des valeurs lues et, parce que l'on met une quantité non négligeable de matériel conducteur à proximité de la structure rayonnante, le diagramme de rayonnement est fortement perturbé. Son coût est aussi assez élevé, si on considère qu'en plus de la matrice, on doit faire l'acquisition d'un analyseur de spectre, d'un ordinateur personnel dédié et du logiciel d'application.

La solution proposée dans ce mémoire est d'effectuer une mesure de champ proche à l'aide d'une sonde (la plus petite possible) qui se déplace sur une grille plane près de la structure rayonnante. De cette manière, on identifie les sources de rayonnement et on modifie très peu la distribution de courant responsable du phénomène de rayonnement. Pour extrapoler le champ lointain à partir de cette mesure, on considère l'amplitude et la phase relative de chaque point de mesure par rapport à un point de référence fixe. En utilisant des mesures en champ proche et en modélisant le produit avec une structure filaire on peut, grâce à une technique inspirée de la méthode des moments, trouver la distribution de courant sur chaque segment modélisé et calculer avec précision le champ lointain de la structure. Malheureusement, dans la plupart des cas, la structure rayonnante nous est soit inconnue, soit beaucoup trop complexe pour être étudiée telle quelle. C'est pourquoi, dans cette étude, les structures rayonnantes sont remplacées par un arrangement de doublets orthogonaux indépendants. L'astuce est donc de trouver quelle distribution de courant sur chacun de ces doublets produira le même champ proche que lors de la mesure de la structure réelle. Cette méthode fait donc appel aux instruments suivants : un appareil de mesure du champ et de la phase d'un signal en radiofréquence couvrant la gamme de fréquence à étudier (minimum de 30 MHz, maximum de 1 GHz ou mieux 40 GHz), un système de balayage plan, une sonde fixe, une sonde mobile et un ordinateur personnel qui permet de commander le système, faire l'acquisition des données et exécuter le logiciel de calcul. Le coût global devrait donc être du même ordre de grandeur que pour le EMSCAN®, mais avec la précision en plus.

2. CHAMPS PROCHES D'UNE STRUCTURE RAYONNANTE

Toute structure rayonnant des ondes électromagnétiques va produire, en champ lointain, un front d'onde sphérique quasi-plan appelé communément onde plane. Très près de la structure, il existe ce que l'on appelle la zone de champ proche ou inductive, dans cette zone trois composantes de champ coexistent: la composante électromagnétique, qui produira le champ lointain, et deux composantes évanescentes: la composante électrique et la composante magnétique. Les composantes inductives des champs E et H diminuent selon $1/r^2$ et selon $1/r^3$, r étant la distance de la source au point d'observation.

Dépendant du type de la structure, une des composante du champ proche sera prédominante. Pour une source constituée d'une boucle de courant, ou doublet magnétique (voir figure 2.1). Les composantes de champ sont les suivantes :

Pour la composante de champ électrique :

$$\hat{E}_r = 0 \tag{1}$$

$$\hat{E}_\theta = 0 \tag{2}$$

$$\hat{E}_\phi = -j\frac{\omega\,\mu_0\hat{m}\beta_0^2}{4\pi}\sin\theta\left(j\frac{1}{\beta_0 r}+\frac{1}{\beta_0^2 r^2}\right)e^{-j\beta_0 r} \tag{3}$$

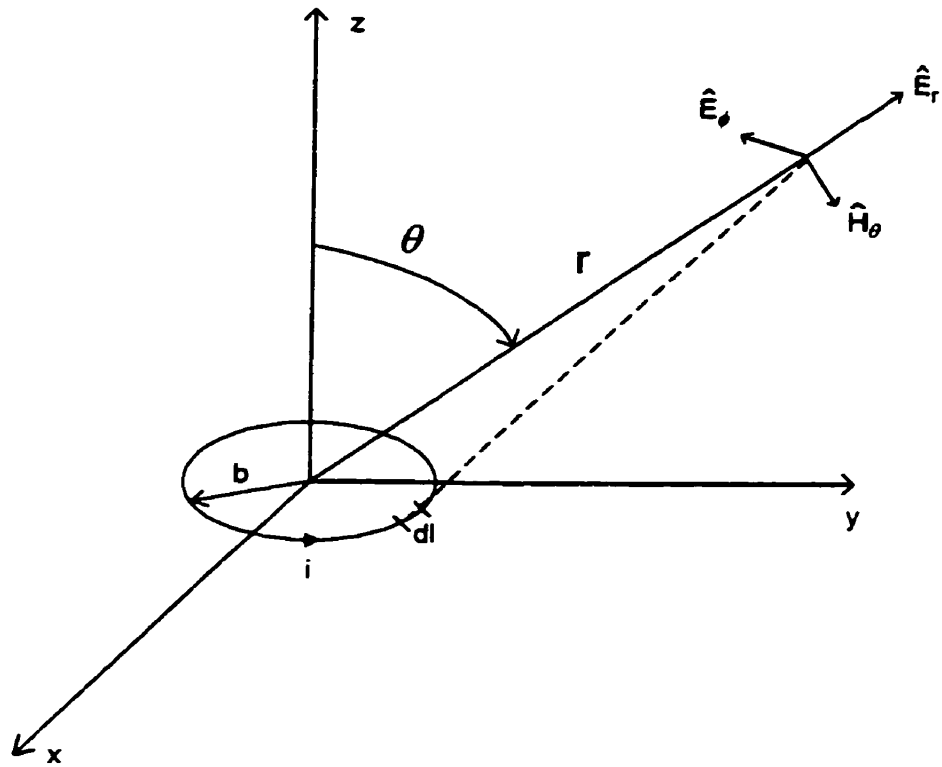


Figure 2.1 Boucle de courant électrique assimilable à un doublet magnétique (tiré de la référence [2]).

Pour la composante de champ magnétique :

$$\hat{H}_r = j2\frac{\omega\,\mu_0\hat{m}\beta_0}{4\pi\,\eta_0}\cos\theta\ \left(\frac{1}{\beta_0^2 r^2} - j\frac{1}{\beta_0^3 r^3}\right)e^{-j\beta_0 r} \tag{4}$$

$$\hat{H}_\theta = j\frac{\omega\,\mu_0\hat{m}\beta_0^2}{4\pi\,\eta_0}\sin\theta\ \left(j\frac{1}{\beta_0 r} + \frac{1}{\beta_0^2 r^2} - j\frac{1}{\beta_0^3 r^3}\right)e^{-j\beta_0 r} \tag{5}$$

$$\hat{H}_\phi = 0 \tag{6}$$

Où $\beta = 2\pi/\lambda_0$, est le nombre d'onde,

λ_0 = longueur d'onde = 3×10^8 (m/s)/fréquence,

μ_0 = perméabilité de l'air = $4\pi \times 10^{-7}$ (H/ m),

$\hat{m} = I\pi b^2 \hat{z}$ (Am^2), est le moment magnétique,

$\omega = 2\pi f$,

$\eta_0 \equiv 120\pi$, est l'impédance de l'air.

Lorsqu'on s'éloigne de la source, les composantes en $1/r^2$ et $1/r^3$ s'atténuent et les composantes du champ lointain sont donc :

$$\vec{E}_{lointain} = \frac{\omega \mu_0 \hat{m} \beta_0}{4\pi} \sin\theta \frac{e^{-j\beta_0 r}}{r} \vec{a}_\phi \tag{7}$$

et

$$\vec{H}_{lointain} = -\frac{\omega \mu_0 \hat{m} \beta_0}{4\pi \eta_0} \sin\theta \frac{e^{-j\beta_0 r}}{r} \vec{a}_\theta \tag{8}$$

Ce qui constitue un front d'onde sphérique.

Pour un doublet électrique (voir figure 2.2), les composantes sont :

Pour le champ électrique :

$$\hat{E}_r = 2\frac{\hat{I}dl}{4\pi}\eta_0\beta_0^2\cos\theta\left(\frac{1}{\beta_0^2 r^2} - j\frac{1}{\beta_0^3 r^3}\right)e^{-j\beta_0 r} \tag{9}$$

$$\hat{E}_\theta = \frac{\hat{I}dl}{4\pi}\eta_0\beta_0^2\sin\theta\left(j\frac{1}{\beta_0 r} + \frac{1}{\beta_0^2 r^2} - j\frac{1}{\beta_0^3 r^3}\right)e^{-j\beta_0 r} \tag{10}$$

$$\hat{E}_\phi = 0 \tag{11}$$

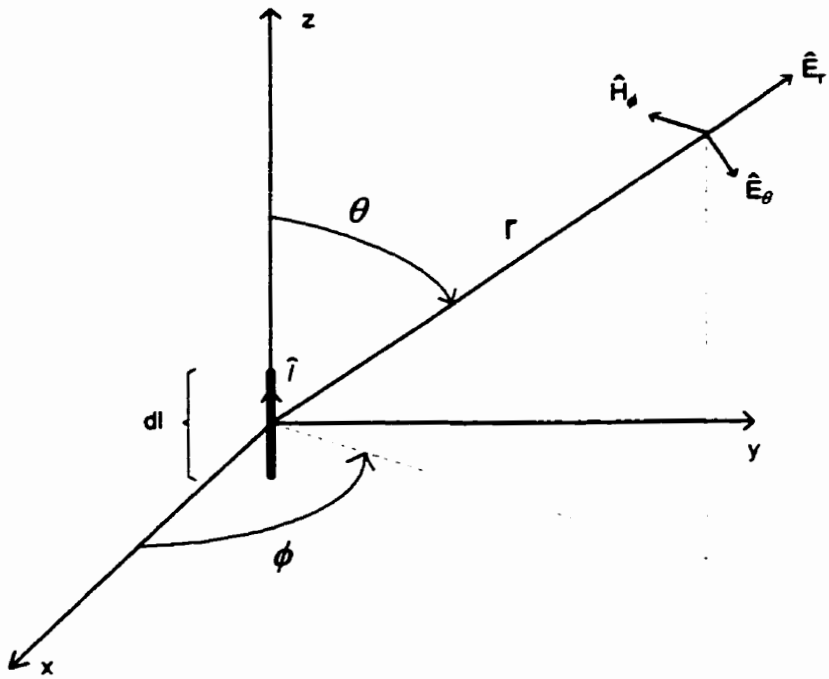


Figure 2.2 Doublet électrique (tiré de la référence [2]).

Pour le champ magnétique :

$$\hat{H}_r = 0 \tag{12}$$

$$\hat{H}_\theta = 0 \tag{13}$$

$$\hat{H}_\phi = \frac{\hat{I}dl}{4\pi}\beta_0^2 \sin\theta\left(j\frac{1}{\beta_0 r} + \frac{1}{\beta_0^2 r^2}\right)e^{-j\beta_0 r} \tag{14}$$

Là encore, les composantes en $1/r^2$ et $1/r^3$ disparaissent lorsqu'on s'éloigne de la source et on obtient :

$$\vec{E}_{lointain} = j\eta_0\beta_0\frac{\hat{I}dl}{4\pi}\sin\theta\frac{e^{-j\beta_0 r}}{r}\vec{a}_\theta \tag{15}$$

et

$$\vec{H}_{lointain} = j\beta_0\frac{\hat{I}dl}{4\pi}\sin\theta\frac{e^{j\beta_0 r}}{r}\vec{a}_\phi \tag{16}$$

Dans les deux cas on obtient un front d'onde sphérique.

L'impédance de l'onde sphérique est donnée par :

$$Z_0 = \frac{\vec{E}_{lointain}}{\vec{H}_{lointain}} = \eta_0 = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\varepsilon}} - \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \approx 120\pi \tag{17}$$

Puisque dans l'air :

$$\sigma \ll j\omega\varepsilon \tag{18}$$

(σ étant la conductivité de l'air)

Cependant dans le champ proche, l'impédance n'est pas constante et dépend du type de la structure rayonnante. Pour un doublet magnétique, l'expression de l'impédance de l'onde qui produira le champ sera le rapport des équations (3) et (5) :

$$\hat{Z}_{onde} = \left|\frac{\hat{E}_\phi}{\hat{H}_\theta}\right| = \left| -120\pi * \frac{j/\beta_0 r + 1/(\beta_0 r)^2}{j/\beta_0 r + 1/(\beta_0 r)^2 - j/(\beta_0 r)^3} \right| \tag{19}$$

Pour une source de type du doublet électrique, l'expression de l'impédance de l'onde qui produira le champ sera le rapport des équations (10) et (14) :

$$\hat{Z}_{onde} = \left|\frac{\hat{E}_\theta}{\hat{H}_\phi}\right| = \left| 120\pi * \frac{j/\beta_o r + 1/(\beta_0 r)^2 - j/(\beta_0 r)^3}{j/\beta_0 r + 1/(\beta_0 r)^2} \right| \tag{20}$$

À une distance normalisée à r/λ_O d'environ $1/2\pi$, il existe une zone de transition où l'impédance commence à s'approcher de 120π (voir figure 2.3). À une distance de $r/\lambda_O = 3$, on peut considérer être dans le champ lointain ou l'impédance est 120π.

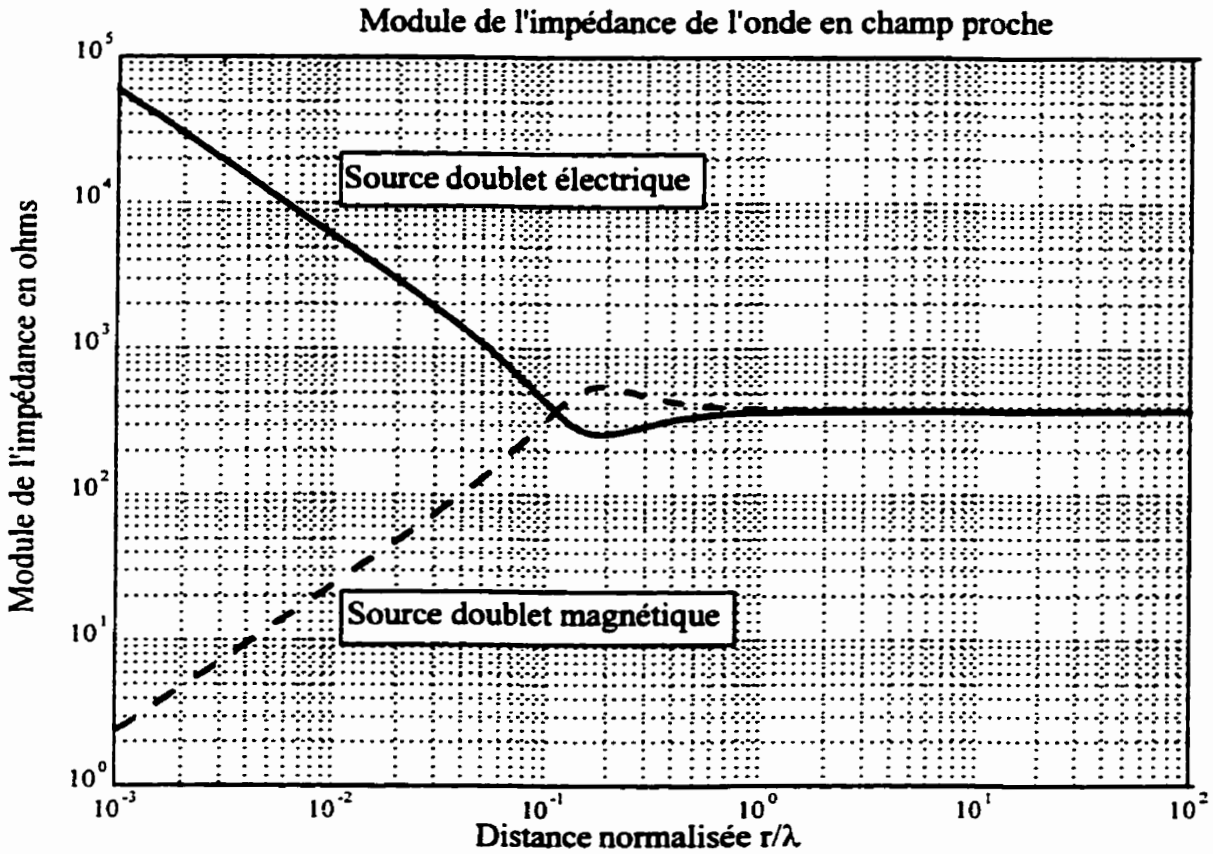


Figure 2.3 Impédance de l'onde dans le champ proche pour les deux modèles simples.

Avec notre méthode, nous devons placer une sonde dans la zone inductive. Comme les circuits imprimés sont assez complexes, nous ne pouvons pas les associer à une forme simple (ou à un ensemble de formes simples) et l'impédance de l'onde en champ proche peut se situer n'importe où entre les deux courbes de la figure 2.3. On peut difficilement, à partir d'une simple mesure du champ proche, extrapoler le champ lointain, mais, à l'aide d'une modélisation numérique de la structure, on peut calculer le champ lointain en utilisant la méthode décrite aux sections 3 et 4 de ce mémoire.

3. LA MÉTHODE DES MOMENTS

Notre méthode consiste à modéliser les structures rayonnantes planes par un arrangement de doublets orthogonaux indépendants et de calculer le courant sur chacun de ces doublets. Pour arriver à trouver les courants sur chacun des doublets indépendants, on utilise la méthode des moments («*Method of Moments, MOM*» en anglais). Cette méthode est très efficace pour étudier le rayonnement de structures filaires.

3.1 Théorie de la méthode des moments

La méthode des moments est une méthode numérique pour résoudre une équation intégrale en la transformant en un système d'équations algébriques linéaires, aussi appelée équation matricielle. Développée par Harrington en 1967 [3][4], cette méthode a connu depuis une grande popularité pour l'étude du rayonnement de structures filaires. Cette description de la méthode des moments est tirée de la référence [5].

3.2 L'équation intégrale des courants

Pour présenter la méthode des moments, on peut utiliser le modèle simple d'un doublet électrique mis en présence d'un champ électromagnétique externe. Le problème à résoudre est illustré à la Figure 3.1(a). Un doublet formé d'un conducteur parfait de longueur L et de rayon a est placé en espace libre ayant les caractéristiques μ et ε. Le doublet est en présence d'un champ électrique connu ayant pour source des courants électrique et magnétique $\boldsymbol{J}^i$ et $\boldsymbol{M}^i$ respectivement. Pour cette démonstration, tous les champs et les courants sont considérés variant dans le temps avec une dépendance selon $e^{j\omega t}$ qui sera omise dans la notation afin d'alléger le texte et λ sera la longueur d'onde en espace libre. Sans la présence du doublet, les courants électrique ($\boldsymbol{J}^i$) et magnétique ($\boldsymbol{M}^i$) appliqués rayonnent les champs incidents électrique et magnétique ($\boldsymbol{E}^i$, $\boldsymbol{H}^i$) que nous supposons connus. Avec le doublet présent, les courants appliqués génèrent les champs induits $\boldsymbol{E}^s$ et $\boldsymbol{H}^s$. Les champs totaux sont donc : $\boldsymbol{E}^t = \boldsymbol{E}^i + \boldsymbol{E}^s$ et $\boldsymbol{H}^t = \boldsymbol{H}^i + \boldsymbol{H}^s$.

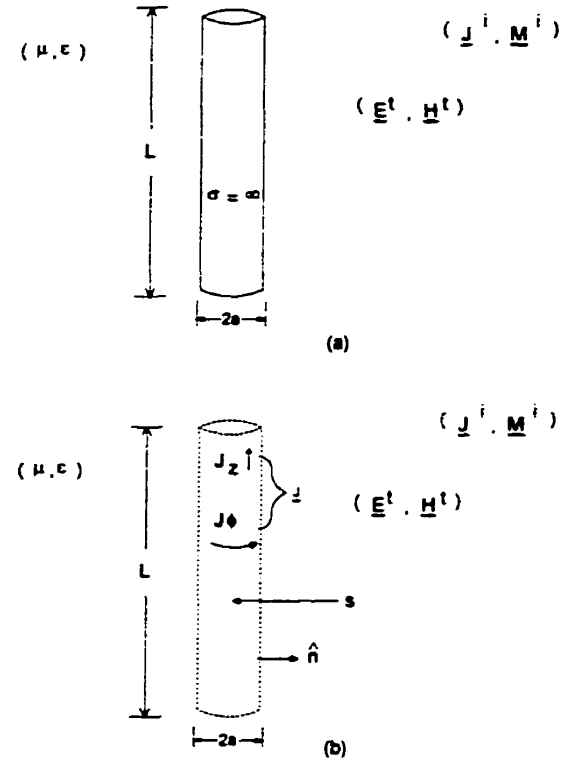


Figure 3.1 (a) Géométrie d'un doublet simple parfaitement conducteur parcouru par un courant. (b) Problème équivalent où le doublet est remplacé par l'espace libre et des courants électriques équivalents sur la surface S (figure reproduite de la référence [5]).

Comme illustré à la Figure 3.1(b), la première étape pour obtenir une équation intégrale des courants sur le doublet consiste à utiliser le principe de l'équivalence surfacique [5] et de remplacer le doublet par l'espace libre et par une densité de courant surfacique électrique.

$$\boldsymbol{J} = \hat{n} \times \boldsymbol{H}^t \tag{21}$$

$\boldsymbol{J}$ existe sur toute la surface S qui englobe le doublet, cette surface a une normale $\hat{n}$. L'utilisation du principe d'équivalence est cruciale pour le développement de l'équation intégrale pour $\boldsymbol{J}$ puisque cela nous permet de travailler uniquement avec des sources en espace libre. Dans

le problème équivalent de la Figure 3.1(b), les champs totaux sont produits par ($\boldsymbol{J}^i$, $\boldsymbol{M}^i$) et $\boldsymbol{J}$ qui rayonnent en espace libre. $\boldsymbol{J}$ rayonne les champs diffusés définis par :

$$\boldsymbol{E}^s = \boldsymbol{E}^t - \boldsymbol{E}^i \tag{22}$$

et

$$\boldsymbol{H}^s = \boldsymbol{H}^t - \boldsymbol{H}^i \tag{23}$$

Une équation pour $\boldsymbol{J}$ est obtenue en appliquant la condition frontière, le champ électrique tangentiel à la surface S étant nul,

$$\hat{n} \times (\boldsymbol{E}^s + \boldsymbol{E}^i) = 0 \qquad \text{(sur S)} \tag{24}$$

L'équation (24) est une équation intégrale pour $\boldsymbol{J}$ écrite sous la forme symbolique puisque le champ diffusé $\boldsymbol{E}^s$ peut être écrit comme une intégrale du produit vectoriel de $\boldsymbol{J}$ avec la fonction de Green dyadique pour l'espace libre sur la surface S.

Pour un doublet constitué d'un filament fin, pour lequel le rayon a << λ, les simplifications suivantes sont faites :

1. Les courants sur les sections droites de bouts sont négligés.

2. $\boldsymbol{J}_\phi$ est beaucoup plus faible que $\boldsymbol{J}_z$ et est négligé. (24) s'applique donc seulement à la composante de champ électrique orientée selon $\hat{z}$.

3. (24) est appliquée sur la ligne centrale du doublet. Cette approximation est valable puisque le centre du doublet est électriquement très près de la surface.

Avec ces approximations, nous considérons seulement les composantes des champs électriques et les courants orientées selon $\hat{z}$. Ce faisant, la notation vectorielle ne sera plus nécessaire et le vecteur unitaire $\hat{z}$ sera sous-entendu. Par exemple, l'équation (24) s'écrira :

$$-E_z^s = E_z^i \qquad \text{sur la ligne centrale du doublet} \tag{25}$$

L'équation (25) sera résolue en utilisant la méthode des moments.

3.3 Solution de l'équation intégrale par la méthode des moments

Plutôt que de résoudre (25) pour une densité de courant J, il est plus commode de le faire pour le courant total :

$$I(z) = 2\pi a\, J(z) \tag{26}$$

La première étape de la méthode des moments consiste à développer les courants inconnus en termes d'un ensemble de fonctions de base, on écrit donc :

$$I(z) \approx \sum_{n=1}^{N} I_n F_n \tag{27}$$

où les I_n sont une séquence de N coefficients complexes inconnus et les F_n sont une séquence de N modes ou fonctions de base connus. Dans notre cas, les fonctions de base seront en forme de sinus tronqué. Cette manière de faire a été utilisée par Richmond [6] et par notre logiciel d'étude (RICHT [7][8]). La Figure 3.2 nous montre un doublet de longueur L séparé en quatre segments égaux de longueur $d=L/4$. Dans la figure 3.2 les numéros de segments sont encerclés. Le segment n va de z_n à z_{n+1}. Les fonctions de base en forme de sinus tronqué sont placées sur le doublet et se chevauchent. La fonction n est située entre z_n et z_{n+2} et est centrée sur z_{n+1}. La fonction de base F_n est un filament de courant situé à un rayon a du centre du filament (sur la surface du conducteur) ayant la forme suivante :

$$F_n(z) = \frac{\sin k\left(d - |z - z_{n+1}|\right)}{\sin kd} \text{ ampères} \tag{28}$$

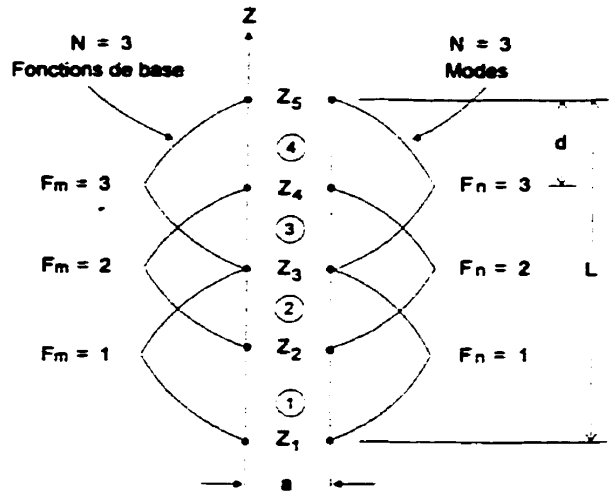


Figure 3.2 Exemple d'un doublet séparé en quatre parties égales sur lesquelles on applique trois fonctions en sinus tronqué. (figure reproduite de la référence [5]).

où $k = 2\pi/\lambda$ est le nombre d'onde en espace libre. F_n est nul à ses bouts et croît de manière sinusoïdale jusqu'à un maximum $F_{n0}=F_n(z_{n+1}) = 1$ ampère, atteint à son centre. Veuillez noter que les fonctions de base en sinus tronqué produisent une distribution de courant continue sur la structure et nulle à ses bouts. Puisque les fonctions sont unitaires en leur centre, le courant sur la structure au point z_{n+1} est I_n ampères (excepté aux deux extrémités du doublet où le courant est toujours nul). L'équation (28) produit donc une interpolation sinusoïdale des valeurs du courant aux $N+2$ points du doublet. En substituant (27) dans (25) on obtient :

$$-\sum_{n}^{N} I_n E_n^s \approx E^i \qquad \text{(en tout point)} \tag{29}$$

où E_n^s est la composante selon $\hat{z}$ du champ électrique de F_n et elle se présente sous la forme de fonctions.

Les fonctions de pondération de la méthode des moments vont être choisies identiques aux fonctions de base à la différence que leurs supports seront situés sur la ligne centrale du doublet. Ceci est une conséquence de l'application de (25) au centre du doublet.

Le produit scalaire étant défini par :

$$\langle f(z),\ g(z)\rangle = \int_0^L f(z)\ g(z)\ dz \tag{30}$$

où l'intégrale s'effectue sur la longueur du doublet. En appliquant ce produit scalaire des deux côtés de (29) avec une séquence de N fonctions de pondération F_m $(m= 1, 2, ..., N)$, (29) devient un système de $N \times N$ équations linéaires algébriques simultanées qui peut s'écrire de manière plus compacte sous la forme de :

$$[Z]\,[I]=[V] \tag{31}$$

Ici I est un vecteur colonne, ses N éléments représentent les I_n de (27). $[Z]$ est une matrice d'impédance de $N \times N$ dont chaque élément à la forme :

$$Z_{mn} = -\int_m E_n^s\ F_m\ dz \tag{32}$$

Pour notre doublet, la matrice $[Z]$ est symétrique et de type *toeplitz* puisque Z_{mn} dépend seulement de $|\ m\text{-}n\ |$. En général, $[Z]$ dépend de la géométrie et du matériel utilisé pour la fabrication de la structure, et non des champs incidents. Un représentation typique d'un élément du vecteur colonne V est donné par :

$$V_m = \int_m E^i\ F_m\ dz \tag{33}$$

La méthode des moments telle que décrite ici a été utilisée pour mettre sur pied le logiciel RICHT que nous utiliserons pour modéliser des structures filaires simples et réaliser les prédictions théoriques de ce mémoire. Ce logiciel calcule les distributions de courants et les champs proches et lointains en interprétant les données d'un fichier ASCII (voir annexe 1).

4. LA TECHNIQUE D'EXTRACTION DES COURANTS

Pour arriver à résoudre notre problème et connaître les courants sur une structure filaire spécifiée à partir d'une mesure du champ proche, on utilisera la méthode développée par le Professeur Jean-Jacques Laurin de l'École Polytechnique de Montréal [9]. Considérant que la structure quelconque a une distribution de courant dans le plan xy, cette distribution peut être représentée de façon approximative par un jeux de N fonctions de base $J_i(x,y)$ avec les coefficients inconnus I_i tel que :

$$J_s = \sum_{i=1}^{N} I_i \; J_i(x,y) \tag{34}$$

Du moment que les coefficients I_i seront connus, il sera possible, en intégrant avec la fonction de Green appropriée, de calculer le champ en tout point de l'espace. Les coefficients peuvent être déterminés à l'aide de mesures en champ proche de la manière suivante. Une sonde se déplaçant et une autre fixe sont placées à proximité de la structure. Le récepteur étant fixé sur une fréquence d'intérêt, les signaux captés par les deux sondes sont mesurés et un traitement numérique permet de calculer leur différence de phase et le rapport de leurs amplitudes. La phase et l'amplitude de la sonde fixe sont utilisées comme références. Pour chaque position (x_n, y_n, z_n) de la sonde mobile la tension complexe à sa sortie sera fonction de :

$$V(x_n, y_n, z_n) = \sum_{i=1}^{N} I_i \; Z_{ni} \tag{35}$$

où Z_{ni} est défini comme étant l'impédance mutuelle entre chaque fonction de base i de la structure spécifiée et la sonde mobile lorsqu'elle occupe la position n. En utilisant N différentes positions pour la sonde mobile, il est possible de créer un système linéaire similaire à celui obtenu à (31) :

$$[Z][I]=[V] \tag{36}$$

qui a une solution unique pour $[I]$ si $[Z]$ est une matrice non singulière. Dans les cas qui nous intéressent, on doit mesurer des signaux très faibles. On doit donc approcher les sondes le plus près possible de la structure. Dans ce cas, on obtient un très bon signal sur bruit et une bonne résolution spatiale permettant d'identifier les sources des émissions parasites. Cependant, Laurin [9] a démontré que les interactions sonde-structures provoquent une erreur assez importante et que l'on doit en tenir compte. Il a aussi développé une solution à ce problème. En effet, si on effectue une nombre M de mesures plus grand que le nombre d'inconnus N, la matrice $[Z]$ devient rectangulaire et (36) un système sur-dimensionné tel que :

$$\begin{bmatrix} Z_{1,1} & Z_{1,2} & \cdots & Z_{1,N-1} & Z_{1,N} \\ Z_{2,1} & Z_{2,2} & \cdots & \cdots & Z_{2,N} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ Z_{M-1,1} & \cdots & \cdots & Z_{M-1,N-1} & Z_{M-1,N} \\ Z_{M,1} & Z_{M,2} & \cdots & Z_{M,N-1} & Z_{M,N} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \cdots \\ \cdots \\ I_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \cdots \\ \cdots \\ \cdots \\ \cdots \\ V_M \end{bmatrix} \tag{37}$$

Ce système linéaire peut être résolu par la méthode de la décomposition de valeur singulière. Cette méthode nous donne une solution qui tend à réduire le résidu :

$$\left| [Z][I]-[V] \right|^2 \tag{38}$$

Bien que cette méthode puisse, dans certains cas, ne pas converger, pour toutes les utilisations de celle-ci dans ce mémoire elle s'est bien comportée et a donné de très bons résultats.

Basé sur ces principes, une version modifiée du logiciel RICHT (MOVE), a été mise au point par Laurin. Cette version permet de calculer la tension complexe à la sortie d'une sonde modélisée pour un série de positions de sondes dans un plan définies dans un fichier ASCII (voir annexe 2). autre version (SCAN) permet de calculer la distribution de courant sur une structure spécifiée à partir des tensions V_M en appliquant la méthode de la décomposition en valeurs singulières. Elle permet aussi de calculer les champs proche et lointain à partir de cette distribution (voir annexe 3).

5. ÉTUDE DU MODE COMMUN POUR DES STUCTURES FILAIRES

5.1 La structure de Hardin

Il a été démontré que les courants en mode commun sont ceux qui contribuent le plus aux rayonnements parasites lointains des circuits imprimés [10]. Pour mieux comprendre ce que sont les courants en mode commun et leur importance dans le rayonnement parasite des circuits imprimés, considérons une paire de fils parallèles de longueur L et séparés d'un distance S comme illustré à la figure 5.1 (a). On suppose que chaque fil porte respectivement des courants $\hat{I}_1$ et $\hat{I}_2$ se dirigeant vers la droite. En travaillant dans le domaine fréquentiel pour ce qui est des émissions, ces deux courants seront des phaseurs. Ces deux courants peuvent être décomposés en courants différentiel (D) et commun (C) par :

$$\hat{I}_1 = \hat{I}_C + \hat{I}_D \tag{39}$$

et

$$\hat{I}_2 = \hat{I}_C - \hat{I}_D \tag{40}$$

Ces deux courants étant définis, on peut extraire les courants différentiel et commun. Ce qui nous donne :

$$\hat{I}_D = \frac{\hat{I}_1 - \hat{I}_2}{2} \tag{41}$$

et

$$\hat{I}_C = \frac{\hat{I}_1 + \hat{I}_2}{2} \tag{42}$$

Dans le plan des lignes, les courants en mode différentiel $\hat{I}_D$ sont égaux en amplitude mais sont de sens opposés. Ces courants sont les courants devant normalement circuler sur les fils et sont donc désirés. Cependant, les courants en mode commun $\hat{I}_C$ sont parasites et ne sont pas nécessaires au bon fonctionnement des circuits électroniques. Typiquement les courants de mode commun sont beaucoup plus faibles que les courants en mode différentiel. Cependant on doit noter que, malgré leur relative faiblesse, les courants en mode commun sont généralement ceux qui produisent les émissions parasites les plus élevées.

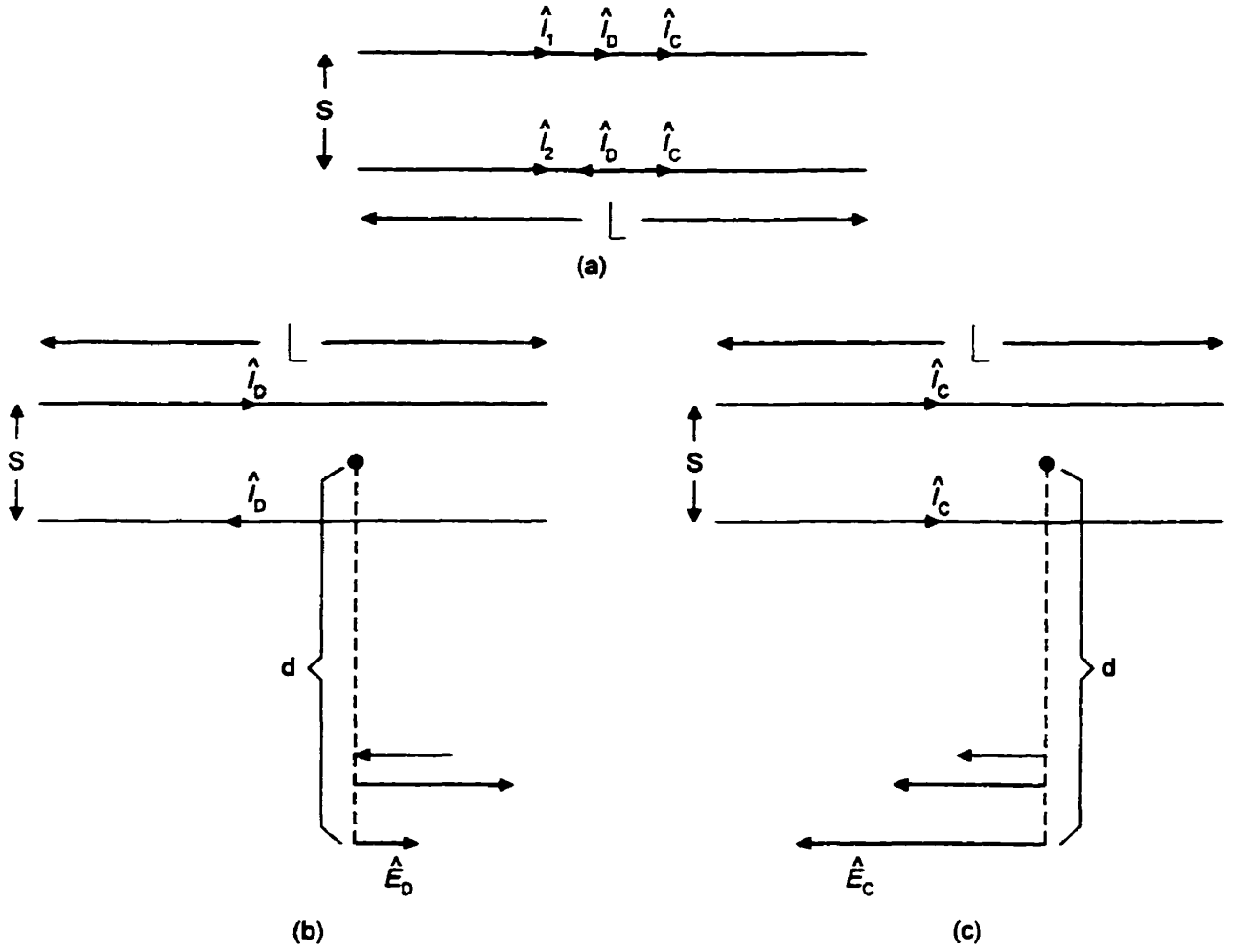


Figure 5.1 Illustration des effets relatifs des courants en mode différentiel $\hat{I}_D$ et commun $\hat{I}_C$ sur les émissions rayonnées pour deux fils parallèles (a) décomposition des courants totaux en mode différentiel et commun; (b) rayonnement du mode différentiel; rayonnement du mode commun. (figure reproduite de la référence [10]).

Pour mieux comprendre l'effet des courants en mode commun, considérons les représentations de la figure 5.1 (b) et (c). À une certaine distance d dans le plan des fils, on remarque que les courants en mode différentiel, étant donné leur sens opposé, ont tendance à réduire le champ électrique rayonné ($\hat{E}_D$). Ce n'est pas le cas des courants en mode commun qui tendent à

l'augmenter ($\hat{E}_C$). En fait, pour produire le même champ rayonné, Paul [10] a calculé, pour certaines conditions, qu'un courant en mode commun de seulement 8 μA pouvait produire le même champ qu'un courant en mode différentiel de 20 mA.

Mais d'où viennent les courants en mode commun et comment les réduire ? Il semble qu'il proviennent des asymétries, même petites, qui existent inévitablement dans la conception de circuits imprimés. Hardin [11], pour sa thèse de doctorat à l'Université du Kentucky, a développé un modèle physique qui permet d'évaluer les contributions que peuvent avoir les asymétries de structure sur la génération des courants en mode commun. Son modèle est basé sur une ligne de transmission bifilaire parfaitement symétrique, donc ne générant pas de courant en mode commun, auquel il ajoute des asymétries. Dans un cas en particulier, il a ajouté une branche ouverte à l'un des coins du rectangle (voir la figure 5.2). Selon sa théorie et son modèle, cette légère asymétrie générera des courants en mode commun et il arrive à prédire, avec une bonne précision, l'effet de cette asymétrie sur le champ lointain.

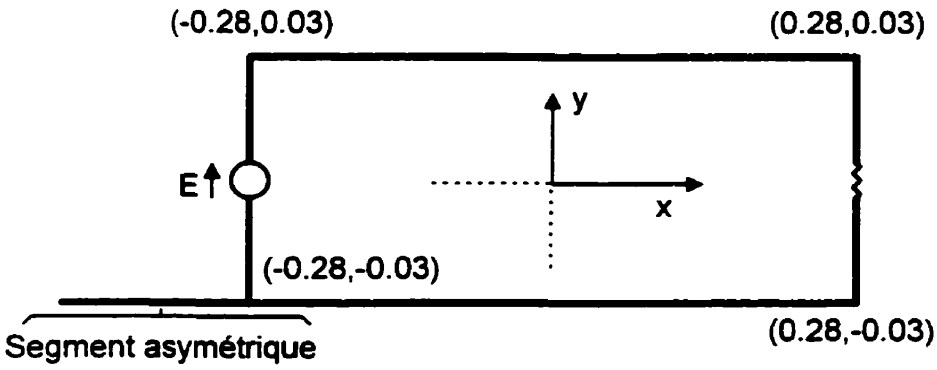


Figure 5.2 Structure filaire de Hardin.

Il est à noter que la présentation des résultats en champ lointain de ce mémoire se fera en relation avec les quantités mesurées par les organismes normalisateurs. Une mesure des émissions parasites des appareils numériques se fait sur un site ouvert exempt de tout objet pouvant affecter la propagation des ondes électromagnétiques sauf le sol qui doit être parfaitement conducteur. Tel que présenté à la figure 5.3, l'appareil soumis aux essais est installé sur un plateau tournant non-conducteur à une hauteur de 80 cm du plan de masse au sol. L'antenne réceptrice est installée sur un mât non-conducteur qui permet de varier la hauteur de l'antenne de 1 à 4 mètres.

Dans ce mémoire, 2 types de résultats sont présentés soit le champ E_φ sur toute la longueur du mât (z varie de 1 à 4 mètres) à une distance de 3 mètres de la structure rayonnante (y=3 mètres) dans le plan x=0. La composante E_φ est celle qui est mesurée par une antenne en polarisation horizontale installée sur le mât. Dans tous les cas présentés, le référentiel (x=0 et y=0) se trouve au centre des parties symétriques des structures et la hauteur des structures est fixée à 80 cm (z=0,8 m). L'orientation des structures est choisie pour que l'axe principal soit selon x (comme sur la figure 5.2) et qu'elles reposent à plat sur le plateau tournant. Cette façon de faire génère un champ électrique en polarisation horizontale seulement (soit E_φ en champ lointain).

Le deuxième type de figures présente le champ E_φ à 3 mètres mais comme si la structure effectuait une rotation de 360 degrés sur elle-même. Dans ce cas la hauteur de l'antenne est fixe (pour ce mémoire on a fixé la hauteur à 1,6 m). Ceci représente le cas typique d'une recherche de l'orientation maximale du rayonnement tel que spécifié dans les normes de mesure des émissions parasites.

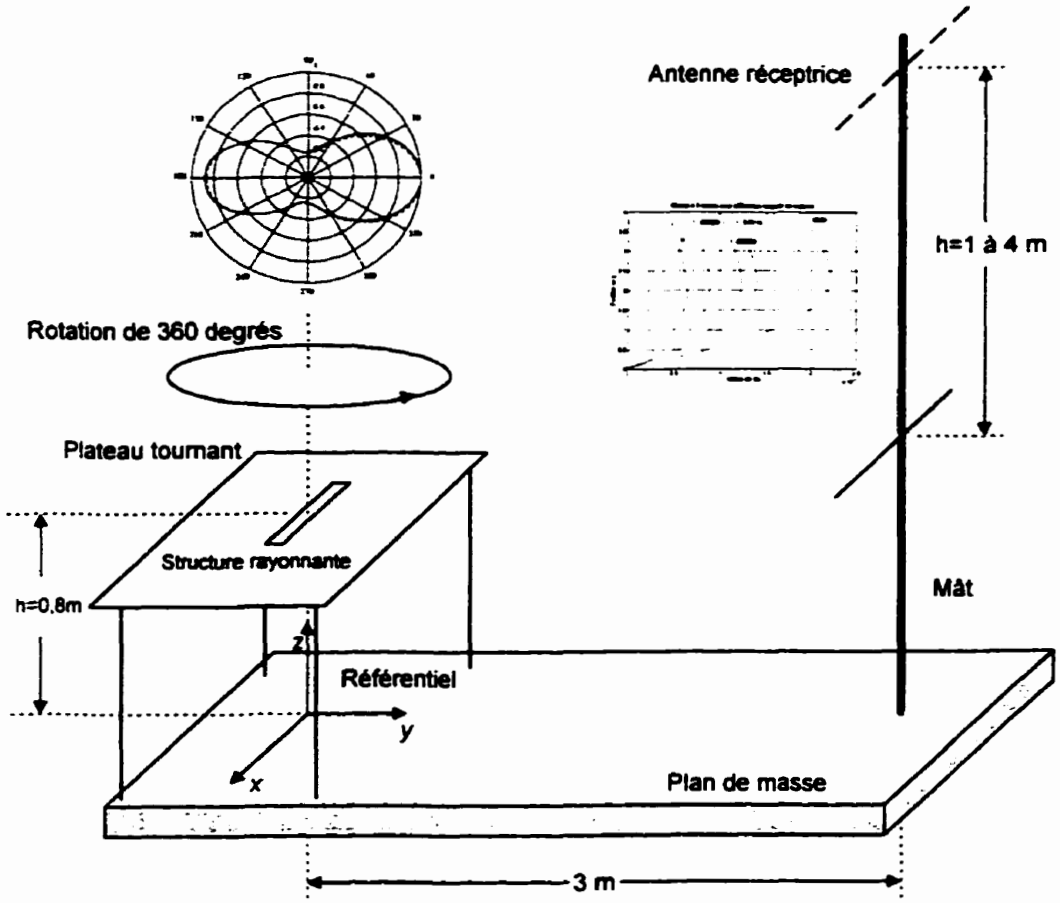


Figure 5.3 Géométrie utilisée pour la présentation des résultats.

Pour une première vérification théorique, nous avons utilisé une structure filaire similaire à celle de Hardin et nous avons fait varier la longueur du segment asymétrique pour vérifier l'effet de sa longueur sur le champ lointain. Tous ces calculs ont été réalisés en utilisant RICHT.

On constate, en examinant la figure 5.4, que même pour des longueurs assez faibles, l'augmentation du champ lointain est grande.

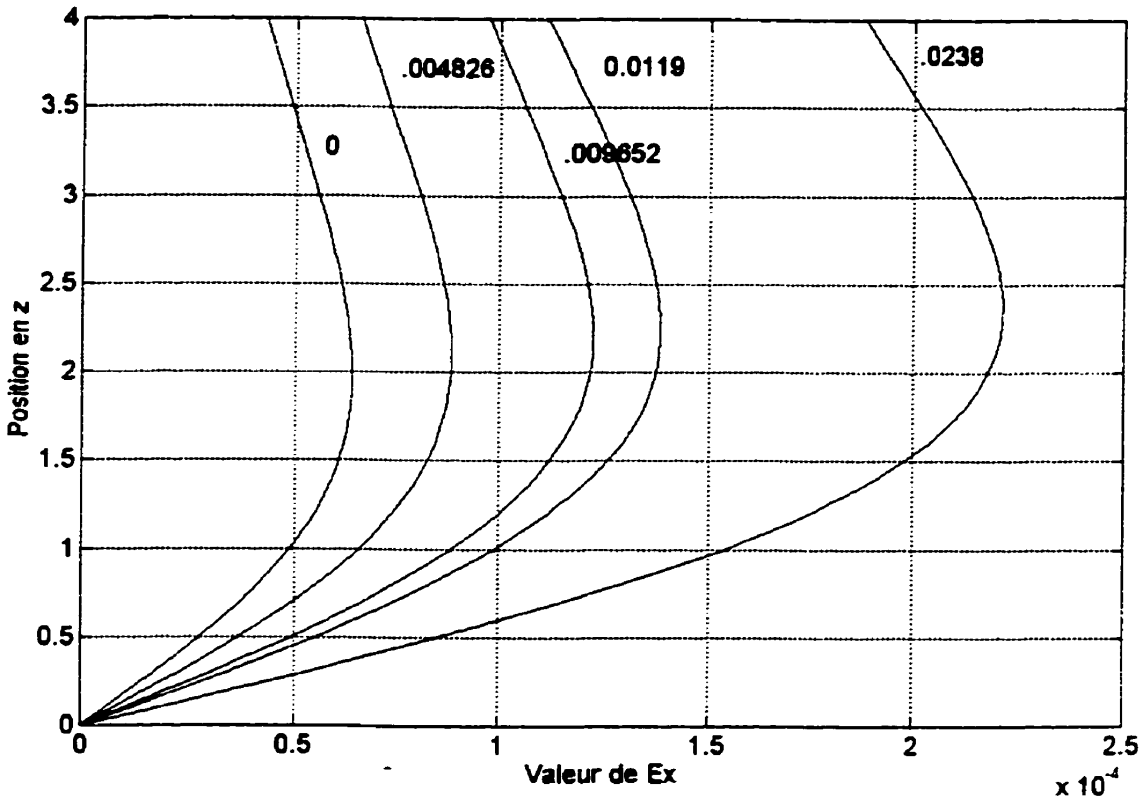


Figure 5.4 Champ E_x à y=3 mètres, le long d'une droite parallèle à l'axe z pour différentes longueurs (en mètres) du segment asymétrique.

Dans une deuxième partie de notre étude, nous avons vérifié si nous pouvions reproduire, à l'aide de RICHT, le calcul de la distribution de courant présentée par Hardin. Nous avons donc modélisé la même structure que la sienne et nous avons obtenu la distribution de courant présentée à la figure 5.5. La portion à gauche de la discontinuité représente le courant sur le segment asymétrique (d'une longueur de 29.8 cm) et la portion à droite, le courant en mode commun sur les segments symétriques. Cette figure est similaire à celle obtenue, grâce à la

méthode des moments, par Hardin. Ceci nous donne une bonne confiance dans notre capacité de modéliser des structures rayonnantes et dans l'exactitude de RICHT.

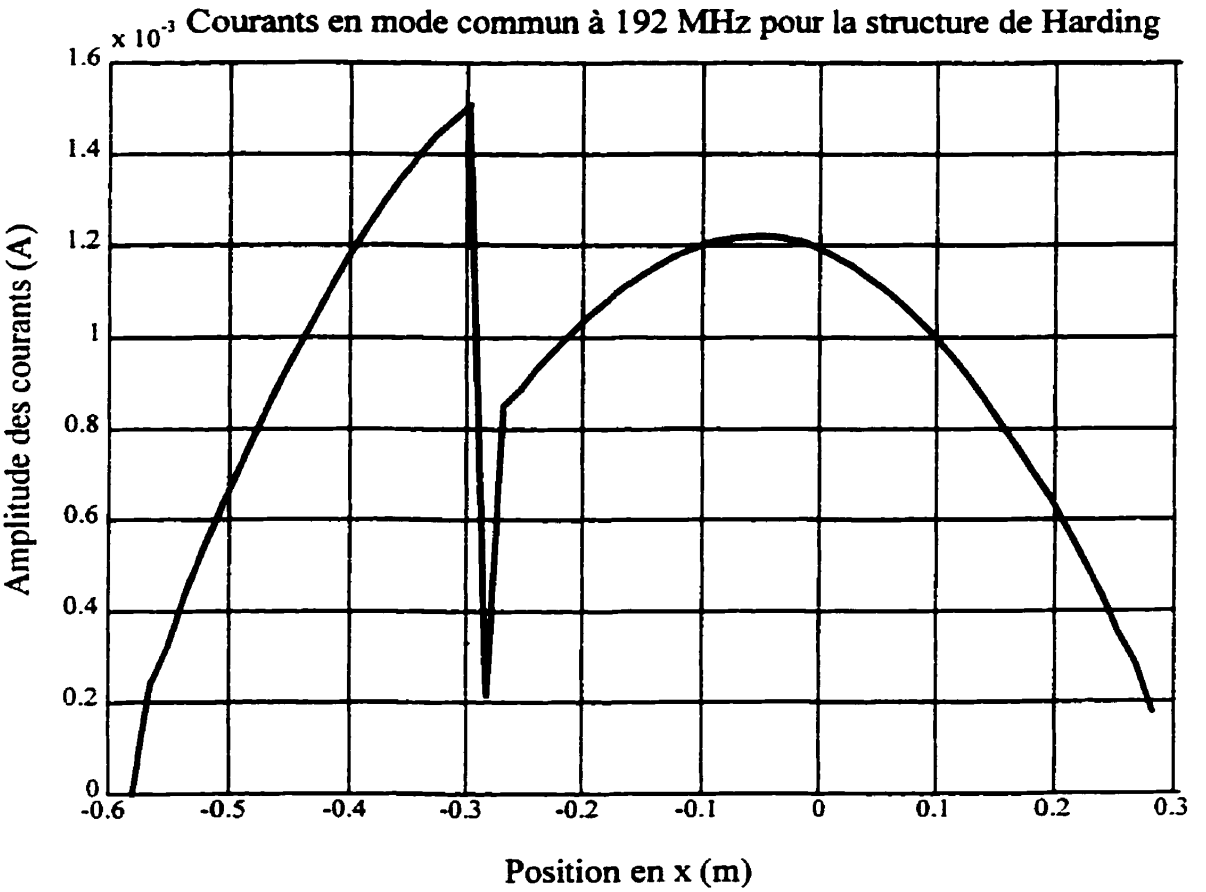


Figure 5.5 Courants en mode commun à 192 MHz pour la structure de Hardin.

5.2 Étude du doublet replié

Pour vérifier l'efficacité de la technique proposée au chapitre 4, une première étude pour une structure simple a été réalisée. Le choix du doublet replié n'est pas fortuit, cette structure possède la caractéristique de présenter deux modes distincts, un mode différentiel, où les courants dans les deux branches sont égaux et de sens opposés, et un mode commun où les courants dans les deux branches sont dans la même direction. La figure 5.6 permet de mieux visualiser le doublet replié et ses modes.

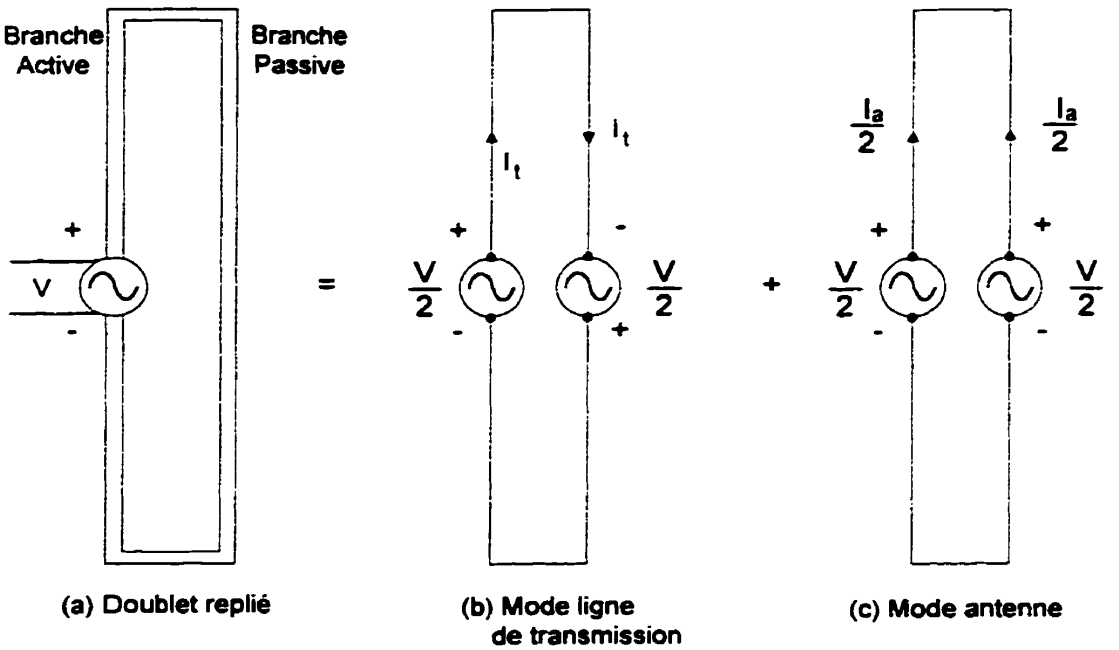


Figure 5.6 Le doublet replié et ses modèles équivalents en mode ligne de transmission (différentiel) et d'antenne (commun).

Il a été démontré que ce sont les courants en mode commun qui produisent les champs de rayonnement parasites les plus importants dans les circuits imprimés, cette structure est donc idéale pour vérifier si la méthode permet d'extraire le mode commun. Une première

modélisation en utilisant notre logiciel de la méthode des moments nous a permis d'étudier la forme des courants sur la structure et de constater qu'en effet, le mode commun était très important. La figure 5.7 nous montre la distribution de courant sur la structure d'un doublet demi-onde replié à 500 MHz, tandis que la figure 5.8 nous montre les courants en mode différentiel (I_t) et en mode commun (I_a).

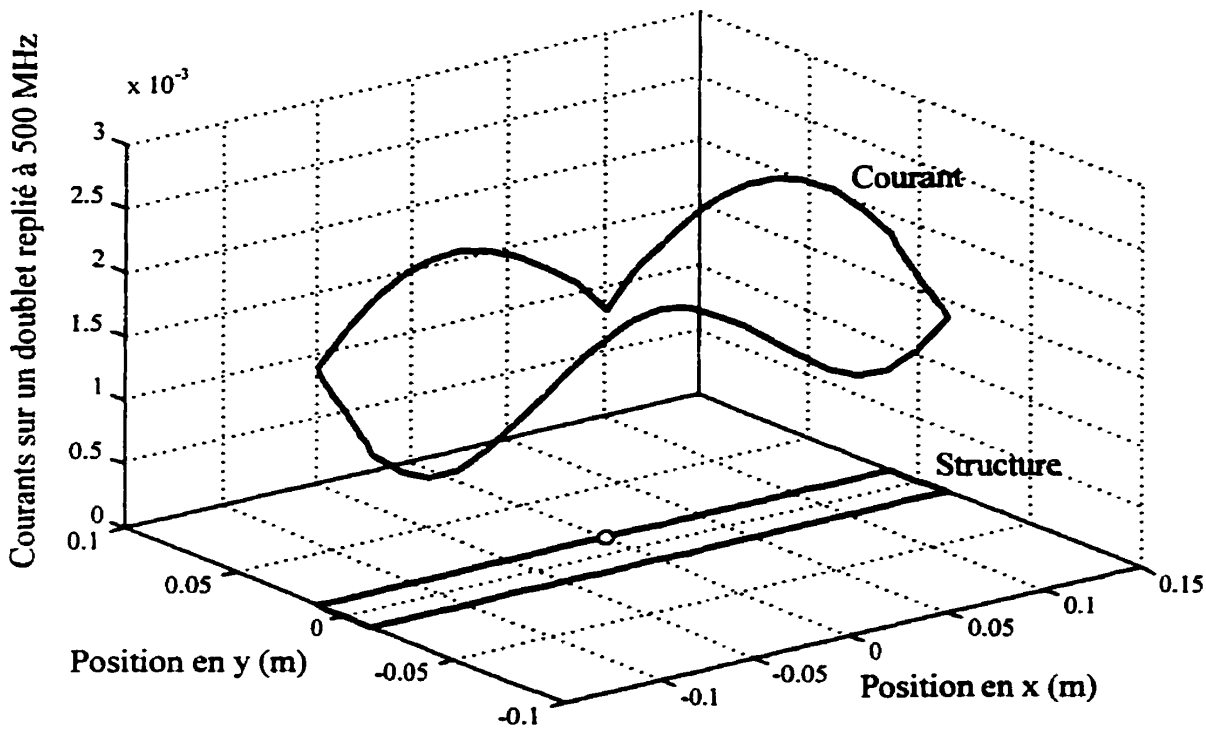


Figure 5.7 Distribution de courant sur un doublet replié à 500 MHz. La branche active présente un creux de courant à la position de la source. La structure du doublet est dessinée dans le plan x-y.

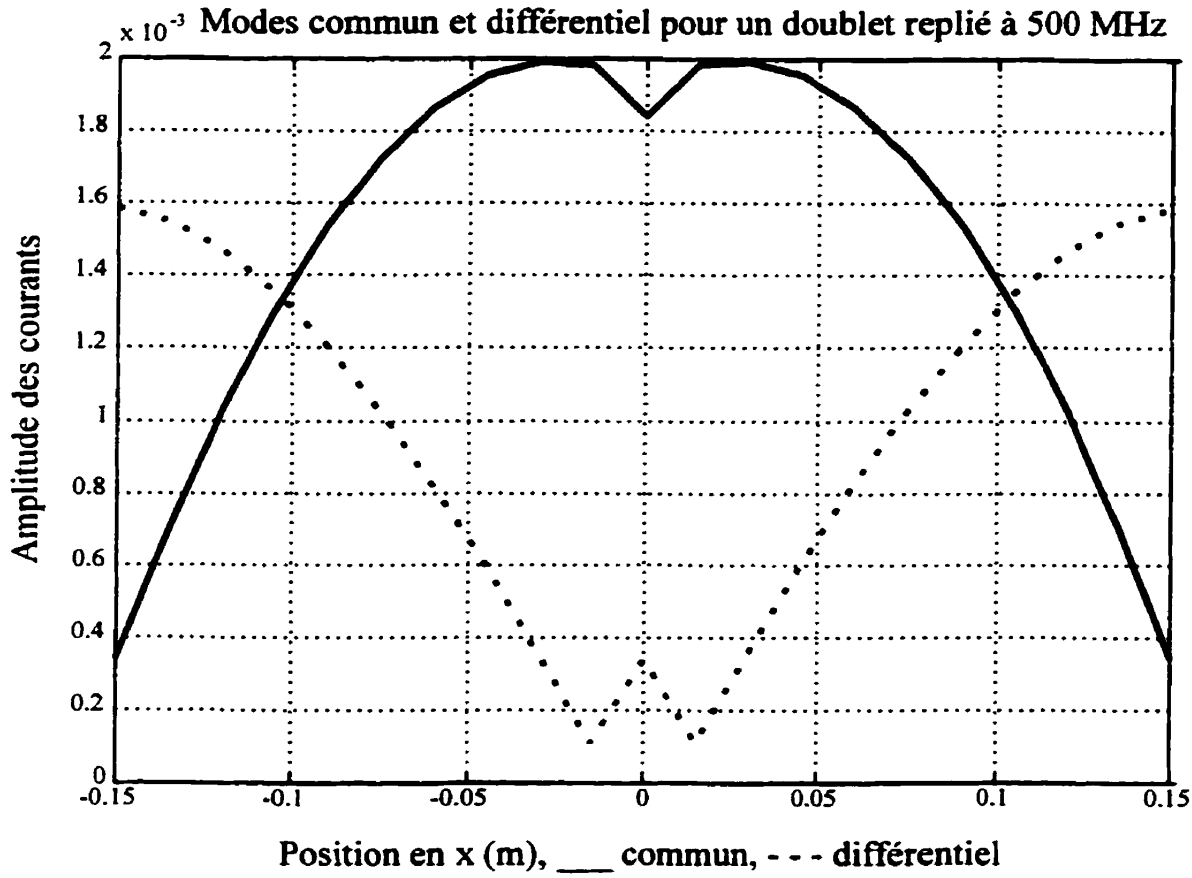


Figure 5.8 Courants en mode commun et différentiel sur le doublet replié à 500 MHz. Le mode commun croit vers le centre du doublet.

Une autre simulation avec RICHT nous a permis de démontrer que c'est bien le mode commun qui apporte la plus grande contribution au champ rayonné. En effet, si on utilise un modèle similaire à celui de la Fig (5.5, c) et que l'on compare le champ rayonné par cette structure aux champs rayonnés par les modèles différentiel et complet (Fig 5.5, a et b) on obtient les courbes de la Figure 5.8.

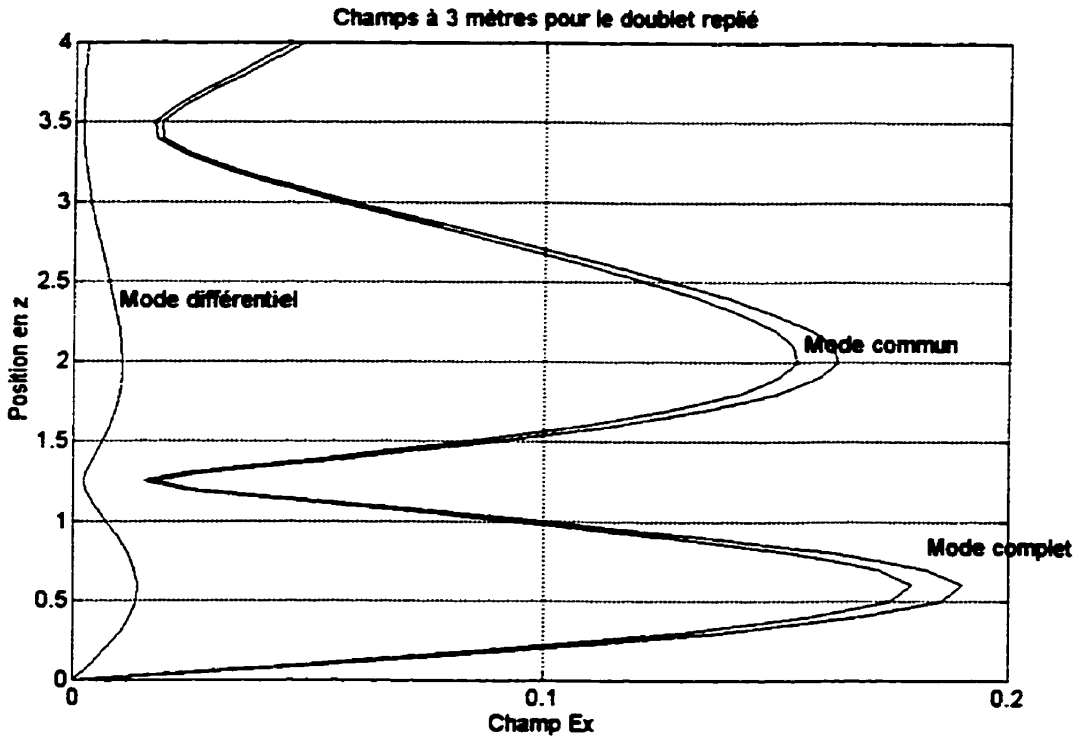


Figure 5.9 Champ à 3 mètres, sur la longueur d'un mât vertical en z, pour le doublet replié (complet) et pour les modèles en mode commun et différentiel. La fréquence utilisée est 500 MHz.

6. MESURES SUR UN DOUBLET REPLIÉ

Pour démontrer que la technique d'extraction des courants fonctionne, nous avons utilisé le montage présenté à la figure 6.1. On constate que le doublet replié est alimenté à partir de la source interne de l'analyseur de réseau Hewlett-Packard. Avec ce montage, on a mesuré le champ proche de notre modèle (doublet accordé demi-onde à 500 MHz soit 30 cm de longueur) bâti à partir d'un ligne coaxiale semi-rigide. Nous avons obtenu le champ présenté à la figure 6.2. À la figure 6.3 nous présentons la tension calculée par MOVE, en utilisant une structure similaire à celle présentée à l'annexe 1. La sonde utilisée est une petite antenne cadre d'un pouce carré dont les segments sont orientés parallèlement à l'axe principal du doublet. Le doublet replié a une longueur de 30 cm au total et est séparé en six segments, son axe principal est orienté selon la direction x. Étant donné l'orientation choisie pour la sonde mobile, la tension est proportionnelle à la composante Hy du champ proche du doublet replié.

L'orientation de la sonde selon un axe seulement avait, dans ce cas, peu d'impact puisque les segments selon la direction x du doublet replié sont beaucoup plus longs que ceux selon la direction y. Pour une structure quelconque une sonde orientée selon un axe seulement produirait des résultats erronés puisque le logiciel SCAN produirait des courants fictifs ou indéterminés sur les segments transversaux. Une solution serait d'effectuer deux balayages, un premier avec la sonde orientée selon x et un autre avec une orientation selon y. Mais, loin de faciliter les choses, cette solution a le désavantage de nous obliger à combiner les fichiers de sortie pour arriver à calculer le champ lointain. La solution que nous proposons est de placer la sonde avec un angle de 45 degrés selon l'axe x et l'axe y. Avec cette solution, un seul balayage suffit à couvrir les deux polarisations. Cette solution a été expérimentée et fournit de très bons résultats.

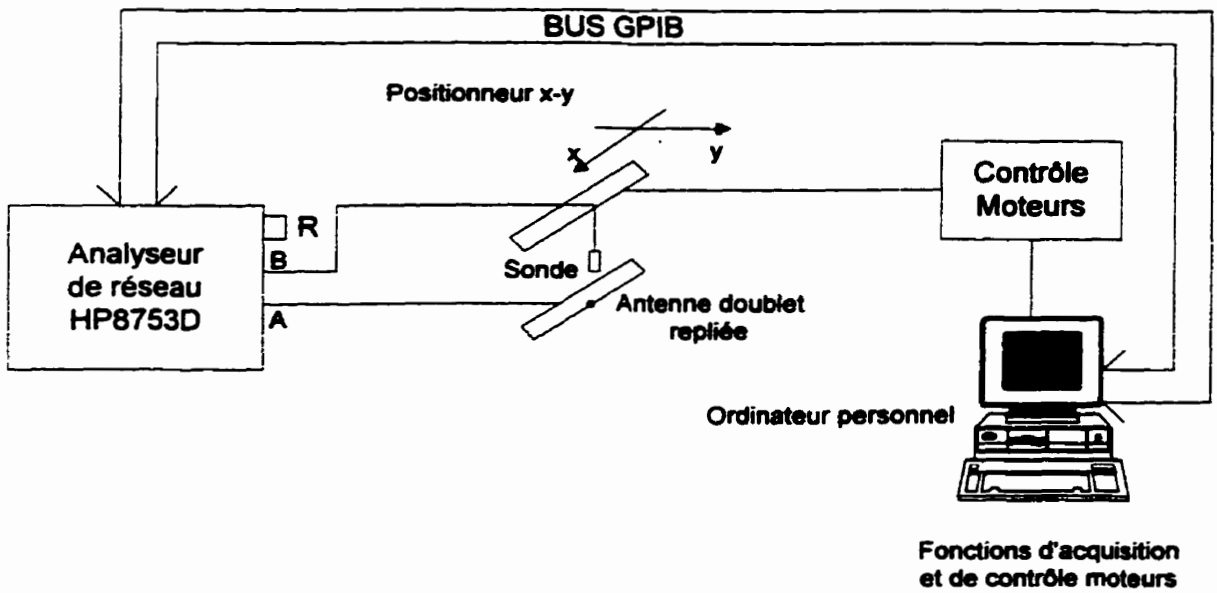


Figure 6.1 Montage utilisé pour la mesure en champ proche du doublet replié.

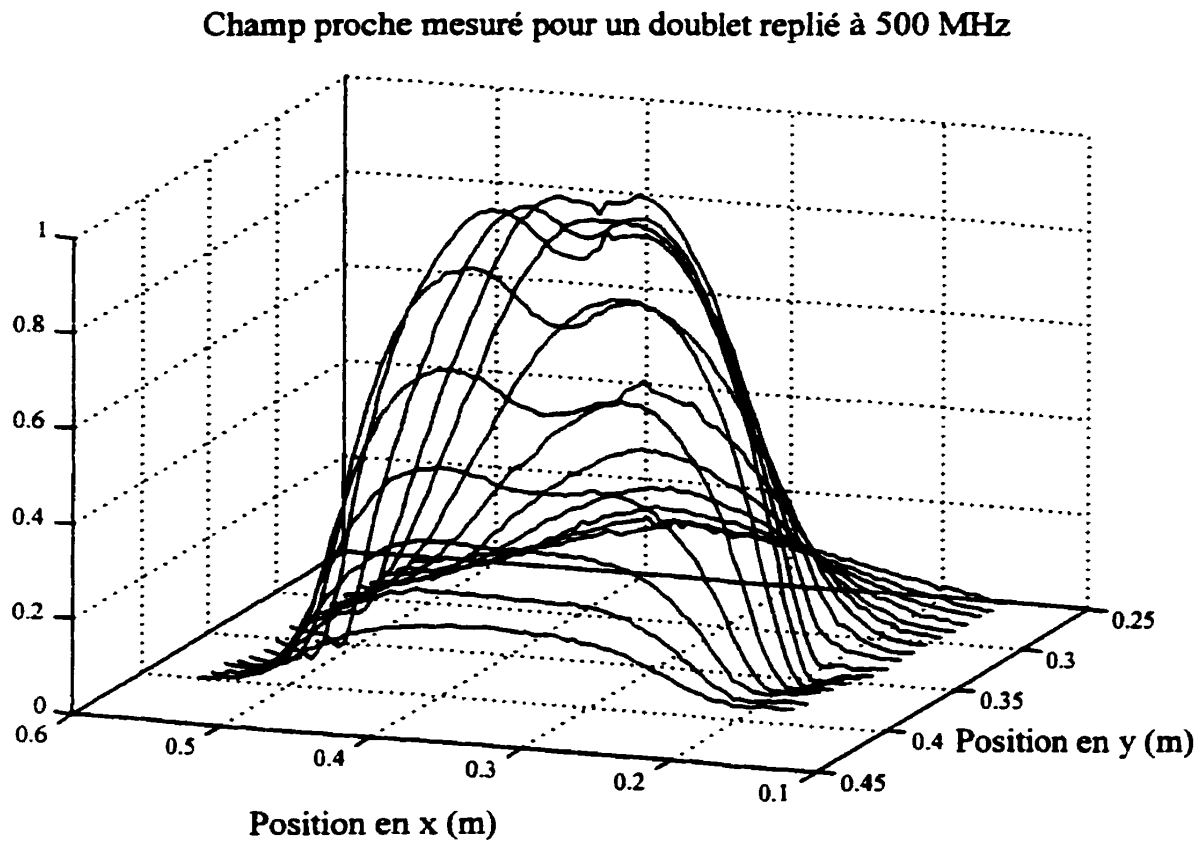


Figure 6.2 Tension mesurée à la sortie d'une sonde mobile (proportionnelle au champ Hy) pour un doublet replié à 500 MHz. La sonde se trouve à 6 cm au-dessus du doublet replié.

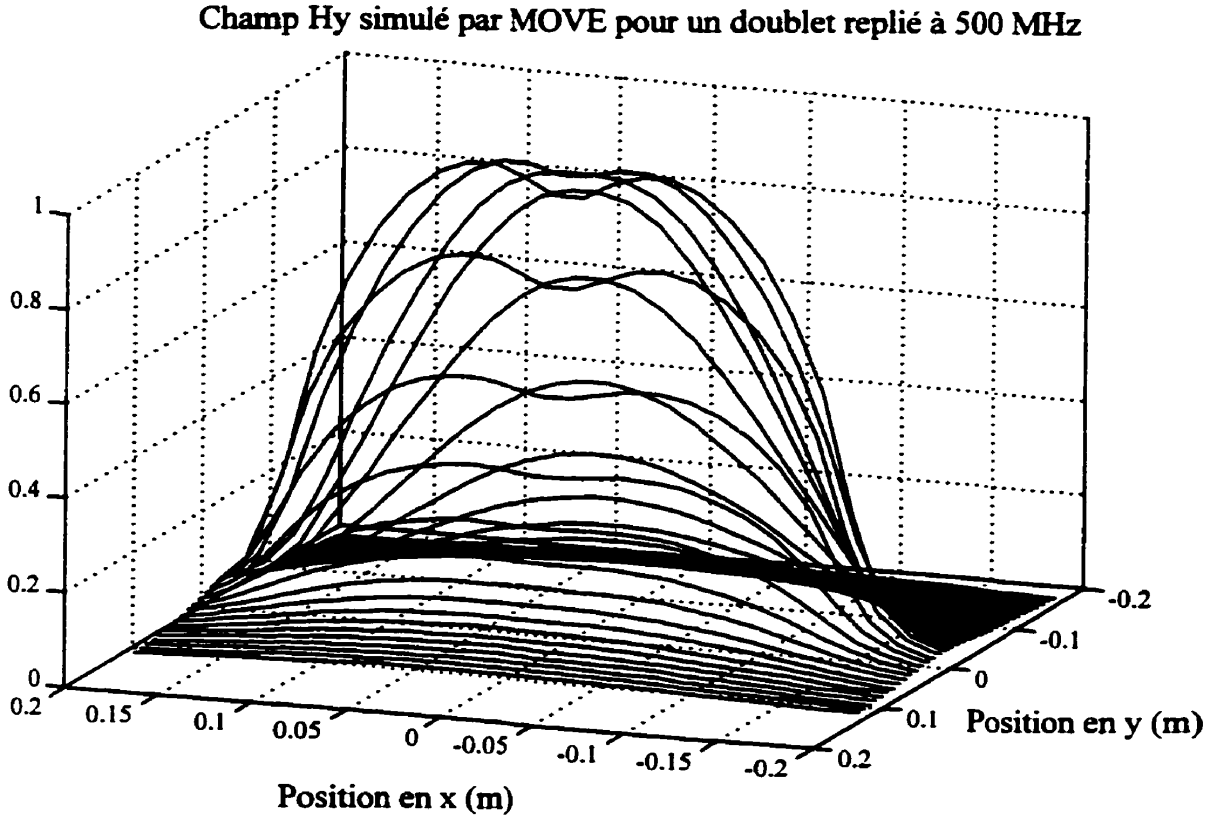


Figure 6.3 Tension simulée normalisée à la sortie d'une sonde mobile (proportionnelle au champ Hy) pour un doublet replié à 500 MHz.). Simulé pour une sonde situé à 6 cm au-dessus du doublet replié.

En comparant les figures 6.2 et 6.3, on note que le logiciel prédit très bien le champ proche d'une structure filaire. En utilisant SCAN, les données mesurées qui apparaissent à la figure 6.2 et une structure modélisée correspondant à celle d'un doublet replié à 500 MHz, on peut calculer le champ lointain. La figure 6.4 nous montre le résultat de l'extrapolation à 3 mètres de la composante de champ électrique E_x si on se déplace autour du doublet, celui-ci étant positionné verticalement sur la figure (vue du dessus). La simulation du champ à 3 mètres tient compte du plan de sol réflecteur normalement utilisé sur un site ouvert. L'axe principal du doublet est

orienté selon l'axe x, qui sur cette figure est vertical, l'axe y étant horizontal. On constate une très bonne corrélation pour des valeurs normalisées de champ avec le champ calculé directement avec la méthode des moments.

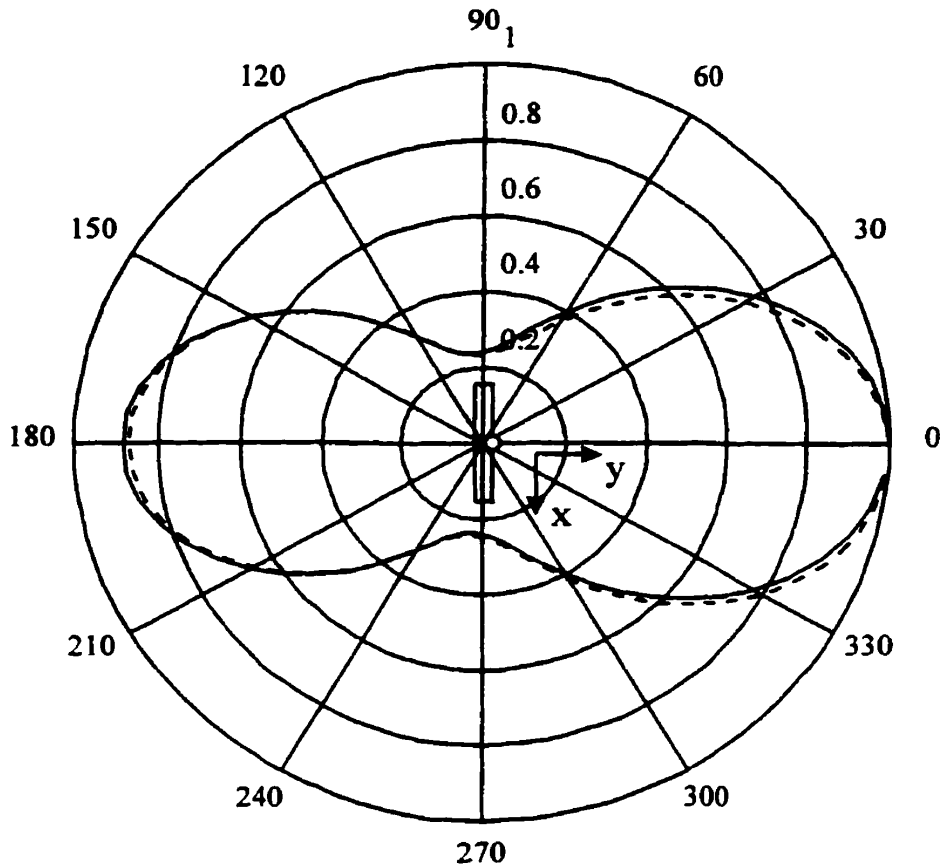


Figure 6.4 Champs normalisés simulé avec RICHT (trait plein) et calculé avec SCAN à partir des mesures de la figure 6.2 (pointillés) pour un doublet replié à 500 MHz. Composante E_φ *à 3 mètres et une hauteur de 1,6 mètres. Le doublet est situé verticalement sur la figure (vue du dessus).*

Malheureusement les structures rayonnantes sont très rarement aussi faciles à modéliser qu'un doublet replié. C'est pourquoi, l'étude à été poussée plus loin et nous avons modifié la structure

rayonnante du doublet replié qui servait d'intrant au logiciel SCAN pour la remplacer par une série de 22 petits doublets orthogonaux indépendants (les détails du fichier d'entrée sont présentés à l'annexe 3). La figure 6.8 nous montre notre nouvelle structure ainsi que la forme du courant original calculé avec la méthode des moments (astérisques) et les courants modélisés pour les petits doublets (petits triangles), ceux-ci étant obtenus à partir des mesures en champ proche avec une sonde orienté à 45 degrés. On remarque que les pics de courant des doublets suivent la forme de la distribution de courant originale. On remarque aussi que la modélisation prédit aussi les courants pour les doublets orientés selon l'axe y.

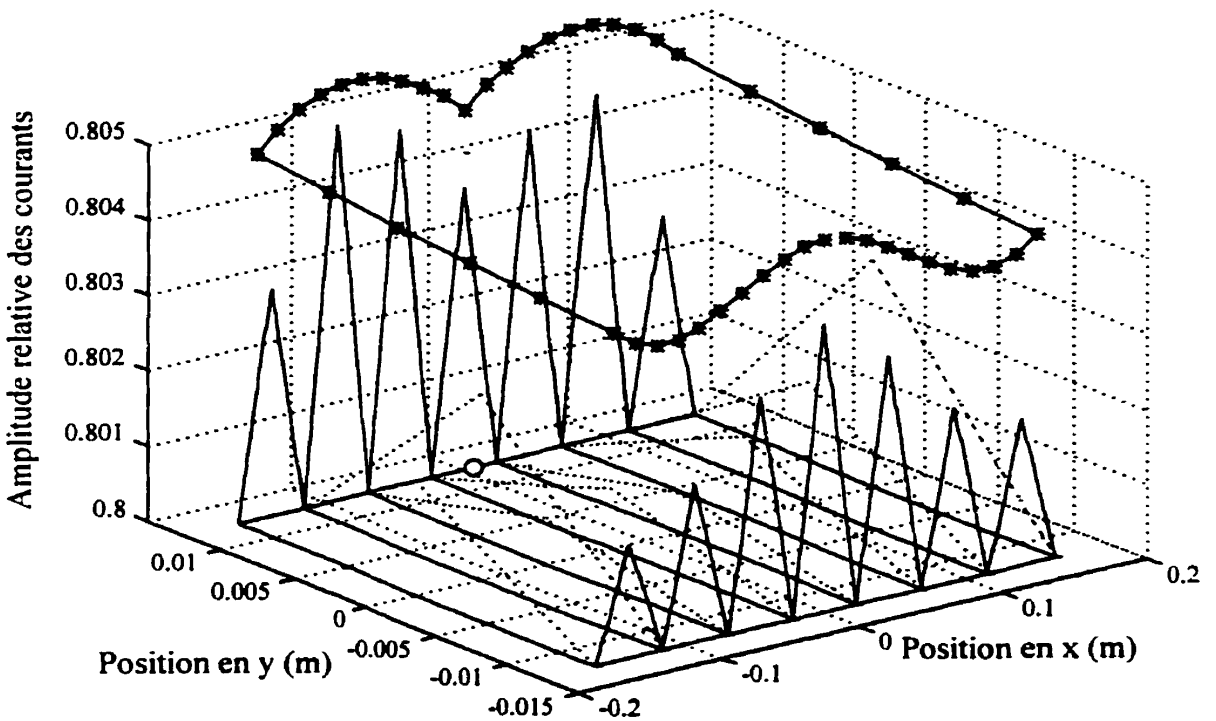


Figure 6.5 Courants calculés par SCAN pour une série de doublets remplaçant le doublet replié et (*) les courants calculés par la méthode des moments (RICHT). La fréquence utilisée est 500 MHz.

Ce qui est encore plus intéressant est le champ E_φ extrapolé à 3 mètres pour la nouvelle structure présenté à la figure 6.6.

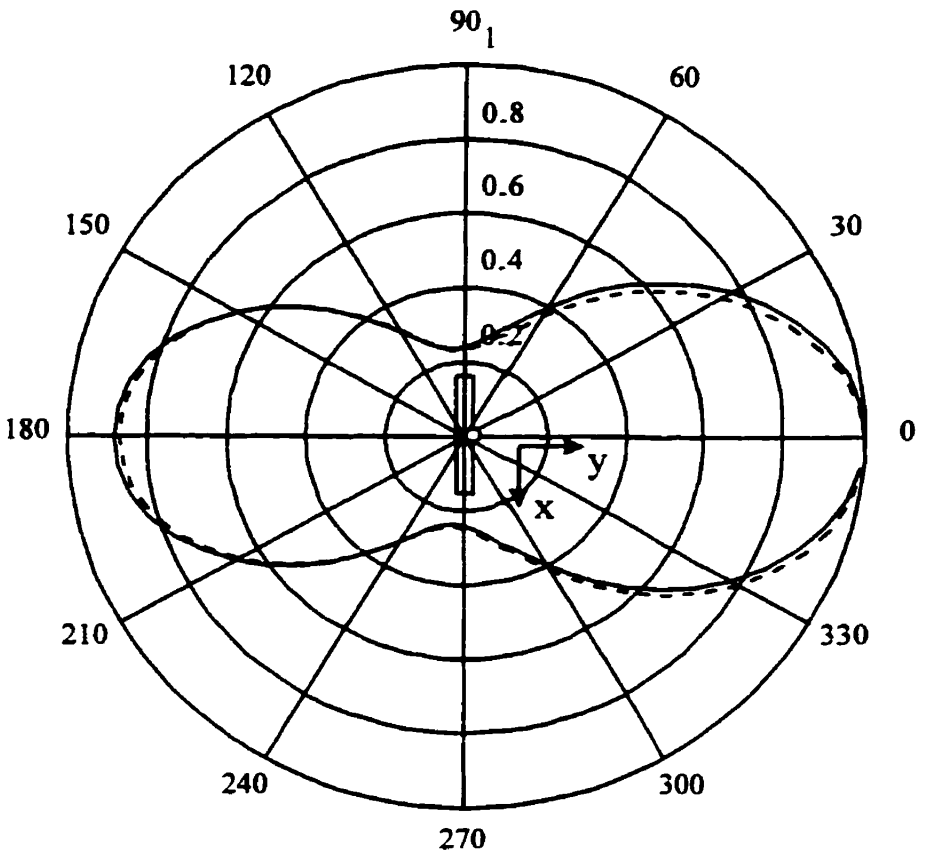


Figure 6.6 Champs normalisés simulé avec RICHT (trait plein) et calculé avec SCAN en utilisant les mesures de la figure 6.2 et une modification du modèle rayonnant (tirets). Composante E_φ à 3 mètres de distance, une hauteur de 1,6 mètre et une fréquence de 500 MHz..

Cette méthode fonctionne donc très bien pour une structure ayant une très bonne contribution en mode commun.

7. Mesures sur un circuit imprimé

Dans le cas d'une antenne du type doublet replié, le mode commun est très important et voulu, car c'est lui qui nous donne un rayonnement important. Pour un circuit imprimé, le mode commun est en théorie inexistant et les modèles classiques de modélisation ne peuvent en tenir compte directement.

Les travaux de Paul [10] ont clairement démontré que c'est principalement le mode commun qui génère les émissions électromagnétiques parasites des circuits imprimés. Les courants en mode commun sont générés par les asymétries, même minimes, inévitables dans la conception des circuits imprimés. De telles asymétries peuvent apparaître lorsque les signaux de retours n'empruntent pas exactement le même trajet que le signal utile ou si le tracé du circuit imprimé présente des branchements à 90 degrés. Pour arriver aux résultats présentés dans la partie précédente, il faut être en mesure de mesurer l'amplitude et la phase relative du signal lu par la sonde par rapport à une référence connue. Dans le cas du doublet replié, l'utilisation d'un analyseur de réseau HP8753D permet de réaliser cette lecture facilement, le canal 1 alimente le doublet replié et sert de référence (grâce à un lien interne à l'appareil), et la sonde mobile est reliée au canal 2. La mesure du paramètre S_{21}, qui est le rapport entre le signal fourni à la porte 1 sur le signal reçu à la porte 2 en amplitude et en phase, se fait donc automatiquement pour chaque position de la sonde. L'amplitude du signal de référence ne cause pas de problème.

Pour un circuit imprimé, ce résultat est beaucoup plus difficile à obtenir. Le signal devant servir de référence en phase étant émis par le circuit imprimé, il doit donc être lu par une sonde fixe

située à proximité du circuit. Ce signal doit être introduit dans l'analyseur de réseau à l'entrée de référence externe. Nous utiliserons alors le montage de la figure 7.1.

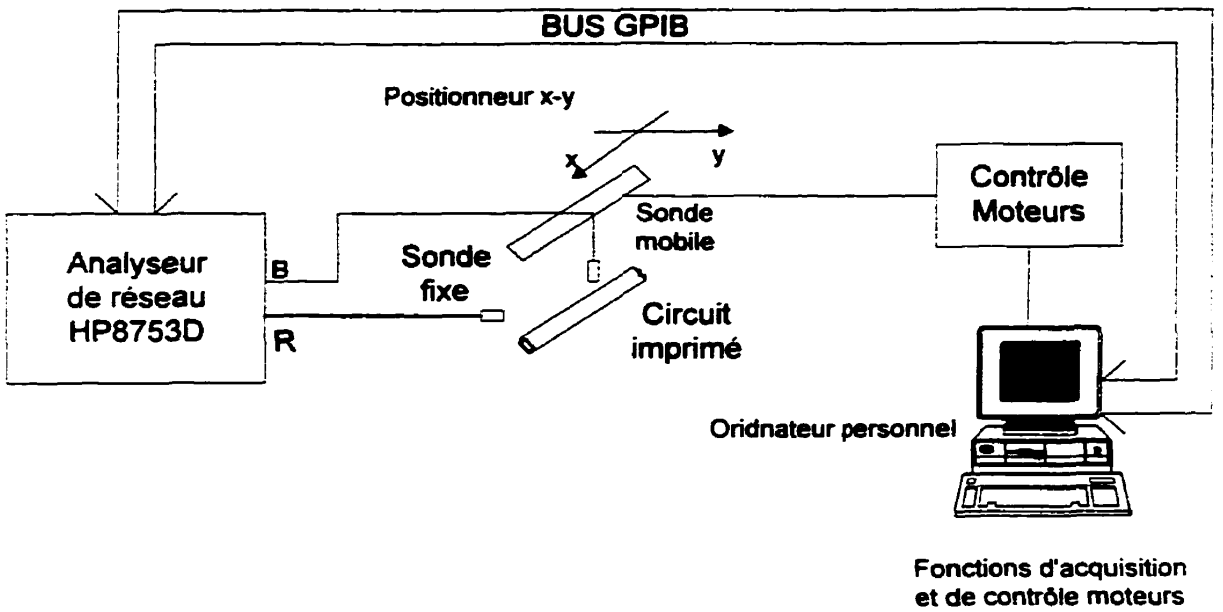


Figure 7.1 Montage utilisé pour la mesure en champ proche d'un circuit imprimé avec une sonde fixe et une autre mobile.

L'analyseur doit être placé en mode de référence externe («*external reference*») et à fréquence fixe («*CW*»). Il effectue alors une recherche (de - 0.5 MHz à +5 MHz) autour de la fréquence spécifiée pour détecter le signal sur lequel il s'accrochera en fréquence.

7.1 Montage du circuit imprimé

Pour notre étude, nous avons décidé d'utiliser un modèle de circuit imprimé déjà étudié par Paul [12]. Nous avons monté le circuit très simple de la figure 7.2 qui, étant donné sa simplicité, ne devrait pas avoir d'asymétries importantes, donc peu ou pas de mode commun et peu de rayonnement en champ lointain. Mais, comme cela est aussi démontré par Paul, cette structure a une contribution assez importante en courants en mode commun pour générer un champ électromagnétique excédant les limites permises par les autorités canadiennes, américaines et européennes.

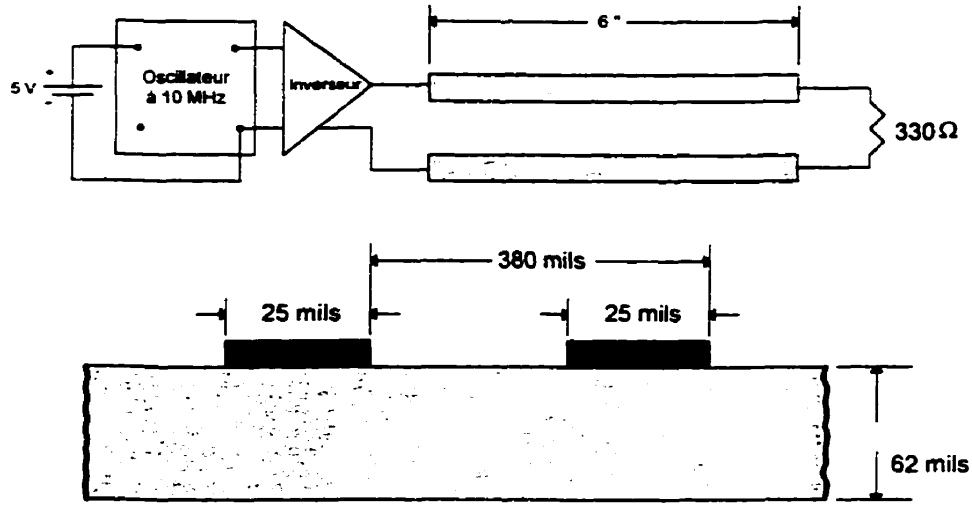


Figure 7.2 Circuit imprimé utilisé pour cette partie de l'étude.

Le dessin de la figure 7.3 permet de mieux visualiser le circuit imprimé utilisé pour cette partie de l'étude. Le compartiment blindé, situé sous la portion de plan de masse, sert à loger la pile de 9 volts fournissant l'énergie au circuit ainsi que les pièces actives du circuit (soit un petit régulateur et un oscillateur à 10 MHz). Le fait d'utiliser une pile comme source d'alimentation du

circuit nous permet d'avoir un équipement autonome et d'éviter les problèmes du rayonnement parasite des fils si une alimentation externe était utilisée. La conception initiale ne prévoyait pas d'inverseur à la sortie de l'oscillateur, mais pour arriver à obtenir une forme trapézoïdale pour la tension générée par notre source, il a fallu l'intégrer sur la partie supérieure du circuit imprimé.

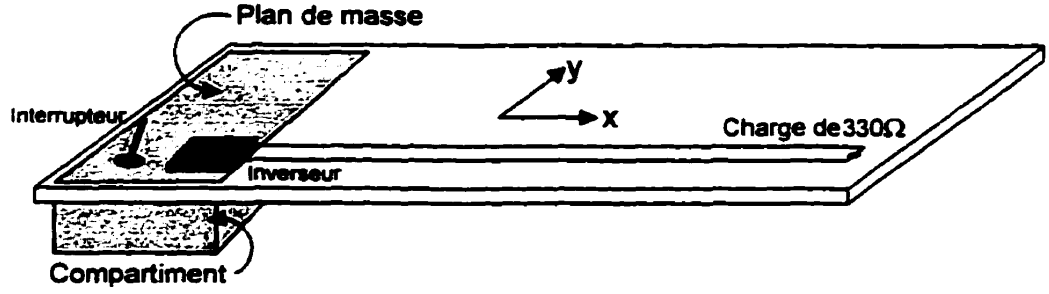


Figure 7.3 Réalisation physique du circuit imprimé.

Les champs au voisinage de cette structure ont été mesurés à l'aide d'un analyseur de spectre pour vérifier la génération d'harmoniques supérieures et les résultats obtenus ont été surprenants. Des harmoniques sont générées jusqu'à la fréquence de 800 MHz. La figure 7.4 présente le spectre de rayonnement en large bande de ce circuit si on le mesure à l'aide d'une sonde en champ proche et un analyseur de spectre. La figure 7.5 présente le rayonnement de 30 MHz à 200 MHz qui se compare très bien avec celui présenté par Paul pour un circuit similaire. Comme il s'agit d'une lecture unique en champ proche, aucune corrélation n'est possible avec le champ lointain en utilisant cette mesure.

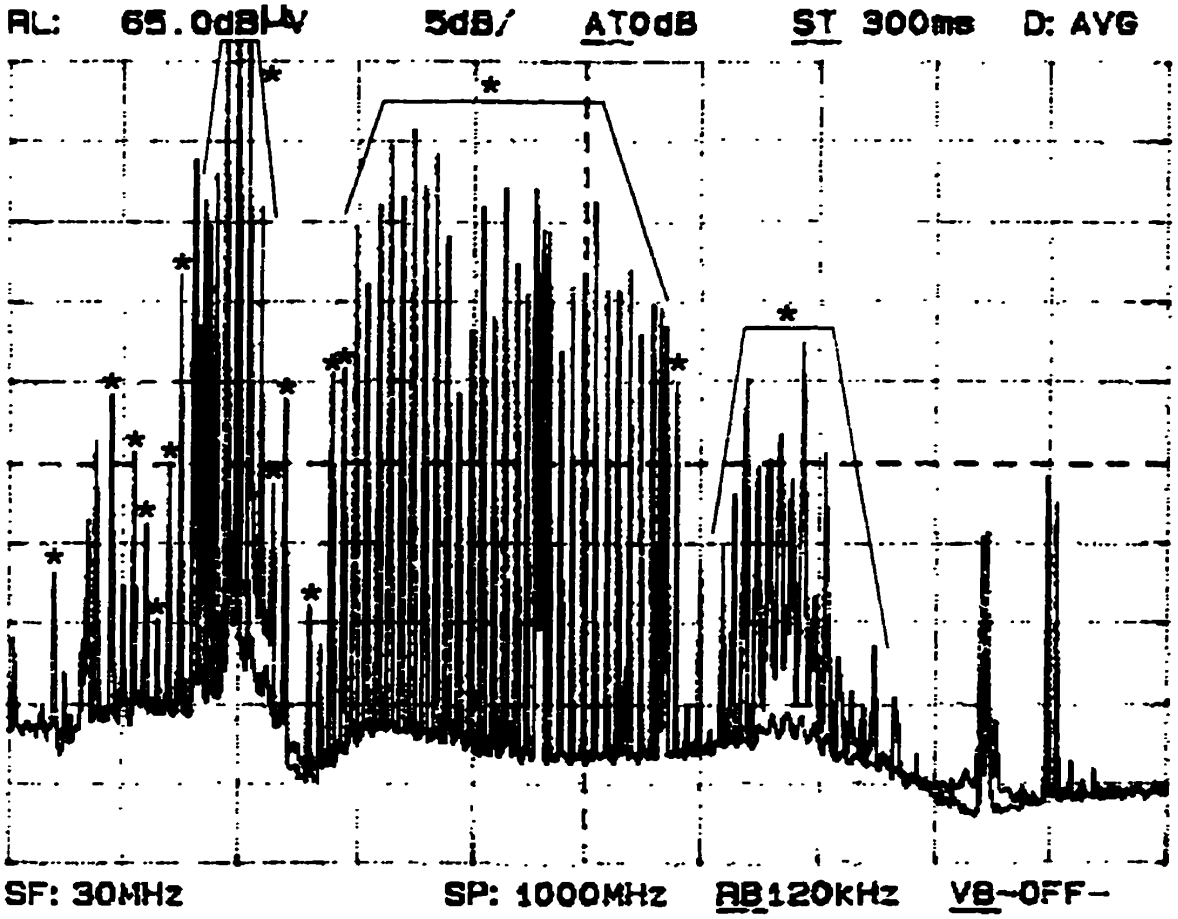


Figure 7.4 Rayonnement en champ proche à large bande du circuit imprimé. Les astérisques indiquent les fréquences émises par le circuit imprimé .

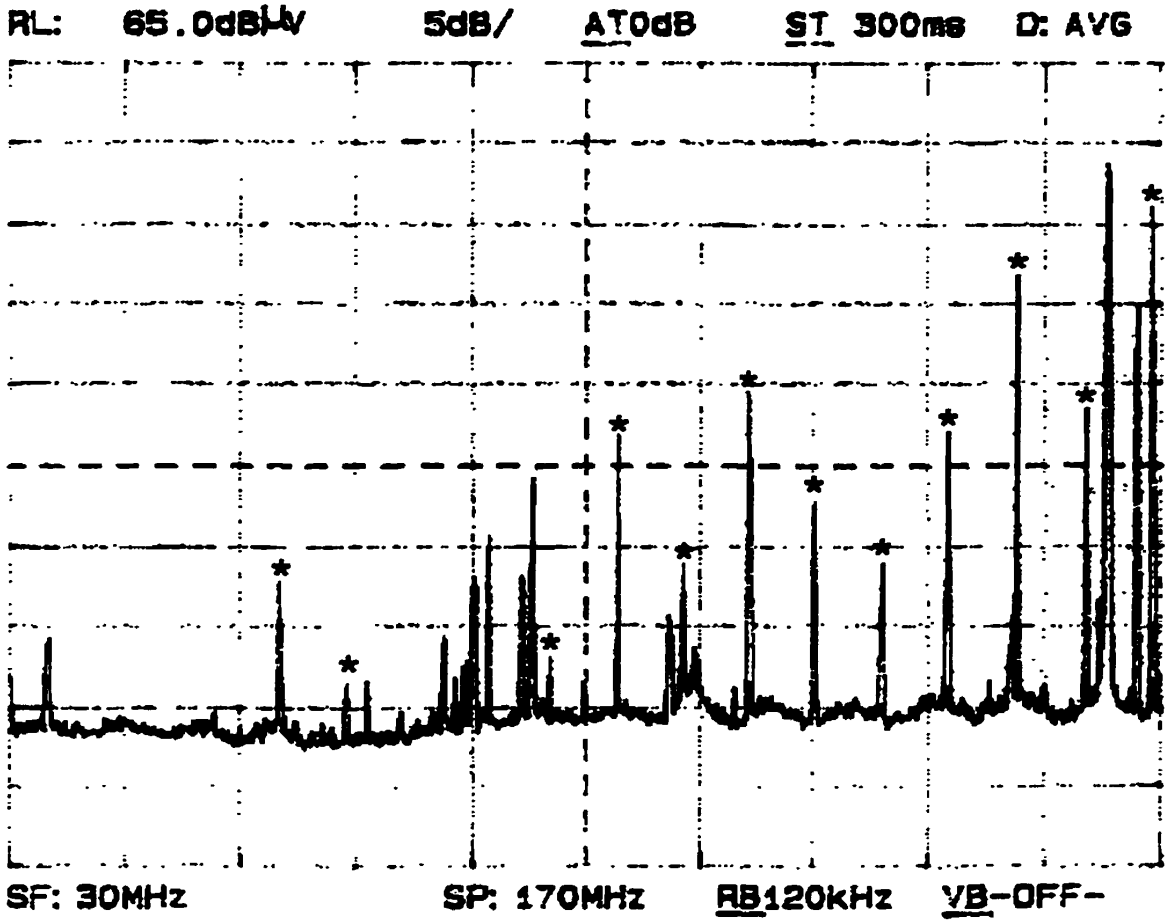


Figure 7.5 Rayonnement en champ proche entre 30 et 200 MHz pour le circuit imprimé. Les astérisques indiquent les fréquences émises par le circuit imprimé.

7.2 Mesures en site ouvert du rayonnement du circuit imprimé

Le circuit présenté à la section précédente a été mesuré sur le site ouvert du Centre de Recherche Industrielle du Québec (CRIQ) selon la procédure utilisée normalement pour mesurer le rayonnement électromagnétique parasite des produits électroniques (la norme ANSI C63.4:1992). Cette méthode précise que cette mesure doit se faire à une distance de 3 mètres entre le circuit et l'antenne de réception sur un site libre de tout objet électriquement conducteur, hormis un plan métallique réflecteur au sol. L'échantillon à mesurer se trouve sur une table tournante non métallique de 0,8 mètre de haut ce qui permet, en faisant tourner la table, de déterminer l'orientation qui produit le champ le plus élevé. De plus, l'antenne de réception doit se déplacer verticalement de 1 à 4 mètres pour déterminer la hauteur où se trouve la plus grande amplitude du signal. Cette recherche en hauteur doit se faire en polarisation horizontale et verticale. Cela n'a pas été nécessaire dans notre cas puisque la géométrie de notre circuit se situait entièrement dans le plan *x-y* ce qui ne conduit qu'à la génération de la polarisation horizontale dans le champ lointain. Une fois la maximisation faite, on procède alors à la mesure de l'amplitude du signal avec un détecteur de valeur quasi-crête. Dans notre cas, les signaux émis par notre circuit imprimé étaient fixes en amplitude, le détecteur quasi-crête indiquait alors la même valeur qu'un détecteur de valeur crête.

Le détecteur quasi-crête est couramment utilisé pour les mesures finales en rayonnement. Ce type de détecteur a été développé par le CISPR (le Comité International Spécial sur les Perturbations Électromagnétiques, un sous-comité de la Commission Électrotechnique Internationale (CEI)) pour donner une meilleure mesure du degré de perturbation d'un signal parasite. Il consiste en fait en un circuit R-C ayant des constantes de charge et de décharge

spécifiques. Si un signal a un taux de répétition bas, la valeur quasi-crête sera basse, mais à mesure que le taux de répétition augmente, la valeur de sortie du détecteur quasi-crête s'approche de celle du détecteur crête. Pour un signal constant dans le temps, les deux détecteurs donneront la même valeur.

Le rayonnement électromagnétique à 3 mètres de notre circuit a pu être mesuré. Le tableau 7.1 résume une partie des résultats obtenus (la troisième colonne indique les limites de rayonnement pour le Canada).

Tableau 7.1 Mesures en site ouvert du rayonnement du circuit imprimé.

Fréquence (MHz)	Niveau mesuré (dBμV/m)	Limite canadienne (dBμV/m) (pour la classe commerciale)
50	40,7	49,6
80	42,4	49,6
150	50,0	54,0
200	64,6	54,0
250	55,9	57,0
300	51,1	57,0
350	57,2	57,0
400	62,0	57,0
450	59,0	57,0

On remarque que certains niveaux mesurés dépassent les limites imposées par la réglementation canadienne. Ce circuit, malgré sa simplicité, ne peut donc être légalement vendu au Canada sans que des modifications y soient apportées. Dans ce cas un blindage efficace serait nécessaire. Nous avons aussi profité de l'accès au site du CRIQ pour mesurer le diagramme de rayonnement du circuit lorsque la table tournait. Ce résultat sera utilisé plus tard lors de la vérification de l'extrapolation à partir de la valeur mesurée du champ proche.

7.3 Mesures en champ proche : première série

Comme cela est mentionné précédemment, le signal servant de référence en phase pour la mesure en champ proche doit être celui généré par notre circuit imprimé. Ce signal est parasite et non voulu, il est par conséquent très faible. Les sondes utilisées pour une mesure en champ proche doivent être très petites pour éviter de perturber le rayonnement du circuit. Par conséquent, elles sont très mal adaptées à la ligne de transmission de 50 Ω de notre circuit de mesure et donnent une lecture très faible. Trop faible pour que l'on obtienne suffisamment de puissance pour que l'analyseur puisse l'utiliser. L'analyseur de réseau utilisé dans le laboratoire de recherche de Polytechnique est un HP8753D qui exige que le signal présenté à son entrée de référence ait un niveau entre -25 dBm et 0 dBm et une pureté spectrale de 30 dBc (donc aucun signal parasite ne doit se trouver à proximité du signal sur lequel la référence en phase doit se faire). La mesure directe en utilisant nos sondes de 1 pouce carré ne permet pas d'obtenir le gain et la pureté spectrale exigée. Le niveau lu par la sonde fixe se situant à environ -60 dBm, il faut donc amplifier considérablement ce signal.

Dans un premier temps nous avons tenté d'amplifier ce signal en bâtissant un amplificateur de 40 dB que nous avons placé en cascade avec le signal lu par la sonde de référence. Mais même avec cet amplificateur, l'analyseur n'arrivait pas à se synchroniser en phase avec le signal présenté à son entrée de référence bien que le niveau obtenu soit assez puissant pour, selon la fiche technique de l'analyseur, y arriver. Donc, si les données de la fiche technique sont exactes, c'est la condition de pureté spectrale qui n'est pas satisfaite. Dans ce cas, cela implique que l'analyseur ne peut se synchroniser en raison de la présence d'un autre signal situé à proximité du signal parasite généré par le circuit imprimé. Ce signal est fort probablement un signal

ambiant à une fréquence voisine. Si cela est le cas, cette mesure, avec ce montage, devrait être réalisée à l'intérieur d'un environnement blindé, ce qui enlève une très grande partie des avantages économiques de cette méthode et la rend non compétitive.

Nous avons donc tenté de solutionner ce problème de synchronisation. Premièrement, il fallait vérifier qu'il était possible de réaliser une synchronisation en phase en utilisant l'analyseur HP8753D. Pour ce faire, nous avons alors utilisé notre doublet replié que nous avons placé à proximité du circuit imprimé, cette antenne étant plus grande, elle est donc plus sensible aux fréquences où nous tentions d'effectuer une mesure (à 200 ou 250 MHz) et elle présente une meilleure adaptation d'impédance. Mais même avec une structure plus sensible aux fréquences choisies, la seule manière d'arriver à une synchronisation en phase de l'analyseur a été d'obtenir un niveau de tension d'environ 0 dBm et nous n'obtenions ce résultat que lorsque le doublet replié était en contact avec la boîte métallique contenant la pile et qu'un amplificateur commercial HP8447D de 26 dB dans la gamme de fréquence de 0,1 MHz à 1 300 MHz était placé en cascade. Nous établissions alors un contact direct entre le retour du circuit et notre sonde (antenne) de référence. Cette manière de procéder est évidemment inacceptable pour ce qui est de notre volonté de mesurer le champ parasite de n'importe quel circuit imprimé, premièrement parce que nous devons éviter tout contact avec le circuit à mesurer, deuxièmement parce qu'il est assez rare qu'un circuit imprimé nous permette d'établir un contact avec son circuit de masse (ou retour électrique) et troisièmement la sonde de référence doit être la plus petite possible, car elle risque de fausser le diagramme de rayonnement de la structure à mesurer. Nous avons cependant effectué une mesure dans ces conditions et la figure 7.6 montre le résultat obtenu. Nous constatons donc que les résultats obtenus sont assez aléatoires et qu'ils ne sont pas utilisables pour tenter une extrapolation vers le champ lointain.

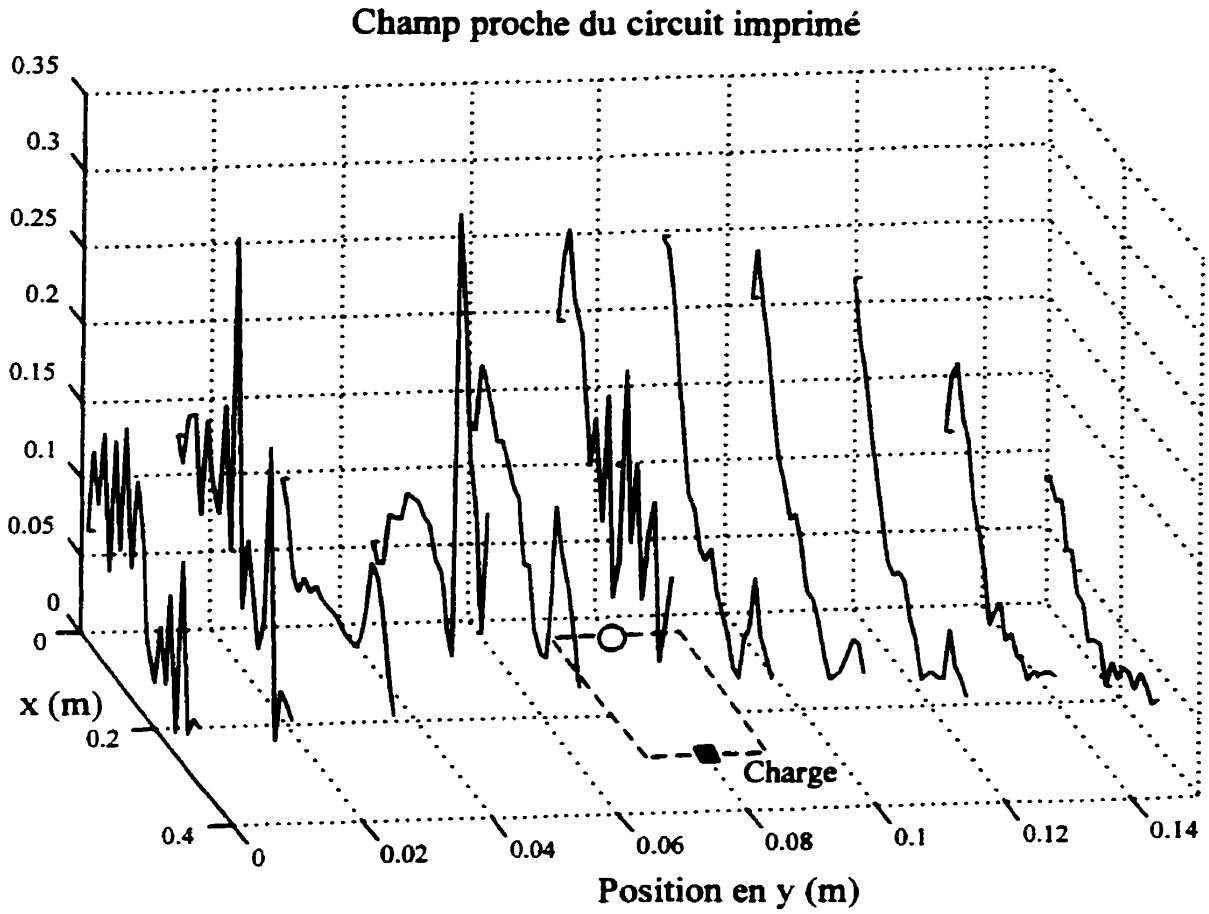


Figure 7.6 Tension de sonde pour une mesure du champ proche du circuit imprimé (à 200 MHz) avec le doublet replié pour sonde fixe. La sonde est située à 2 cm au-dessus du circuit.

7.4 Mesures en champ proche : deuxième série

Suite à l'expérience précédente, nous avons donc tenté d'augmenter la sensibilité de la sonde de référence pour obtenir une lecture sans contact avec la structure rayonnante. Pour ce faire, nous avons remplacé notre sonde de référence de 1 pouce carré par une antenne active à large bande. Cette antenne, connue sous le nom de BOWTOP®, reprend le principe de l'antenne bowtie [13] mais en remplaçant un des triangles métalliques par une plaque réfléchissante et en y incorporant un amplificateur intégré. Un schéma simplifié de l'antenne BOWTOP ® apparaît à la figure 7.7.

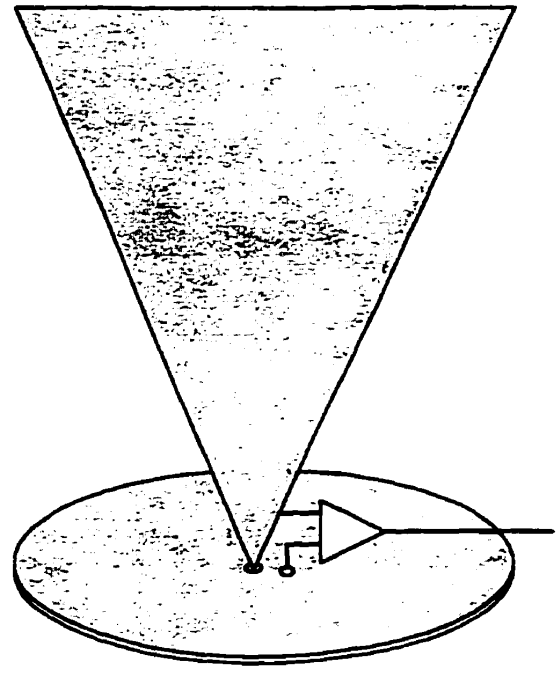


Figure 7.7 Schéma simplifié de l'antenne BOWTOP.

Cette construction permet d'obtenir un facteur d'antenne (qui est la différence en dB entre le signal au récepteur de mesure en dBm et le champ réel en dBμV/m) de ± 5 dB de 30 à environ 700 MHz.

Des mesures préliminaires effectuées dans un environnement ayant un bruit électromagnétique ambiant faible ont permis de présumer qu'une telle antenne, avec en cascade l'amplificateur HP8447D, nous donnerait une pureté spectrale et un gain suffisant pour que l'analyseur de réseau HP8753D puisse s'accrocher en phase. Le gain ainsi obtenu permettrait de faire la mesure tout en maintenant une assez bonne distance entre le circuit à mesurer et l'antenne qui n'a pas une dimension négligeable. Mais une fois dans les laboratoires de la Polytechnique, l'analyseur n'a pu se synchroniser. Une fois encore, nous avons dû soupçonner un bruit électromagnétique ambiant trop élevé. La seule manière d'effectuer une mesure synchronisée a été de relier électriquement la plaque inférieure de l'antenne BOWTOP® au compartiment de la pile du circuit imprimé. Dans ce cas, les lectures du champ proche sont présentées à la figure 7.8.

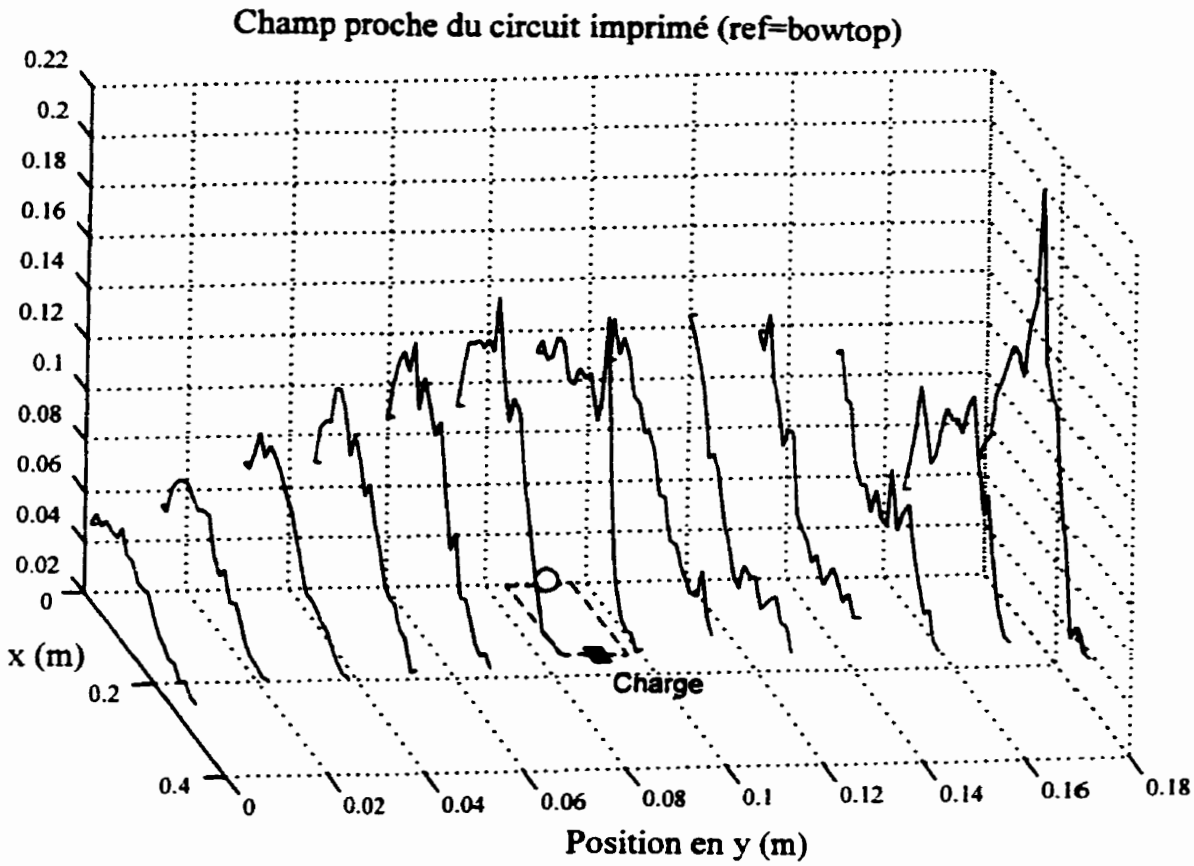


Figure 7.8 Tension de sonde pour une mesure du champ proche du circuit imprimé (à 200 MHz) avec l'antenne Bowtop comme sonde fixe. La sonde est située à 2 cm au-dessus du circuit.

On remarque plusieurs irrégularités dans la forme du champ proche ce qui nous permet de douter un peu de la valeur de cette mesure. Nous avons cependant utilisé ces données pour lancer une simulation en utilisant SCAN et le résultat obtenu a été étonnant. Si on compare ce résultat aux mesures réelles du champ lointain en site libre, on obtient la figure 7.9.

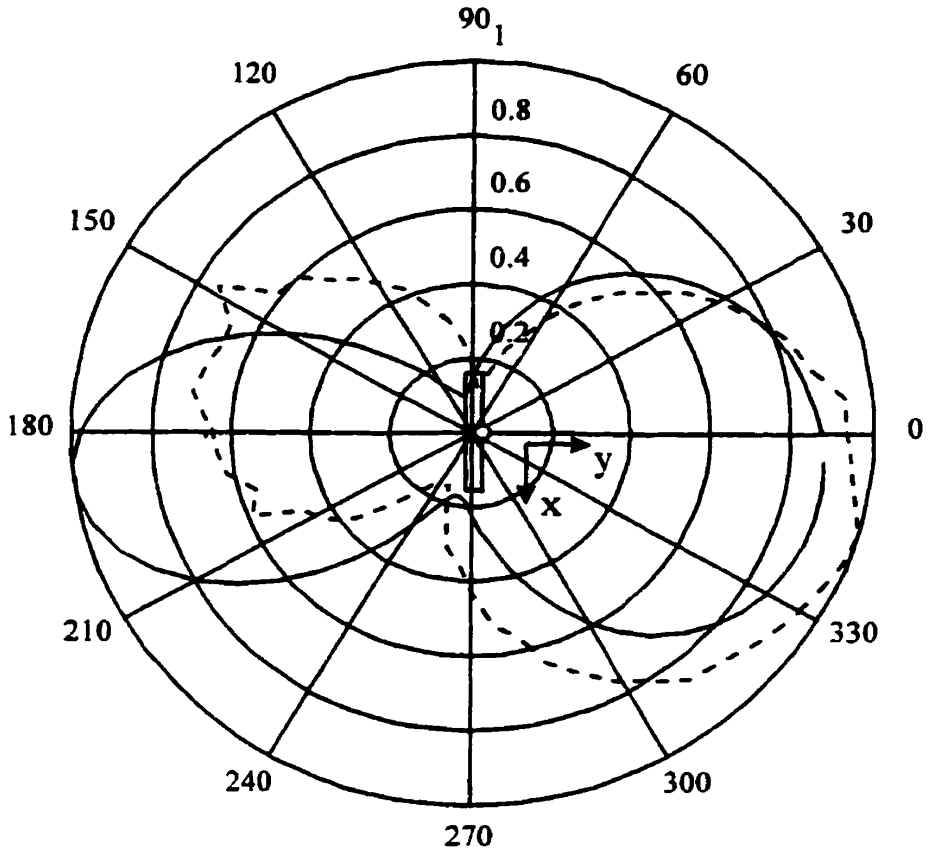


Figure 7.9 Champ lointain extrapolé avec SCAN (trait plein) et mesuré (tirets) sur le site ouvert pour un circuit imprimé avec l'antenne Bowtop comme sonde fixe. Pour une hauteur de l'antenne de réception de 1,6 mètres et une fréquence de 500 MHz..

On remarque une assez bonne similitude entre les deux valeurs bien que le maximum, qui est la valeur recherchée lors des essais finaux, n'est pas située au même endroit. En conclusion, la réalisation d'une mesure de champ proche en utilisant une antenne BOWTOP® n'est pas la solution pratiquement réalisable recherchée.

7.5 Mesures en champ proche : troisième série

À la suite des deux premières tentatives qui ne nous permettent pas de conclure à la faisabilité pratique de cette méthode, nous nous sommes interrogés sur notre méthode et nos doutes se sont surtout portés vers l'instrument de mesure. S'il n'est pas possible pour un analyseur de réseau de s'accrocher en phase sur un signal faible ou en présence d'ambiants puissants, peut-être n'est-il pas l'instrument idéal pour ce type de mesure. Les moyens limités mis à notre disposition ne nous ont pas permis d'effectuer une recherche auprès des manufacturiers pour voir si d'autres analyseurs de réseau, disponibles sur le marché, auraient pu faire l'affaire. Rappelons qu'en fait ce que nous tentons de faire est de comparer, en phase et en amplitude, deux signaux radiofréquences très faibles et que le but des analyseurs de réseau est généralement tout autre. Les technologies d'acquisition de données numériques à très haute vitesse développées au cours des dernières années ont permis de réaliser de nouveaux types d'instruments de mesure. Parmi ces nouveaux équipements, il existe ce que l'on appelle des «Analyseurs de transitions micro-ondes» ("Microwave Transitions Analyser") que nous nommerons MTA à partir de maintenant. Ce type d'instrument réalise précisément le genre de mesure dont nous avons besoin. Nous avons donc utilisé un MTA de la compagnie Hewlett-Packard, le HP11881, pour faire des essais préliminaires en utilisant seulement nos deux antennes cadres de 1 pouce carré. Les résultats ont été concluants : même sans amplificateur en cascade, l'analyseur réussissait à nous donner des valeurs de phases et d'amplitudes relatives très précises.

Nous avons donc programmé un balayage de notre circuit imprimé en utilisant le montage de la figure 6.5, mais en remplaçant l'analyseur de réseau par le MTA. Comme le logiciel de contrôle

et d'acquisition de données développé par Monsieur Dominique Dubouil (le MRE pour Mesure de Rayonnement Électromagnétique) n'a pas été conçu pour des mesures avec le MTA, la prise des données a dû se faire manuellement, sauf pour le positionnement de la sonde.

Les résultats de cette mesure en champ proche apparaissent à la figure 7.10.

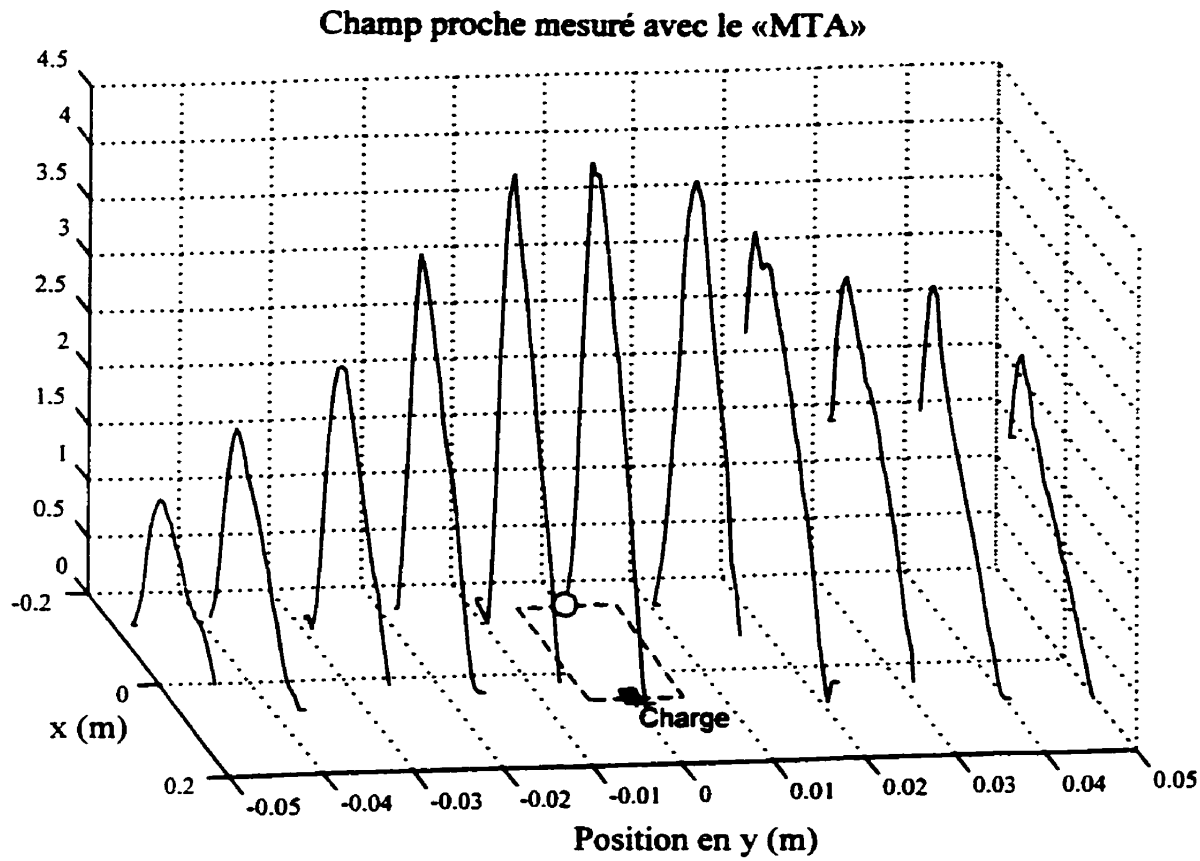


Figure 7.10 Tension de sonde (en volts) mesuré avec le «MTA» et les deux sondes d'un pouce carré à 200 MHz. La sonde est située à 2 cm au-dessus du circuit.

On remarque que la forme des courbes est beaucoup plus régulière, ce qui nous conforte à l'idée que la prise de mesure a été bonne. On remarque aussi que, pour des x négatifs, le champ a

tendance à augmenter. Cette région se situe au-dessus du plan de masse de la portion supérieure de la plaquette (voir figure 7.3). Il semble donc que cette partie de la plaquette rayonne. Puisque cela constitue une asymétrie du circuit imprimé, la lecture en champ proche n'est pas symétrique et aura tendance à produire un mode commun plus important.

Nous avons utilisé ces résultats pour réaliser une extrapolation à 3 mètres du champ rayonné par le circuit imprimé en simulant notre circuit imprimé par 82 petits doublets orthogonaux indépendants. Les premières tentatives d'extrapolation ont été infructueuses et le champ obtenu présentait des aberrations. Nous avons donc étudié plus à fond notre méthode et notre simulation pour constater que la grille des petits doublets était définie sur une surface légèrement supérieure à la grille de mesure utilisée lors de la mesure. En redéfinissant les 82 petits doublets dans un espace légèrement inférieur à la grille de mesure, les résultats ont été satisfaisants. Nous avons donc pu déceler une autre règle de fonctionnement de cette méthode(voir l'annexe 5), c'est-à-dire que la grille de doublets fictifs doit être circonscrite par la grille de mesures ce qui évite que la matrice Z soit singulière.

La forme des courants sur nos petits doublets est présentée à la figure 7.11.

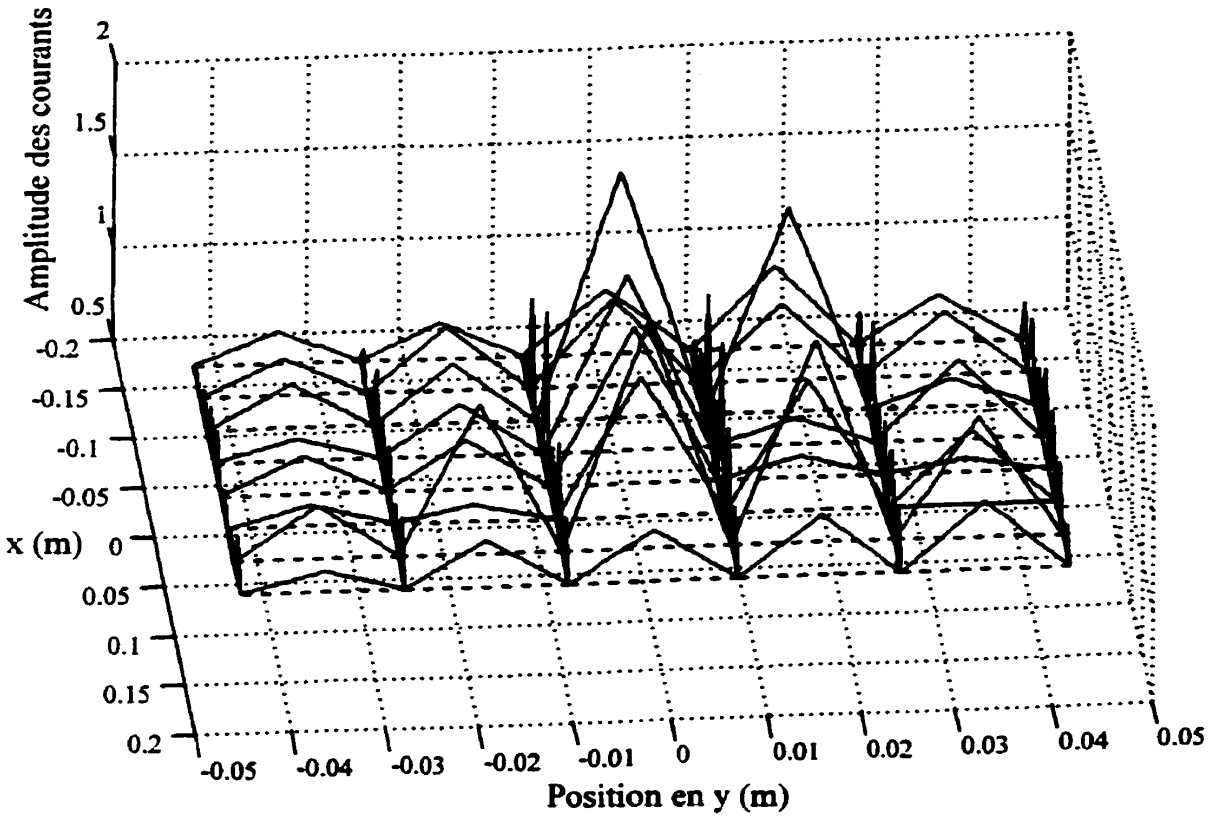


Figure 7.11 Courants calculés par SCAN sur 82 doublets orthogonaux remplaçant le circuit imprimé à 200 MHz.

On constate une tendance des amplitudes à suivre la forme du champ proche présenté à la figure 7.10. La figure 7.11 nous montre les courants fictifs calculés par SCAN. La mesure faite sur un site ouvert est plutôt le champ E_x à 3 ou 10 mètres et SCAN permet cette extrapolation. Le champ lointain à 3 mètres calculé par SCAN pour cette structure, en utilisant les données obtenues par notre balayage avec le MTA, est présenté à la figure 7.12.

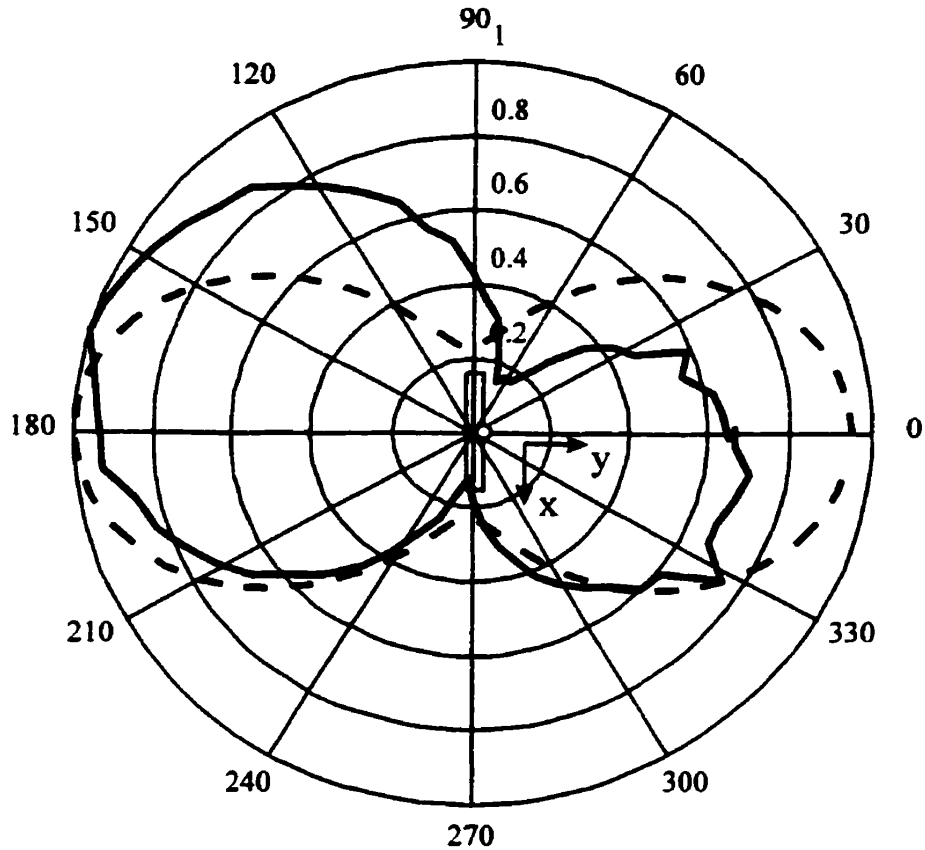


Figure 7.12 Champ lointain à 200 MHz extrapolé (tirets) et mesuré (trait plein) pour le circuit imprimé avec des mesures en champ proche réalisées avec le MTA.

Ce dernier résultat nous confirme la faisabilité de cette méthode. En effet, si on se rapporte à la procédure de mesure du rayonnement utilisée pour une évaluation finale des produits, les facteurs qui nous intéressent sont l'orientation et la hauteur des rayonnements les plus puissants. Le résultat présenté à la figure 7.12 nous montre qu'une mesure en champ proche et une extrapolation en utilisant SCAN, permet d'identifier le lobe de rayonnement le plus important. Un calcul supplémentaire du champ à 3 mètres sur la longueur d'un mât orienté selon l'axe des z,

nous permettrait d'identifier la hauteur et la polarisation (en choisissant E_X pour la polarisation horizontale et E_Z pour la polarisation verticale) produisant le champ lointain le plus élevé.

7.6 Étalonnage

Toutes les extrapolations du champ lointain effectuées pour cette étude de faisabilité ont été des mesures relatives. Elles ont permis de vérifier l'efficacité de cette méthode à prédire *la distribution spatiale* des champs lointains. Pour arriver à une solution complète, il reste à étalonner la mesure en champ proche de façon à pouvoir multiplier le champ lointain par un facteur de correction, qui peut être associé à un facteur d'antenne, de manière à prédire le champ lointain réel en V/m. Ici réside une première difficulté, les mesures en champ proche sont toutes faites en utilisant des valeurs relatives d'amplitude, le signal reçu par la sonde mobile est divisé par le signal de la sonde fixe. Puisque toutes deux sont situées à proximité de la structure rayonnante, la valeur réelle nous est inconnue. Il faudrait donc, en plus de la valeur relative pour chacun des points de mesure de la sonde mobile, avoir une lecture du champ réel pour au moins une position. Dans le meilleur des cas, cette seule lecture pourrait nous permettre de calculer l'ordre de grandeur du champ lointain, mais ce n'est pas si simple.

La deuxième difficulté est de taille. Puisque la structure rayonnante est inconnue, elle ne peut être ramenée simplement à une des deux structures rayonnantes de base, soit le doublet électrique ou magnétique (voir chapitre 2). De ce fait, l'impédance de l'onde incidente sur la sonde mobile se situe n'importe où entre les deux courbes de la figure 2.3. Si cela n'avait pas été le cas, on aurait pu utiliser la formule suivante.

$$E(dB\mu V/m) = \mathrm{AF} + V_{SA}\,(\mathrm{dB}\mu\mathrm{V}) + \mathrm{K} + Z_w \qquad (39)$$

Où

AF : Est le facteur d'antenne de la sonde mobile, qui peut être mesuré en site ouvert en utilisant la sonde comme émetteur.

V_{SA} : Est la lecture en dBμV du signal de la sonde.

K : Tient compte de toute atténuation ou amplification en cascade.

Z_W : Est l'impédance de l'onde en dB (soit $20*\log_{10}(Z_W)$). pour le cas d'une onde plane (champ lointain), ce facteur correspond à 51,53 dB (soit $20*\log_{10}(120\pi)$).

De tous les facteurs énumérés, Z_W demeure le seul qu'il n'est pas possible d'évaluer puisqu'il n'est pas possible de connaître ou de réduire la structure mesurée à une forme simple.

Cette situation tend à rendre cette méthode moins attrayante et demande une étude plus approfondie. Une manière envisageable d'arriver à connaître le facteur de correction que l'on devrait appliquer à notre extrapolation du champ lointain est par une mesure réelle sur site ouvert. Dans le cas d'un circuit réel qui a échoué aux essais de qualification en site ouvert, cette valeur est disponible et l'utilisation de cette méthode serait alors valable pour effectuer de corrections au circuit et vérifier leur efficacité.

Cependant, pour un circuit prototype, cette méthode ne servirait qu'à identifier les «points chauds» et toute extrapolation vers le champ lointain ne serait que relative. Il faudrait alors prévoir une mesure en site ouvert pour déterminer le facteur de correction à appliquer à toutes les fréquences présentant un intérêt. Cette situation, à moins qu'elle ne soit corrigée par des travaux ultérieurs, nuit à l'applicabilité de cette méthode pour le cas de prototypages.

8. Prospectives et travaux ultérieurs

Le but de cette maîtrise était de démontrer la faisabilité de cette nouvelle méthode d'extrapolation du champ lointain d'une structure rayonnante à partir d'une mesure de champ proche. Nous croyons que ce but est atteint, mais il y a loin de la coupe aux lèvres. En effet, bien qu'il soit possible d'utiliser cette méthode pour prédire le champ lointain, il reste des obstacles importants avant d'en arriver à un prototype vraiment efficace et facile d'usage. Il suffit de décrire la démarche générale qui nous permet d'arriver à notre extrapolation du champ lointain pour comprendre ces lacunes.

D'abord il faut, si l'on veut faire une mesure du champ parasite d'un circuit imprimé, disposer d'un Analyseur de transitions micro-ondes (« MTA »). Ce type d'instrument est nouveau, donc assez rare et très peu répandu dans les laboratoires de micro-ondes et encore moins dans les compagnies qui conçoivent et fabriquent des circuits imprimés. Aussi le coût d'un MTA est assez élevé et nuit d'autant à l'attrait de cette méthode, spécialement si c'est sa seule utilité. Si un analyseur de réseau avait pu être utilisé cela aurait été plus pratique, car ce type d'instrument est d'usage répandu, mais on a pu constater leur manque d'adaptation pour ce type de mesure.

En supposant que l'on dispose d'un MTA, il faut ensuite procéder à la mesure. Cette partie est assez facile à réaliser puisque le montage présenté à la figure 6.5 est assez simple et est bâti avec des pièces disponibles sur le marché. Il faudrait, dans notre cas, modifier le programme de contrôle des moteurs et d'acquisition des données pour qu'il puisse s'interfacer avec le MTA et éviter ainsi une prise de données manuelle, mais cette partie est assez simple à réaliser. Bien qu'effectuer cette mesure soit assez simple, cela ne lui enlève pas son plus grand défaut : sa

lenteur. Il faut bien réaliser que chaque mesure planaire doit être effectuée à une seule fréquence à la fois et que pour assurer la stabilité mécanique, des temps d'arrêt doivent être prévus après chaque déplacement de la sonde mobile. Il faut aussi prévoir le sur-dimentionnement des mesures. Des études précédentes ont pu démontrer qu'il faut environ 2,5 fois plus de points de mesures que l'on a d'inconnues dans notre matrice de courants (donc de doublets indépendants). Pour arriver à une bonne résolution spatiale, il faudra donc compter autour de 200 points de mesures pour 80 doublets indépendants. À titre d'exemple, la dernière mesure effectuée avec le MTA a pris environ 40 minutes à réaliser pour une seule fréquence d'intérêt.

L'étape suivante consiste à préparer le fichier d'entrée pour le logiciel SCAN. Il faut, comme cela a déjà été mentionné, définir la grille des doublets indépendants sur une surface inférieure à notre surface de mesures. Pour ce faire, nous avons développé un utilitaire de MATLAB (présenté à l'annexe 4) qui permet de générer assez facilement cette grille. Elle crée des fichiers de caractères ASCII qu'il suffit de copier dans un fichier compatible avec SCAN (voir annexes 1, 2 et 3). Une fois cette étape franchie, il faut lancer le programme SCAN et voici un autre défaut de la méthode, la lenteur de calcul. Même en utilisant les ressources du système UNIX des laboratoires de Poly-Grames à des heures tardives, le temps de calcul pour arriver à extrapoler le champ lointain d'une seule série de mesures est d'environ 2 heures à 99 % de temps CPU.

Une fois le calcul effectué, les données du fichier ASCII peuvent être extraites et un logiciel tel MATLAB peut être utilisé pour afficher les données. Mais reste encore le problème de l'étalonnage...

Voici donc une liste des problèmes soulevés et une ébauche de solutions qui pourraient être la base de travaux ultérieurs.

Appareil de mesure :

Idéalement nous devrions pouvoir utiliser un analyseur de réseau pour effectuer cette mesure. Cet appareil est beaucoup plus répandu que le MTA. Comme solution possible au problème d'accrochage en phase, on pourrait modifier le montage de mesure initial pour le remplacer par celui de la figure 9.1.

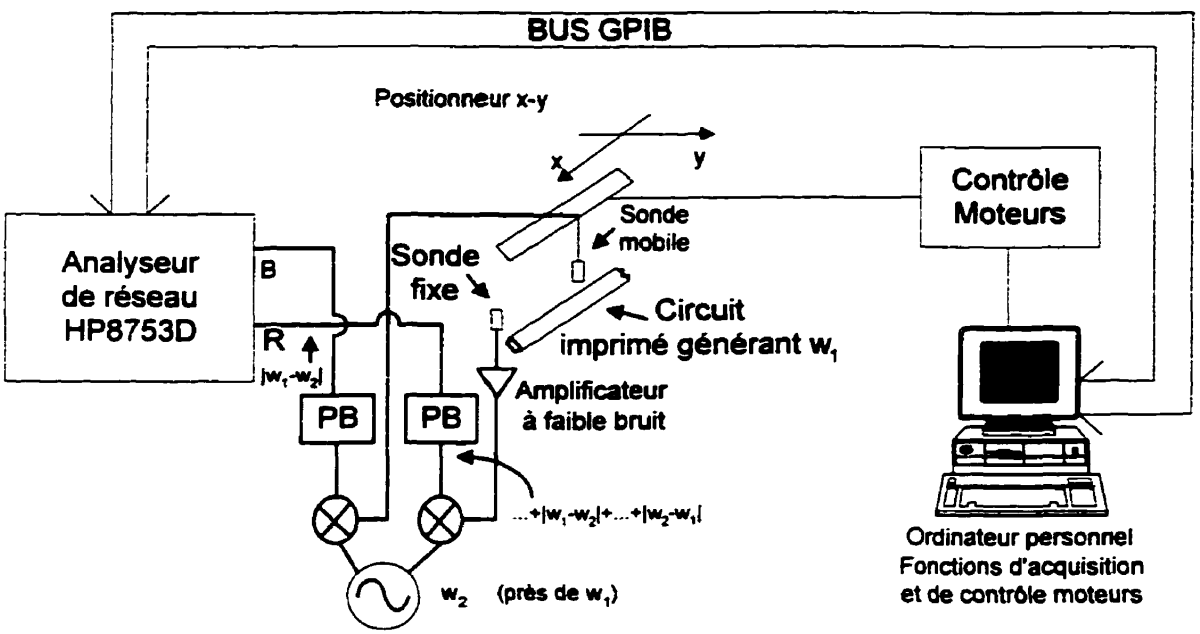


Figure 8.1 Modifications au montage de mesure pour utiliser un analyseur de réseau.

Dans ce montage, l'oscillateur est ajusté à la même fréquence que le signal mesuré (w_1) mais avec un très léger décalage (donnant w_2). Lorsque le signal provenant de l'oscillateur est mélangé avec le signal provenant de la sonde, plusieurs composantes harmoniques sont générées, dont une qui correspond exactement à la différence en fréquence entre les deux signaux. Ce nouveau signal a une amplitude qui est proportionnelle à l'amplitude du signal de l'oscillateur et du signal amplifié de la sonde et sa phase suit celle du signal de la sonde. Puisque nous

contrôlons le niveau du signal de l'oscillateur, les considérations de gain sont par le fait même résolues. En filtrant adéquatement ce signal par un filtre passe bande (PB) pour ne retenir que la fréquence correspondant à la différence, et en effectuant le même traitement avec le signal de la sonde fixe, nous ramenons le problème à une fréquence beaucoup plus facile à traiter. Par exemple l'analyseur de réseau HP8753D a une fréquence minimum de 30 KHz. Possiblement cette façon de faire résoudrait les considérations de pureté spectrale. Il nous a été malheureusement impossible de pouvoir réaliser ce montage et vérifier son efficacité.

Prise de données.

Cette partie est malheureusement beaucoup plus difficile à optimiser. On pourrait, à la limite, programmer la prise de mesure pour plusieurs fréquences à la fois, si le besoin se fait sentir. On pourrait aussi imaginer augmenter le nombre de sondes mobiles. Mais, parce que l'un de nos buts est d'arriver à faire la mesure la plus exacte possible sans perturber le rayonnement de notre structure, l'addition de sondes supplémentaires est à exclure. De plus, les interactions entre les sondes mobiles devraient être prises en compte ce qui provoquerait un sur-dimentionnement plus important des matrices de mesures. On pourrait cependant faire des études pour développer un positionneur plus rapide et plus stable tout en maintenant un coût de fabrication assez faible.

Mise en forme et utilisation des fichiers ASCII.

Cette partie devrait être la plus transparente pour l'usager. On devrait développer une interface usager à partir des outils disponibles avec MATLAB ou un autre logiciel de ce type.

Certaines structures, prévues d'avance, devraient être disponibles dans une banque que l'usager n'aurait qu'à utiliser directement. Cette interface devrait donc être en mesure de :

1. Lire les données générées par le logiciel de la prise de mesure.

2. Préparer et mettre en forme les fichiers nécessaires à SCAN.

3. Lancer SCAN, et idéalement donner une appréciation à l'usager du temps de calcul et de l'avancement des calculs.

4. Afficher les résultats.

Temps de calcul.

C'est dans cette partie que plusieurs efforts devront être faits pour rendre cette méthode attrayante. Premièrement, un logiciel intégré devrait être élaboré pour qu'un seul ordinateur personnel puisse servir au contrôle moteur, à la prise de données, à la mise en forme des fichiers ASCII, au calcul du champ lointain et à l'affichage. Pour ce qui est du temps de calcul, il serait possible, en conservant des structures standardisées pour notre arrangement de doublets indépendants et des positions de balayages fixes, de réduire considérablement le temps de calcul. De cette manière, une banque de matrices d'impédances mutuelles entre les positions de la sonde mobile et les doublets indépendants pourrait être créée et SCAN n'aurait pas à recalculer ces paramètres à chaque simulation. Cette façon de faire devrait être exploitée au maximum.

Étalonnage.

Cette partie est, selon nous, la plus critique de toutes les difficultés qui restent en suspend. Dans le chapitre 7, la solution proposée faisait intervenir une mesure réelle dans le champ lointain qui servait de base de comparaison avec le champ calculé par SCAN. Cette approche n'est pas idéale et nuit à l'utilisation de cette méthode dans le cas de prototypes. Cette solution a le défaut de faire intervenir des champs pour régler le problème de l'étalonnage tandis que la méthode des moments et la technique d'extraction des courants travaillent avec des courants sur la structure. Un étalonnage basé sur les courants serait plus efficace. Si on arrive à établir le facteur de correction à donner à la valeur des courants sur une structure connue, on pourra appliquer la même correction pour une structure inconnue. Il faudra évidemment conserver la même distance entre les sondes de mesures et les structures dans les deux cas. La solution suivante est proposée et devra faire l'objet d'études ultérieures.

Méthode d'étalonnage par les courants :

1. Bâtir la structure présentée à la figure 8.2. Il s'agit d'une ligne de transmission adaptée à 50 Ω.

2. Mesurer l'amplitude du courant ($|I_{mes}|$) dans la charge de 50 Ω avec l'analyseur.

3. Faire un balayage de la structure à une hauteur fixe et calculer l'amplitude du courant à la charge ($|I_{calc}|$) en utilisant SCAN.

4. Calculer un facteur de correction selon $20 \log_{10}(|I_{mes}|/|I_{calc}|)$

5. Lorsqu'on remplace la ligne de transmission ayant servi à l'étalonnage par la structure inconnue, on devra ajouter un facteur de correction supplémentaire correspondant à la différence des amplitudes lues par la sonde de référence dans les deux cas.

$$\text{Correction} = P_{ref}\,(\text{structure inconnue}) - P_{ref}\,(\text{ligne d'étalonnage})$$

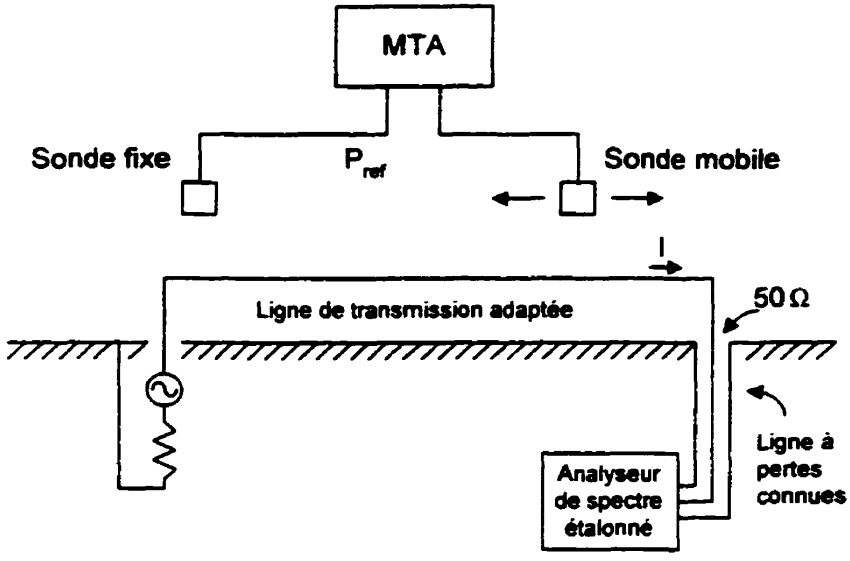


Figure 8.2 Circuit d'étalonnage par les courants.

9. Conclusion

La faisabilité de cette méthode a été démontrée par les travaux décrits dans ce mémoire. Il demeure cependant que, malgré les difficultés qui restent, cette méthode est prometteuse et pourrait éventuellement mener à un prototype commercialisable. Une fois tous les problèmes résolus, un système basé sur cette méthode s'avérerait être un outil précieux permettant d'effectuer un travail de résolution de problèmes relié aux émissions parasites au niveau des prototypes et des produits finis.

Les techniques de mesures en champ proche font l'objet de plusieurs recherches actuellement [14] et on peut prévoir de nouveaux développements dans les années à venir. Nous espérons que ce mémoire de maîtrise a apporté une contribution valable à ces travaux.

10. RÉFÉRENCES

[1] H.W. OTT «*Noise reduction techniques in electronic systems*», Deuxième édition, John Wiley & Sons, 1988, pp. 4 à 6.

[2] C.R. PAUL «*Introduction to Electromagnetic Compatibility*», John Wiley & Sons, 1992, pp. 178 à 183 et 652 à 655.

[3] R.F. HARRINGTON, «*Matrix methods for fields*», Proceedings de l'IEEE, vol. 55, fév. 1967, pp. 139 à 149.

[4] R.F. HARRINGTON, «*Field Computation by Moment Method*», New York: Macmillan, 1968.

[5] E.H. NEWMAN, «*Simple Examples of the Method of Moments in Electromagnetics*», Transactions de l'IEEE sur l'éducation, vol. 31, n° 3, août 1988.

[6] J.H. RICHMOND, «*Coupled linear antennas with skew orientations*», Transactions de l'IEEE sur les antennes et la propagation , vol. AP-18, sept. 1970, pp. 694-696.

[7] M.A. TILSTON et K.G. BALMAIN, «*On the supression of asymmetric artifacs arising in an implementation of the thin-wire method of moments*», Transactions de l'IEEE sur les antennes et la propagation , vol. AP-38, fév. 1990, pp. 281 à 285.

[8] M.A. TILSTON et K.G. BALMAIN, «*A multiradius, reciprocal implementation of the thin-wire method of moments*», Transactions de l'IEEE sur les antennes et la propagation, vol. AP-38, oct. 1990, pp. 1636 à 1644.

[9] J.-J. LAURIN, «*Near-Field Characterization of PCBs for Radiated Emissions Prediction*», Symposium international de l'IEEE sur la compatibilité électromagnétique, Dallas 1993, pp. 322 à 326.

[10] C.R. PAUL, «*A comparison of the contributions of common-mode and differential mode currents in radiated emissions*», Transactions de l'IEEE sur la compatibilité électromagnétique, vol. 31, pp. 189-193, 1989.

[11] K.B. HARDIN, C. R. PAUL et K. NAISHADHAM, «*Direct Prediction of Common-Mode Currents*», Symposium international de l'IEEE sur la compatibilité électromagnétique, Cherry Hill 1991, pp. 67 à 71.

[12] C.R. PAUL «*Introduction to Electromagnetic Compatibility*», John Wiley & Sons, 1992, pp. 420 à 428.

[13] T. MACNAMARA, «*Handbook of Antennas for EMC*», Artech House, 1995, pp. 140 à 141.

[14] Y. GAO et I. WOLFF, «*A New Miniature Magnetic Field Probe for Measuring Three-Dimensional Fields in Planar High-Frequency Circuits*», Transactions de l'IEEE sur la théorie et les techniques en micro-ondes, vol. 44, n° 6, juin 1996, pp. 911 à 918.

[15] M.A. TILSTON, «*MBCPF164 User Notes*», Document informatique fournit avec RICHT, 1990.

A. Annexe 1 : Introduction au logiciel RICHT

Comme pour la plupart des logiciels de simulation écrits en langage FORTRAN, l'utilisation de RICHT nécessite l'édition d'un fichier ASCII qui permet de spécifier tous les paramètres requis pour la simulation. Plus souvent qu'autrement, l'accent des concepteurs de ce type de logiciel est mis sur la performance technique, négligeant ainsi l'interface à l'usager. Nous disposons donc d'un outil puissant mais qui nécessite une syntaxe et une rigueur qui font obstacle à une utilisation facile.

Les concepteurs de RICHT ont donc tenté d'intégrer des capacités de calcul pour toutes les possibilités physiques envisageables. L'utilisation que nous en avons faite n'avait besoin que de quelques unes de celles-ci. Cette annexe se veut donc un guide d'utilisation de RICHT pour les fonctions utilisées lors de cette étude de maîtrise. Pour de plus amples détails sur les fonctions non décrites dans cette annexe, le lecteur devra se référer au fichier d'utilisation de RICHT [15].

Il faut d'abord noter que RICHT a une manière assez spéciale de numéroter les segments et les bouts de segments. Les segments sont numérotés ligne par ligne à partir de leur définition en utilisant le mot clé SEGN. Le numéro du premier bout de départ d'un segment est le même que le numéro du segment. Le numéro du second bout du segment est égal au numéro du segment en question plus le nombre total de segments dans la structure à analyser. Cela n'est pas trop compliqué si on définit tous les segments par leurs coordonnées dans le plan x-y-z. Mais si on décide de diviser les segments pour augmenter la résolution, le numéro des premiers bouts des segments originaux ne change pas, mais les numéros des seconds bouts sont tous modifiés. L'exemple suivant illustre cette modification.

Prenons une structure à deux segments reliés entre eux. Les bouts de segments seront notés bx (le premiers sur la ligne du haut, les seconds sur celle du bas), x représentant le numéro du bout. Les segments seront notés sx.

Avant la division on a la situation suivante :

```
b1__________s1__________b2__________s2__________
                        b3                      b4
```

Donc le segment 1 va du bout de segment b1 à b3 et le segment 2 va du bout b2 à b4. Dans la plupart des cas, seules les coordonnées des premiers bouts de segments et le dernier doivent être définis, sauf si l'on veut obtenir des segments indépendants. Si, lors de la définition des coordonnées des bouts de segments, nous voulons qu'aucun courant ne circule entre les deux segments, le point de coordonnées correspondant aux bouts b2 et b3 devra être défini 2 fois dans la liste de points (noeuds) de la structure. Cette notion sera utilisée lors de la définition des doublets orthogonaux indépendants (voir annexe 3).

Si on divise chaque segment par 3 on obtient alors :

```
b1__s1__b3__s3__b4__s4__b2__s2__b5__s5__b6__s6___
         b7      b8      b9      b10     b11     b12
```

On voit que les points b1 et b2 sont les seuls à n'avoir pas bougé et que de nouveaux numéros de segments et de bouts de segments sont venus s'intercaler. Cela est très important pour l'extraction des courants du fichier ASCII de sortie de RICHT.

A.1 Fichier ascii d'entrée pour RICHT

Le fichier ASCII d'entrée est principalement composé de 2 parties. Une partie d'en-tête, où l'on spécifie les données relatives au milieu et à la structure filaire à étudier, et une partie facultative qui permet de spécifier quels paramètres de sortie nous intéressent.

Pour présenter le style de fichier ASCII utilisé par RICHT, nous allons étudier le fichier d'entrée qui nous à permis de calculer les courants de branches et le champ extrapolé à trois mètres pour notre doublet replié à 500 MHz. Veuillez noter que les caractères en italique font partie du fichier original et que tout commentaire ou explication additionnel sera encadré de deux barres obliques (tout comme c'est le cas pour les fichiers d'entrée). La figure suivante nous montre la structure à modéliser, une partie des fonctions de base utilisées (illustré pour la moitié du premier segment) ainsi que la forme des courants sur la structure qui sera un des résultats du fichier de sortie de RICHT.

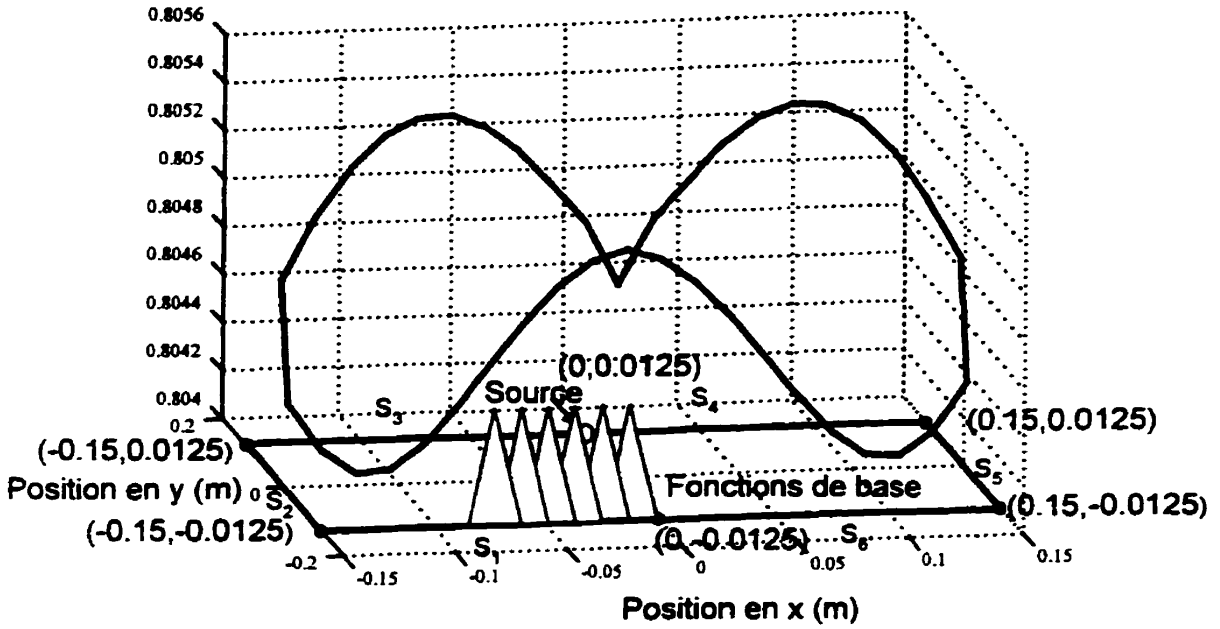


Figure A.1 Structure du doublet replié à modéliser. Les fonctions de base sont présentées pour la moitié du segment 1. La forme des courants sur les segments est un résultat de la simulation par RICHT. La fréquence utilisée est 500 MHz.

/Partie 1 : En-tête, il est obligatoire que chacun des champs soit rempli/

164

/Ce nombre indique à RICHT le numéro de la version, 164 dans ce cas./

/À la suite de ce nombre on explique généralement la simulation recherchée./

/Simulation d'un doublet replié/

/la fréquence est de 500 MHz et la longueur du doublet est de/

/30 cm (demi-onde)/

/le doublet se trouve à 80 cm en z et il est au-dessus d'un/

/plan de masse situé à z=0/

/Dans cette version on calcule 46 points sur un mât situé à/

/3 mètres du doublet et la hauteur de réception va de 0 à 4/

/mètres./

1 1. 0

/Ces trois nombres sont un code permettant d'identifier le milieu de propagation des ondes./

/Le premier indique le type de milieu, les deux autres sont les paramètres de ce milieu./

/Dans ce cas-ci, on spécifie un permittivité relative réelle de 1 et une tangente de perte de 0./

0.0018 0.

/Le premier paramètre spécifie le rayon par défaut des segments, le second la conductivité par/

/défaut./

0 0 0. 0. 0.

/Cette ligne permet de spécifier le type d'isolant qui recouvre les segments, dans notre cas/

/aucun isolant n'entoure les segments et tous les paramètres sont nuls./

500E6 1 0.

/Le premier paramètre indique la fréquence de travail, 500 MHz dans notre cas./

/Les deux autres paramètres permettent d'effectuer un balayage en fréquence, le second/

/indique le nombre de fréquences du balayage (1 dans notre cas, puisqu'il n'y a pas/

/de balayage)./

/Le troisième indique l'incrément en fréquence, s'il est positif l'incrément est additif,/

/s'il est négatif, il est multiplicatif./

6 6

/Le premier nombre indique le nombre de segments de la structure rayonnante,/

/le second, le nombre de points de branchements./

4 0

/Le premier paramètre indique sur quel numéro de fin de segment se situe la source/

/standardisée de 1+j0 V. Le second indique la quantité de sources supplémentaires/

/qui seraient spécifiées en utilisant le mot clé GENR plus loin dans le fichier./

/Pour les raisons invoquées lors des précisions sur les numéros des bouts de segments,/

/il faut toujours spécifier les sources selon les premiers bouts des segments choisis./

0

/Nombre de charges à être spécifiées avec le mot clé LUMP, cette donnée est utilisée pour les/

/fichiers d'entrée de MOVE et SCAN pour spécifier la charge de 50 Ω de la sonde mobile./

/Là encore, il est important de définir les charges sur les premiers bouts des segments pour/

/éviter qu'ils ne soient déplacés lors d'une division des segments./

0 0 0 010 0

/Ces nombres en série sont en fait des drapeaux permettant d'activer différents paramètres qui/

/devront apparaître dans le fichier ASCII de sortie de RICHT. Dans le cas présenté ici, nous/

/avons activé le drapeau qui permet d'afficher les courants de branches. Dans le fichier de/

/sortie, le mot de code BCUR pour «*branch current*» sera suivi du numéro de segment,/

/du courant complexe à son premier bout et du courant complexe à son second bout./

/Il est important de noter comment les divisions de segments affectent l'extraction des/

/courants du fichier de sortie./

46

/Ce nombre indique le nombre total de points de champ proche que devra calculer RICHT./

/Les coordonnées de chacun de ces points apparaissent plus loin après le mot clé NFLD./

/Il est à noter que nous utiliserons cette fonction plutôt que la suivante pour nos extrapolations/

/au champ lointain en raison de sa simplicité d'utilisation./

0 0 0 0. 0. 0. 0.

/Cette ligne permet de définir le forme et les paramètres voulus pour un calcul de champ/

/lointain, ou un patron de rayonnement d'antenne. Comme cela est déjà mentionné/

/cette fonction ne sera pas utilisée./

0

/Doit être 0, cet espace est réservé pour un usage futur de RICHT/

SEGN

/Suivant ce mot clé, la définition des raccordements des segments doit suivre, un segment/

/par ligne. Dans ce cas, il s'agit de notre doublet replié, donc une structure fermée./

/Pour le segment 6, il y a un raccord avec le premier bout du segment 1./

/On définit les branchements des segments en spécifiant le numéro des premiers/

/bouts de segments./

1	*2*
2	*3*
3	*4*
4	*5*
5	*6*
6	*1*

COOR

/Suivant ce mot clé, la définition spatiale *x-y-z* de chacun des points de raccordement des/

/segments doit suivre, un point par ligne. Ces six points définissent les points utilisés dans la/

/section précédente./

0.	*-.0125*	*0.8*
-0.15	*-.0125*	*0.8*
-0.15	*.0125*	*0.8*
0.	*.0125*	*0.8*
0.15	*.0125*	*0.8*
0.15	*-.0125*	*0.8*

/Deuxième partie : Mots clés facultatifs, mais qui dépendent des définitions de la première/

/partie./

NFLD

/Suivant ce mot clé, la définition spatiale *x-y-z* de chacun des points de calcul du champ proche/

/doit suivre. Dans ce cas on calcule le champ à une distance de 3 mètres perpendiculairement à/

/l'axe principal du doublet (plan *x*=0, *y*=3) pour un déplacement vertical (en *z*) de 0 à 4 mètres./

0.	*3.*	*0.*
0.	*3.*	*.1*
0.	*3.*	*.2*
0.	*3.*	*.3*
0.	*3.*	*.4*
0.	*3.*	*.5*
0.	*3.*	*.6*
0.	*3.*	*.7*
0.	*3.*	*.8*
0.	*3.*	*.9*
0.	*3.*	*1.0*
0.	*3.*	*1.05*
0.	*3.*	*1.1*
0.	*3.*	*1.15*
0.	*3.*	*1.2*
0.	*3.*	*1.25*
0.	*3.*	*1.3*
0.	*3.*	*1.35*
0.	*3.*	*1.4*
0.	*3.*	*1.45*
0.	*3.*	*1.5*
0.	*3.*	*1.6*
0.	*3.*	*1.7*
0.	*3.*	*1.8*
0.	*3.*	*1.9*

0. 3. 2.0
0. 3. 2.1
0. 3. 2.2
0. 3. 2.3
0. 3. 2.4
0. 3. 2.5
0. 3. 2.6
0. 3. 2.7
0. 3. 2.8
0. 3. 2.9
0. 3. 3.0
0. 3. 3.1
0. 3. 3.2
0. 3. 3.3
0. 3. 3.4
0. 3. 3.5
0. 3. 3.6
0. 3. 3.7
0. 3. 3.8
0. 3. 3.9
0. 3. 4.0

SYMM

/Ce mot clé permet de définir un plan de réflexion selon l'axe z. Dans le cas qui nous intéresse/

/nous avons utilisé cette fonction pour définir le plan réflecteur au sol./

1 1 0 0

DIVS

/Dans la plupart des cas, on définit la structure rayonnante avec le minimum de points requis./

/Mais pour que le logiciel converge et donne des résultats satisfaisants et précis, on doit souvent/

/diviser les segments. Cette fonction permet de diviser les segments. Le premier nombre/

/indique le nombre de segments à diviser. Les lignes subséquentes indiquent le numéro de/

/segment à diviser ainsi que le nombre de divisions voulues./

6
1 5
2 5
3 5
4 5
5 5
6 5

XEND

/Indicateur de fin du fichier./

Dans le fichier ASCII de sortie, RICHT répète entièrement le fichier d'entrée. Cette caractéristique permet de connaître les paramètres d'entrée qui ont servi à réaliser ce fichier de sortie et éventuellement de réutiliser un fichier de sortie pour lancer une autre simulation.

Pour notre exemple, après la répétition complète du fichier d'entrée, RICHT nous donnera :

BCUR

/Après ce mot clé, apparaissent tous les numéros de segments suivis de la partie réelle et/
/imaginaire du courant à son premier bout, suivi de la partie réelle et imaginaire du courant à/
/son deuxième bout. Notez que le courant au deuxième bout du segment 1 est le même que/
/celui du premier bout du segment 7. Ceci est une conséquence de la division de nos segments./
/La même chose se répète pour le segment 2 avec le segment 11, le segment 3 avec le segment/
/15, etc. On notera aussi que le courant au bout du dernier segment (le 30e) est le même que le/
/courant du premier bout du segment 1 puisque la structure est fermée./

1 -.17350E-02 .93762E-03 -.16675E-02 .73302E-03
2 -.23603E-03 -.13401E-02 -.13028E-03 -.14585E-02
3 .24743E-03 -.18353E-02 .75972E-03 -.21793E-02
4 .17635E-02 -.32752E-03 .16952E-02 -.14656E-02
5 .24743E-03 -.18353E-02 .14083E-03 -.17301E-02

6	-.23603E-03	-.13401E-02	-.74270E-03	-.75896E-03
7	-.16675E-02	.73302E-03	-.14699E-02	.31252E-03
8	-.14699E-02	.31252E-03	-.11557E-02	-.20133E-03
9	-.11557E-02	-.20133E-03	-.74271E-03	-.75896E-03
10	-.74271E-03	-.75896E-03	-.23603E-03	-.13401E-02
11	-.13028E-03	-.14585E-02	-.42219E-04	-.15492E-02
12	-.42219E-04	-.15492E-02	.52507E-04	-.16448E-02
13	.52507E-04	-.16448E-02	.14083E-03	-.17301E-02
14	.14083E-03	-.17301E-02	.24743E-03	-.18353E-02
15	.75972E-03	-.21793E-02	.11774E-02	-.22131E-02
16	.11774E-02	-.22131E-02	.14953E-02	-.19589E-02
17	.14953E-02	-.19589E-02	.16952E-02	-.14656E-02
18	.16952E-02	-.14656E-02	.17635E-02	-.32752E-03
19	.16952E-02	-.14656E-02	.14953E-02	-.19589E-02
20	.14953E-02	-.19589E-02	.11774E-02	-.22131E-02
21	.11774E-02	-.22131E-02	.75972E-03	-.21793E-02
22	.75972E-03	-.21793E-02	.24743E-03	-.18353E-02
23	.14083E-03	-.17301E-02	.52508E-04	-.16448E-02
24	.52508E-04	-.16448E-02	-.42218E-04	-.15492E-02
25	-.42218E-04	-.15492E-02	-.13028E-03	-.14585E-02
26	-.13028E-03	-.14585E-02	-.23603E-03	-.13401E-02
27	-.74270E-03	-.75896E-03	-.11557E-02	-.20133E-03
28	-.11557E-02	-.20133E-03	-.14699E-02	.31252E-03
29	-.14699E-02	.31252E-03	-.16675E-02	.73302E-03
30	-.16675E-02	.73302E-03	-.17350E-02	.93762E-03

NFLD

/Suivant ce mot clé, le résultat du calcul du champ proche de chacun des points est donné./

/Sur la première ligne apparaît les coordonnées du point. Sur la seconde se présente dans/

/l'ordre; la partie réelle de Ex, la partie imaginaire de Ex, la partie réelle de Ey,/

/la partie imaginaire de Ey, la partie réelle de Ez et finalement, la partie imaginaire de Ez./

/Sur la ligne suivante apparaît dans le même ordre les composantes des champs magnétiques/

/Hx, Hy et Hz./

.00000E+00	.30000E+01	.00000E+00			
-.89514E-18	.15856E-17	.22498E-17	.26167E-17	.27696E-09	.24877E-08

.57607E-12 .68156E-11 .13056E-03 -.23033E-04. .23565E-20 .24577E-20
.00000E+00 .30000E+01 .10000E+00
-.11069E-01 -.50262E-01 -.19730E-09 -.19218E-09 .36942E-09 .23754E-08
.85300E-12 .65221E-11 .12439E-03 -.27855E-04 .32292E-04 .12820E-03
.00000E+00 .30000E+01 .20000E+00
-.25587E-01 -.95576E-01 -.40072E-09 -.32758E-09 .61745E-09 .20388E-08
.16020E-11 .56341E-11 .10587E-03 -.40721E-04 .72397E-04 .24331E-03
...
...

Et ainsi de suite pour les 46 points définis dans le fichier d'entrée.

B. Annexe 2 : Fichiers ASCII d'entrée pour MOVE

Cette version modifiée de RICHT a été développée par le Professeur Laurin de l'École Polytechnique de Montréal pour vérifier, de manière numérique, les hypothèses de balayage du champ proche et d'extrapolation au champ lointain. En fait, ce logiciel simule un balayage en champ proche avec une sonde et une structure spécifiée dans un fichier ASCII d'entrée. Il utilise le même format de base que RICHT mais, en plus, on doit définir la sonde et son déplacement. Les fichiers de sortie de MOVE sont de deux types : un premier est similaire au fichier de sortie de RICHT à la différence que les demandes de calculs en champ proche sont ignorées et le second nous donne la tension complexe générée par le champ proche pour chaque position de la sonde. Cette tension est calculée pour une charge de 50 Ω qui représente l'impédance d'entrée typique des instruments de mesures en micro-ondes.

Pour mieux illustrer l'utilisation de MOVE, nous allons étudier le fichier qui nous a permis de générer la forme du champ proche de la figure 6.2 (a) (la tension de sortie de la sonde étant proportionnelle à la composant Hy du champ proche étant donné l'orientation de la sonde par rapport à la structure rayonnante).

164

/Simulation d'un doublet replié/

/la fréquence est de 500 MHz et la longueur du doublet est de/

/30 cm (demi-onde)/

/le doublet se trouve à 80 cm en z et il est au-dessus d'un/

/plan de masse situe à z=0/

/Cette version calculera la tension reçue sur une charge faisant/

/partie d'une sonde mobile. On utilisera la commande MOVE/

/définir les positions de la sonde mobile/

```
1        1.       0.
.001800           0.
0        0        0.       0.       0.
500E+06           1        0.
         12       12
```

/Six segments sont ajoutés pour définir la sonde mobile./

```
         10       0
```

/Comme la sonde mobile doit toujours être définie avant la structure, la source de tension se/

/retrouve au bout 10./

```
         1
```

/On aura à définir une charge de 50 Ω sur la sonde mobile. Cette charge représente l'impédance/

/d'entrée de l'appareil de mesure./

```
         0        0        0        0        0
         0
         0        0        0
         .0       .0       0.       0.
         0
```

SEGN

1	*2*
2	*3*
3	*4*
4	*5*
5	*6*
6	*1*

/Ces six premiers segments définissent la sonde mobile, elle doit toujours être définie avant la/

/structure rayonnante./

7	*8*
8	*9*
9	*10*
10	*11*
11	*12*
12	*7*

COOR

.00000E+00	*.00000E+00*	*.12700E-01*
.12700E-01	*.00000E+00*	*.12700E-01*
.12700E-01	*.00000E+00*	*-.12700E-01*
.00000E+00	*.00000E+00*	*-.12700E-01*
-.12700E-01	*.00000E+00*	*-.12700E-01*
-.12700E-01	*.00000E+00*	*.12700E-01*
.00000E+00	*-.12500E-01*	*.80000E+00*

/Ces six premières coordonnées définissent les points de branchement de la sonde mobile./

/On remarquera que ces points sont définis de part et d'autre du plan de référence situé à z=0./

/ce qui n'a pas de concordance physique mais ne cause pas de problème. La sonde mobile/

/peut être définie n'importe où dans l'espace puisque sa position finale sera définie en utilisant/

/le mot clé MOVE./

-.15000E+00 -.12500E-01 .80000E+00
-.15000E+00 .12500E-01 .80000E+00
.00000E+00 .12500E-01 .80000E+00
.15000E+00 .12500E-01 .80000E+00
.15000E+00 -.12500E-01 .80000E+00

LUMP

/Ce mot clé défini le bout de segment et le type de charge de la sonde mobile. Dans ce cas,/

/on la place au bout 4, elle est de type résistif et à une valeur réelle de 50 Ω./

4 1 .50000E+02 .00000E+00 .00000E+00

MOVE

/Ce mot clé est particulier à MOVE et à SCAN. C'est de cette manière que le logiciel sépare la/

/sonde mobile de la structure et déplace cette sonde pour effectuer le balayage en *x-y*./

264

/Ce nombre définit le nombre de déplacements de la sonde mobile./

4

/Ce nombre indique sur quel bout de segment nous voulons que les tensions complexes de/

/sortie soient calculées./

1 6 1

/Ici on définit que la sonde englobe les segments 1 à 6 et que le balayage sera effectué sur une/

/surface plane (en *x-y*). Suivent les 264 positions de la sonde mobile./

```
-.20000E+00 -.13000E-01  .83300E+00
-.19600E+00 -.13000E-01  .83300E+00
-.19100E+00 -.13000E-01  .83300E+00
-.18600E+00 -.13000E-01  .83300E+00
-.18200E+00 -.13000E-01  .83300E+00
-.17700E+00 -.13000E-01  .83300E+00

etc...    etc...    etc...

.18100E+00  .12000E-01  .83300E+00
.18500E+00  .12000E-01  .83300E+00
.19000E+00  .12000E-01  .83300E+00
.19500E+00  .12000E-01  .83300E+00
.19900E+00  .12000E-01  .83300E+00

DIVS

      6
      7       10
      8        5
      9       10
     10       10
     11        5
     12       10

SYMM

      1        1        0        0

XEND
```

Une fois ce fichier complété, on doit lancer MOVE en tapant la ligne suivante (en prenant movd.i comme nom de fichier source) :

$ MOVE movd.i movd.o tension.o

le fichier movd.o sera une copie intégrale de movd.i et tension.o sera un fichiers ASCII qui pour chacune de ses lignes donnera la tension complexe pour les positions de la sonde mobile. Il a la forme suivante :

(2.014353446129526E-04,-8.948842458414886E-04)
(2.739190029783056E-04,-9.519668035854360E-04)
(3.710263389620980E-04,-1.033202327746377E-03)
(4.722446905485212E-04,-1.127394067268816E-03)
(5.512751853162432E-04,-1.213129261722909E-03)
(6.351826528329795E-04,-1.332894963387796E-03)
(6.737770142039412E-04,-1.435714954608083E-03)
(6.497954802399409E-04,-1.561929084981376E-03)
(4.861129373544074E-04,-1.661369241225078E-03)

...

Et ainsi de suite pour les 264 positions de la sonde mobile.

C. Annexe 3 : Fichiers ASCII d'entrée pour SCAN

Essentiellement SCAN utilise le même formalisme de base que MOVE (voir annexe 2). Son utilité est de pouvoir calculer le courant sur les segments à partir des données générées soit par MOVE ou une mesure sur une structure rayonnante. On l'invoque en tapant la ligne de commande :

SCAN IN.FIL OUT.FIL MEA.FIL

Où *IN.FIL* est un fichier similaire à celui utilisé pour MOVE avec les définitions de la sonde mobile, de la structure rayonnante et des déplacements de la sonde. *OUT.FIL* sera le fichier de sortie de SCAN et sera décrit plus loin et *MEA.FIL* est le fichier contenant, ligne par ligne, la tension complexe pour chaque position de la sonde mobile.

Si la structure rayonnante est simple ou connue et peut être décrite à l'aide de segments, il est préférable de la modéliser directement dans le fichier d'entrée. Mais, dans la plupart des cas, cette condition n'est pas remplie. Nous avons démontré dans ce mémoire qu'une structure rayonnante peut être approximée, avec assez de précision, par une série de petits doublets orthogonaux indépendants. L'exemple qui suit nous montre une modification de la structure rayonnante d'un doublet replié demi-onde à 500 MHz (soit de 30 cm de longueur) pour la remplacer par 22 petits doublets orthogonaux indépendants. C'est ce fichier d'entrée qui nous a permis de produire les résultats de la figure 6.5.

/Cette première partie est similaire aux fichiers ASCII utilisés par RICHT./

164
/Fichier utilisé avec SCAN/
/la fréquence est de 500 MHz/
/Le doublet original a 30 cm de longueur (demi-onde)/
/le modèle est constitué d'un arrangement de 22 doublets orthogonaux d'une longueur/
/de .025 m selon la configuration suivante /
/ ---------- /
/ | | | | | | | | | | | | /
/ ---------- /
/dans cette version on calcule 72 point en polaire à r=3m et z=1.6m/
/ et on calcule 46 points sur un mât situé à/
/3 mètres du doublet. La hauteur de réception va de 0 à 4/
/mètres. De plus une sonde mobile de 1 po. par 1 po. est définie./

```
1  .10000E+01 .00000E+00
.18000E-02    .00000E+00
0      0      .0     .0     .0
.50000E+09    1      .0
```

/On définit 6 segments pour la sonde mobile et 22 segments pour les doublets./

/Comme nous voulons que chaque doublet soit indépendant, c'est-à-dire qu'il/

/n'y aura pas de courant qui circulera entre les doublets, nous devons définir chaque/

/ point de branchement 2 ou trois fois selon sa position dans la structure./

```
/      (2)----------(3)----------(3)----------(2)    /
/       |            |            |            |     /
/       |            |            |            |     /
/      (2)----------(3)----------(3)----------(2)    /
```

/Pour des structures plus grandes, telles que celle utilisée pour générer la figure 7.11,/

/les points centraux auront à être définis jusqu'à quatre fois./

```
/        (2)---------(3)---------(3)---------(2)    /
/         |           |           |           |     /
/         |           |           |           |     /
/        (3)---------(4)---------(4)---------(3)    /
/         |           |           |           |     /
/         |           |           |           |     /
/        (2)---------(3)---------(3)---------(2)    /
/
```

28 50
0 0
1
0 0 0 0 0

/Les 72 points de champ proche génèrent le diagramme de rayonnement polaire à 3 mètres./

72
0 0 0
.0 .0 .0 .0
0
SEGN

/Les 6 premiers segments décrivent la sonde de 1 pouce carré./

1 2
2 3
3 4
4 5
5 6
6 1

/Les 22 segments suivants décrivent les doublets indépendants. Veuillez noter qu'aucun/

/bout de segment n'est utilisé 2 fois lors de cette définition de segments./

7 9

8 11
10 14
12 15
13 17
16 20
18 21
19 23
22 26
24 27
25 29
28 32
30 33
31 35
34 38
36 39
37 41
40 44
42 45
43 47
46 49
48 50

COOR

/Les 6 premières définitions des coordonnées des bouts de segments décrivent la sonde de 1/

/pouce carré orienté à 45 degrés par rapport à l'axe x. Cette disposition permet de mesurer/

/les composantes du champ proche selon *x* et *y* en même temps./

.0000E+00	*.00000E+00*	*.12700E-01*
.89803E-02	*.89803E-02*	*.12700E-01*
.89803E-02	*.89803E-02*	*-.12700E-01*
.0000E+00	*.00000E+00*	*-.12700E-01*
-.89803E-02	*-.89803E-02*	*-.12700E-01*
-.89803E-02	*-.89803E-02*	*.12700E-01*

/Les 42 définitions de coordonnées suivantes décrivent les points de branchements des 22/

/doublets indépendants. Veuillez noter que certains points sont définis deux fois, d'autres/

/trois. Comme la génération de ces doublets indépendants peut être fastidieuse, un utilitaire/

/a été conçu avec MATLAB pour générer automatiquement les données nécessaires/

/aux portions de définition des segments, définition des coordonnées et de la division des/

/segments (voir annexe 4)./

-1.6250000e-01	-1.2500000e-02	8.0000000e-01
-1.6250000e-01	-1.2500000e-02	8.0000000e-01
-1.6250000e-01	1.2500000e-02	8.0000000e-01
-1.6250000e-01	1.2500000e-02	8.0000000e-01
-1.1607143e-01	-1.2500000e-02	8.0000000e-01
-1.1607143e-01	-1.2500000e-02	8.0000000e-01
-1.1607143e-01	-1.2500000e-02	8.0000000e-01
-1.1607143e-01	1.2500000e-02	8.0000000e-01
-1.1607143e-01	1.2500000e-02	8.0000000e-01
-1.1607143e-01	1.2500000e-02	8.0000000e-01
-6.9642857e-02	-1.2500000e-02	8.0000000e-01
-6.9642857e-02	-1.2500000e-02	8.0000000e-01
-6.9642857e-02	-1.2500000e-02	8.0000000e-01
-6.9642857e-02	1.2500000e-02	8.0000000e-01
-6.9642857e-02	1.2500000e-02	8.0000000e-01
-6.9642857e-02	1.2500000e-02	8.0000000e-01
-2.3214286e-02	-1.2500000e-02	8.0000000e-01
-2.3214286e-02	-1.2500000e-02	8.0000000e-01
-2.3214286e-02	-1.2500000e-02	8.0000000e-01
-2.3214286e-02	1.2500000e-02	8.0000000e-01
-2.3214286e-02	1.2500000e-02	8.0000000e-01
-2.3214286e-02	1.2500000e-02	8.0000000e-01
2.3214286e-02	-1.2500000e-02	8.0000000e-01
2.3214286e-02	-1.2500000e-02	8.0000000e-01
2.3214286e-02	-1.2500000e-02	8.0000000e-01
2.3214286e-02	1.2500000e-02	8.0000000e-01
2.3214286e-02	1.2500000e-02	8.0000000e-01
2.3214286e-02	1.2500000e-02	8.0000000e-01
6.9642857e-02	-1.2500000e-02	8.0000000e-01
6.9642857e-02	-1.2500000e-02	8.0000000e-01
6.9642857e-02	-1.2500000e-02	8.0000000e-01
6.9642857e-02	1.2500000e-02	8.0000000e-01
6.9642857e-02	1.2500000e-02	8.0000000e-01
6.9642857e-02	1.2500000e-02	8.0000000e-01
1.1607143e-01	-1.2500000e-02	8.0000000e-01
1.1607143e-01	-1.2500000e-02	8.0000000e-01

```
  1.1607143e-01 -1.2500000e-02  8.0000000e-01
  1.1607143e-01  1.2500000e-02  8.0000000e-01
  1.1607143e-01  1.2500000e-02  8.0000000e-01
  1.1607143e-01  1.2500000e-02  8.0000000e-01
  1.6250000e-01 -1.2500000e-02  8.0000000e-01
  1.6250000e-01 -1.2500000e-02  8.0000000e-01
  1.6250000e-01  1.2500000e-02  8.0000000e-01
  1.6250000e-01  1.2500000e-02  8.0000000e-01
LUMP
      4        1  .50000E+02  .00000E+00  .00000E+00
NFLD
  .00000E+00  .30000E+01  .16000E+01
  .26100E+00  .29890E+01  .16000E+01
  .52100E+00  .29540E+01  .16000E+01
...
```

/Le reste du fichier est similaire à celui utilisé pour MOVE sauf pour la section *DIVS* qui a une/

/particularité. RICHT, MOVE et SCAN ne peuvent générer de fonctions de base sur un seul/

/segment indépendant et comme nous voulons générer des doublets, deux segments seront/

/nécessaires. Nous devons donc utiliser le mot clé *DIVS* pour générer les 22 doublets sans avoir/

/à définir encore plus de points de branchements./

```
DIVS
22
7  2
8  2
9  2
10  2
11  2
12  2
13  2
14  2
15  2
16  2
17  2
18  2
19  2
20  2
21  2
```

```
22  2
23  2
24  2
25  2
26  2
27  2
28  2
SYMM
        1        1        0        0
XEND
```

À la sortie, OUT.FIL contiendra une copie intégrale de IN.FIL avec, en plus, l'information suivante :

```
COEF
        1 -.67934E-03 -.13620E-02
        2  .60199E-03  .13855E-02
        3  .61545E-03 -.29444E-02
        4  .13719E-02 -.20557E-02
        5  .17923E-02  .10959E-02
        6  .21554E-02 -.44851E-02
        7  .42763E-03 -.45110E-03
        8  .29351E-02 -.88402E-03
        9  .30879E-02 -.35776E-02
       10  .26267E-03  .74709E-03
       11  .33311E-02 -.19101E-02
       12  .33924E-02 -.16425E-02
       13  .26861E-03  .46892E-03
       14  .30215E-02 -.10827E-02
       15  .30024E-02 -.31178E-02
       16  .41602E-03 -.98853E-03
       17  .21005E-02  .96711E-03
       18  .18562E-02 -.41744E-02
       19  .13208E-02 -.89105E-03
       20  .60226E-03  .18459E-02
       21  .62618E-03 -.26699E-02
       22 -.72030E-03  .29441E-02
```

/Ces nombres représentent, dans l'ordre : le numéro du segment, la partie réelle et la partie/

/imaginaire du coefficient d'amplitude pour les sinus tronqués utilisés par la méthode/

/des moments. Ce sont ces nombres qui ont permis de créer la figure 6.5. Le reste du/

/fichier donne le résultat de l'extrapolation du diagramme de rayonnement à 3 mètres/

/de la structure simulée./

```
NFLD
 .00000E+00  .30000E+01  .16000E+01
-.91586E-01 -.56850E-01 -.93997E-04 -.14898E-02  .10543E-02  .13689E-02
 .25730E-05  .49433E-05 -.66038E-04 -.10902E-03  .23340E-03  .11031E-03
 .26100E+00  .29890E+01  .16000E+01
-.90447E-01 -.55986E-01  .72040E-02  .71659E-03  .31793E-02  .35851E-02
 .24631E-05  .38962E-05 -.66157E-04 -.10831E-03  .23108E-03  .10810E-03
 .52100E+00  .29540E+01  .16000E+01
-.87272E-01 -.55817E-01  .14144E-01  .29626E-02  .52205E-02  .58059E-02
 .23257E-05  .28909E-05 -.65004E-04 -.10811E-03  .22534E-03  .10787E-03
 .77600E+00  .28980E+01  .16000E+01
-.83202E-01 -.54172E-01  .20415E-01  .49249E-02  .72065E-02  .78839E-02
 .22296E-05  .18971E-05 -.64616E-04 -.10677E-03  .21820E-03  .10408E-03
```

...

... Et ainsi de suite pour les 72 points du diagramme de rayonnement.

D. Annexe 4 : Utilitaires MATLAB

Cette annexe décrit les utilitaires MATLAB qui ont été développés pour faciliter la mise en forme et le traitement des fichiers ASCII utilisés pour réaliser les simulations avec RICHT, MOVE et SCAN.

«SHOWS»

Le premier utilitaire présenté, *SHOWS*, est une version modifiée de *SHOW* développé par un étudiant de la Polytechnique et permet la visualisation d'une structure à partir des portions du fichier ASCII d'entrée utilisées pour les simulations. La modification consiste à ne présenter que la structure, sans la sonde mobile. On doit spécifier le nombre de segments de la sonde mobile lors de l'exécution de la fonction. On doit préalablement, avec un éditeur de texte, extraire les portions SEGN et COOR des fichiers ASCII de simulation et les sauvegarder dans le répertoire de travail de MATLAB avec les extensions *.dat.

```
% Illustration d'une structure à partir de fichiers segn.dat et
% coor.dat
load segn.dat;
load coor.dat;
%Trouver le numéro du premier noeud
preneud=min(min(segn));
deb=input('Donnez le nombre de segments de la sonde : ')
x=0;
y=0;
z=0;
nseg=size(segn,1);
npts=size(coor,1);
for k=deb+1:nseg
  x(k,1)=coor(segn(k,1)-preneud+1,1);
  x(k,2)=coor(segn(k,2)-preneud+1,1);
  y(k,1)=coor(segn(k,1)-preneud+1,2);
  y(k,2)=coor(segn(k,2)-preneud+1,2);
  z(k,1)=coor(segn(k,1)-preneud+1,3);
```

```
  z(k,2)=coor(segn(k,2)-preneud+1,3);
end
xmin=1.5*min(min(x));
xmax=1.5*max(max(x));
ymin=1.5*min(min(y));
ymax=1.5*max(max(y));
zmin=max(max(z));
zmax=2*zmin;
clg
plot3(x(1,:),y(1,:),z(1,:))
hold
for k=1:nseg
  plot3(x(k,:),y(k,:),z(k,:))
  end
grid
```

«SCOEFS»

Le second utilitaire, *SCOEFS*, permet de visualiser les courants sur une structure composée de doublets indépendants suite à une simulation en utilisant SCAN. Cet utilitaire a été utilisé pour générer la figure 6.5. Il utilise l'utilitaire *SHOWS*, présenté précédemment pour dessiner la structure portant les courants, et surimpose les valeurs des coefficients sur chacun des doublets. Comme chaque doublet est indépendant, le coefficient calculé par SCAN représente l'amplitude maximum du courant sur le doublet. On doit extraire, en plus des portions SEGN et COOR, les portions COEF et DIVS du fichier ASCII de sortie de SCAN. On doit fournir, lors de l'exécution, le nombre de segments composant la sonde mobile et la fréquence de travail.

```
%shows
load segn.dat
load coor.dat
load coef.dat
shows
f=input ('Donnez la fréquence en MHz : ')
l=300/f
b2=(2*pi)/l
aaa=0;
deb=input('Donnez la le nombre de segments de la boucle ; ')
```

```
n=deb+1;        % saute les deb premiers segments
siz=size(segn,1)-deb;   % contrôle de boucle sans les segments de la sonde
for nnn=1:siz;
aa=segn(n,1);
bb=segn(n,2);
yo=min(coor(:,2));
xmin=coor(aa,1);
ymin=coor(aa,2);
xmax=coor(bb,1);
ymax=coor(bb,2);
z=coor(aa,3);
re=coef(nnn,2);
im=coef(nnn,3);
amp=abs(re+i*im);
if ymax==ymin
        i=1;
        y=ymin;
        xo=xmin+((xmax-xmin)/2);
        dx=(xo-xmin)/25;
        for x=xmin:dx:xo;
                dz=amp*(sin(b2*(x-xmin))/sin(b2*(xo-xmin)));
                c(i,1)=x;
                c(i,2)=y;
                c(i,3)=z+dz;
                i=i+1;
        end
        for x=xo:dx:xmax;
                dz=amp*(sin(b2*(xmax-x))/sin(b2*(xmax-xo)));
                c(i,1)=x;
                c(i,2)=y;
                c(i,3)=z+dz;
                i=i+1;
        end
        if y==yo
                b='r';
        else
                b='r';
        end
        elseif xmax==xmin
                b='r';
                i=1;
                x=xmin;
                yo=ymin+((ymax-ymin)/2);
                dy=(ymax-yo)/25;
                for y=ymin:dy:yo;
                        dz=amp*(sin(b2*(y-ymin))/sin(b2*(yo-ymin)));
                        c(i,1)=x;
```

```
                c(i,2)=y;
                c(i,3)=z+dz;
                i=i+1;
        end
        for y=yo:dy:ymax;
                dz=amp*(sin(b2*(ymax-y))/sin(b2*(ymax-yo)));
                c(i,1)=x;
                c(i,2)=y;
                c(i,3)=z+dz;
                i=i+1;
        end

    else
        b='y';
        i=1;
        xo=xmin+((xmax-xmin)/2);
        yo=ymin+((ymax-ymin)/2);
        dx=(xmax-xo)/25;
        dy=(ymax-yo)/25;
        y=ymin;
        kk=0;
        for x=xmin:dx:xo
                dz=amp*(sin(b2*(x-xmin))/sin(b2*(xo-xmin)));
                c(i,1)=x;
                c(i,2)=y;
                c(i,3)=z+dz;
                i=i+1;
                y=y+dy;
        end
        for x=xo:dx:xmax;
                dz=amp*(sin(b2*(xmax-x))/sin(b2*(xmax-xo)));
                c(i,1)=x;
                c(i,2)=y;
                c(i,3)=z+dz;
                i=i+1;
                y=y+dy;
        end
end
    clear x
    clear y
    clear z
    x=c(:,1);
    y=c(:,2);
    z=c(:,3);
    if aaa==0
        aaa=1;
        plot3(x,y,z,b);
```

```
                grid;
        else
                plot3(x,y,z,b);
        end
n=n+1;
end
clear i
```

«SEGPOS»

Le troisième utilitaire présenté est *SEGPOS* qui permet de visualiser la forme des courants sur les segments. Cet utilitaire a été utilisé pour générer la figure 5.6. Pour l'utiliser, on doit extraire les portions SEGN, COOR, BCUR et DIVS du fichier de sortie que l'on doit sauver avec les noms SISEGN.dat, SICOOR.dat, SIBCUR.dat et SIDIVS.dat dans le répertoire de travail de MATLAB.

```
%       segpos
% script file qui crée la matrice de positionnement des segments divisés
%
clear ff
load sibcur.dat;
load sicoor.dat;
load sisegn.dat;
load;
d=sidivs;
b=sibcur;
c=sicoor;
s=sisegn;
%
n=d(1:1,1)
nbold=0;
nbold2=0;
%
for t=1:n;
        sg=d(t+1,1);
        nb=d(t+1 ,2);
        s1=s(sg,1);
        s2=s(sg,2);
        x1=c(s1,1);
        y1=c(s1,2);
```

```
        x2=c(s2,1);
        y2=c(s2,2);
        dx=(x2-x1)/nb;
        dy=(y2-y1)/nb;

        x=x1;
        y=y1;
        ff(t+nbold,1)=x1;
        ff(t+nbold,2)=y1;
        ff(t+nbold,3)=b(s1,2);
        ff(t+nbold,4)=b(s1,3);
        ff(t+nbold,5)=b(s1,1);
        for tt=1 : nb-1;
                x=x+dx;
                y=y+dy;
                s1+n+tt+nbold;
                ff(t+tt+nbold,1)=x;
                ff(t+tt+nbold,2)=y;
                ff(t+tt+nbold,3)=b(s1+n+tt-1+nbold2,2);
                ff(t+tt+nbold,4)=b(s1+n+tt-1+nbold2,3);
                ff(t+tt+nbold,5)=b(s1+n+tt-1+nbold2,1);
        end
        nbold=nbold+(nb-1);
        nbold2=nbold-s1;
end
ff
x=ff(:,1);
y=ff(:,2);
re=ff(:,3);
im=ff(:,4);
amp=abs(re+j*im);
amp=.80127+amp        % facteur additif pour surimposer les courants à une structure située à
%z=0,8 mètres
plot3(x,y,amp,'-.');
```

«GENERE»

Le dernier utilitaire présenté est GENERE, qui génère les coordonnées et les segments de la grille de doublets indépendants utilisée avec SCAN. Les données d'entrée de GENERE sont : x minimum, le nombre de divisions en x, x maximum, y minimum, le nombre de divisions en y, y maximum, la hauteur z et le numéro de segment où débutera la structure (laissant l'espace pour

définir la sonde mobile). Les fichiers de sortie de GENERE sont COOR.dat, SEGN.dat et DIVS.dat qui doivent être intégrés à un fichier d'entrée pour SCAN à l'aide d'un éditeur de texte.

```
function c=genere(xmin,nx,xmax,ymin,ny,ymax,z,segdeb)
% fonction qui génère les fichiers coor.dat, segn.dat et divs.dat
% pour une série de doublets indépendants entre xmin, xmax
% ymin et ymax dans le plan z pour un nombre (nx,ny)
%
% genere(xmin,nx,xmax,ymin,ny,ymax,z,segdeb)
%
for i=1:segdeb-2;
        c(i,1)=0;
        c(i,2)=0;
        c(i,3)=0;
end;
i=segdeb;
x=xmin;
y=ymin;
dx=(xmax-xmin)/nx;
dy=(ymax-ymin)/ny;
for i=i :i+2
        c(i,1)=x;
        c(i,2)=y;
        c(i,3)=z;
end
for y=ymin+dy:dy:ymax-dy
        for i=i:i+3
                c(i,1)=x;
                c(i,2)=y;
                c(i,3)=z;
        end
end
y=ymax;
        for i=i:i+2;
                c(i,1)=x;
                c(i,2)=y;
                c(i,3)=z;
        end
x=xmin+dx;
for x=xmin+dx:dx:xmax-dx
        y=ymin;
        for i=i:i+3;
                c(i,1)=x;
                c(i,2)=y;
                c(i,3)=z;
```

```
        end
        for y=ymin+dy:dy:ymax-dy
                for i=i:i+4;
                        c(i,1)=x;
                        c(i,2)=y;
                        c(i,3)=z;
                end
        end
                y=ymax;
                for i=i:i+3;
                        c(i,1)=x;
                        c(i,2)=y;
                        c(i,3)=z;
                end
end
x=xmax;
y=ymin;
        for i=i:i+2;
                c(i,1)=x;
                c(i,2)=y;
                c(i,3)=z;
        end
for y=ymin+dy:dy:ymax-dy
        for i=i:i+3;
                c(i,1)=x;
                c(i,2)=y;
                c(i,3)=z;
        end
end
%
y=ymax;
        for i=i:i+1;
                c(i,1)=x;
                c(i,2)=y;
                c(i,3)=z;
        end
save coor.dat c -ascii
%
% Portion qui génère les segments
%
% segments tampons de début
for i=1:segdeb-1;
        s(i,1)=1;
        s(i,2)=segdeb;
end
% Première série : segments verticaux de la première ligne
%
```

```
s1=segdeb;
s2=segdeb+2;
i=segdeb;
n=ny;
for i=i:ny+(segdeb-1);
        s(i,1)=s1;
        s(i,2)=s2;
        s1=s1+3;
        s2=s2+3;
end
%
% SEGMENTS HORIZONTAUX : première ligne
%
delta=(6+(ny-2)*3);
s1=segdeb+1;
s2=s1+delta;
buf=s2+1;
        i=i+1;
                s(i,1)=s1;
                s(i,2)=s2;
                s1=s1+3;
                s2=s2+3;
        for i=i+1:i+(ny-1);
                s(i,1)=s1;
                s(i,2)=s2;
                s1=s1+3;
                s2=s2+4;
        end
        i=i+1;
                s1=s1-1;
                s(i,1)=s1;
                s(i,2)=s2;
        %
        % SEGMENTS verticaux autres lignes
        %
delta=8+(n-2)*4;
for x=xmin+dx:dx:xmax-(2*dx);
        i=i+1;
        s1=buf;
        s2=s1+3;
        buf=s1+1;
                s(i,1)=s1;
                s(i,2)=s2;
        s1=s2+1;
        s2=s2+4;
        for i=i+1:i+(ny-1);
                s(i,1)=s1;
```

```
                s(i,2)=s2;
                s1=s2+1;
                s2=s2+4;
        end
%
% Troisième série : SEGMENTS horizontaux AUTRES LIGNES
%
        s1=buf;
        s2=s1+delta;
        buf=s2+1;
        i=i+1;
                s(i,1)=s1;
                s(i,2)=s2;
                s1=s1+4;
                s2=s2+3;
        for i=i+1:i+(ny-1);
                s(i,1)=s1;
                s(i,2)=s2;
                s1=s1+4;
                s2=s2+4;
        end
        i=i+1;
                s1=s1-1;
                s(i,1)=s1;
                s(i,2)=s2;
end
        i=i+1;
        s1=buf;
        s2=s1+3;
        buf=s1+1;
                s(i,1)=s1;
                s(i,2)=s2;
        s1=s2+1;
        s2=s2+4;
        for i=i+1:i+(ny-1);
                s(i,1)=s1;
                s(i,2)=s2;
                s1=s2+1;
                s2=s2+4;
        end
%
% segments de la dernière ligne ; horizontaux
%
s1=buf;
s2=s1+delta;
i=i+1;
buf=s2+1;
```

```
            s(i,1)=s1;
            s(i,2)=s2;
            s1=s1+4;
            s2=s2+2;
  for i=i+1:i+(ny-1);
            s(i,1)=s1;
            s(i,2)=s2;
            s1=s1+4;
            s2=s2+3;
  end
  i=i+1;
  s1=s1-1;
  s(i,1)=s1;
  s(i,2)=s2;
  %
  %  verticaux
  %
  s1=buf;
  s2=s1+2;
  i=i+1;
  s(i,1)=s1;
  s(i,2)=s2;
  s1=s2+1;
  s2=s1+2;
  for i=i+1:i+(ny-1);
            s(i,1)=s1;
            s(i,2)=s2;
            s1=s2+1;
            s2=s1+2;
  end
  s;
  s=s';
  fid=fopen('segn.dat','w');
  fprintf(fid,'%g   %g\n',s);
  fclose(fid);
  %save segn.dat s -ascii
  %
  % génère la portion de division de segment
  %
  d(1,1)=i-segdeb+1;
  s1=segdeb;
  for j=2:i-segdeb+2;
            d(j,1)=s1;
            d(j,2)=2;
            s1=s1+1;
  end
  i
```

```
d=d';
fid=fopen('divs.dat','w');
fprintf(fid,'%g   %g\n',d);
fclose(fid);
show
```

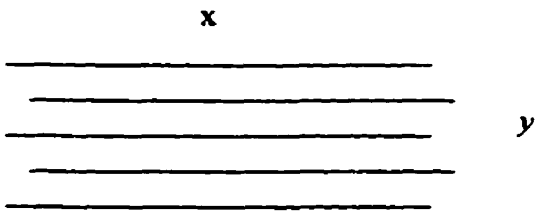
E. Annexe 5 : Guide d'utilisation

Cette annexe se veut un guide pour l'utilisation des différents outils qui permettent de réaliser les mesures et les simulations nécessaires pour l'extrapolation du champ lointain à partir des mesures en champ proche. Chaque outil a été conçu en vue d'une étude de faisabilité, ce qui a pour conséquence que l'interface humain est assez sommaire et plusieurs embûches peuvent se présenter à chaque étape. Ce guide décrit les principales considérations dont on doit tenir compte pour mener à bien l'extrapolation au champ lointain.

Avec MRE

MRE réalise le contrôle moteur et l'acquisition des données lors de la mesure en champ proche si on utilise l'analyseur de réseau HP8753D. Voici les points dont on doit tenir compte :

- le balayage en x doit être plus étendu que celui en y.
- Il faut prendre note de la position relative de la structure à mesurer par rapport à la grille de balayage de la sonde mobile ainsi que la hauteur exacte de la sonde au-dessus de la structure. Cela permet d'ajuster la position de la structure et du balayage pour la mise en forme du fichier d'entrée de SCAN.
- MRE génère une grille de mesure qui est décalée d'une position en x pour chaque ligne de balayage en y. On devra en tenir compte lors de la définition des positions de balayage de la sonde mobile.



- Placez la sonde mobile avec un angle de 45 degrés par rapport aux axes x et y pour mesurer en même temps les composantes de champ proche orientées selon ces deux axes.

Avec MOVE et SCAN

- Définir la sonde mobile avec un angle de 45 degrés par rapport aux axes x et y pour refléter les conditions utilisées lors du balayage.

- Définir la sonde mobile avant la structure à mesurer dans la section SEGN.

- Toujours conserver la même hauteur, de la sonde mobile par rapport à la structure, que celle utilisée pendant le balayage avec MRE. Si cette distance n'est pas la même, cela produira des aberrations dans le calcul du champ lointain.

- La structure fictive spécifiée dans SCAN doit être circonscrite par la grille de balayage de la sonde mobile. Si ce n'est pas le cas, le champ lointain présentera des aberrations.