

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

Année : 2005

Thèse N° 2-2005

Thèse
pour obtenir le grade de
DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

Discipline : Electronique des Hautes Fréquences, Optoélectronique
Spécialité : Télécommunications

présentée et soutenue par

Fabrice LACROUX

le 18 janvier 2005

**Contribution à la modélisation d'éléments localisés pour les
simulations électromagnétiques en transitoire.
Application en millimétrique et au transport d'énergie sans fil.**

Thèse dirigée par Monsieur le Professeur **B. JECKO**

JURY :

Raphaël GILLARD, Professeur des Universités, IETR-INSA Rennes
Michel NEY, Professeur, LEST-ENSTB Brest

Rapporteur
Rapporteur

Michel CAMPOVECCHIO, Professeur des Universités, IRCOM Limoges
Alain CÉLESTE, Maître de Conférences, LGI-ACTES La Réunion
Bernard JECKO, Professeur des Universités, IRCOM Limoges
Jean Daniel LAN SUN LUK, Professeur des Universités, LGI-ACTES La Réunion
Mohamed LATRACH, Enseignant-Chercheur, ESEO Angers
Philippe LÉVÊQUE, Chargé de Recherche CNRS, IRCOM Limoges
Joe WIART, Ingénieur, France Télécom R&D Issy les Moulineaux

Examineur
Examineur
Examineur
Examineur
Examineur
Examineur

REMERCIEMENTS

Ce travail a été effectué à la Faculté des Sciences et Techniques de l'Université de Limoges, au sein de l'Institut de Recherche en Communications Optiques et Microondes (IRCOM) dirigé successivement par Monsieur P.Y. GUILLON, Professeur des Universités, et par Monsieur A. BARTHELEMY, Directeur de Recherche au CNRS. Je leurs exprime à tous deux ma gratitude pour m'avoir accueilli dans ce laboratoire.

Je tiens à remercier Monsieur B. JECKO, Professeur des Universités, pour m'avoir accueilli au sein de son équipe et donné les moyens nécessaires à ces travaux de recherche.

J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur P. LEVEQUE, Chargé de Recherche au CNRS, qui a su encadrer cette thèse tout en me montrant la voie du travail autonome. J'ai appris beaucoup grâce à toi, merci !

J'exprime ma profonde gratitude et mes plus vifs remerciements à Monsieur R. GILLARD, Professeur des Universités à l'Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes (IETR) et à Monsieur M. NEY, Professeur, Directeur du Laboratoire d'Electronique et Systèmes de Télécommunications (LEST) de Brest, qui me font l'honneur d'assurer la tâche de rapporteur.

Je tiens également à remercier Monsieur M. CAMPOVECCHIO, Professeur des Universités, Monsieur A. CELESTE, Maître de Conférence, Monsieur J.D. LAN SUN LUK, Professeur des Universités, Monsieur M. LATRACH, Enseignant-Chercheur et Monsieur J. WIART, Ingénieur, qui me font l'honneur de participer à ce jury.

J'associe à ces remerciements Mademoiselle N. Aymard qui, grâce à son efficacité et son joli sourire, m'a soulagé d'un bon nombre de petits tracas.

A Armelle, qui est dans mon cœur et que j'embrasse. C'est bientôt ton tour : courage ! Merci à mes collègues Guénolée dit « la guenole » et Michaël, futur prix Nobel, pour leur bonne humeur contagieuse. Merci à mon ancien voisin de bureau Yannick qui m'a mis en garde sur la réalité de la thèse.

A Fabrice, pour ton soutien et ta très délicieuse purée à l'huile d'olive... A Sébastien, dont j'admire la détermination. A Fabien, grâce à qui j'ai effectué mon premier saut (de deux mètres au moins) en parapente. A Christine, pour ces sept ans pendant lesquels tu m'as beaucoup apporté : « Croyons en l'avenir et aux chemins que nous dessinera le vent... ».

Enfin, à tous ceux qui ont eu envie, comme moi, de tout plaquer pour aller élever des chèvres dans le Larzac...

*A mon père qui doit être très fier,
A ma mère et à mon frère*

Table des matières

INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE I : PRESENTATION GENERALE	9
I. CONTEXTE DE L'ETUDE.....	9
I. 1 ETUDE NUMERIQUE	9
I. 2 PROBLEMES DE MODELISATION	11
I. 3 CONNECTEURS / TRANSITIONS EN MILLIMETRIQUE.....	12
I. 4 TRANSMISSION D'ENERGIE SANS CONTACT : PROBLEMATIQUE	14
II. OUTILS D'ANALYSE NUMERIQUE	15
II. 1 OUTIL D'ANALYSE ELECTROMAGNETIQUE 3D	16
II. 1.1 Généralités	16
II. 1.2 Modélisation des fils.....	18
➤ <i>Le formalisme des fils minces</i>	18
➤ <i>Fils discrétisés</i>	20
II. 2 OUTIL CIRCUIT	20
III. APPROCHE GLOBALE : ELECTROMAGNETIQUE + CIRCUIT.....	22
III. 1 EVOLUTION DE LA METHODE DE COUPLAGE	23
III. 2 MODIFICATION DES EQUATIONS DE MAXWELL POUR L'INSERTION D'ELEMENTS LOCALISES DANS UN VOLUME DE CALCUL FDTD 3D.	24
III. 2.1 Principe	24
III. 2.2 Mise en évidence des sources équivalentes.....	26
➤ <i>Source de courant équivalente</i>	26
➤ <i>Source de tension équivalente</i>	27
III. 2.3 Insertion d'éléments non linéaires	28
III. 2.4 Couplage entre le code EM et un code circuit	29
III. 2.5 Prise en compte d'un élément localisé sur plusieurs mailles.....	29
III. 2.6 Conclusion.....	30
III. 3 UTILISATION DES FILS MINCES POUR L'INSERTION D'ELEMENTS LOCALISES DANS L'ALGORITHME FDTD	31
III. 3.1 Couplage direct des équations circuits avec les relations des fils minces... 31	
III. 3.2 Couplage des équations circuits et des relations liées aux fils minces via les sources équivalentes.....	32
III. 4 LIMITATION DE LA METHODE.....	33

IV. STRUCTURE DE BASE HYPERFREQUENCE : LA LIGNE DE TRANSMISSION	34
IV. 1 LA LIGNE MICRORUBAN.....	34
IV. 1.1 Description de la structure et caractéristiques.....	35
IV. 1.2 Méthodes de calcul FDTD sur la ligne microruban.....	35
➤ <i>Modélisation de la ligne</i>	36
➤ <i>Techniques d'alimentation</i>	37
➤ <i>Courant et tension</i>	38
➤ <i>Impédance caractéristique et permittivité effective</i>	39
IV. 2 LA LIGNE COAXIALE.....	39
IV. 2.1 Description et caractéristiques	39
IV. 2.2 Méthodes de calcul FDTD sur la ligne coaxiale.....	40
IV. 3 METHODES FDTD ET DISCUSSION DES RESULTATS.....	40
IV. 3.1 Positions des plans de calcul.....	41
IV. 3.2 Cas d'une ligne microruban hyperfréquence 50Ω.....	43
IV. 3.3 Cas de la ligne coaxiale.....	45
➤ <i>Détermination de la dimension des rayons</i>	45
V. CONCLUSION.....	47
CHAPITRE II : OUTILS ET ETUDES NUMERIQUES POUR	
LA CONCEPTION GLOBALE DE DISPOSITIFS	
MICROONDES.....	
51	
I. INTRODUCTION, PRESENTATION DE L'ETUDE	51
II. LA LIGNE MICRORUBAN UTILISEE.....	52
II. 1 DIMENSIONS DE LA LIGNE DE TRANSMISSION	52
II. 2 GRANDEURS CARACTERISTIQUES DE LA LIGNE.....	53
III. MISE EN EVIDENCE DE L'IMPORTANT DES INSTANTS DE CALCUL DANS L'ALGORITHME	
FDTD.....	54
III. 1 TECHNIQUE EMPLOYEE.....	54
III. 1.1 Description du dispositif modélisé.....	54
III. 1.2 Formulations numériques.....	55
III. 2 CAS D'UNE RESISTANCE	56
III. 3 CAS D'UNE DIODE.....	60
III. 3.1 Comparaison pour $f=20\text{GHz}$ et $U_D=15\text{V}$	61
III. 3.2 Comparaison pour $f=40\text{GHz}$ et $U_D=15\text{V}$	62
III. 3.3 Comparaison pour $f=20\text{GHz}$ et $U_D=30\text{V}$	63

III. 3.4 Conclusion.....	63
IV. INSERTION D'ELEMENTS LOCALISES DANS LE CODE EM FDTD.....	64
IV. 1 PROBLEMATIQUE.....	64
IV. 2 MOYENS MIS EN OEUVRE.....	65
IV. 3 PROCEDURE.....	66
IV. 4 LA LIGNE EST TERMINEE PAR UN COURT-CIRCUIT ELECTRIQUE PARFAIT.....	67
IV. 5 INFLUENCE DE L'ENVIRONNEMENT	69
IV. 5.1 La ligne est laissée en circuit ouvert	69
IV. 5.2 La ligne est terminée par un fil	73
➤ <i>Fil mince, diamètre de 0,01 μm.....</i>	<i>74</i>
➤ <i>Augmentation du diamètre du fil : 0,1 μm, 1 μm et ≈18 μm.....</i>	<i>76</i>
➤ <i>Conclusions</i>	<i>77</i>
IV. 6 PLUSIEURS FILS EN PARALLELE SONT PLACES EN BOUT DE LIGNE	79
IV. 7 LA LIGNE EST TERMINEE PAR UN FIL INCOMPLET	81
IV. 8 LA LIGNE EST CHARGEE PAR UNE RESISTANCE.....	83
IV. 8.1 Fil maillé : $\varnothing=18\mu\text{m}$	84
➤ <i>Réponse de la résistance et de l'ensemble de la charge : réponse globale...</i>	<i>84</i>
➤ <i>Réponse de la cellule FDTD : réponse locale.....</i>	<i>86</i>
➤ <i>Influence de la position de la résistance sur le fil.....</i>	<i>88</i>
➤ <i>Résistance répartie sur tout le fil</i>	<i>88</i>
IV. 8.2 Fil mince	90
➤ <i>Réponse de l'ensemble de la charge.....</i>	<i>90</i>
➤ <i>Réponse de la cellule SPICE.....</i>	<i>91</i>
IV. 8.3 Résistance positionnée sur un fil dont la section comprend plusieurs cellules.....	91
IV. 9 INSERTION D'UNE SELF INDUCTANCE	93
IV. 10 RECAPITULATIF	94
V. CONCLUSION.....	96

**CHAPITRE III : TRANSITION EN MILLIMETRIQUE,
MODELISATION ET ETUDE ELECTROMAGNETIQUE 101**

I. PROBLEMATIQUE	101
II. LES LIGNES DE TRANSMISSION UTILISEES.....	102
II. 1 LA LIGNE MICRORUBAN	103
II. 2 LA LIGNE COAXIALE.....	103

II. 3 TRANSITION PARFAITE ENTRE LES LIGNES.....	105
III. ETUDE ELECTROMAGNETIQUE DE LA TRANSITION MICRORUBAN / COAXIALE.....	106
III. 1 CAS N°1 : LES LIGNES SONT PERPENDICULAIRES.....	107
III. 1.1 Réalisation et mesures.....	107
III. 1.2 Modélisation de la transition.....	109
III. 2 INFLUENCE DES PRINCIPAUX DEFAUTS DE REALISATION, CAS 1	113
III. 2.1 Défaut dans la position longitudinale du connecteur	113
III. 2.2 Position transversale.....	115
III. 2.3 Gap d'air entre les deux diélectriques.....	117
III. 2.4 Gap d'air autour de la pinoche.....	119
III. 2.5 Conclusion.....	121
III. 3 CAS N°2 : LES LIGNES DE PROPAGATION SONT DANS LE MEME AXE.....	121
III. 3.1 Réalisation et mesure	122
III. 3.2 Modélisation de la transition.....	123
III. 4 INFLUENCE DES PRINCIPAUX DEFAUTS DE REALISATION, CAS 2	126
III. 4.1 Influence de la longueur de contact entre les lignes.....	126
III. 4.2 Variation de la longueur de la ligne microruban.....	128
III. 4.3 Recul du diélectrique de la ligne coaxiale.....	130
III. 4.4 Défaut de la position transverse d'une ligne par rapport à l'autre	132
III. 4.5 Conclusion.....	134
IV. UTILISATION DES IMPEDANCES EQUIVALENTES DANS LA MODELISATION	134
IV. 1 PROCEDURE EMPLOYEE	135
IV. 2 ADAPTATION DE LA LIGNE MICRORUBAN JUSQU'A 80GHZ	137
IV. 2.1 Principe et méthode.....	137
IV. 2.2 Résultats : modélisation de la ligne et du circuit d'adaptation	139
IV. 3 MODELISATION DE LA TRANSITION AVEC DES ELEMENTS LOCALISES	141
IV. 3.1 Principe et méthode.....	141
IV. 3.2 Résultats : modélisation de la transition en éléments localisés.....	144
IV. 4 CONCLUSION	146
V. CONCLUSION.....	148
CHAPITRE IV : ANALYSE ELECTROMAGNETIQUE GLOBALE, APPLICATION A UN SYSTEME NON LINEAIRE : LA RECTENNA	151
I. PRESENTATION DE L'ETUDE.....	151

Table des matières

I. 1 GENERALITES	151
I. 1.1 Principe	151
I. 1.2 L'équipe projet	152
I. 2 LE SYSTEME DE RECEPTION	153
II. CONTEXTE ET OBJECTIFS	155
III. LE PROTOTYPE ETUDIE	156
III. 1 DEMONSTRATION DE FAISABILITE DE TESH	156
III. 2 DESCRIPTION DU SYSTEME DE RECEPTION	157
IV. ANALYSE SEPARÉE DES DIFFÉRENTS ÉLÉMENTS DE LA RECTENNA	158
IV. 1 LA DIODE : ÉLÉMENT LOCALISÉ NON LINÉAIRE	158
IV. 1.1 Modèle équivalent électrique	158
IV. 1.2 Valeur de la capacité C_d	161
IV. 1.3 Caractéristique courant - tension	161
IV. 2 L'ANTENNE : DISPOSITIF PASSIF LINÉAIRE	162
IV. 2.1 Impédance d'entrée et mode de résonance	163
IV. 2.2 Rayonnement de l'antenne	164
V. SIMULATION ELECTROMAGNETIQUE GLOBALE	165
V. 1 MODELISATION DU DISPOSITIF SANS CHARGE	166
V. 1.1 Excitation par une sinusoïde modulée	167
V. 1.2 Excitation par une onde monochromatique	168
V. 2 MODELISATION DU DISPOSITIF AVEC UNE CHARGE : CALCUL DU RENDEMENT DE CONVERSION	169
V. 2.1 Mise en oeuvre de la modélisation	169
V. 2.2 Résultats	170
V. 2.3 Pertes au niveau des résistances parasites	173
V. 3 PROBLEME D'ADAPTATION	173
V. 3.1 La capacité : filtre DC	174
V. 3.2 La résistance	174
V. 3.3 Influence de la ligne bifilaire	175
V. 3.4 Influence de la puissance de l'onde incidente	175
VI. CONCLUSION ET DISCUSSION	176
 CONCLUSION GENERALE	 179

ANNEXES.....	185
ANNEXE I : INSERTION DIRECTE D'ELEMENTS LOCALISES DANS LE CODE FDTD	187
ANNEXE II : ELEMENTS LOCALISES SUR UN FIL MINCE	190
ANNEXE III : DETERMINATION FDTD DES PARAMETRES D'ANALYSE ELECTROMAGNETIQUE D'UN CIRCUIT	193
ANNEXE IV : MODELISATION D'UN ELEMENT MICROONDE, LA CAPACITE.....	195
ANNEXE V : MODELISATION D'UN ELEMENT MICROONDE, LA SELF-INDUCTANCE	203
ANNEXE VI : MODELISATION D'UNE DIODE DIRECTEMENT DANS LA CELLULE FDTD	206
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	207

Table des matières

Introduction générale

Les dispositifs dédiés aux télécommunications sont en constante évolution. Ce développement est dû à la nécessité de transférer toujours plus d'informations et cela, le plus rapidement possible. Ainsi, les fréquences utilisées sont de plus en plus élevées et les dimensions des systèmes évoluent naturellement dans le sens contraire. Ces systèmes, qui peuvent être qualifiés de microondes ou d'hyperfréquences, sont donc très complexes et deviennent de plus en plus difficiles à analyser.

Afin de concevoir un dispositif quelconque (utilisé en télécommunication ou dans un autre domaine), deux approches complémentaires peuvent être employées. La première est l'étude du circuit virtuel (Conception Assistée par Ordinateur, CAO) et la seconde est plus expérimentale et repose sur des tests effectués sur le circuit physique (prototype) dans les conditions réelles d'utilisation. Ces deux approches constituent, en général, deux étapes de la conception. Cependant, si les modélisations et les simulations sont effectuées de façon très rigoureuse, la fabrication d'un prototype et les tests ne constitueront qu'une étape de validation. Ainsi, en ce qui concerne le domaine des télécommunications, les méthodes numériques dédiées à la CAO doivent aussi évoluer afin de pouvoir, au mieux, traiter la plupart des dispositifs hyperfréquences.

L'enjeu est donc de pouvoir effectuer une étude numérique précise, qui prend en compte les principaux phénomènes, afin d'obtenir des résultats pertinents et ainsi réaliser un gain significatif de temps sur l'étape expérimentale. Il faut donc apporter une réponse à la question générale (mais qui s'applique de façon singulière) : comment modéliser rigoureusement un dispositif ?

Les outils numériques d'aide à la conception doivent non seulement permettre de prévoir le comportement du dispositif mais aussi de déceler d'éventuelles anomalies de fonctionnement liées à son environnement proche. Suivant le résultat escompté, plusieurs méthodes peuvent être envisagées : électromagnétique, électrique, mécanique, thermique, concernant les propriétés intrinsèques de la matière... Les différentes lois peuvent aussi être couplées afin d'augmenter la précision et la pertinence de l'étude. En effet, il existe des cas où différents phénomènes physiques sont liés. Par exemple, si l'on veut visualiser les différents aspects qui découlent du chauffage d'une fiole d'eau par énergie microonde, il faut tenir compte des lois de l'électromagnétisme, de la thermique et de la mécanique des fluides.

Notre problématique concerne la conception de circuits microondes. Ces dispositifs, que nous devons analyser ou concevoir, sont passifs (filtres, antennes, lignes de transmission...), actifs (amplificateurs, antennes actives...) et/ou non linéaires (diodes...). La miniaturisation de ces dispositifs n'est pas sans poser quelques problèmes de modélisation. En effet la proximité des différents éléments peut provoquer des interactions. Ainsi, les composants actifs peuvent, par exemple, induire des résonances de boîtier qui viendront perturber le fonctionnement global du dispositif. Une approche au niveau macroscopique (dimension de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde) des phénomènes électriques et magnétiques n'est plus suffisante pour tenir compte des principaux phénomènes physiques. Une solution fréquemment utilisée est de coupler les lois de l'électromagnétisme avec celles de la théorie des circuits.

Les méthodes mises en oeuvre dans ce document sont celles résolvant les lois de l'électromagnétisme ainsi que les lois des circuits, dans le domaine temporel. La résolution des équations de Maxwell a été mise en oeuvre dans un algorithme de type différences finies dans le domaine temporel (FDTD). Les lois de Kirchoff sont, quant à elles, décrites dans des logiciels de type circuit tels que SPICE. Prises séparément, ces deux techniques nous apportent des informations restreintes à chaque domaine de recherche. Une résolution simultanée et couplée de ces lois permet d'apporter, bien souvent, des renseignements complémentaires voire indispensables en ce qui concerne le dispositif étudié. Cette approche, plus globale, permet de modéliser des éléments distribués (électromagnétisme) et des éléments localisés (circuit).

Les travaux présentés dans ce mémoire concernent la modélisation numérique ainsi que les problèmes liés à l'approche multiphysique décrite précédemment. Ils ont été menés au sein de l'Institut de Recherche en Communications Optiques et Microondes (IRCOM) à Limoges, dans l'équipe CREAPE.

Ce document se divise en quatre chapitres. Le premier est une présentation générale de l'étude et de son contexte. Les outils numériques, utilisés dans ce travail, y sont présentés. L'accent est mis sur les difficultés de modéliser certaines structures avec le code électromagnétique FDTD. Par exemple, les dispositifs curvilignes ou ceux comprenant des éléments de dimensions très inférieures au reste du système sont difficiles à discrétiser. Pour

s'affranchir de ces problèmes, une possibilité est d'avoir recours à des modèles équivalents en utilisant un outil numérique couplé : électromagnétique et circuit. Les techniques employées pour mettre en œuvre cet outil seront présentées.

Le deuxième chapitre concerne plus particulièrement l'outil numérique global qui permet de modéliser des éléments localisés dans le volume de calcul FDTD. La méthode utilisée pour mettre en place ce logiciel est étudiée. L'accent est mis sur les limites, les précautions à prendre mais aussi l'intérêt de cette méthode. Une conséquence visible de ses limites est la différence qui existe entre ce que l'on veut modéliser (réponse idéale du circuit localisé) et ce que l'on modélise réellement (réponse réelle du circuit localisé). Ce phénomène, qui s'accroît avec la fréquence, est dû aux nombreux «parasites» qui accompagnent l'insertion d'un élément localisé. L'objectif est d'identifier et de quantifier ces différents phénomènes parasites (physiques et numériques).

Les chapitres suivants mettent en application l'outil numérique global dans le cas d'un connecteur utilisé en hyperfréquences et dans celui d'un système comprenant des éléments de circuit non linéaires.

Le premier exemple concerne donc la modélisation d'une transition entre deux lignes de transmission : microruban et coaxiale. Deux techniques ont été mises en œuvre : discrétisation de tous les éléments (y compris des parties curvilignes) ou remplacement d'une partie du système par son impédance équivalente (à l'aide des éléments localisés).

Le deuxième exemple est consacré au système de réception dédié au transport d'énergie sans fil. L'intérêt d'avoir une approche électromagnétique globale sera démontré sur ce dispositif qui comprend des éléments localisés non linéaires. En effet, pour ce type de structure, la compréhension des phénomènes physiques dépend de la qualité de la modélisation et de la simulation.

CHAPITRE I

Présentation générale de l'étude

* * * * *

- **Contexte de l'étude**
- **Outils d'analyse numérique :**
 - **Electromagnétique**
 - **Circuit**
 - **Approche globale**
- **Modélisation : problématique**
 - **Transitions en millimétrique**
 - **Rectenna**
- **Structures de base et techniques classiques de calcul**

Chapitre I : Présentation Générale

I. CONTEXTE DE L'ETUDE

I. 1 Etude numérique

L'étude d'un système quelconque doit permettre de prévoir et/ou comprendre les différents phénomènes qui lui sont liés. Pour cela, une possibilité est de le modéliser et de le simuler à l'aide d'outils numériques.

Cette étude numérique peut faire partie de la conception d'un dispositif. Cette étape doit alors permettre de prévoir son comportement ainsi que ses caractéristiques propres. De plus, il faut déterminer les paramètres importants (dimensions, localisation des différentes parties, choix de la technologie, des matériaux...) afin d'optimiser ses performances. Les outils numériques revêtent donc un caractère très important.

D'une façon générale, les phénomènes physiques peuvent être décrits grâce à des lois mathématiques. Ces lois reposent sur des modèles, des équations que l'on peut écrire sous une forme numérique et ainsi réaliser un logiciel. L'utilisation d'un logiciel de simulation se fait de façon raisonnée. D'une part, parce que les modèles physiques et numériques peuvent contenir des approximations. D'autre part, car les lois « segmentent » les phénomènes physiques ; il faut donc savoir quelle analyse on souhaite effectuer : mécanique, thermique, électromagnétique, circuit... Dans certains cas, ces approches classiques ne sont plus suffisantes et il faut avoir recours à une approche plus globale pouvant intégrer plusieurs domaines de la physique.

Pour notre part, nous nous sommes intéressés à des dispositifs hyperfréquences. La tendance, en ce qui concerne les circuits microondes, a été vers une hausse de la miniaturisation et de l'intégration. Par exemple, les circuits MMICs (Monolithic Microwave Integrated Circuits) sont constitués d'éléments très proches, de structures discontinues et de dispositifs passifs et actifs. De plus, dans un dispositif complet tel un téléphone portable, il y a un rapprochement des circuits intégrés (parties actives) avec le reste de la structure (parties

passives) : lignes de transmission, éléments rayonnants, boîtier... La Figure I.1 présente un exemple de circuit intégré destiné à être monté en surface (technologie CMS).

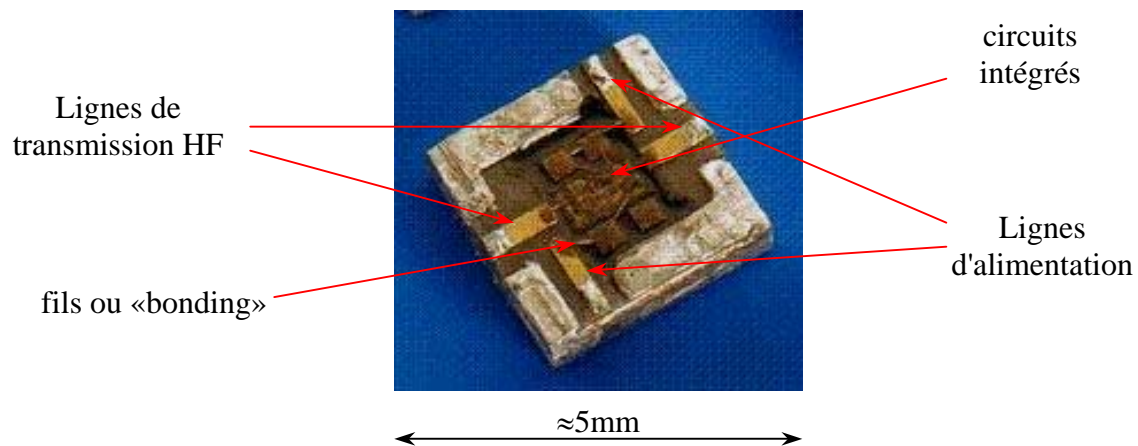


Figure I.1 : Exemple de composant avant câblage sur carte imprimée [I.1]

Cette intégration rend difficile l'étude de tels dispositifs. Il faut prendre en compte des phénomènes variés aux origines diverses mais aussi leurs interactions.

Pendant longtemps, on a pu considérer séparément, lors de l'analyse, les parties actives et passives. Cette approche n'est plus possible depuis que les dimensions des dispositifs sont de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde. En effet, certains phénomènes physiques ne sont plus négligeables : rayonnement, interaction, couplage...

La conception de tels circuits, dans des gammes de fréquences qui augmentent, nécessite d'avoir un outil numérique d'aide à la conception approprié. En effet, il est souhaitable, afin de minimiser les erreurs lors de la réalisation d'un dispositif microonde, de pouvoir modéliser la structure en prenant en compte tous les phénomènes associés à cette miniaturisation et cette montée en fréquence.

Lors de l'analyse d'un dispositif complexe, afin d'obtenir des résultats rigoureux et pertinents, il faut donc avoir des logiciels de modélisation et de simulation bien adaptés.

Il existe plusieurs types d'approches pour analyser un dispositif hyperfréquence suivant que le problème est abordé de façon microscopique ou macroscopique. Le modèle de Maxwell repose sur une description macroscopique des phénomènes électriques et magnétiques au moyen des champs vectoriels et scalaires, et des potentiels dont ces champs dérivent. Une étude plus fondamentale des matériaux considère les interactions au niveau

microscopique entre particules élémentaires. Une autre possibilité d'analyse repose sur le modèle de Kirchoff qui permet l'étude de circuits formés d'éléments ponctuels (les dimensions matériels sont nulles, le signal se propage « instantanément »). Dans ce type d'analyse, on a recours à des modèles équivalents circuits. Il est à noter que, dans tous les cas, une étude repose sur des modèles, des simplifications sont effectuées et ne sont valables que dans des conditions particulières. C'est pourquoi les différentes approches sont complémentaires.

Pour notre part, le but est de pouvoir, par exemple, modéliser et simuler un composant circuit dans son environnement électromagnétique (boîtier, lignes de transmission, lignes d'alimentation...). Nous allons donc avoir une approche générale et nous intéresser aux modèles de Maxwell et de Kirchoff. L'objectif étant de les associer afin d'élargir le nombre de phénomènes pris en compte.

I. 2 Problèmes de modélisation

D'une façon générale, les différents logiciels d'analyse et de modélisation ne sont bien adaptés que dans un domaine précis. En dehors de cette zone d'excellence, il peut arriver que les résultats de simulation soient incorrects.

Dans le cas d'un dispositif hyperfréquence intégrant plusieurs fonctions dans un espace très limité, ce domaine particulier de fonctionnement de chaque logiciel peut être dépassé. En effet, dans ce type de structure, les fonctions de puissances peuvent côtoyer les éléments rayonnants, les lignes de transmission... Différentes parties de la physique sont donc très proches et peuvent interagir entre elles.

Un ingénieur peut donc être confronté au problème suivant : les résultats liés aux tests expérimentaux ne correspondent pas avec ceux de la simulation. Ces écarts proviennent de la mauvaise prise en compte des phénomènes physiques lors de l'analyse numérique. Ce problème a de nombreuses fois été mis en évidence. Par exemple, la modélisation globale d'un MMIC avec son environnement (ligne, boîtier...) peut donner des résultats très différents du MMIC seul [I.2].

On comprend donc l'importance d'avoir recours à une approche électromagnétique plus globale (dans notre cas : électromagnétique et circuit) afin de prendre en compte les influences de l'environnement distribué, des composants passifs, actifs et/ou non linéaires.

Une autre difficulté est l'analyse de dispositifs comprenant des éléments dont les dimensions sont très différentes. Dans ce type de problème, il faut soit modéliser tout le système en prenant comme référence le plus petit élément (ce qui augmente le volume de calcul) soit avoir recours à des modèles équivalents afin de remplacer une partie du système.

Deux exemples concernant ces problèmes de modélisation sont présentés par la suite : des connecteurs hyperfréquences et un système de réception dédié à la transmission d'énergie sans contact.

I. 3 Connecteurs / transitions en millimétrique

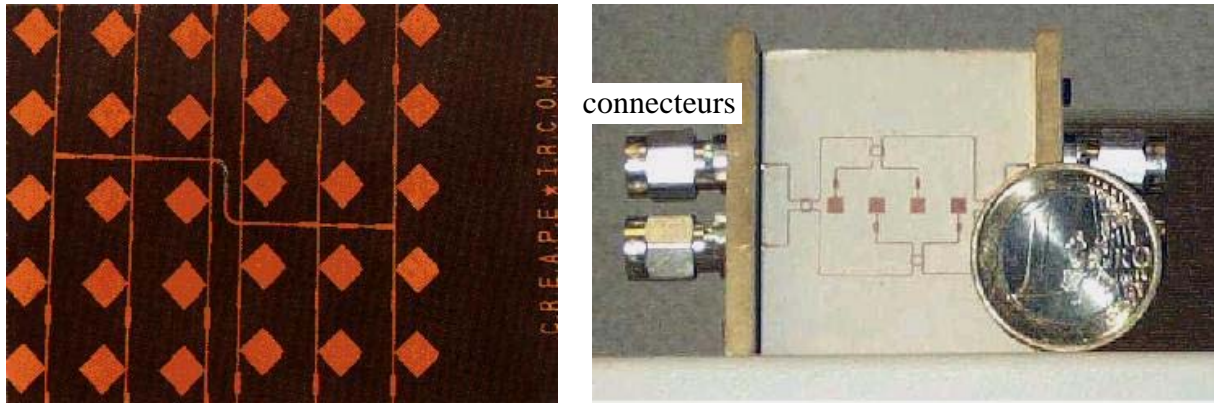
Un connecteur est utilisé afin de faire passer le signal entre deux lignes de transmission de géométries différentes. Le connecteur ne participe pas à la fonction réalisée par le circuit, il ne sert que de transition. Il peut toutefois être une source de dégradation des performances globales du système. En effet, les défauts de positionnement ou de soudure lors de la réalisation de la transition rajoutent des discontinuités et favorisent les pertes (rayonnement, désadaptation du système).

Ces problèmes d'intégrité du signal augmentent avec la fréquence. Il est donc important de connaître l'influence de la partie connectique sur le reste du dispositif.

En général, les connecteurs ne sont pas pris en compte de façon rigoureuse dans la modélisation d'un circuit. Les ports d'accès sont considérés comme parfaits et cette approximation ne permet pas toujours d'obtenir des résultats rigoureux.

Après avoir conçu un dispositif, il faut le tester. Dans l'objectif de réaliser des mesures, les câbles coaxiaux et les systèmes de connexion ont été développés afin de fonctionner dans le domaine millimétrique. Cependant, le système coaxial n'admet que des tolérances très rigoureuses et, au dessus de 40GHz, il pose de sérieux problèmes pour la transition vers des circuits planaires [I.3].

Un des thèmes de recherche de l'IRCOM concerne les antennes. Bon nombre d'entre elles sont réalisées en circuit imprimé (Figure I.2).

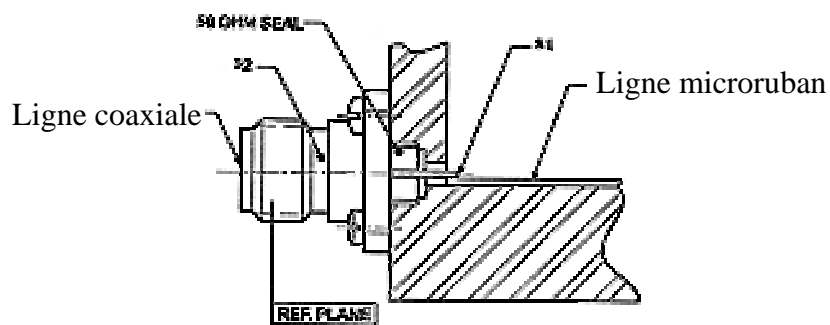


Détail d'un réseaux d'antennes

Antenne à pointage électronique

Figure I.2 : Exemples d'antennes imprimées conçues à l'IRCOM [I.4]

Afin de pouvoir les tester, elles sont dotées de connecteur de type SMA ou 2,92mm, cela facilite la liaison avec les appareils de mesure. Nous nous intéresserons donc à ceux qui permettent la connexion entre des lignes microruban et coaxiale (Figure I.3).

*Figure I.3 : Exemple de transition coaxiale/microruban via un connecteur [I.5]*

Deux configurations, pour réaliser la transition, peuvent être utilisées : la première relie les lignes de transmission qui sont dans le même axe et la seconde permet la liaison de deux lignes dont les axes sont perpendiculaires.

Notre problématique est double. D'une part, déterminer les paramètres de la transition (dimension, positionnement...) intervenant de façon prépondérante dans la dégradation du signal. D'autre part, remplacer la transition par un modèle circuit afin de diminuer le volume de calcul.

I. 4 Transmission d'énergie sans contact : problématique

L'enjeu de la transmission d'énergie sans fil est d'approvisionner, en énergie électrique, des systèmes sans avoir recours à un contact galvanique.

Cette thématique possède de nombreuses applications. Elles vont du remplacement des énergies fossiles avec le transfert massif d'énergie depuis l'espace vers la terre (Solar Power Systems) au domaine médical afin d'alimenter des appareils implantés dans le corps humain. Ainsi, suivant les préoccupations et le type de transfert que l'on souhaite, différentes méthodes mettant en jeu différents niveaux de puissance sont envisageables [I.6].

Pour des distances courtes, de l'ordre du centimètre, on utilise l'induction magnétique. Pour des distances plus grandes, des transmissions par faisceau laser ou par faisceau microonde peuvent être utilisées. Pour notre part, nous nous intéresserons au transport d'énergie par faisceau microonde.

Un dispositif de transmission d'énergie sans contact par faisceau microonde est constitué d'un système émetteur et d'un système de réception (Figure I.4).

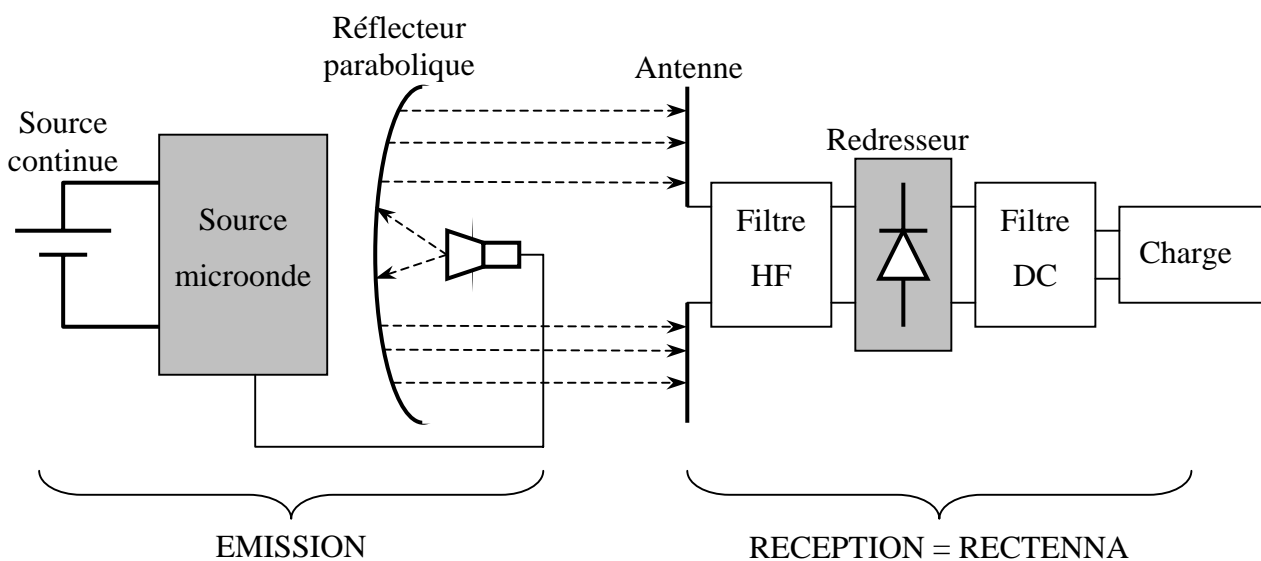


Figure I.4 : Principe de la transmission par faisceau microonde

Dans notre cas, seul le système de réception sera étudié : la rectenna (rectifying antenna). Ce dispositif est une antenne à laquelle un système de redressement a été associé afin de convertir l'énergie hyperfréquence en énergie continue. Ainsi, la réception et la conversion de l'énergie se font dans le même temps.

La rectenna est un système complexe qui englobe plusieurs fonctions telles que : une antenne (élément rayonnant), les fonctions filtrage HF et/ou DC et une fonction redressement. Un détail de ces différentes parties sera présenté dans le chapitre IV.

Ce système comprend donc plusieurs domaines d'analyse. Suivant la topologie de rectenna choisie, il n'est pas toujours possible d'étudier séparément les différentes fonctions.

De plus, il ne faut pas non plus négliger la modélisation de la diode. Doit-on choisir un modèle petit signal ou grand signal ?

Dans le chapitre IV, une approche électromagnétique globale sera appliquée à ce type de structure afin de déterminer, par exemple, son rendement de conversion théorique. Ce rendement permet de caractériser le système de réception car il quantifie la capacité de la rectenna à recevoir de l'énergie hyperfréquence et à la convertir en énergie continue utile pour la charge.

II. OUTILS D'ANALYSE NUMERIQUE

Il existe de nombreux outils d'analyse électromagnétique. Ils sont basés sur les relations de Maxwell. La différence entre ces simulateurs réside dans la méthode de résolution des équations. Le système d'équations peut être traité soit dans le domaine fréquentiel (méthodes des moments, des lignes ou des éléments finis) soit dans le domaine temporel (méthodes des différences finies, des lignes de transmission ou des éléments finis). Ces méthodes sont efficaces pour l'étude de structures distribuées dont les dimensions sont de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde. Dans le cas où les dimensions du dispositif sont très inférieures à la longueur d'onde, une simulation circuit (fréquentielle ou temporelle), basée sur les relations de Kirchoff, peut-être employée.

Pour certains dispositifs microondes complexes, l'utilisation exclusive d'une méthode peut s'avérer insuffisante. En effet, les interactions entre les deux niveaux de modélisation (électromagnétique et circuit) ne sont pas prises en compte alors qu'elles peuvent modifier les performances du circuit. La tendance a donc été de coupler les méthodes afin d'avoir une approche plus globale.

Pour notre part, nous nous sommes intéressés aux outils basés sur la résolution temporelle des équations de Maxwell et des relations de Kirchoff. Une résolution temporelle a été choisie afin de pouvoir étudier le régime transitoire. En effet, cela permet de visualiser la mise en place des différents phénomènes. Après une description de ces techniques, les moyens disponibles pour les associer seront présentés.

Par la suite, nos études seront réalisées sur une large bande de fréquences allant du continu jusqu'à 80GHz. Ainsi, une comparaison des phénomènes intervenant dans la partie basse du spectre et dans sa partie haute pourra être effectuée.

II. 1 Outil d'analyse électromagnétique 3D

II. 1.1 Généralités

La méthode numérique utilisée permet la résolution de problèmes électromagnétiques, en zone proche, grâce au maillage en trois dimensions de la structure à analyser. Cette technique repose sur une discrétisation spatio-temporelle des équations de Maxwell [I.7]. Elle est communément appelée FDTD (Finite Difference Time Domain). Elle permet de modéliser des éléments distribués et prend en compte tous les phénomènes physiques qui en découlent : propagation, rayonnement...

La forme locale des équations de Maxwell en rotationnel permet, lors de la discrétisation, de calculer les champs électrique et magnétique de façon entrelacée dans l'espace mais aussi dans le temps. Si on considère une cellule élémentaire du maillage FDTD, les composantes du champ électrique sont calculées au milieu des arêtes tandis que celles du champ magnétique sont définies au milieu des faces (Figure I.5).

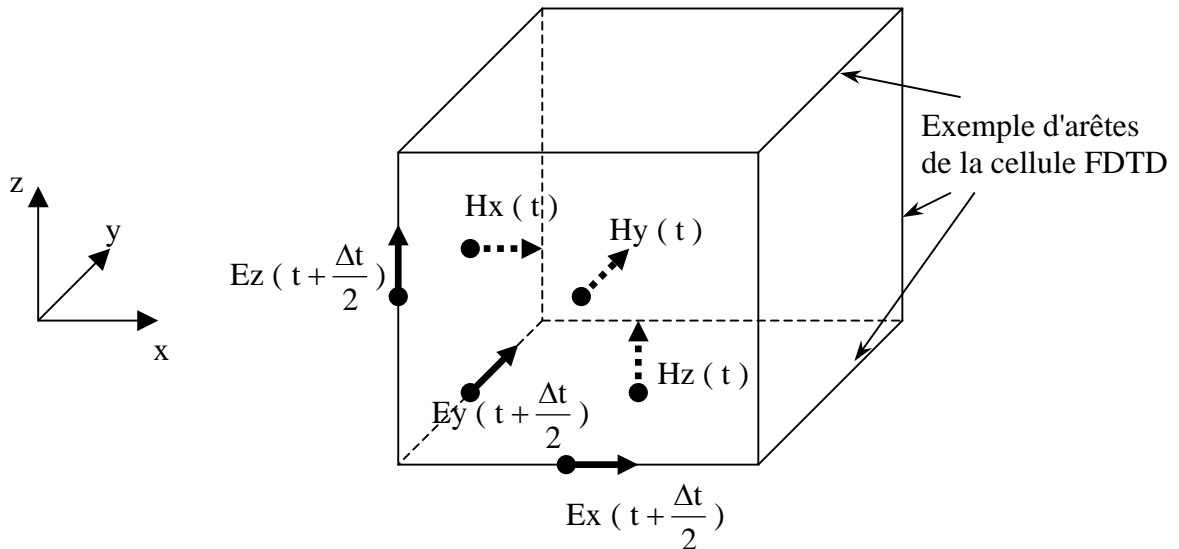


Figure I.5 : Cellule élémentaire appartenant au volume de calcul FDTD

Toute la structure à analyser est maillée selon une grille FDTD. La discrétisation, suivant les trois dimensions, doit être précise afin de ne laisser échapper aucun phénomène lors de l'analyse du dispositif. Elle doit être de l'ordre de $\lambda_{g \min} / 10$ à $\lambda_{g \min} / 40$; $\lambda_{g \min}$ représente la longueur d'onde minimale qui peut se propager dans le volume de calcul.

Si le dispositif à analyser contient des parties de dimensions différentes, il est possible de faire évoluer la taille d'une cellule élémentaire au sein du même volume de calcul. Deux méthodes permettent de discrétiser plus finement certaines parties d'un système : le « maillage variable » [I.8] ou le sous maillage [I.9].

De plus, il existe un critère de stabilité en ce qui concerne la discrétisation temporelle [I.10]. C'est dans le vide où il est le plus contraignant :

$$\Delta t = \frac{1}{c \sqrt{\frac{1}{\Delta_x^2} + \frac{1}{\Delta_y^2} + \frac{1}{\Delta_z^2}}}$$

A l'origine des temps, on pose que toutes les composantes des champs dans la structure sont nulles. Une excitation est alors appliquée à certains points de la grille, le long d'une ligne ou sur un plan. On évalue la réponse de la structure en fonction du temps. La réponse en fréquence est obtenue par transformée de Fourier.

Des frontières absorbantes PML (Perfectly Matched Layer) peuvent être placées aux bords du volume de calcul afin de modéliser l'espace ouvert [I.11]. Dans les problèmes

concernant les structures de propagation, il peut être utile de modéliser des structures infinies ou semi-infinies. Pour cela, les systèmes doivent être prolongés dans les couches PML afin d'atténuer complètement le signal [I.12].

L'avantage des méthodes temporelles réside dans le fait qu'elles fournissent des résultats directement interprétables. De plus, elles permettent d'aborder les structures à caractéristiques non linéaires ou dont les paramètres varient en fonction du temps.

Le principal inconvénient de la méthode FDTD est le maillage parallélépipédique qui impose une forte discrétisation pour les structures curvilignes.

II. 1.2 Modélisation des fils

En FDTD, il existe plusieurs possibilités pour modéliser un fil. Il peut être décrit par ses densités de courant et de charge ou bien comme un élément métallique dont il faut annuler le champ électrique tangentiel. Ces deux méthodes permettent de prendre en compte des fils de diamètres différents. La première technique utilise un modèle numérique : le formalisme de Holland [I.13]. Dans ce cas, le diamètre des fils est de dimension très inférieure à celle de la cellule ; les fils sont appelés : fils minces. La deuxième technique revient à discrétiser le fil comme un élément métallique. Le diamètre des fils peut alors être de dimension comparable ou supérieure à celle de la cellule FDTD.

➤ *Le formalisme des fils minces*

Le formalisme des fils minces permet de modéliser, dans le volume de calcul FDTD, des fils dont le diamètre est beaucoup plus petit que les dimensions de la cellule élémentaire. Ce diamètre doit être suffisamment faible afin de ne pas faire diverger l'algorithme [I.14], [I.15].

Au calcul classique des composantes électromagnétiques E et H du schéma FDTD, les fils introduisent deux variables supplémentaires : le courant circulant dans le fil (I) et la charge linéique (Q). Les deux équations relatives aux courants et aux charges sont :

$$\frac{\partial I}{\partial z} + \frac{\partial Q}{\partial t} = 0 \quad (1)$$

$$\langle E_z \rangle = L \left(\frac{\partial I}{\partial t} + v^2 \frac{\partial Q}{\partial z} \right) \tag{2}$$

« v » est la vitesse de propagation de l'onde sur le fil.

« $\langle E_z \rangle$ » est le champ électrique moyen dans la cellule FDTD qui contient le segment filaire.

« L » a la dimension d'une inductance linéique. Cette grandeur n'a pas de réalité physique et n'est définie que dans le modèle numérique des fils minces. Ainsi, cette grandeur ne permet pas de quantifier l'effet inductif du fil.

Les grandeurs liées au fil sont calculées sur chaque segment de la façon suivante (Figure I.6) :

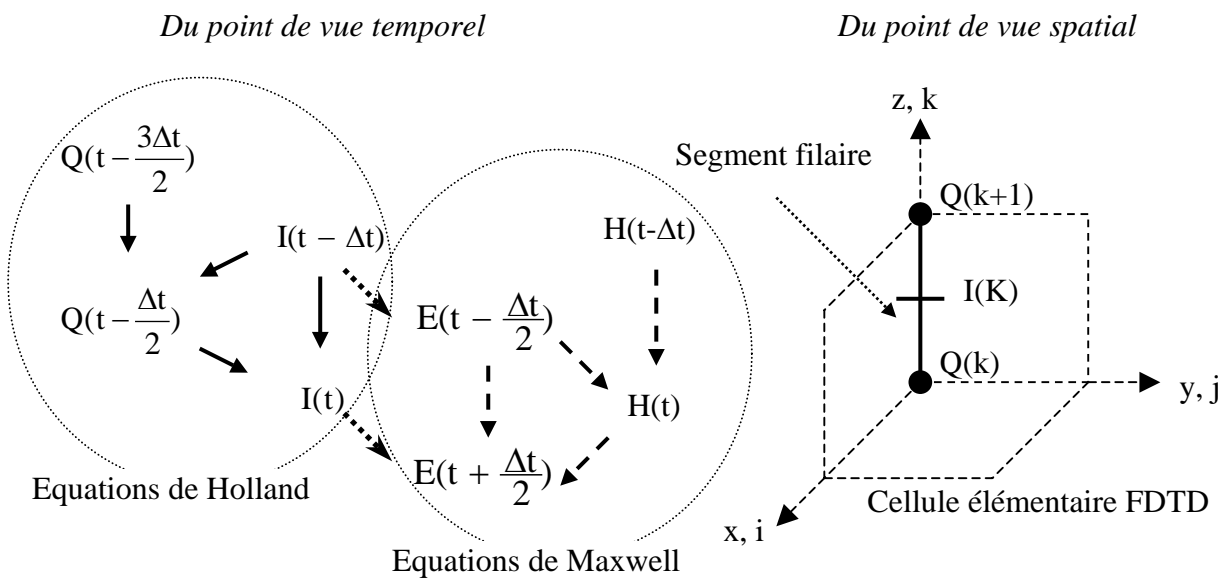


Figure I.6 : Instants et positions de calcul de la charge et du courant sur un fil mince

Les équations reliant ces grandeurs contiennent des dérivées du premier ordre qui permettent le calcul à chaque demi-instant. Ainsi, la charge et le courant sont calculés respectivement aux mêmes instants que le champ électrique et le champ magnétique.

➤ Fils discrétisés

Afin d'augmenter le diamètre des fils, il suffit de les discrétiser en tant qu'éléments métalliques. Pour cela, le champ électrique tangentiel au fil doit être annulé. Dans ce cas, le diamètre du fil peut aller d'une cellule (1^{er} cas : le champ électrique est annulé sur les arêtes des cellules FDTD) à plusieurs cellules (2^{ème} cas) (Figure I.7).

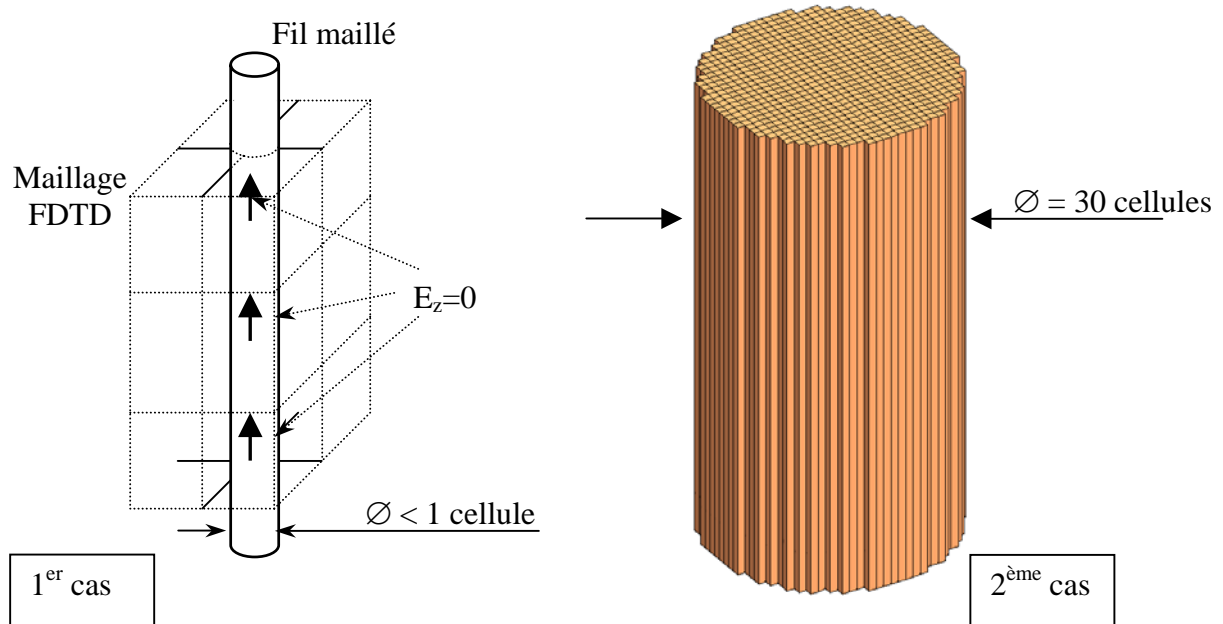


Figure I.7 : Exemples de fils discrétisés

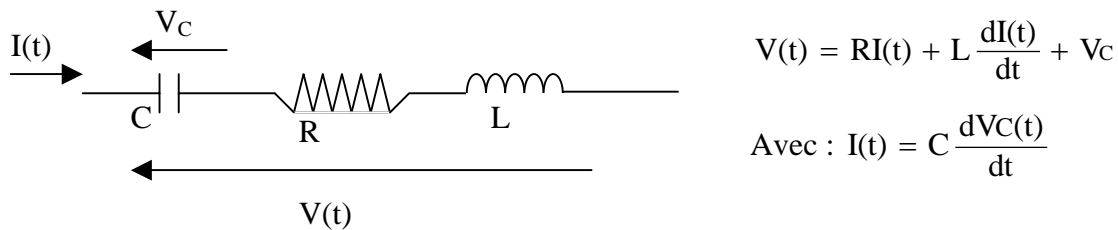
Dans le premier cas, le champ électrique est annulé suivant les arêtes des cellules FDTD et le diamètre du fil est inférieur à la dimension d'une maille.

Dans le second cas, la section du fil comprend plusieurs mailles et le volume de calcul augmente en conséquence. Son diamètre est donc plus important.

II. 2 Outil circuit

Ce type de résolution permet de modéliser et de simuler un circuit analogique de dimensions très inférieures à la longueur d'onde. Il peut contenir un ou plusieurs éléments localisés. Ces éléments peuvent être des sources de courant ou de tension, des composants passifs (résistances, capacités ou inductances), actifs, linéaires ou non (diodes, transistors, amplificateurs...).

Cet outil est basé sur l'exploitation de modèles électriques ainsi que sur la résolution temporelle des relations de Kirchoff en courant et en tension. Ces équations sont du type différentiel et proviennent des relations constitutives de branches associées aux circuits. Un exemple de circuit est proposé sur la Figure I.8.



$$V(t) = RI(t) + L \frac{dI(t)}{dt} + V_c$$

$$\text{Avec : } I(t) = C \frac{dV_c(t)}{dt}$$

Figure I.8 : Exemple de circuit localisé

Plusieurs méthodes existent pour résoudre ces équations suivant qu'elles sont linéaires ou non. De plus, il existe un pas d'échantillonnage et celui-ci varie suivant le type d'équation à résoudre.

Le but est donc de prévoir le comportement électrique de n'importe quel circuit. Les différents composants sont considérés comme ponctuels.

L'algorithme de résolution des équations, dans le domaine temporel, que l'on retrouve dans presque tous les simulateurs circuits est présenté sur la Figure I.9.

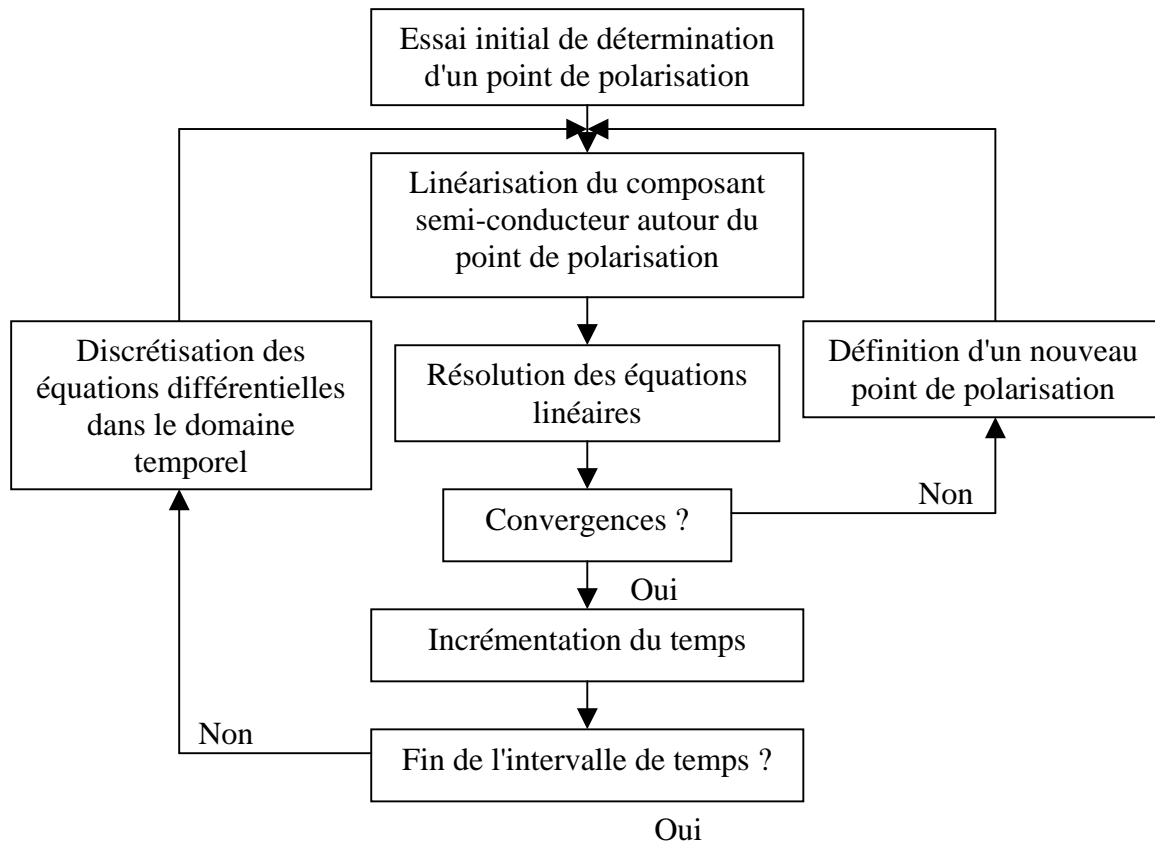


Figure I.9 : Processus de résolution circuit dans le domaine temporel

Un exemple de logiciel circuit très utilisé pour des résolutions dans le domaine temporel est SPICE.

III. APPROCHE GLOBALE : ELECTROMAGNETIQUE + CIRCUIT

Dans cette partie, les résolutions électromagnétique et circuit sont associées afin d'élargir le champ des phénomènes physiques pris en compte.

Les grandeurs caractéristiques associées aux outils électromagnétiques sont les champs électrique et magnétique, tandis que celles associées aux résolutions de type circuit sont le courant et la tension. Le but est d'associer ces grandeurs dans un algorithme itératif.

III. 1 Evolution de la méthode de couplage

L'objectif est d'insérer dans le maillage FDTD un ou plusieurs circuits localisés (des résistances par exemple). Pour cela, il faut résoudre simultanément les équations de Maxwell et de Kirchoff dans les régions concernées. Plusieurs extensions de l'algorithme FDTD sont envisageables.

La première méthode fut développée en 1992 : elle repose sur une transformation directe des équations de Maxwell dans un maillage 2D [I.16]. Cette méthode a permis de prendre en compte des éléments passifs tels que des résistances, des selfs inductances et des capacités. Des sources de courant ou de tension ont également pu être modélisées. De plus, afin de se rapprocher de la réalité de l'alimentation d'un circuit, des modèles de source de tension résistive discrète ont été développés. En ce qui concerne les éléments actifs, ils sont modélisés par une combinaison d'éléments passifs et de sources dépendantes. Ces travaux ont été à la base de nombreuses recherches. Une extension au maillage en 3D a été effectuée. Plusieurs évolutions des algorithmes numériques ont permis de modéliser des composants plus complexes, actifs et/ou non linéaires.

Par la suite, des formulations qui permettent une automatisation du couplage et la prise en compte de modèles circuits pré-existant ont été mises au point. En effet, les équations de Maxwell appliquées à une cellule FDTD peuvent être vues, par le dispositif à insérer, comme une source de courant ou une source de tension. De plus, le besoin de modèles circuits plus complets, a amené les chercheurs à s'intéresser au couplage avec des simulateurs qui possèdent déjà une base de données tel que SPICE.

Ces techniques ont déjà permis d'étudier de nombreux dispositifs tels que : des amplificateurs [I.17], des oscillateurs, des antennes actives [I.18], des MMICs avec leurs boîtiers [I.19], des diodes [I.20]...

La formulation numérique a été modifiée afin de connecter des sources et des éléments passifs à travers plusieurs cellules FDTD.

Une attention particulière a aussi été apportée à l'algorithme lui même afin de réduire les problèmes numériques : éléments parasites, dispersion, stabilité... [I.21], [I.22], [I.23], [I.24].

Grâce à cette approche globale, il est possible de modéliser et de simuler des dispositifs comprenant des structures distribuées passives, des circuits localisés passifs, actifs,

linéaires ou non. L'interaction entre ces différents composants peut être obtenue tant du point de vue qualitatif que quantitatif.

Cependant, il faut remarquer que les études électromagnétiques effectuées à l'aide du code « FDTD étendu » sont limitées en fréquence (<15-20GHz). Ceci s'explique par le fait qu'il existe un écart entre ce que l'on veut modéliser et ce que l'on modélise réellement. Une explication en ce qui concerne cette différence sera apportée dans les chapitres suivants. De plus, une solution sera proposée afin de ne plus être limité en fréquence pour ce type d'analyse.

III. 2 Modification des équations de Maxwell pour l'insertion d'éléments localisés dans un volume de calcul FDTD 3D.

III. 2.1 Principe

Après un bref rappel sur le modèle de Maxwell, la technique d'insertion d'éléments localisés dans la cellule FDTD sera décrite [I.25].

En tout point qui n'est pas situé sur une surface de séparation entre deux milieux, les équations de Maxwell spécifient que :

$$\text{rot}(\mathbf{E}) = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}, \text{ relation de Maxwell Faraday} \quad (3)$$

$$\text{rot}(\mathbf{H}) = \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} + \mathbf{J}_C, \text{ théorème de Maxwell Ampère, avec } \mathbf{J}_C = \sigma \mathbf{E} \quad (4)$$

$$\text{div}(\mathbf{D}) = \rho, \text{ théorème de Gauss} \quad (5)$$

$$\text{div}(\mathbf{B}) = 0, \text{ loi de Gauss sur l'induction magnétique} \quad (6)$$

avec : \mathbf{E} = champ électrique (V/m)

\mathbf{D} = induction électrique (C/m)

\mathbf{B} = induction magnétique (Teslas)

\mathbf{H} = champ magnétique (A/m)

\mathbf{J}_C = densité de courant de conduction (A/m²)

$\rho = \text{densité de charge volumique (C/m}^3\text{)}$

$\sigma = \text{conductivité (S/m)}$

Les différentes variables sont des grandeurs vectorielles et scalaires fonction du temps et de la position. Dans le cas où les milieux sont linéaires et isotropes, on a :

$$D = \varepsilon E, \text{ avec } \varepsilon : \text{permittivité} \quad (7)$$

$$B = \mu H, \text{ avec } \mu : \text{perméabilité} \quad (8)$$

Le but est de pouvoir positionner un élément de circuit dans une région de l'espace en modifiant directement l'algorithme en différences finies. Pour cela, il faut que les équations de Maxwell soient modifiées afin de prendre en compte le courant qui circule dans ce circuit. Notons J_L la densité de courant au niveau de la charge à insérer. L'équation de Maxwell Ampère (4) peut se mettre sous la forme suivante :

$$\text{rot}(H) = \varepsilon \frac{\partial E}{\partial t} + J_C + J_L$$

On intègre cette équation sur une surface S et à l'aide du théorème de Stokes, on obtient :

$$\oint_I H \cdot dl = \varepsilon \iint_S \frac{\partial E}{\partial t} \cdot dS + I_C + I_L \quad (9)$$

The diagram shows the equation $\oint_I H \cdot dl = \varepsilon \iint_S \frac{\partial E}{\partial t} \cdot dS + I_C + I_L$ with four arrows pointing downwards to the following labels: "courant total", "courant de déplacement", "courant de conduction", and "courant circulant dans la charge".

Si on considère le maillage FDTD, le courant dans une cellule peut être décomposé comme une somme de différents courants ayant des origines différentes. Le courant total est la somme du courant de conduction, du courant de déplacement et du courant circulant dans le circuit localisé. L'élément localisé peut donc être inséré dans un milieu quelconque (ε, σ).

Cette approche a ensuite été appliquée à des cas concrets afin de valider sa mise en forme. L'application la plus courante étant une ligne microruban chargée à l'une de ses extrémités [I.25].

Dans le cadre de l'algorithme FDTD, un paramètre important pour la stabilité

numérique est l'instant de calcul de chaque grandeur. Ainsi, si l'élément est localisé suivant l'axe z , l'équation (9) est discrétisée à l'aide d'une différenciation centrée (interpolation linéaire) et devient :

$$\oint \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l}^{t+\Delta t/2} = \frac{\epsilon \mathbf{S}}{\Delta t} (\mathbf{E}_z^{t+\Delta t} - \mathbf{E}_z^t) + I_{Cz}^{t+\Delta t/2} + I_{Lz}^{t+\Delta t/2}, \text{ suivant l'axe } z \quad (10)$$

Le but est de déterminer, à chaque pas temporel, le terme $\mathbf{E}^{t+\Delta t}$ à partir des grandeurs calculées aux instants précédents. Le courant de conduction peut se mettre sous la forme :

$$I_{Cz}^{t+\Delta t/2} = S\sigma \mathbf{E}_z^{t+\Delta t/2}$$

La tension aux bornes du circuit localisé s'écrit, dans une approximation quasi statique, de la façon suivante :

$$V_{Lz}^{t+\Delta t/2} = -\Delta_z \mathbf{E}_z^{t+\Delta t/2}$$

Les valeurs calculées en $t+\Delta t/2$ résultent d'une moyenne des termes déterminés en t et en $t+\Delta t$. Si l'on ne fait pas cette moyenne, une erreur résulte de cette approximation et peut conduire à une divergence du code dans certains cas : pas temporel trop grand ou s'il existe des non-linéarités importantes. L'erreur engendrée par cette approximation sera mise en évidence par la suite.

Connaissant la relation qui lie la tension au courant aux bornes du circuit à insérer, il est possible de réécrire l'équation (10) pour l'inclure dans l'algorithme FDTD et déterminer le champ électrique au niveau de l'élément localisé. Des exemples avec des éléments simples (R, L et C) sont donnés en annexe I.

III. 2.2 Mise en évidence des sources équivalentes.

Une approche circuit de la cellule FDTD permet de mettre en évidence des sources équivalentes. On considérera un élément positionné suivant l'axe z .

➤ *Source de courant équivalente*

Cette approche consiste à reformuler les équations de Maxwell afin de mettre en évidence le générateur de Norton équivalent à une cellule FDTD [I.26]. Ce générateur est vu

de l'élément circuit à insérer. Il est constitué d'une capacité en parallèle avec une source de courant. Cette formulation permet d'avoir une résolution purement circuit au niveau de la région active de la grille FDTD.

L'équation de Maxwell Ampère (4) peut se mettre sous la forme :

$$I_{z\text{tot}} = C \frac{\partial V_{LZ}}{\partial t} + I_{Cz} + I_{Lz} \quad (11)$$

avec : $I_{z\text{tot}} = \text{courant total} = \Delta_x \Delta_y \cdot (\nabla \wedge \mathbf{H})^{t+\Delta t/2}$, circulation du champ magnétique

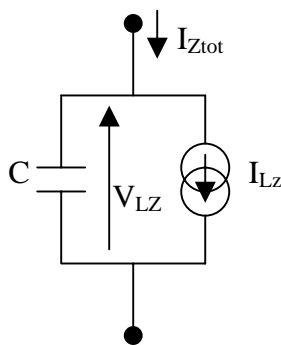
$V_{LZ} = \text{tension aux bornes du circuit localisé}$

$I_{Cz} = \text{courant de conduction} = 0 \text{ si } \sigma = 0$

$I_{Lz} = \text{courant circulant dans le circuit localisé}$

$C = \varepsilon \frac{\Delta_x \Delta_y}{\Delta_z}$, capacité équivalente d'une cellule FDTD

Le circuit équivalent correspondant à l'équation (11) est le suivant (Figure I.10) :



Au lieu de déterminer seulement le courant dans le circuit localisé, on peut intégrer directement l'équation (11) à l'aide d'une résolution de type circuit. On aura ainsi accès à la tension aux bornes de ce circuit et donc au champ électrique. Ce dernier servira à implémenter l'algorithme FDTD.

Figure I.10 : Source de courant équivalente à une maille FDTD

➤ Source de tension équivalente

Cette approche permet de faire apparaître le générateur de Thevenin équivalent à la cellule FDTD [I.27], [I.28].

De la même manière que précédemment, la forme intégrale de l'équation de Faraday mène à :

$$V_{\text{tot}} = -L_{\text{tot}} \frac{\partial I_{Lz}}{\partial t} - V_{Lz} \quad (12)$$

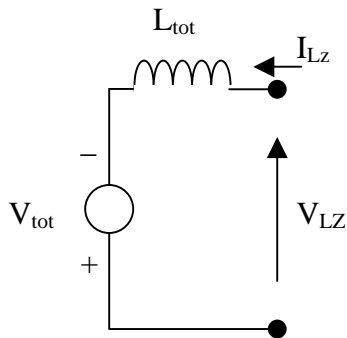
avec : V_{tot} = tension totale

V_{Lz} = tension aux bornes du circuit localisé = $\Delta_z E_z$

I_{Lz} = courant circulant dans le circuit localisé

$L_{\text{tot}} = \mu \frac{\Delta_x \Delta_y}{\Delta_z}$, inductance équivalente d'une cellule FDTD

Le circuit équivalent à l'équation (12) est présenté sur la Figure I.11.



De la même façon, on peut intégrer directement l'équation (10) à l'aide d'une résolution de type circuit. On évalue ainsi V_{Lz} et ensuite E_z .

Figure I.11 : Source de tension équivalent à la maille FDTD

III. 2.3 Insertion d'éléments non linéaires

La prise en compte d'éléments non linéaires nécessite de rajouter un algorithme de linéarisation reposant sur une méthode itérative telle que celle de Newton [I.29]. L'objectif est de déterminer la valeur x_0 qui permet d'annuler l'équation non linéaire $f(x)$: $f(x_0)=0$. Le principe de linéarisation est présenté sur la Figure I.12.

Une valeur initiale pour x est choisie arbitrairement (ex : $x = s_1$). On détermine les valeurs de la fonction et de sa dérivée en ce point : $f(s_1)$ et $f'(s_1)$. Il ne reste plus qu'à déduire la correction qu'il faut apporter à s_1 : $dx = f(s_1) / f'(s_1)$. On obtient : $s_2 = s_1 + dx$. s_2 devient la nouvelle valeur de départ.

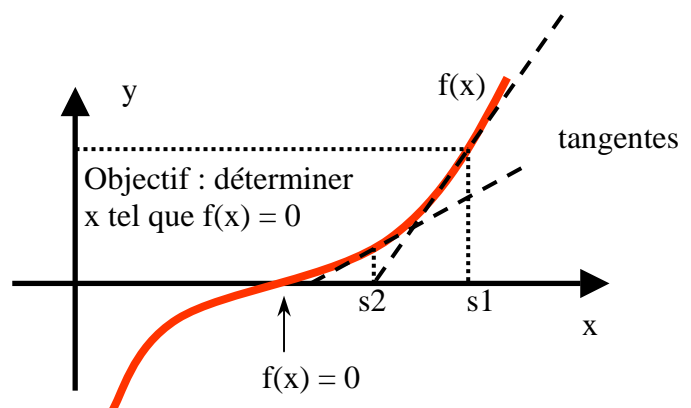


Figure I.12 : Principe de résolution d'une équation non linéaire

Cette méthode numérique peut être étendue à un système d'équations non linéaires. De plus, on peut remarquer que le calcul converge vers la solution la plus proche de la valeur initiale. Cet algorithme est donc bien adapté aux résolutions FDTD.

Cette technique permet donc de prendre en compte des modèles de circuit plus fidèles à la réalité mais aussi plus compliqués. De nombreux modèles de diodes et de transistors ont pu être implémentés dans l'algorithme FDTD afin de modéliser de nombreux circuits microondes complexes [I.30], [I.31], [I.32].

De plus, l'insertion d'éléments non linéaires peut être améliorée en ajustant de façon dynamique le pas temporel. Cela a pour effet de stabiliser l'algorithme tout en le faisant converger plus rapidement [I.33].

III. 2.4 Couplage entre le code EM et un code circuit

Le couplage entre l'algorithme FDTD et un simulateur circuit se fait, soit par l'intermédiaire des sources équivalentes, soit par l'intermédiaire du formalisme des fils minces. En général, la méthode temporelle de résolution des équations de Maxwell est couplée avec un simulateur qui résout les relations de Kirchoff dans le domaine temporel tel que SPICE. Ces techniques de couplage décrites dans [I.34] et [I.35] ont permis par exemple de modéliser des antennes actives [I.36].

III. 2.5 Prise en compte d'un élément localisé sur plusieurs mailles

Dans certains cas (par exemple une résistance qui traverse plusieurs substrats de permittivité relative différente), il peut être utile de pouvoir modéliser un élément localisé le long de plusieurs cellules FDTD [I.37], [I.38]. Pour cela, il faut décomposer la tension aux bornes de l'élément comme la somme des tensions au niveau de chaque cellule (Figure I.13).

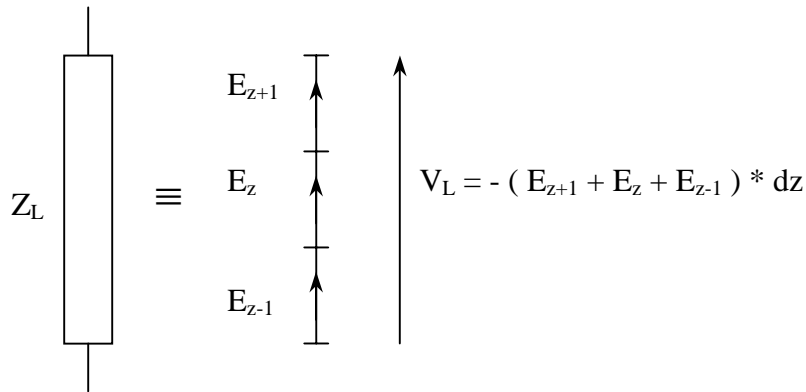


Figure I.13 : Élément localisé connecté à travers plusieurs cellules FDTD

La suite de l'algorithme repose sur le même principe que dans le cas d'une insertion sur une seule maille.

III. 2.6 Conclusion

Il est possible d'insérer directement un élément de circuit dans la cellule FDTD. Pour cela, il faut venir modifier localement les équations de Maxwell avec les relations de Kirchoff. Cette modification peut se faire de façon directe (cf paragraphe III. 2.1) ou bien à l'aide des sources équivalentes représentant la cellule FDTD. Ces sources permettent de découpler les résolutions électromagnétique et circuit et il est alors possible d'utiliser un logiciel circuit pour résoudre les équations de Kirchoff. Dans tous les cas, une attention particulière doit être apportée aux instants de calcul des différentes grandeurs.

La Figure I.14 présente les modifications, apportées à l'organigramme de calcul en temporel des composantes des champs électromagnétiques, dues à l'insertion d'un élément localisé.

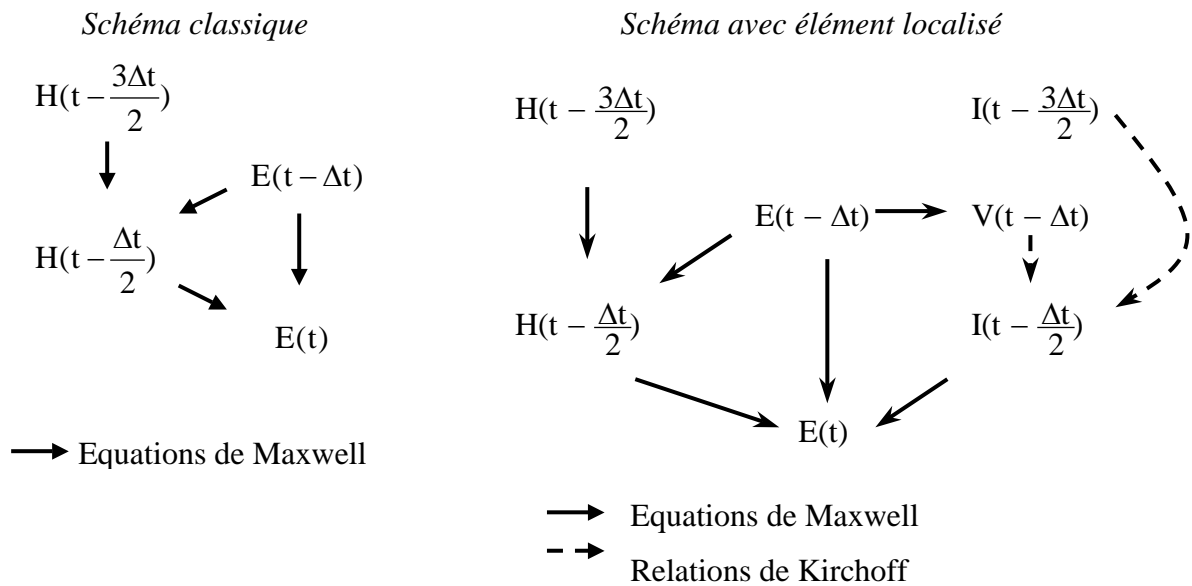


Figure I.14 : Organigramme d'insertion d'un élément localisé dans la cellule FDTD

III. 3 Utilisation des fils minces pour l'insertion d'éléments localisés dans l'algorithme FDTD

Une possibilité, afin de prendre en compte un élément de circuit dans le volume FDTD, est d'utiliser le formalisme des fils minces.

III. 3.1 Couplage direct des équations circuits avec les relations des fils minces.

Si un élément est positionné sur un segment du fil, le champ électrique moyen dans la cellule FDTD est modifié par la présence d'une tension aux bornes du segment :

$$\langle E_z \rangle - \frac{V_L}{\Delta z} = L \left(\frac{\partial I}{\partial t} + v^2 \frac{\partial Q}{\partial z} \right) \quad (13)$$

« V_L » est la tension aux bornes de l'élément localisé.

Il faut ensuite écrire la tension en fonction du courant qui circule dans l'élément grâce aux équations de Kirchhoff. La nouvelle équation est ensuite discrétisée afin d'être introduite dans l'algorithme FDTD [I.39]. Le détail des formulations est présenté en annexe II.

III. 3.2 Couplage des équations circuits et des relations liées aux fils minces via les sources équivalentes.

Dans ce cas, il faut faire apparaître la source équivalente au segment filaire. L'équation (13) peut se mettre sous la forme suivante :

$$L_g \frac{\partial I}{\partial t} = V_g - V_L, \text{ avec :}$$

$$V_g = -L_g v^2 \frac{\partial Q}{\partial z} + \langle E_z \rangle \Delta z$$

$$L_g = L \Delta z$$

Le générateur de Thevenin équivalent au segment filaire est présenté sur la Figure I.15.

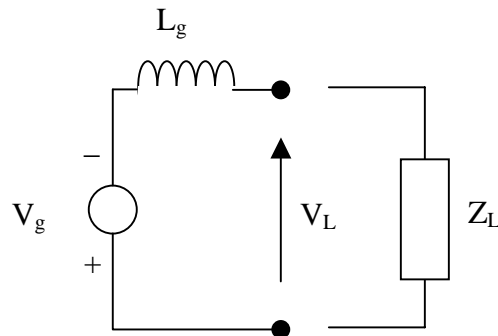


Figure I.15 : Source de tension équivalente au segment filaire

Cette formulation nous permet de calculer le courant circulant dans l'élément localisé en fonction de la tension aux bornes du segment filaire (« V_g »). Cette tension n'est pas celle aux bornes de l'élément localisé. Ainsi, une self L_g doit être rajoutée en série à l'élément localisé avant que ce dernier soit traité à l'aide d'un logiciel circuit [I.40], [I.41]. Le traitement « circuit » est donc appliqué sur l'élément localisé en série avec la self-inductance L_g .

Les éléments localisés sont décrits par une ou plusieurs relations liant le courant et la tension. Il faut faire apparaître dans l'organigramme présenté Figure I.6 la différence de potentiel présente sur chaque segment. On la déduit de la charge. Le rajout d'un élément localisé ne change rien aux positions de calcul dans l'espace.

L'organigramme temporel est présenté sur la Figure I.16.

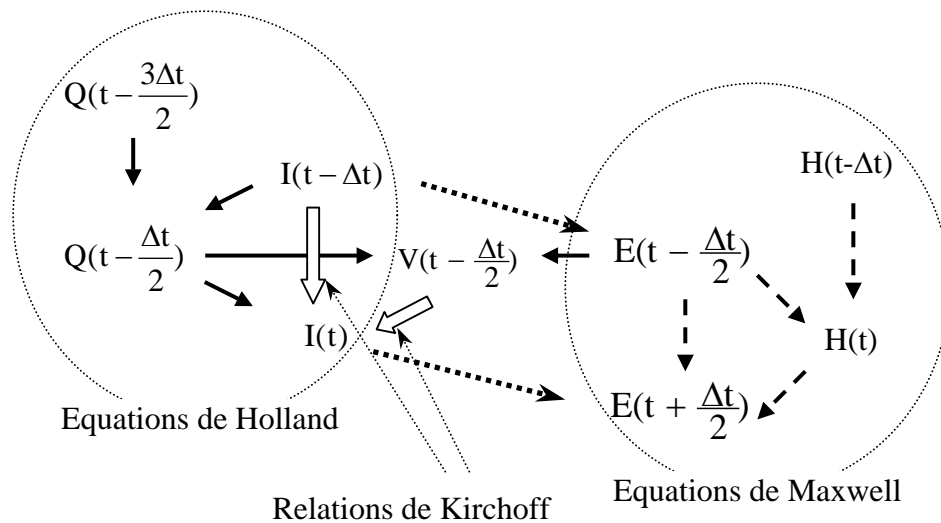


Figure I.16 : Insertion d'élément localisé sur un fil mince, instant de calcul

Le fait de coupler les relations de Kirchoff avec celles des fils minces impose un décalage de l'instant de calcul entre le courant et la tension. Il faut donc porter une attention particulière à ces instants. Par exemple, dans le cas d'une résistance, l'équation circuit s'écrit de la façon suivante :

$$V(t) = R I(t)$$

Il n'existe pas de déphasage entre le courant et la tension. Cependant, la résolution circuit doit s'appliquer à l'élément localisé en série avec la self L_g . Cette self permet, sans moyennner les grandeurs, de les calculer aux bons instants rendant ainsi compatible les deux résolutions.

III. 4 Limitation de la méthode

Les limitations de l'algorithme « FDTD étendu » peuvent être mises en évidence dans différents cas. Les conséquences sont de deux types : soit le code diverge et il n'y a pas de résultat, soit le code converge mais les résultats sont erronés ou incorrects.

Les facteurs favorisant la divergence de l'algorithme sont : des non-linéarités mal gérées, de trop fortes puissances qui induisent des oscillations et une fréquence trop élevée. Une solution est d'avoir recours à des pas temporels différents pour les résolutions électromagnétiques et circuits.

La modélisation, quant à elle, peut produire des résultats incorrects. En effet, Le circuit localisé est inséré sur un fil qui n'a pas forcément de signification physique. Ces caractéristiques n'ont pas été prises en compte. Ce fil peut induire, par lui même ou par ses connexions, des éléments parasites. Ce phénomène apparaît notamment avec la montée en fréquence. Les travaux présentés dans [I.1], [I.25] et [I.42] montrent qu'il existe une différence entre ce que l'on souhaite modéliser (cas idéal) et ce que l'on modélise réellement. Dans [I.25], une résistance est placée au bout d'une ligne de transmission et sa réponse diffère du cas idéal. Dans [I.42], les fils de support induisent des phénomènes parasites. Dans [I.1], un des objectifs a été d'adapter une ligne microruban à l'aide d'un circuit complexe représentant les variations fréquentielles de son impédance caractéristique. Les résultats étaient encourageants mais insuffisants, en effet le coefficient d'adaptation devenait supérieur à -9dB à partir de 60GHz.

Par la suite, les moyens à mettre en oeuvre afin de résoudre ces problèmes seront proposés. Pour cela, il faut prendre en compte l'environnement de l'élément localisé.

IV. STRUCTURE DE BASE HYPERFREQUENCE : LA LIGNE DE TRANSMISSION

L'objectif de cette partie est de présenter les structures de base utilisées dans la suite de ce travail ainsi que les techniques FDTD s'y rapportant. Les deux exemples présentés sont : la ligne microruban et la ligne coaxiale.

IV. 1 La ligne microruban

La ligne microruban ou microstrip est une structure de base pour transmettre un signal hyperfréquence sur de courtes distances. C'est une ligne planaire, ouverte et inhomogène constituée de deux conducteurs séparés par une plaque isolante : le diélectrique. Ses propriétés de propagation dépendent de ses dimensions ainsi que de la permittivité du substrat. La technique employée pour sa réalisation est celle des circuits imprimés. Des procédés photolithographiques sont nécessaires.

IV. 1.1 Description de la structure et caractéristiques

Elle comporte un conducteur métallique mince et étroit (le ruban) déposé sur une face du substrat ; la face opposée est recouverte de métal (plan de masse). Cette ligne est représentée sur la Figure I.17.

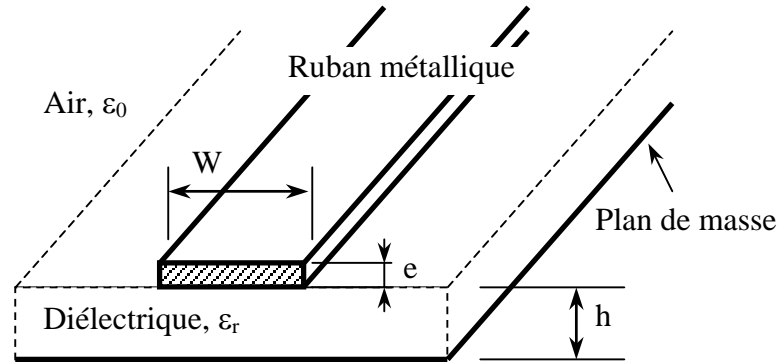


Figure I.17 : Paramètres d'une ligne microruban

Les paramètres caractérisant la ligne sont :

- la largeur du ruban métallique : W
- la hauteur du substrat : h
- la permittivité relative du diélectrique : ϵ_r
- l'épaisseur du ruban : e

De plus, la ligne peut-être définie par son impédance caractéristique, Z_C , ainsi que par sa permittivité effective, ϵ_{eff} . Ces grandeurs varient avec la fréquence. Elles peuvent être calculées soit en utilisant des formules analytiques [I.43] (formule en statique en ce qui concerne Z_C) soit en s'appuyant sur les résultats de simulation. Dans la suite de notre problème nous avons choisi d'utiliser la seconde possibilité, cependant, des comparaisons entre théorie et simulation seront effectuées.

IV. 1.2 Méthodes de calcul FDTD sur la ligne microruban

Pour avoir accès à Z_C ou à ϵ_{eff} , il est nécessaire de connaître la tension et le courant, en fonction du temps, sur une section transverse de la ligne. Pour faciliter les calculs, on se place dans le cadre de l'approximation quasi TEM.

Les composantes transverses des champs électromagnétiques sont calculées sur la ligne. Afin que les calculs ne soient pas perturbés par une quelconque réflexion, la ligne sera adaptée en entrée et en sortie dans les PML : ligne infinie.

➤ Modélisation de la ligne

Les dimensions des dispositifs modélisés dans le maillage FDTD sont définis à une incertitude près. Cette incertitude est dû à la discrétisation du volume de calcul ainsi qu'aux positions de détermination des champs électromagnétiques. Dans le cas de la ligne microruban, l'incertitude porte principalement sur la dimension de la largeur du ruban métallique. La Figure I.18 présente, en vue de dessus, un ruban métallique dans le maillage FDTD.

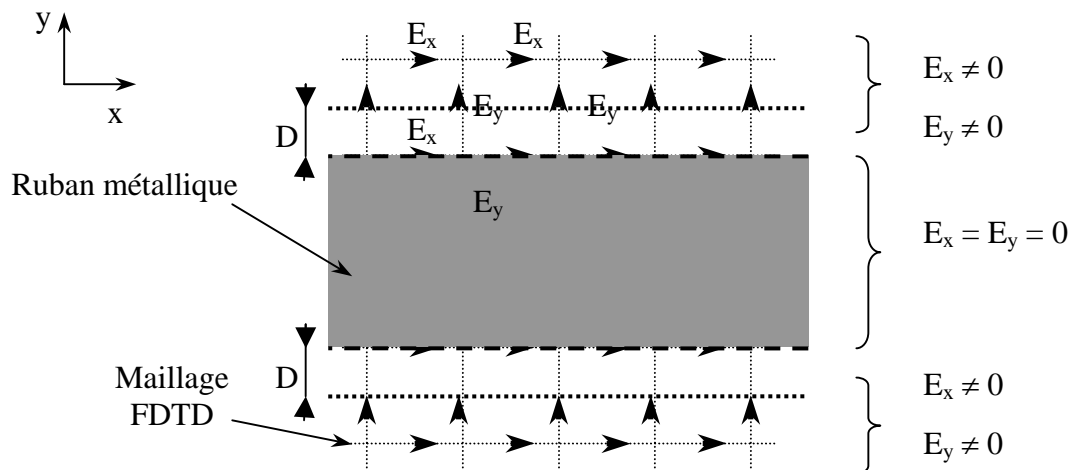


Figure I.18 : Largeur du ruban métallique dans le maillage FDTD, vue de dessus

Des études ont proposé un critère correctif D équivalent à 0.35Δ [I.8] et [I.44] (dans notre cas, Δ correspond à la dimension d'une cellule élémentaire suivant y). La largeur du ruban ne fait donc pas 2Δ dans notre cas mais $2,7 \Delta$. Plus la discrétisation est fine et moins l'incertitude est grande.

Lors de la modélisation, il est nécessaire de prendre en compte ce critère afin de déterminer correctement la dimension d'une cellule élémentaire.

➤ Techniques d'alimentation

D'une façon générale, il faut appliquer une différence de potentiel variant au cours du temps entre les deux conducteurs. Pour cela, plusieurs méthodes sont possibles :

- le champ électrique sur une section transverse de la ligne est imposé (Figure I.19) :

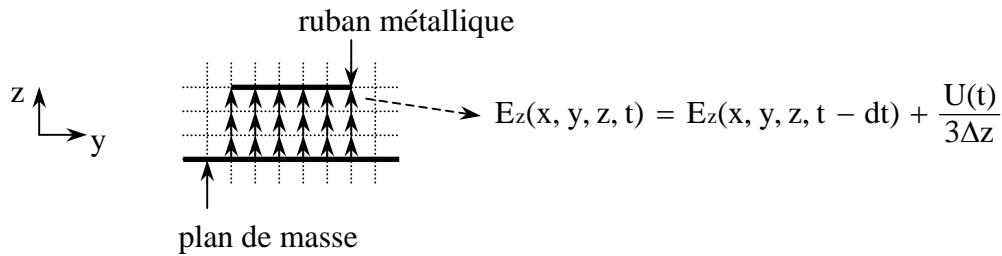


Figure I.19 : Alimentation d'une ligne microruban dans un plan transverse

$U(t)$ est la tension variant au cours du temps entre les deux conducteurs. Elle correspond au terme d'excitation. Dans l'exemple, les conducteurs sont séparés de trois cellules. Ainsi, le champ électrique source s'écrit : $\frac{U(t)}{3\Delta z}$

Remarque : l'excitation vient se superposer aux composantes du champ électrique calculées par l'algorithme FDTD.

- une source est placée sur un fil reliant les deux conducteurs (Figure I.20) :

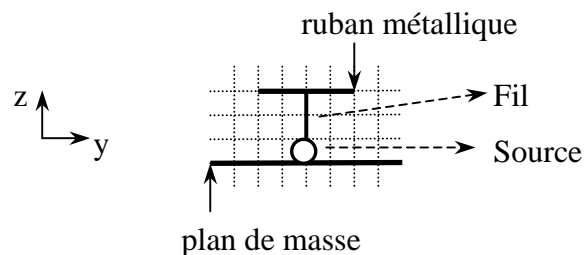


Figure I.20 : Alimentation d'une ligne microruban à l'aide d'une source localisée

Dans ce cas, la source est localisée sur une seule cellule. Le fil est présent durant toute la simulation.

Ces méthodes sont numériques et ne reflètent pas parfaitement la réalité. Une différence entre ces techniques d'alimentation réside dans le temps que met le mode quasi TEM pour s'installer sur la ligne. La première technique propose une répartition du champ électrique plus proche du mode de propagation que la seconde. Le mode TEM s'installera donc plus vite avec ce type d'excitation. Dans les études réalisées au cours de ce travail, cette excitation sera utilisée.

Afin de couvrir une bande fréquentielle suffisamment étendue, deux types d'excitation peuvent être utilisés :

- une gaussienne dont le spectre couvre la gamme [0-Fmax].
- une sinusoïde modulée par une gaussienne dont le spectre s'étend de [Fmin-Fmax] en étant centré sur la fréquence de la sinusoïde.

➤ *Courant et tension*

Le courant est calculé en intégrant la composante tangentielle du champ magnétique sur le contour du ruban conducteur. La tension est, quant à elle, déterminée en intégrant le potentiel entre deux points A et B situés respectivement sur le ruban métallique et sur le plan de masse. Ces valeurs sont déterminées dans le cadre d'une approximation quasi statique.

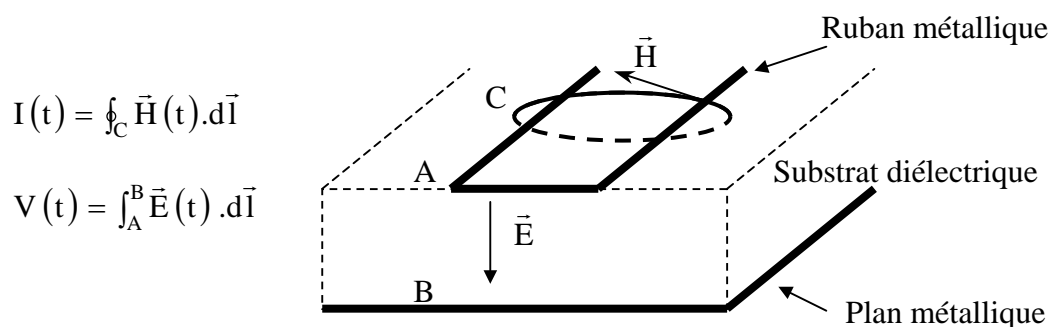


Figure I.21 : Détermination du courant et de la tension en temporel

Remarque : pour le calcul de la tension, l'intégrale du champ électrique peut être moyennée sous toute la largeur du conducteur.

➤ *Impédance caractéristique et permittivité effective*

L'impédance caractéristique est définie comme le rapport des transformées de Fourier de la tension et du courant :

$$Z_c(f) = \frac{V(f)}{I(f)} = \frac{\text{TF}(V(t))}{\text{TF}(I(t))}$$

La permittivité effective découle, quant à elle, du déphasage du signal relevé à deux endroits distincts de la structure :

$$\epsilon_{\text{eff}} = \left(\frac{c}{v_p(f)} \right)^2, \quad \text{avec} \quad v_p(f) = \frac{2\pi fd}{[\varphi_2(f) - \varphi_1(f)]}$$

c : célérité des ondes dans le vide ($\cong 3 \cdot 10^8 \text{ m.s}^{-1}$)

f : fréquence

d : distance qui sépare les plans de relevé des courants

$v_p(f)$: vitesse de phase des ondes en fonction de la fréquence

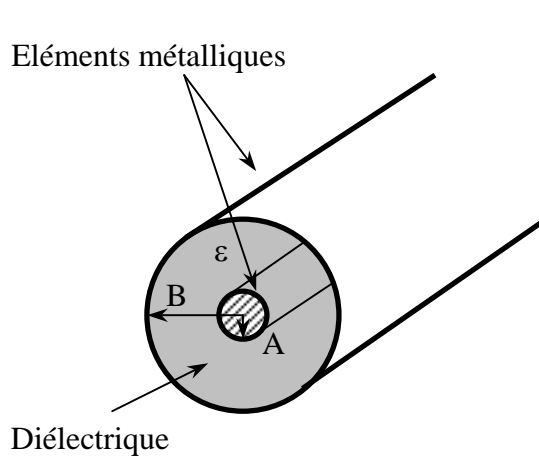
$\varphi_2(f)$ et $\varphi_1(f)$ correspondent aux phases des spectres des courants ou des tensions

IV. 2 La ligne coaxiale

IV. 2.1 Description et caractéristiques

La ligne coaxiale est une ligne de transmission fermée homogène constituée de deux conducteurs. Cette ligne est formée d'un conducteur cylindrique circulaire placé coaxialement à l'intérieur d'un tube conducteur. Le mode TEM, à l'instar de la ligne microruban, peut se propager à toutes les fréquences à partir du continu.

Les grandeurs caractéristiques liées aux guides coaxiaux sont constantes en fonction de la fréquence. La capacité linéique, l'inductance linéique et l'impédance caractéristique de la ligne ne dépendent que du diamètre des conducteurs et de la permittivité du diélectrique. Ces grandeurs ainsi que la section du guide sont présentées sur la Figure I.22.



Capacité par unité de longueur :

$$C = \frac{2\pi\epsilon}{\ln(B/A)}$$

Inductance linéique :

$$L = \frac{\mu}{2\pi} \ln(B/A)$$

Impédance caractéristique de la ligne :

$$Z_c = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \ln(B/A)$$

Figure I.22 : Schéma d'une ligne coaxiale et caractéristiques

Les paramètres caractérisant la ligne sont :

le rayon du conducteur central : A

le rayon du conducteur extérieur : B

la permittivité relative du diélectrique : ϵ_r

IV. 2.2 Méthodes de calcul FDTD sur la ligne coaxiale

Les techniques numériques employées pour alimenter la ligne ou pour calculer les différentes grandeurs (courant, tension et impédance caractéristique) sont parfaitement similaires à celles appliquées à la ligne microruban. Une étude sur l'influence du maillage sur ce type de structure sera menée par la suite.

IV. 3 Méthodes FDTD et discussion des résultats

Les techniques de calcul FDTD des paramètres S et de l'impédance ramenée sont présentées en annexe III.

L'objectif de ce paragraphe est de mettre en évidence, sur des configurations simples mais très utilisées, des problèmes liés aux calculs numériques en FDTD. Nous verrons qu'il faut prendre quelques précautions afin d'obtenir des résultats rigoureux.

IV. 3.1 Positions des plans de calcul

Sur une ligne de transmission microruban, les calculs des courants et tensions, en FDTD, se font sur le postulat que seul le mode quasi TEM est présent sur la ligne. Cependant, les sources ou les discontinuités favorisent la génération d'autres modes. L'objectif de ce paragraphe est de savoir à quelle distance il faut se trouver d'une source ou bien d'une discontinuité afin de déterminer une grandeur correcte.

Pour cela, une ligne microruban dont une extrémité est laissée en circuit ouvert est modélisée (Figure I.23).

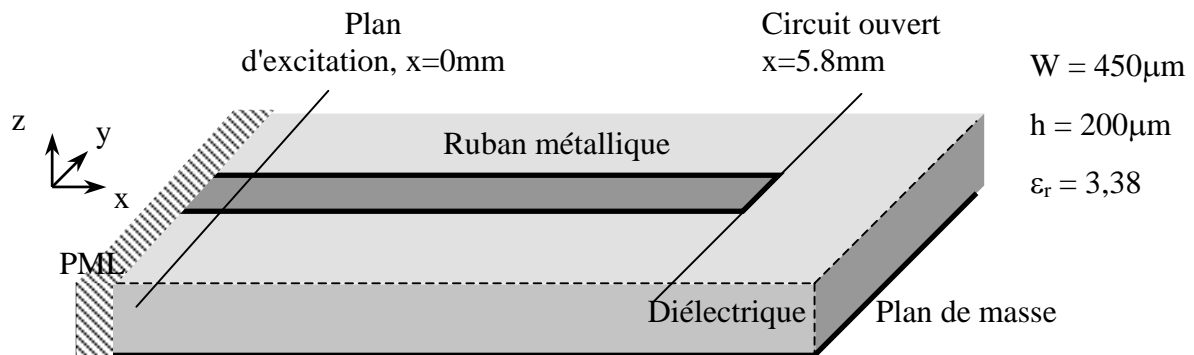


Figure I.23 : Installation du mode quasi TEM sur la ligne : modélisation réalisée

Remarque : les couches PML entourent le volume de calcul.

On relève, à une fréquence donnée et le long de la ligne de transmission, le courant et la tension pour le signal incident et pour le signal réfléchi. La propagation du signal se faisant sans perte sur la ligne, on peut considérer que ces grandeurs doivent être constantes si le mode quasi-TEM est installé. Ces valeurs normalisées sont représentées, pour le signal incident, sur la Figure I.24 et, pour le signal réfléchi, sur la Figure I.25. On constate que ces grandeurs oscillent avant de se stabiliser.

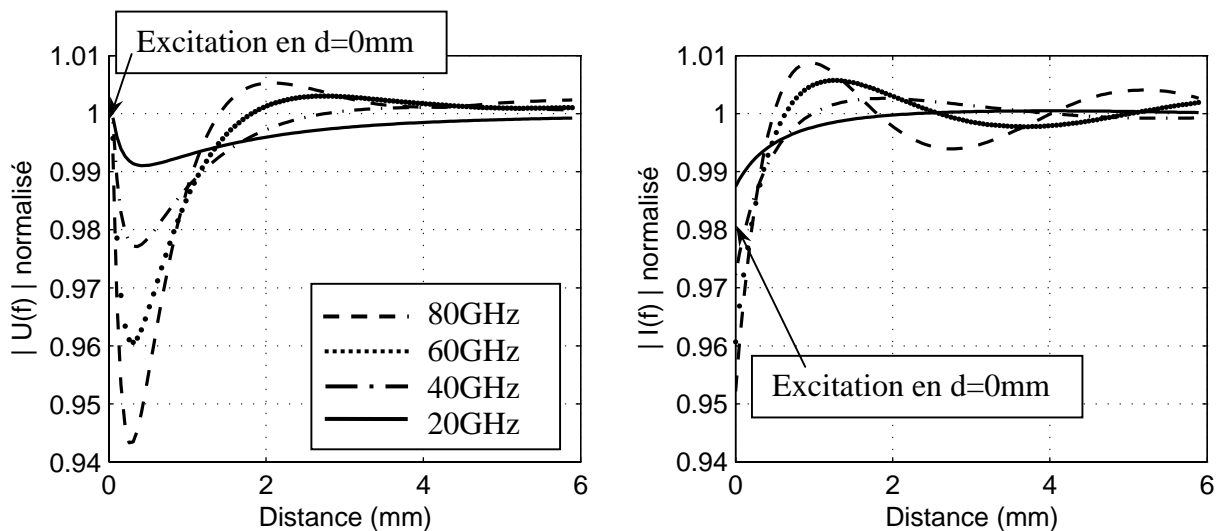


Figure I.24 : Tension et courant incidents normalisés sur la ligne, influence de l'excitation sur l'installation du mode quasi-TEM

Les valeurs du courant ou de la tension ne sont pas constantes le long de la ligne. Plus la fréquence est élevée et plus les oscillations sont importantes. Cependant, on peut considérer que si le relevé est effectué à au moins 2mm de la source, l'erreur relative sur ces grandeurs ne dépassera pas 0,5%. Cette dimension correspond à la longueur d'onde de la fréquence la plus haute du spectre. L'erreur commise est donc faible car la technique utilisée pour exciter la ligne correspond à une répartition de champ similaire au mode quasi-TEM.

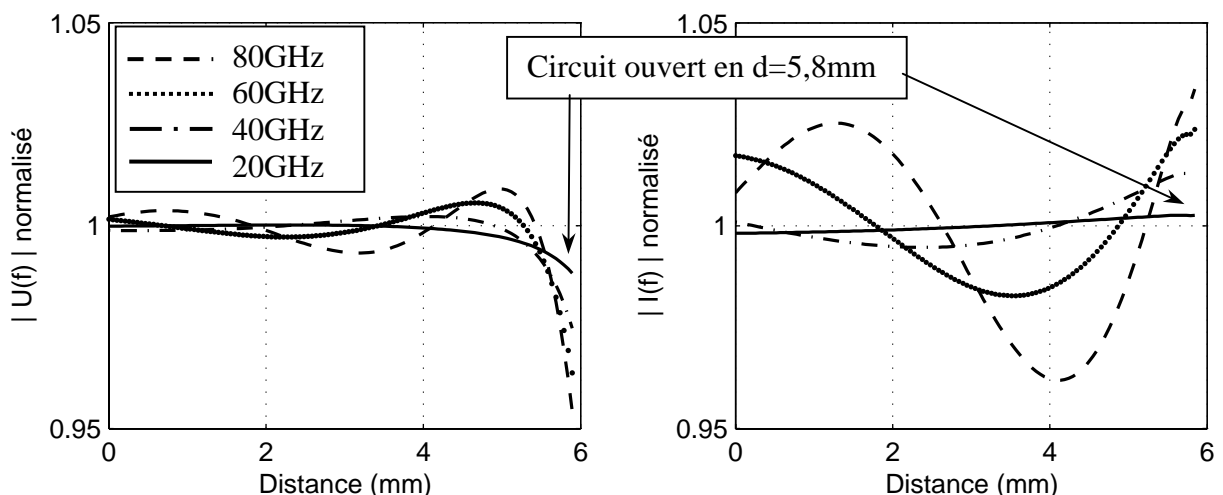


Figure I.25 : Tension et courant réfléchis normalisés sur la ligne, influence du circuit ouvert sur l'installation du mode quasi-TEM

En ce qui concerne le circuit ouvert, les conclusions sont similaires pour les relevés de la tension. En revanche, les oscillations que l'on retrouve sur le courant sont fortes et l'erreur

relative est de 4% pour les fréquences les plus hautes. Le circuit ouvert crée davantage de modes supérieurs et évanescents. Ces modes viennent perturber le calcul du courant et de la tension sur la ligne. La discontinuité, provoquée par le circuit ouvert, est beaucoup plus pénalisante que l'excitation.

En conclusion, pour toutes les simulations effectuées par la suite, le plan de calcul, du courant et de la tension, sera éloigné d'une distance au moins égale à la longueur d'onde (λ_{\min}), correspondant à la fréquence la plus haute du spectre, du plan d'excitation et de celui des discontinuités. D'autres travaux, réalisés sur les excitations, [I.44], ont proposé un critère moins contraignant ($\lambda_{\min}/2$).

IV. 3.2 Cas d'une ligne microruban hyperfréquence 50Ω

Le but de ce paragraphe est de mettre en évidence les erreurs qui peuvent être engendrées par une modélisation imparfaite de la ligne microruban ou par les techniques numériques elles mêmes.

La structure simulée est présentée sur la Figure I.26. L'excitation est une sinusoïde modulée par une gaussienne dont le spectre s'étend du continu jusqu'à 80GHz.

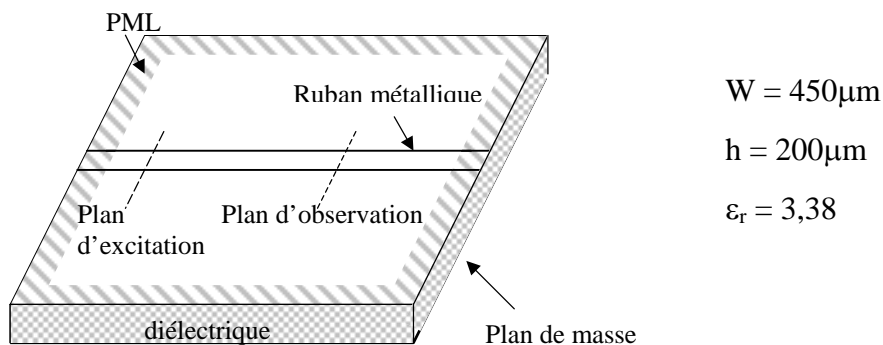


Figure I.26 : Modélisation de la ligne infinie

La première grandeur que nous allons déterminer est la permittivité effective. Elle dépend de la façon de modéliser la ligne et notamment de la prise en compte ou non de l'épaisseur du ruban. L'influence de ce paramètre est présentée sur la Figure I.27 et sur la Figure I.28.

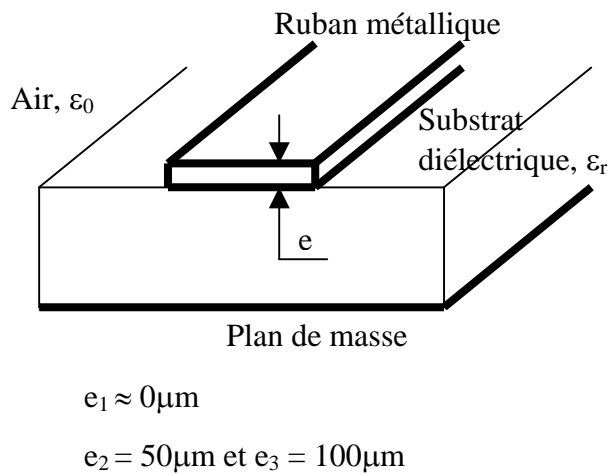


Figure I.27 : Epaisseur du ruban métallique

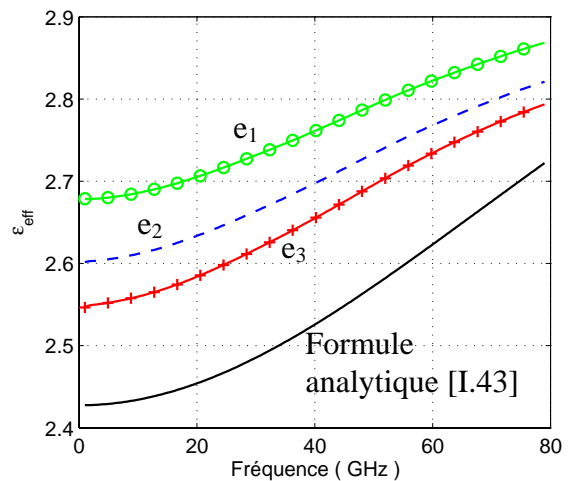


Figure I.28: Permittivité effective de la ligne

La façon de modéliser revêt une importance particulière : la prise en compte de l'épaisseur du ruban métallique permet de se rapprocher de la formule analytique déterminée par Gardiol. Dans un souci de réalisme, nous choisirons de prendre, pour la suite des calculs, une épaisseur de ruban inférieure à $100\mu\text{m}$. Dans ce cas, l'erreur relative est de l'ordre de 5%. Cette différence peut s'expliquer par les paramètres FDTD utilisés pour la modélisation : éloignement des couches absorbantes, nombre de cellules employées pour discrétiser la hauteur du substrat, la largeur du ruban...

La deuxième source d'erreur provient du calcul numérique. Elle est mise en évidence sur la détermination de l'impédance caractéristique [I.45]. On a vu que dans la code EM FDTD, les champs électrique et magnétique sont calculés de façon entrelacée tant dans le domaine temporel que spatial. Le courant et la tension qui découlent de ces grandeurs sont, de la même manière calculés à des instants et à des endroits différents.

La Figure I.29 et la Figure I.30 présentent les parties réelle et imaginaire de l'impédance caractéristique de la ligne en fonction des instants et/ou positions de calcul.

$$Z_{c1} = \frac{V(t + \frac{\Delta t}{2}, x)}{I(t, x + \frac{\Delta x}{2})} \quad , \quad Z_{c2} = \frac{V(t, x)}{I(t, x + \frac{\Delta x}{2})} \quad , \quad Z_{c3} = \frac{V(t + \frac{\Delta t}{2}, x)}{I(t, x)} \quad , \quad Z_{c4} = \frac{V(t, x)}{I(t, x)}$$

Z_{C1} et Z_{C4} correspondent respectivement au cas où les grandeurs ne sont pas « recalées » et au cas où elles le sont. Z_{C2} et Z_{C3} permettent de comparer l'influence des écarts spatial ou temporel.

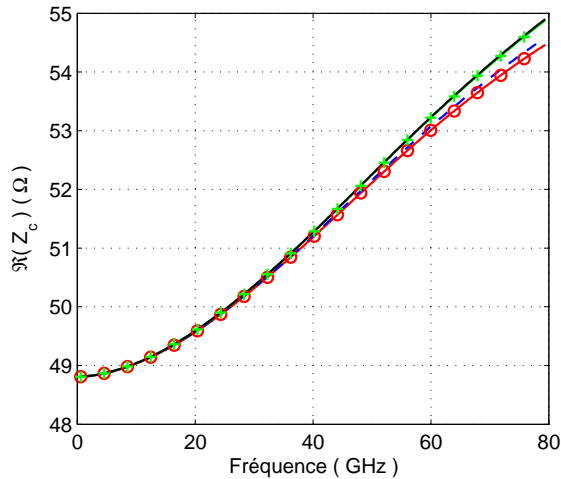


Figure I.29 : Partie réelle de l'impédance caractéristique de la ligne

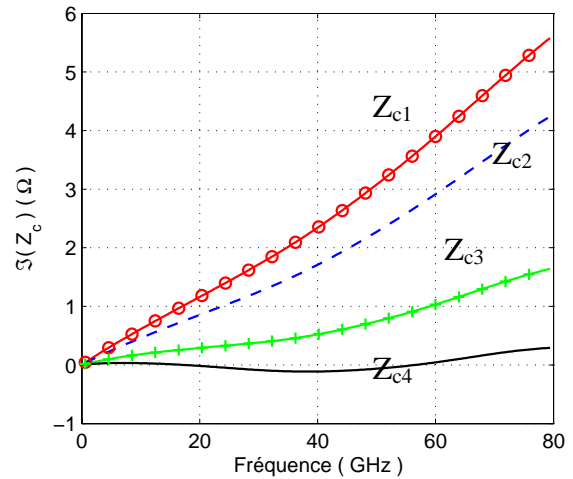


Figure I.30 : Partie imaginaire de l'impédance caractéristique de la ligne

L'erreur sur le positionnement temporel et/ou spatial du courant et de la tension n'influe quasiment pas sur la partie réelle de l'impédance caractéristique de la ligne. Cependant, elle se répercute sur sa partie imaginaire qui tend vers zéro quand on « recale » les grandeurs entre elles.

Pour un calcul rigoureux, il faut donc faire attention aux instants et positions de calcul des variables.

IV. 3.3 Cas de la ligne coaxiale

Le maillage FDTD est parallélépipédique et il est difficile de modéliser des éléments circulaires sans mailler très finement. Cependant, nous allons voir qu'il est quand même possible de retrouver le comportement du guide coaxial en n'utilisant que peu de mailles.

➤ Détermination de la dimension des rayons

L'objectif est de savoir si le maillage parallélépipédique peut être adapté pour modéliser des éléments circulaires. De plus, il faut déterminer où commence/s'arrête les

parties métalliques afin de connaître les rayons réels des cylindres. Pour tenter de répondre à ces questions, deux lignes dont un seul paramètre est différent seront simulées puis les résultats seront comparés.

Les guides ont tous les deux un rayon intérieur (A) correspondant à deux cellules mais le rayon extérieur (B) est dans un cas de sept cellules et dans l'autre cas de huit cellules. Après détermination des impédances caractéristiques des deux lignes et connaissant la formule analytique de ces impédances, nous en déduisons les valeurs effectives des deux rayons. La Figure I.31 présente la section des deux guides simulés.

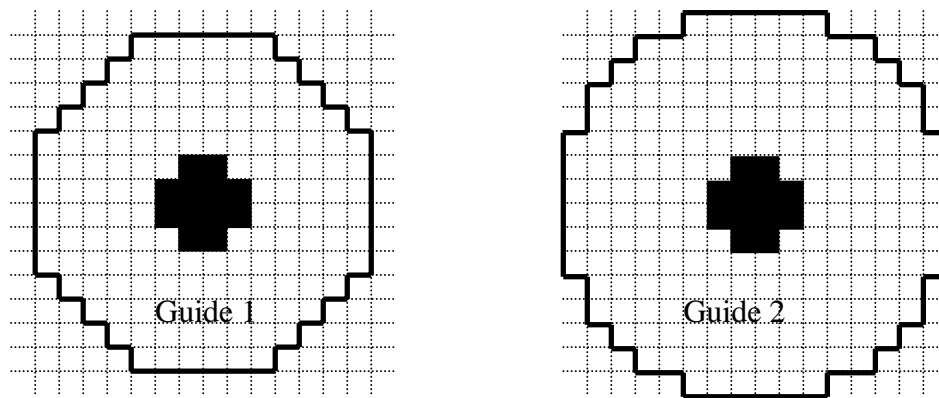


Figure I.31 : Sections des lignes simulées ($A = 2\Delta$ et $B = 7\Delta$ ou 8Δ)

Les impédances caractéristiques des deux guides sont tracées sur la Figure I.32.

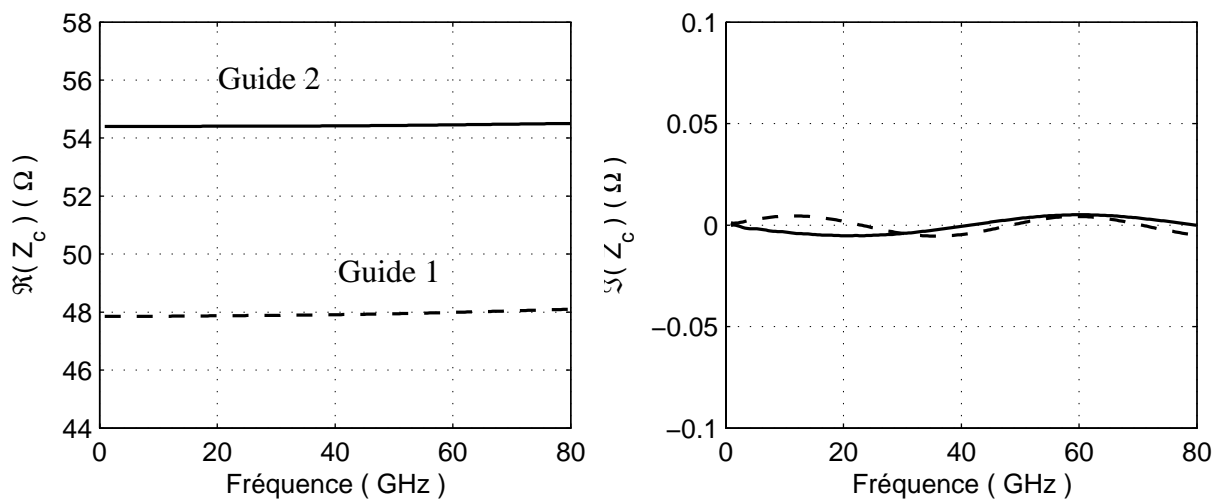


Figure I.32: Impédance caractéristique des guides coaxiaux ($B=7$ ou 8 et $A=2$)

Détermination des rayons réels par comparaison des deux guides simulés :

A 40 GHz : $Z_{c1} = 47,9\Omega$ et $Z_{c2} = 54,45\Omega$

Le rayon intérieur (A) est resté identique tandis que le rayon extérieur (B) a augmenté d'une maille. On obtient grâce à la formule analytique de l'impédance caractéristique :

$$\frac{B_1}{A} = 3,0926$$

$$\frac{B_2}{A} = \frac{B_1 + \Delta}{A} = 3,609$$

Finalement : A = 1,94 mailles, B₁ = 6 mailles et B₂ = 7 mailles

La différence avec les valeurs désirées s'explique par la forme géométrique des cylindres qui n'est pas parfaite : on cherche le rayon d'une forme géométrique qui se rapproche d'un cercle mais qui n'en est pas un. Un facteur dégradant de ces résultats est aussi la limite des formes métalliques dans le maillage FDTD (cf Figure I.18).

Remarque : on se rapproche des valeurs attendues si l'on augmente la discrétisation du maillage.

V. CONCLUSION

Les difficultés, liées à la modélisation de certains dispositifs hyperfréquences, ont été mises en avant au cours de ce chapitre. Ainsi, l'intérêt d'une analyse plus globale a été démontré.

Pour notre part, les études effectuées sont de deux types : électromagnétique et circuit. Ces analyses, qui sont complémentaires, reposent respectivement sur les relations de Maxwell et de Kirchoff. Ces deux modèles correspondent à deux niveaux différents de la physique : l'un prenant en compte la propagation du signal et l'autre considérant qu'elle se fait de façon instantanée. Une résolution dans le domaine temporelle a été choisie afin de pouvoir réaliser des études transitoires.

Les méthodes d'analyse ont été couplées et une présentation de l'évolution des techniques utilisées pour ce couplage a été faite.

De plus, l'accent a été mis sur le fait qu'un modèle repose sur des approximations et qu'il faut apporter une grande attention aux domaines d'utilisation des différents logiciels.

Les problèmes de modélisation ont été mis en évidence sur deux exemples : la connectique en millimétrique et le système de réception dédié au TESH. Ces deux problématiques font l'objet d'études plus approfondies dans les chapitres suivants.

CHAPITRE II

Outils et études numériques

* * * * *

- **Domaine de validité de l'algorithme numérique**
- **Insertion d'un élément localisé**
 - **Réponse de l'élément**
 - **Phénomènes parasites, influence de l'environnement**
 - **Support du circuit : le fil**
- **Conclusion**

Chapitre II : Outils et études numériques pour la conception globale de dispositifs microondes

I. INTRODUCTION, PRESENTATION DE L'ETUDE

La conception de dispositifs hyperfréquences nécessite une analyse électromagnétique détaillée. En effet, le rapprochement de différentes fonctions dans une même structure impose l'emploi d'une approche plus globale afin de prendre en compte tous les phénomènes physiques ainsi que leurs interactions. La méthode utilisée dans ce travail est une analyse électromagnétique globale dans le domaine temporel.

Réaliser une analyse électromagnétique globale signifie dans notre cas : pouvoir modéliser des éléments distribués (ligne microstrip, élément rayonnant...) ainsi que des éléments localisés (éléments passifs, actifs, linéaires ou non). Les éléments distribués sont modélisés à l'aide d'un code électromagnétique basé sur les équations de Maxwell tandis que les éléments localisés sont décrits à l'aide d'une résolution circuit basée sur les relations de Kirchoff en courant et en tension. Dans les deux cas les équations sont résolues par différences finies dans le domaine temporel. Nous avons vu les différentes techniques disponibles pour réaliser le couplage et ainsi insérer un élément circuit ponctuel dans le volume de calcul électromagnétique. Les deux aspects les plus importants de cette approche sont : la formulation numérique et la manière dont l'élément localisé est vu dans le reste du dispositif distribué.

Dans ce chapitre, une étude approfondie sur le couplage des équations électromagnétiques et circuits est menée.

Tout d'abord, une analyse de la formulation numérique mettra en avant les précautions à prendre afin d'éviter les éventuelles sources d'erreur ou de divergence. L'accent sera particulièrement mis sur l'importance des instants de calcul des différentes grandeurs. Cette première étude repose sur deux exemples : l'insertion d'un élément passif, une résistance, et l'insertion d'un élément non linéaire, une diode. Nous verrons, sur ces exemples, que les

résultats de simulation peuvent être dégradés à cause des approximations liées au code numérique.

Puis, une seconde analyse est menée afin de déterminer le domaine de validité des circuits insérés. Le but est de prévoir le comportement des éléments localisés dans leur environnement distribué. Nous verrons que des phénomènes deviennent significatifs avec la montée en fréquence. Ils seront identifiés puis quantifiés. Ces phénomènes, qui peuvent être considérés comme parasites par rapport à l'élément localisé lui-même, permettent d'expliquer la différence entre les résultats de simulation et les réponses idéales. Ils mettent en avant le côté réaliste de la modélisation.

Ces études reposent sur le calcul d'impédance de charge et la structure utilisée sera la ligne microruban. Cette ligne de transmission est un dispositif très utilisé et qui se prête bien à la caractérisation des phénomènes parasites cités ci-dessus.

L'objectif est de connaître les différentes limites et possibilités de cet outil numérique d'aide à la conception de dispositifs complexes. Il sera ainsi possible de l'utiliser de façon optimale.

II. LA LIGNE MICRORUBAN UTILISEE

Le dispositif servant de support à cette étude est une ligne microruban. Tout d'abord, une description de ses dimensions est réalisée puis ses grandeurs caractéristiques sont présentées.

II. 1 Dimensions de la ligne de transmission

La ligne microruban est rectiligne, uniforme et sans perte. Suivant les cas, une des extrémités ou bien les deux sont adaptées dans les couches absorbantes PML. Elle a été choisie pour avoir une impédance caractéristique environ égale à 50Ω . Elle est dirigée suivant l'axe x . Le diélectrique et le plan de masse sont supposés infinis suivant les directions x et y . Dans le cas où la ligne a une longueur finie, l'extrémité correspond à la fin du ruban métallique.

Ses caractéristiques sont décrites sur la Figure II.1.

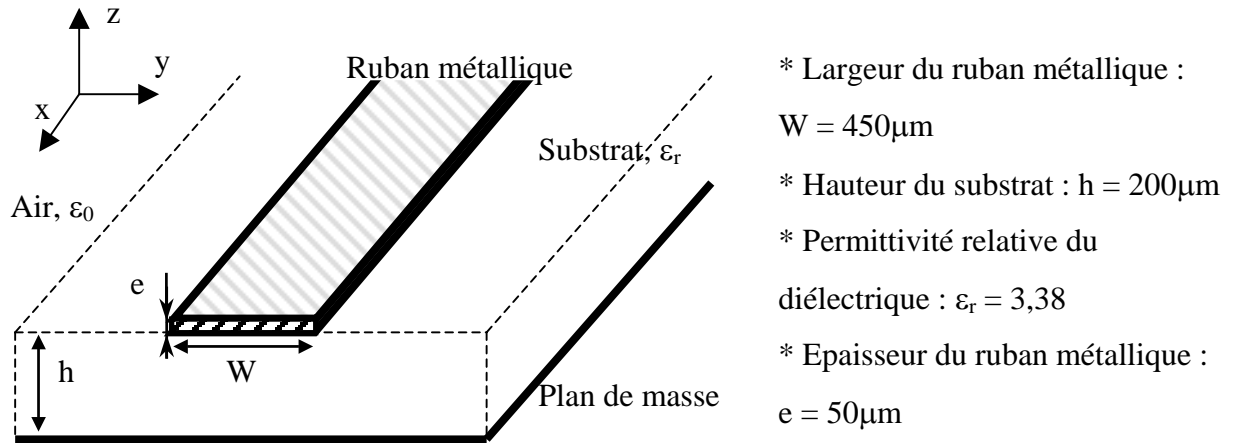


Figure II.1 : Caractéristiques de la ligne de transmission modélisée.

Les paramètres de discrétisation FDTD sont les suivants : $\Delta x = 51,7\mu\text{m}$, $\Delta y = 51,7\mu\text{m}$, $\Delta z = 50\mu\text{m}$ et $\Delta t = 0,9843 \cdot 10^{-13}\text{s}$. Ils permettent de garantir une discrétisation de $\lambda_g/30$ jusqu'à 80GHz (λ_g = longueur d'onde guidée).

Le substrat est constitué de quatre mailles suivant sa hauteur. La largeur du ruban métallique est de huit mailles et son épaisseur d'une seule maille.

II. 2 Grandeurs caractéristiques de la ligne

Les grandeurs significatives de cette ligne sont l'impédance caractéristique et la permittivité effective ; elles varient avec la fréquence. Ces paramètres sont déterminés numériquement puis tracés sur la Figure II.2.

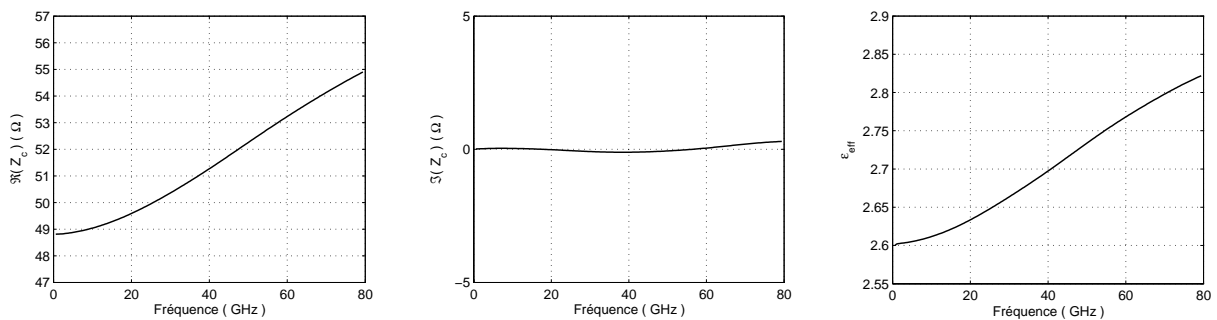


Figure II.2 : Grandeurs caractéristiques de la ligne

Les grandeurs tracées ci-dessus seront utilisées dans les calculs effectués par la suite. Cela permettra de rester cohérent au niveau de la comparaison des résultats de simulation et

de ne pas rajouter d'incertitudes supplémentaires en incluant une donnée analytique ou théorique.

Cette ligne de transmission va donc servir de support distribué pour insérer des éléments localisés. Dans tous les cas, les circuits localisés seront positionnés en bout de ligne, entre le ruban métallique et le plan de masse. Ils seront dirigés suivant l'axe z et seront considérés comme ponctuels.

La première étude concerne un problème qui peut survenir lors de la mise en oeuvre de l'algorithme global : les instants de calcul. La seconde, quant à elle, précise l'influence de l'environnement ainsi que les principaux phénomènes parasites liés à l'insertion d'un élément localisé. Certains phénomènes seront donc physiques et d'autres purement numériques.

III. MISE EN EVIDENCE DE L'IMPORTANCE DES INSTANTS DE CALCUL DANS L'ALGORITHME FDTD

Dans le code FDTD, les grandeurs représentant les champs électrique et magnétique sont calculées de façon entrelacée tant au niveau spatial que temporel. Cela est dû au traitement en « différences centrées » des équations de Maxwell. Si l'on rajoute un élément localisé et que l'on vient modifier localement ces équations, il faut accorder une importance particulière aux instants de calcul des nouvelles grandeurs. L'influence de ces instants est démontrée sur deux exemples : l'insertion d'une résistance et d'une diode.

III. 1 Technique employée

III. 1.1 Description du dispositif modélisé

Le circuit localisé est inséré sur un fil placé au bout d'une ligne microruban 50Ω . La ligne modélisée est celle décrite précédemment (Figure II.1). Le fil est modélisé en annulant le champ électrique tangentiel sur des arêtes de cellules FDTD. Ce fil comprend quatre segments et relie le plan de masse au ruban métallique. Il est placé à l'extrémité du ruban, au milieu de sa section transverse.

Pour insérer un élément localisé dans une cellule FDTD, on a vu qu'il faut modifier, à un endroit donné, une composante du champ électrique. Que ce soit la résistance ou bien la diode, on choisit de positionner le composant localisé sur le premier segment (au plus près du plan de masse) comme l'indique la Figure II.3.

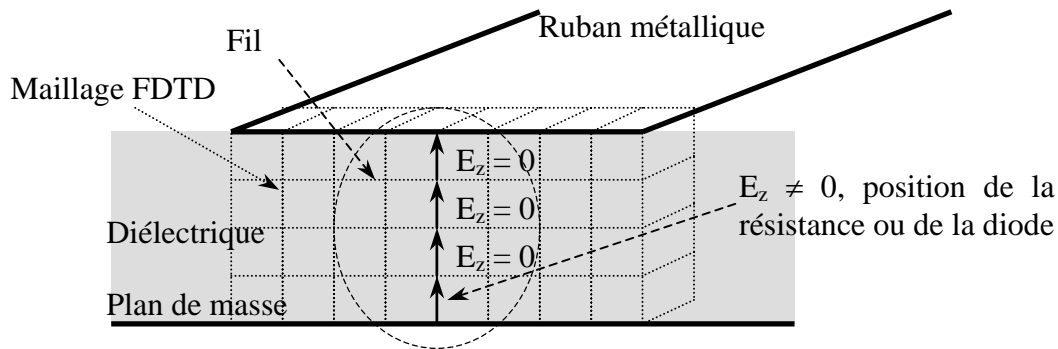


Figure II.3 : Insertion d'un élément localisé en bout de ligne

La ligne est excitée avec une impulsion dont le spectre s'étend du continu jusqu'à 80GHz. Les grandeurs calculées seront : le coefficient de réflexion, le courant et la tension aux bornes du circuit localisé.

III. 1.2 Formulations numériques

Pour insérer un élément localisé, il faut modifier localement l'équation de Maxwell-Ampère. Cette équation s'écrit, si la conductivité est nulle et si le circuit est placé suivant l'axe z, de la façon suivante :

Courant total Courant de déplacement

$$\oint_{\mathcal{L}} \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} \Big|_{t+\frac{\Delta t}{2}} = \frac{\epsilon \mathbf{S}}{\Delta t} (\mathbf{E}_z^{t+\Delta t} - \mathbf{E}_z^t) + \mathbf{I}_z$$

Courant circulant dans l'élément localisé : à quel instant faut-il le calculer ? (1)

→ Schéma classique FDTD : différenciation linéaire centrée, E et H sont calculés à un demi-instant d'écart

Remarque : le pas temporel Δt a été choisi afin de respecter le critère de stabilité du schéma FDTD.

L'objectif est de se rendre compte de l'influence du choix de l'instant de calcul pour le courant I_z , qui circule dans le circuit localisé. Il faut, pour être rigoureux, que ce courant soit calculé à l'instant $t + \frac{\Delta t}{2}$ afin de respecter le traditionnel schéma FDTD. Toutefois, dans certains travaux [I.12], il est calculé à l'instant $t + \Delta t$. Cela a pour effet d'alléger l'écriture et donc de faciliter la mise en oeuvre de l'algorithme. Cependant, il n'est pas toujours possible de faire ces simplifications. En effet, cela crée un déphasage par rapport aux autres grandeurs traitées de façon centrée. Ce déphasage peut avoir une influence significative.

Les deux cas présentés ont été choisis de manière à avoir un exemple linéaire (la résistance), et un exemple non linéaire (la diode). Nous allons comparer les différentes possibilités pour le choix des instants de calcul du courant dans la charge : t , $t + \Delta t$ et $t + \frac{\Delta t}{2}$. Ainsi, nous pourrions mettre en évidence les problèmes liés à ces techniques et déterminer les domaines de validité de chaque cas. En conclusion, nous verrons quelles sont les possibilités au niveau de cette formulation afin d'obtenir des résultats satisfaisants.

III. 2 Cas d'une résistance

Prenons le cas de l'insertion d'une résistance dont la valeur est : $R = 50\Omega$.

Le courant qui circule dans la résistance (I_{Rz}) peut s'écrire de trois façons suivant l'instant où il est calculé :

$$I_{Rz}^{t + \frac{\Delta t}{2}} = \frac{\Delta z}{2R} (E_z^{t + \Delta t} + E_z^t) \quad (2)$$

$$I_{Rz}^{t + \Delta t} = \frac{\Delta z}{R} E_z^{t + \Delta t} \quad (3)$$

$$I_{Rz}^t = \frac{\Delta z}{R} E_z^t \quad (4)$$

On introduit, suivant le cas souhaité, l'équation (2), (3) ou (4) dans l'équation (1). Le champ électrique est ensuite évalué au niveau de la résistance en fonction des grandeurs déterminées aux instants précédents.

Le paramètre que l'on visualise est le module du coefficient de réflexion de la ligne chargée (Figure II.4). Il faut, en effet, déterminer si la façon d'insérer la résistance influe sur

sa réponse. De cette manière, il sera possible de voir si une modification locale des équations influence le comportement global de l'extrémité de la ligne.

Les courbes en ronds, traits continus et croix correspondent respectivement aux cas où le courant circulant dans la résistance est évalué à l'instant t , $t + \frac{\Delta t}{2}$ et $t + \Delta t$. Un zoom des courbes a été effectué entre 40GHz et 80GHz afin de mieux visualiser la différence de niveau qui existe entre elles.

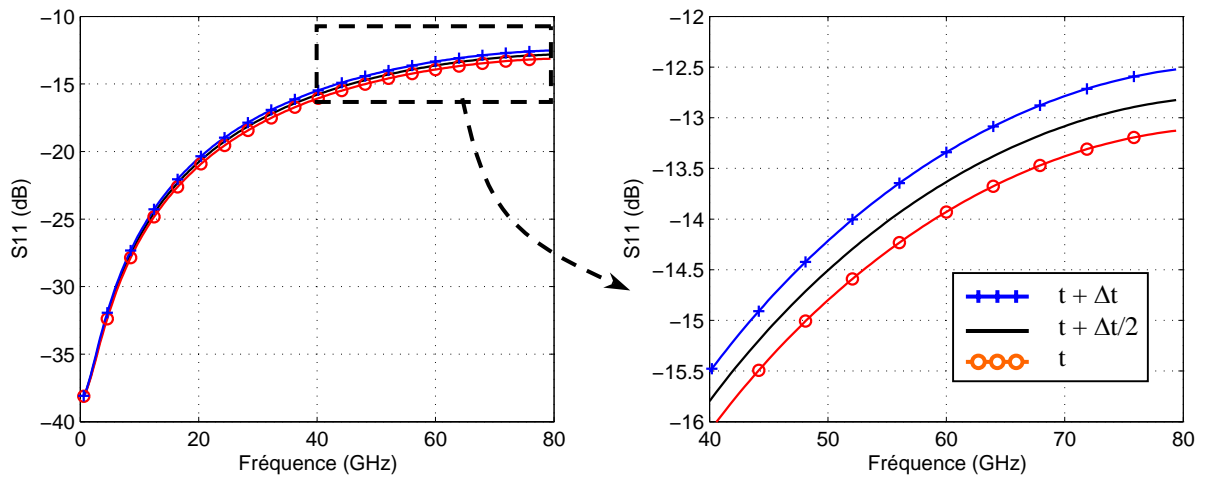


Figure II.4 : Paramètre S_{11}

Dans les trois cas, la même résistance ($R = 50\Omega$) a été modélisée. Toutefois, on remarque que le coefficient d'adaptation est légèrement différent. Cela signifie que la résistance n'est pas perçue de la même manière. Le choix de l'instant de calcul influence donc la réponse de l'élément que l'on veut insérer.

Afin de comprendre comment la résistance est perçue localement, son impédance est calculée, dans l'algorithme FDTD, pour chaque cas. Il faut être attentif au fait que l'impédance de l'élément est calculée à partir de la tension et du courant à ses bornes:

$$U_{Rz}^{t+\frac{\Delta t}{2}} (= \Delta z E_z^{t+\frac{\Delta t}{2}}) \quad \text{et} \quad I_{Rz} (= \oint_1 H \cdot dl^{t+\frac{\Delta t}{2}} - \frac{\epsilon S}{\Delta t} (E_z^{t+\Delta t} - E_z^t)).$$

Cela signifie que le courant utilisé dans ce calcul est bien I_{Rz} et non celui qui traverse toute la cellule FDTD (\Rightarrow courant total, équivalent à la circulation du champ magnétique autour de l'arête).

Les parties réelle et imaginaire de l'impédance de la résistance, dans les trois cas, sont présentées sur la Figure II.5. La première remarque est que, dans une des configurations

($t+\Delta t/2$), la résistance que l'on souhaite insérer est bien vue dans le maillage FDTD et sur toute la bande de fréquence (traits continus) : la partie réelle vaut parfaitement 50Ω et la partie imaginaire est nulle.

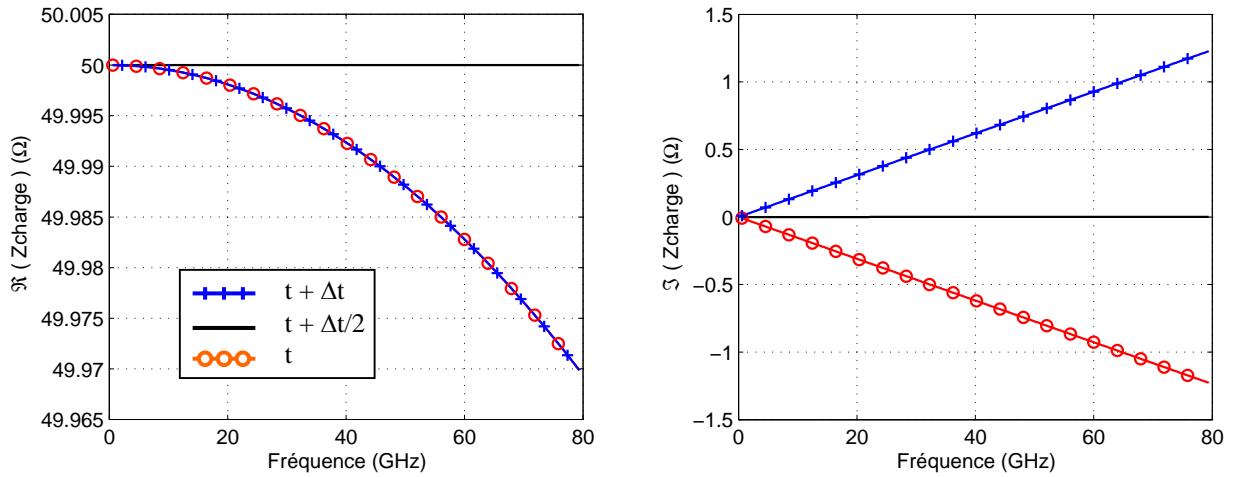


Figure II.5: Impédance aux bornes de la résistance

Dans les deux autres cas, la partie réelle de l'impédance chute légèrement avec la fréquence (moins de 0,1%). Quant à la partie imaginaire, elle varie d'environ $\pm 2,5\%$ par rapport au module.

Intuitivement, on peut penser que le retard ou l'avance de l'instant de calcul du courant qui circule dans la résistance peut se traduire par le rajout d'un élément passif dont le seul effet serait d'induire un déphasage sans qu'il n'y ait de perte. Vérifions s'il est possible de qualifier et de quantifier cet élément passif.

L'équation (2) donne le courant dans la résistance à l'instant $t + \frac{\Delta t}{2}$. Nous allons prendre ce courant comme référence et déterminer les courants calculés aux autres instants en fonction de celui-ci.

$$\text{On a : } I_{Rz}^{t+\frac{\Delta t}{2}} = \frac{\Delta z}{2R} (E_z^{t+\Delta t} + E_z^t)$$

Le courant à l'instant $t+\Delta t$ s'écrit :

$$I_{Rz}^{t+\Delta t} = \frac{\Delta z}{R} E_z^{t+\Delta t} = I_{Rz}^{t+\frac{\Delta t}{2}} + \frac{\Delta z}{2R} (E_z^{t+\Delta t} - E_z^t), \text{ soit :}$$

$$I_{Rz}^{t+\Delta t} = I_{Rz}^{t+\frac{\Delta t}{2}} + \frac{C\Delta z}{\Delta t} (E_z^{t+\Delta t} - E_z^t), \text{ avec } C = \frac{\Delta t}{2R}$$

On remarque donc que, dans ce cas, le courant peut être considéré comme la somme du courant circulant dans la résistance ($I_{Rz}^{t+\frac{\Delta t}{2}}$) et d'un courant circulant dans une capacité. La valeur de cette capacité est dépendante du pas temporel ainsi que de la valeur de la résistance.

De la même manière, on peut définir le courant à l'instant t comme la somme de ces deux courants mais avec une valeur de capacité négative ($C = -\frac{\Delta t}{2R}$). La résistance insérée peut donc être équivalente à différents circuits suivant la formulation utilisée (Figure II.6).

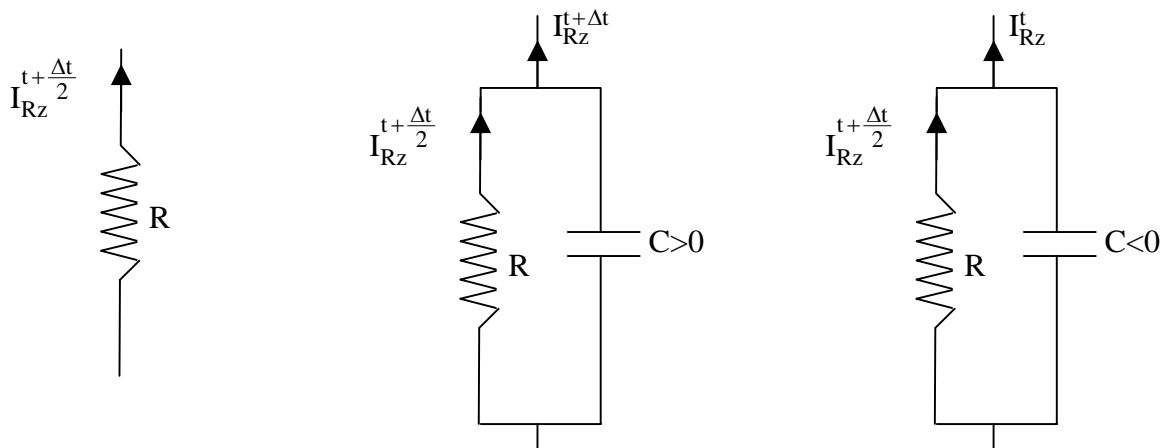


Figure II.6: Schéma équivalent de la résistance localisée en fonction des instants de calcul

Si on évalue l'impédance de la résistance directement à ses bornes, on constate que dans les cas où le courant est déterminé aux instants t ou $t+\Delta t$, il existe une partie imaginaire non nulle. Elle peut être assimilée à une capacité en parallèle avec la résistance. Cette capacité n'a pas de réalité physique, elle est purement numérique. Sa valeur peut être vue comme positive ou négative suivant que le courant est calculé avec un demi-pas temporel de retard ou d'avance.

Dans notre cas :

$$\Delta t = 0,9843 \cdot 10^{-13} \text{ s et } R = 50\Omega$$

Ce qui nous donne : $C = \pm 0,9843 \cdot 10^{-15} \text{ F}$ suivant l'instant de calcul.

Afin de vérifier nos hypothèses, on trace, sur la Figure II.7, les parties réelle et imaginaire de l'impédance du circuit constitué par la résistance en parallèle avec la capacité que l'on vient de déterminer :

$$\mathbf{Z}_{R // C} = R // Z_C = \frac{R}{1 + (RC\omega)^2} - j \frac{R^2 C \omega}{1 + (RC\omega)^2}$$

On constate que l'on retrouve parfaitement l'impédance de l'élément que l'on a inséré dans l'algorithme FDTD.

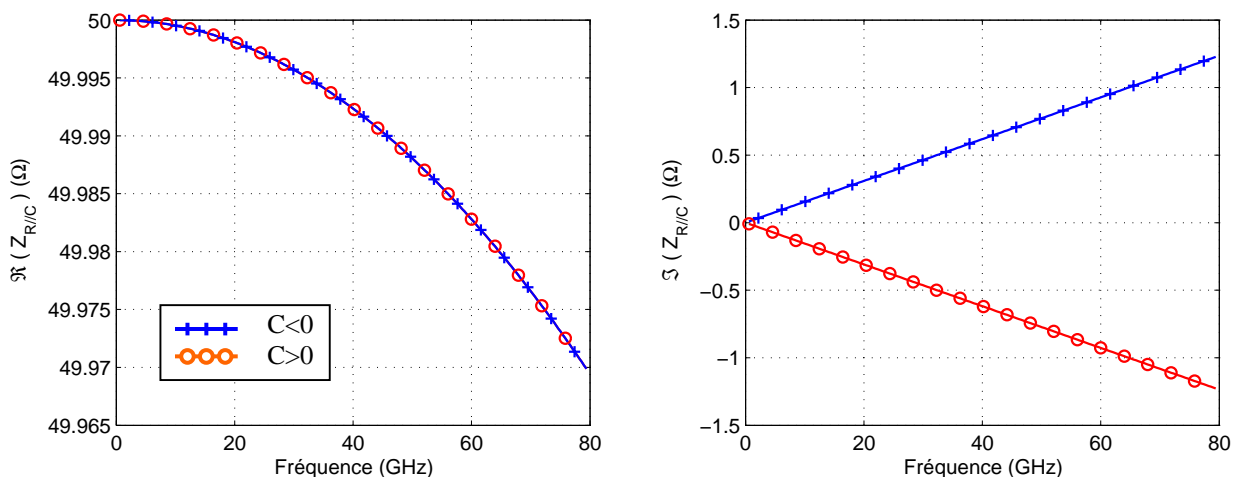


Figure II.7 : Impédance du circuit RC parallèle

Dans le cas de la résistance l'erreur commise ne porte pas à conséquence, les résultats n'en sont que légèrement affectés. Ainsi, suivant l'instant où l'on calcule le courant dans la résistance, on peut modéliser en plus une capacité parasite en parallèle.

Une erreur sur les instants de calcul peut engendrer une modification du circuit localisé que l'on veut insérer. Cependant, dans le cas d'un composant actif et/ou non linéaire, il peut y avoir des problèmes plus importants pouvant aller jusqu'à la divergence de l'algorithme.

III. 3 Cas d'une diode

Observons maintenant l'influence de cet instant de calcul dans le cas d'un élément non linéaire. Remplaçons la résistance par une diode. Le modèle équivalent de la diode ne sera constitué que d'une source de courant non linéaire commandée par la tension à

ses bornes. On choisit le même modèle simplifié que dans [I.12]. Le comportement du courant qui circule dans la diode est décrit par les équations suivantes :

$$I_D = 10^{-8} U_D, \text{ si } U_D < 0$$

$$I_D = 2,9 \cdot 10^{-7} (e^{15 U_D} - 1), \text{ si } U_D \geq 0$$

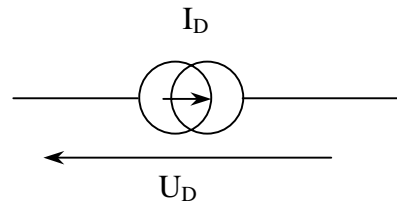


Figure II.8 : Modèle de diode utilisé

Dans [I.12], le courant circulant dans la diode est évalué à l'instant $t+\Delta t$. Deux instants seront mis en oeuvre dans l'algorithme : $t + \frac{\Delta t}{2}$ et $t+\Delta t$. Les résultats de simulation pour ces deux instants seront systématiquement comparés.

La validité des algorithmes sera testée en faisant varier deux paramètres de calcul : la fréquence et le niveau du signal. En effet, la vitesse de variation des grandeurs temporelles peut induire un problème de convergence de l'algorithme. Afin de s'assurer que l'algorithme ne diverge pas à cause du schéma FDTD, le pas temporel reste constant et équivalent aux simulations avec la résistance. Il respecte donc le critère de stabilité du schéma FDTD pour la discrétisation utilisée.

Les fréquences et les niveaux du signal seront choisis afin de mettre en évidence la divergence du calcul. Dans un premier temps, une fréquence et un niveau de signal relativement faibles vont être employés. Puis, on augmentera soit la fréquence, soit l'amplitude du signal.

III. 3.1 Comparaison pour $f=20\text{GHz}$ et $U_D=15\text{V}$

Une fréquence et un niveau de signal relativement faibles sont employés.

La Figure II.9 présente la tension et le courant aux bornes de la diode pour les deux instants différents. Le trait continu est relatif à la formulation à l'instant $t+\Delta t/2$ et les ronds à l'autre formulation.

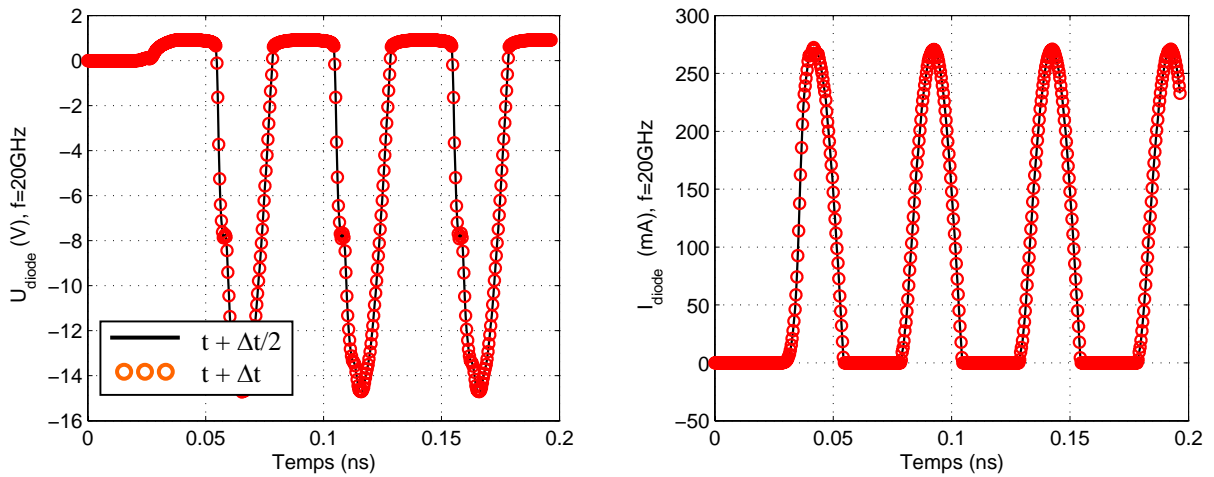


Figure II.9 : Tension et courant aux bornes de la diode à $f=20\text{GHz}$ et $U_D=15\text{V}$

Dans cette configuration, les deux méthodes sont équivalentes et l'approximation qui est faite en évaluant le courant dans la diode à l'instant $t+\Delta t$ est sans conséquence. Il n'y a pas de problème de convergence à l'instar des simulations effectuées dans [I.12] où les variations temporelles des différentes grandeurs sont lentes.

III. 3.2 Comparaison pour $f=40\text{GHz}$ et $U_D=15\text{V}$

Dans ce cas, l'amplitude du signal reste inchangée mais on augmente sa fréquence : $f=40\text{GHz}$. Les mêmes grandeurs (tension et courant) sont tracées sur la Figure II.10. La fréquence de travail est donc multipliée par un facteur deux par rapport au cas précédent.

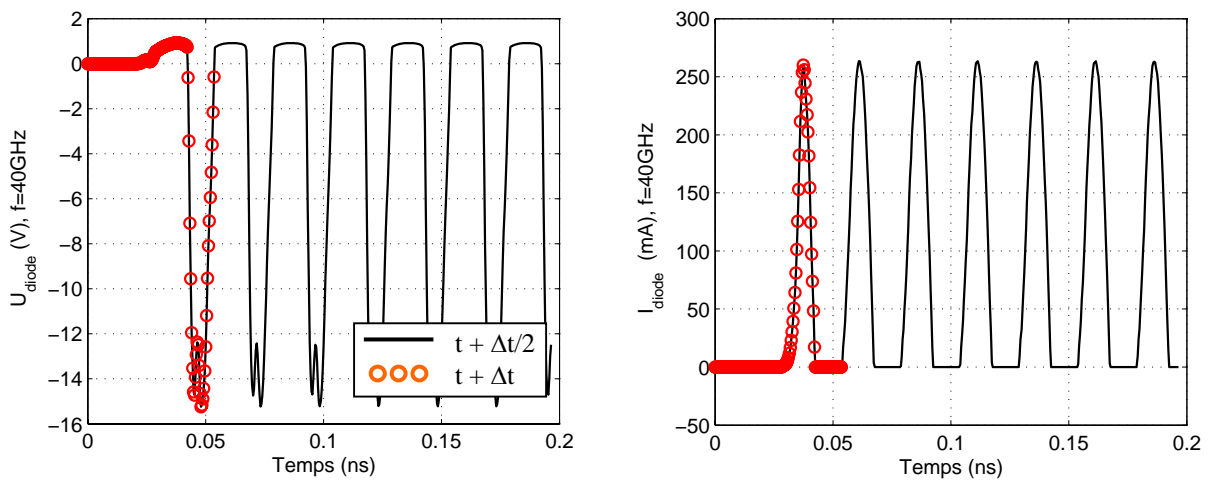


Figure II.10 : Tension et courant aux bornes de la diode à $f=40\text{GHz}$ et $U_D=15\text{V}$

A 40GHz, les variations temporelles sont trop importantes et l'algorithme pour lequel le courant n'a pas été centré diverge rapidement. Cela peut signifier que le pas temporel n'est pas suffisamment faible pour compenser l'erreur commise dans la formulation numérique.

La divergence n'est pas visible sur les courbes qui s'arrêtent brutalement car les grandeurs ont été relevées toutes les vingt itérations.

III. 3.3 Comparaison pour $f=20\text{GHz}$ et $U_D=30\text{V}$

Dans ce cas, l'amplitude du signal augmente et sa fréquence reste faible : $f=20\text{GHz}$.

L'amplitude du signal est multipliée par deux. La Figure II.11 présente le courant et la tension aux bornes de la diode.

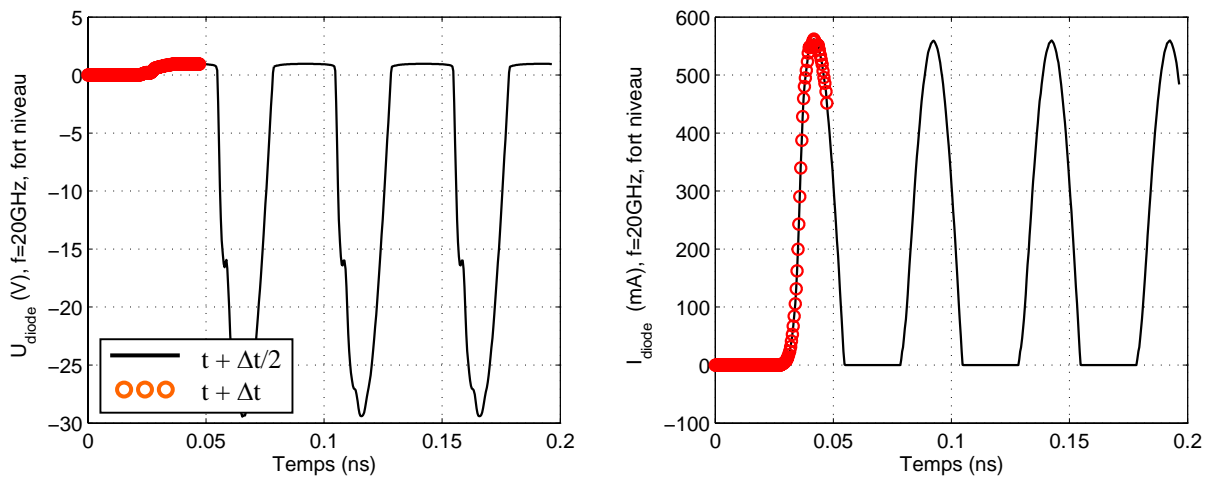


Figure II.11 : Tension et courant aux bornes de la diode pour $f=20\text{GHz}$ et $U_D=30\text{V}$

Dans ce cas aussi, le code où les grandeurs ont été mal centrées diverge rapidement et ne permet pas d'obtenir un résultat exploitable.

III. 3.4 Conclusion

On constate qu'il est donc important, suivant les conditions de simulation, de porter une attention particulière aux instants de calcul des différentes grandeurs. Afin d'avoir un algorithme qui converge vers une solution correcte, il faut prendre soin d'accorder ces instants.

Les facteurs importants sont la fréquence et l'amplitude des signaux traités dans la simulation. Si ces grandeurs restent faibles, on peut approximer les instants de calcul et ainsi alléger l'écriture des équations et faciliter la mise en oeuvre de l'algorithme.

Il faut préciser que l'objectif n'a pas été ici de quantifier les limites en fréquence et en niveau mais simplement de montrer leur influence du point de vue qualitatif.

Il y a deux niveaux d'erreur : l'algorithme peut converger vers une solution plus ou moins approximative ou bien, il peut diverger et ne donner aucun résultat. L'erreur la plus difficile à identifier est la convergence du code vers une solution erronée!

IV. INSERTION D'ÉLÉMENTS LOCALISÉS DANS LE CODE EM FDTD

Les éléments localisés peuvent servir à améliorer les modélisations électromagnétiques. Ils permettent de modéliser des dispositifs complexes ou bien de simplifier les modélisations en remplaçant une partie de la structure par son impédance équivalente. Dans cette optique, il est important de connaître les possibilités et les limites en ce qui concerne l'insertion d'éléments de circuit dans le maillage FDTD. Cette problématique est d'autant plus importante que l'on augmente la fréquence d'étude.

IV. 1 Problématique

L'objectif est de pouvoir prendre en compte, le plus précisément possible, un élément localisé en tenant compte de la réalité physique et de la modélisation numérique. Une application dans les modélisations FDTD peut être la prise en compte d'un port de charge sur une ligne de transmission. Dans le cas d'une ligne microruban 50Ω , comment peut-on modéliser un port d'accès adapté ? Typiquement, deux techniques sont employées :

- la ligne est parfaitement adaptée : elle est prolongée dans les couches absorbantes et peut-être considérée comme semi-infinie
- une résistance de 50Ω est placée sur un fil en bout de ligne

Dans le premier cas le coefficient de réflexion est en dessous de -30dB sur toute la bande de fréquence. Dans le second, le module du coefficient de réflexion a la forme suivante (Figure II.12) :

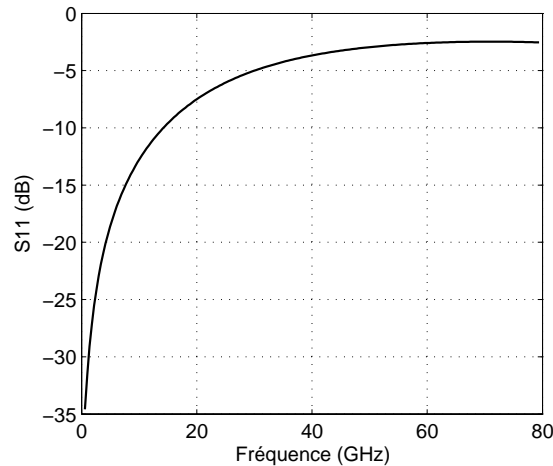


Figure II.12 : Exemple de paramètre d'adaptation, ligne microruban chargée par une résistance de 50Ω

Le paramètre S₁₁ varie de façon très significative avec la fréquence. L'impédance caractéristique de la ligne varie légèrement autour de 50Ω en fonction de la fréquence, mais, cette variation ne permet pas de justifier l'écart au niveau de l'adaptation. Cela signifie que l'impédance de la charge évolue avec la fréquence. L'effet de la résistance de 50Ω n'est plus prépondérant à partir d'une certaine fréquence ($S_{11} > -10\text{dB}$ dès 15GHz). D'autres phénomènes sont alors à prendre en compte : quels sont-ils ?

L'objectif est d'identifier et de quantifier ces éléments parasites et de montrer qu'il est possible de retrouver l'influence de la résistance parmi tous les autres phénomènes.

IV. 2 Moyens mis en oeuvre

Du point de vue numérique, la ligne a une extrémité adaptée dans les PML (ligne semi-infinie) et l'autre côté est chargé par une impédance (un élément localisé que l'on précisera).

Le but est de vérifier, à partir du relevé du courant et de la tension sur la ligne, que l'on peut retrouver l'impédance de charge. On vérifiera ainsi nos méthodes de calcul et d'insertion d'éléments localisés. L'objectif est de prévoir le comportement de ces éléments localisés dans un environnement distribué.

Cette étude sera effectuée sur une plage de fréquence allant de quelques Hertz jusqu'à 80GHz. Le courant et la tension sont relevés dans une section transverse de la structure entre le plan d'excitation et celui de la charge.

Il est important de signaler qu'aux fréquences millimétriques certains phénomènes ne sont plus négligeables (ex : rayonnement des structures ouvertes). Le but n'est pas simplement de caractériser la fin de la ligne mais de prendre en compte, en les mettant en évidence, un maximum de phénomènes afin de vérifier que l'élément localisé qui est inséré est vu correctement.

Il faut aussi s'assurer que l'on maîtrise l'élément localisé et qu'il représente bien, au sein du reste du volume de calcul, la fonction que l'on souhaite. Afin de s'affranchir de tous les phénomènes physiques ou numériques qui peuvent survenir, une procédure par étape a été choisie. Tout d'abord, la ligne sera modélisée en court-circuit, puis en circuit ouvert, terminée par un fil et enfin avec un élément localisé.

IV. 3 Procédure

Le mode opératoire se décompose de la façon suivante : une structure que l'on connaît parfaitement est simulée, puis, un seul élément est rajouté à chaque étape afin de pouvoir identifier le phénomène qui en découle.

La première modélisation est une ligne terminée par un court-circuit électrique parfait. A l'instar de la calibration expérimentale, cette étape permet de tester et de valider nos outils numériques.

Au cours de la deuxième étape, une caractérisation de la fin de la ligne laissée en circuit ouvert est réalisée. Puis, nous nous intéresserons au fil sur lequel l'élément localisé sera positionné. Cette étape permet donc d'identifier les phénomènes liés à l'environnement de l'élément discret.

La dernière étape est l'insertion d'un élément localisé simple, comme une résistance, puis d'un circuit plus complexe. La réponse de ces éléments est déterminée.

Cette procédure doit permettre de comprendre comment l'élément localisé est perçu localement dans la cellule FDTD mais aussi comment il est vu de façon plus globale dans l'ensemble de la modélisation.

IV. 4 La ligne est terminée par un court-circuit électrique parfait

La fin de la ligne est un plan métallique qui fait toute la section du volume de calcul : court-circuit électrique (CCE). Le plan de relevé du courant et de la tension est situé à au moins 3mm des plans d'excitation et de la discontinuité. Cette distance est supérieure à la longueur d'onde minimale guidée afin de s'assurer que les calculs sont réalisés sur un mode quasi TEM.

L'influence du CCE en bout de ligne est déterminée en calculant le coefficient de réflexion ainsi que l'impédance de charge. Le schéma de la modélisation est présenté sur la Figure II.13.

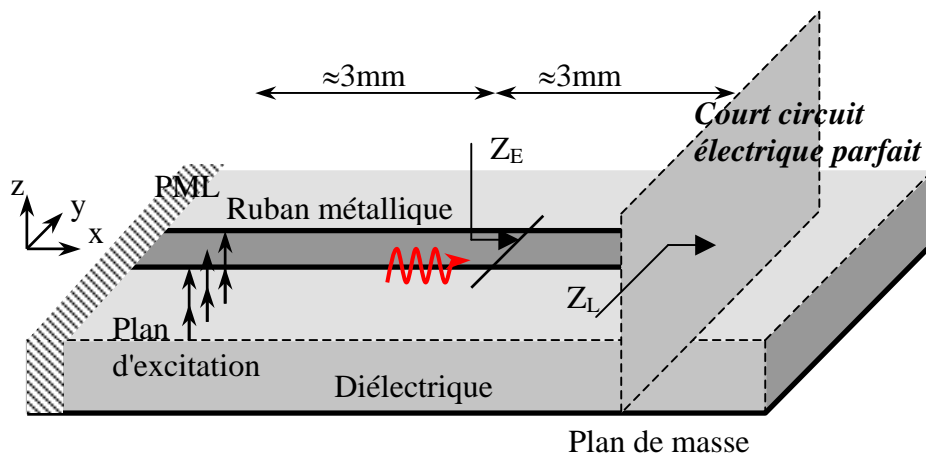


Figure II.13 : Ligne terminée par un CCE

Nous avons déjà déterminé Z_C et ϵ_{eff} , la simulation nous permet de calculer Z_E et donc d'en déduire l'impédance de charge Z_L au niveau du mur électrique. Les relevés des courants permettent aussi de déterminer le coefficient de réflexion S_{11} en module et en phase (Figure II.14) :

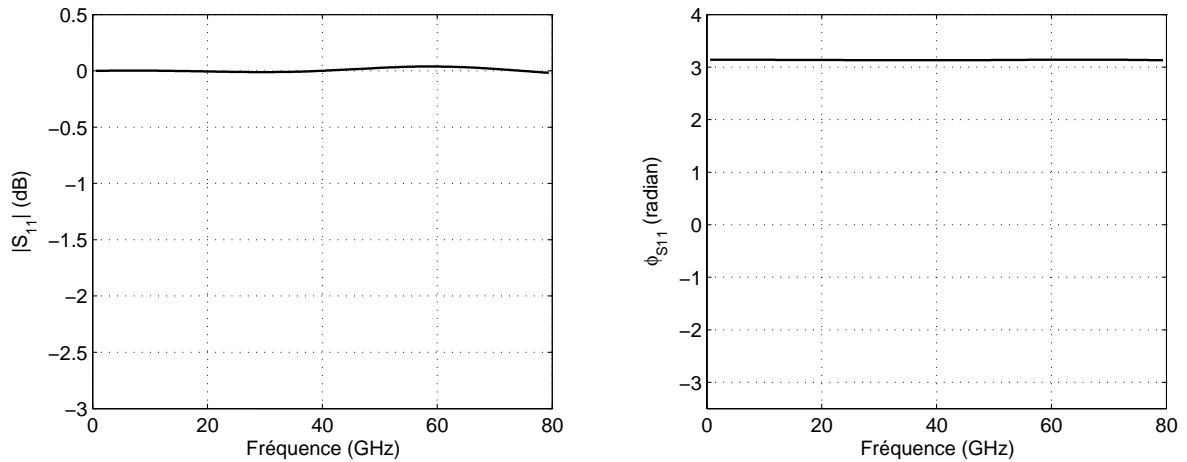


Figure II.14 : Coefficient de réflexion de la ligne en CCE parfait

On constate bien que toute l'énergie est réfléchi par le plan métallique ($|S_{11}| = 0\text{dB}$). De plus, on vérifie que l'onde électromagnétique change de signe au niveau du plan réflecteur ($\Phi_{S11} = \pi \text{ rad}$).

L'impédance de charge déduite est présentée sur la Figure II.15. On vérifie que le mur électrique n'induit pas de retard sur le signal réfléchi.

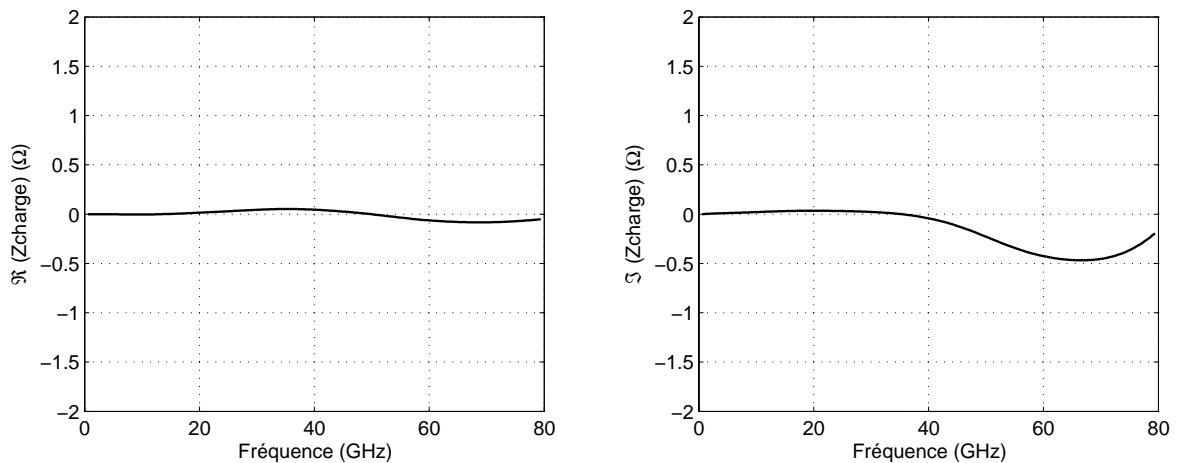


Figure II.15 : Impédance de charge de la ligne en CCE parfait

Malgré une très faible variation, on peut considérer que les parties réelle et imaginaire de l'impédance de charge constituée par le CCE sont nulles sur toute la gamme de fréquence. Ces simulations permettent de valider les méthodes numériques utilisées.

On peut cependant remarquer que les algorithmes utilisés ne donnent pas de résultats idéaux puisqu'une très faible oscillation est présente au niveau des courbes.

IV. 5 Influence de l'environnement

IV. 5.1 La ligne est laissée en circuit ouvert

Avant d'insérer un quelconque élément localisé et afin d'identifier les différents phénomènes qui peuvent être présents, la ligne est, tout d'abord, laissée en circuit ouvert. Le but est de déterminer le comportement du circuit ouvert, et ainsi évaluer la charge que représente la fin de ligne non connectée. Un circuit électrique équivalent, ne comprenant que des éléments passifs, sera déduit du calcul d'impédance ramenée.

La Figure II.16 présente la structure simulée.

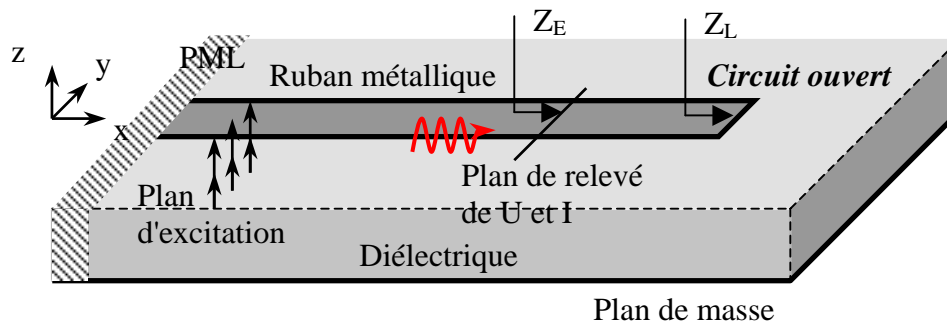


Figure II.16 : Structure simulée : la ligne est en circuit ouvert

Le coefficient de réflexion en module et en phase est tracé sur la Figure II.17.

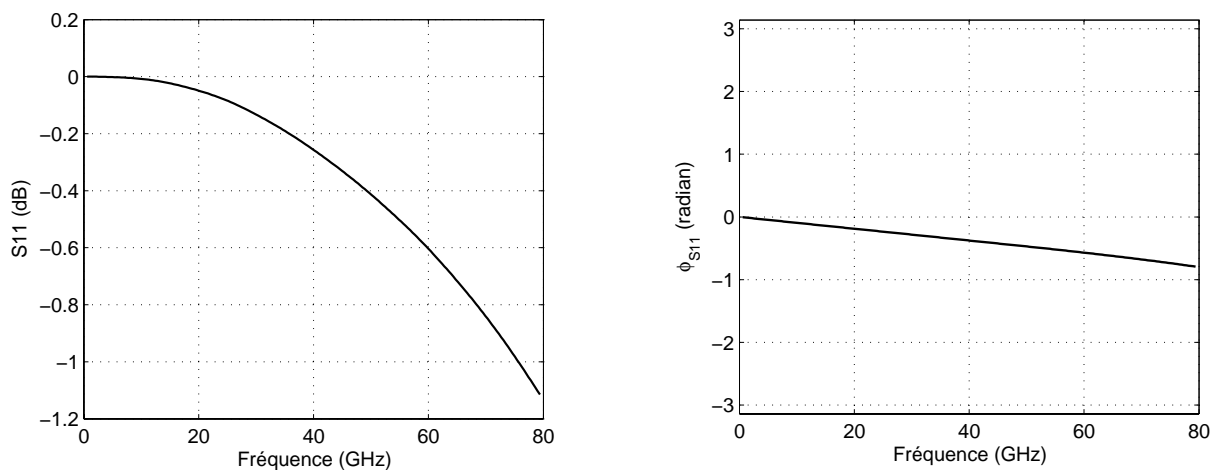


Figure II.17 : Coefficient de réflexion de la ligne en circuit ouvert

Contrairement au cas du CCE parfait, le paramètre S_{11} évolue avec la fréquence. Plus la fréquence augmente et plus il existe une petite quantité d'énergie qui n'est pas réfléchiée par le court-circuit : la discontinuité, constituée par le bout de ligne, rayonne. De plus, on remarque que la phase de ce paramètre ne reste pas nulle sur toute la bande de fréquence. La quantité d'énergie rayonnée par la discontinuité est présentée sur la Figure II.18.

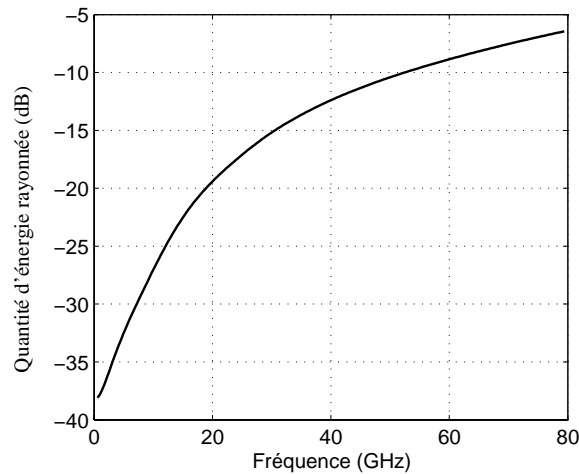


Figure II.18 : Quantité d'énergie rayonnée au bout de la ligne en CO

On vérifie que plus la fréquence augmente et plus la partie d'énergie rayonnée est importante.

L'impédance de charge est calculée et ses parties réelle et imaginaire sont représentées sur la Figure II.19. Il faut remarquer que l'unité de la partie imaginaire est le $k\Omega$.

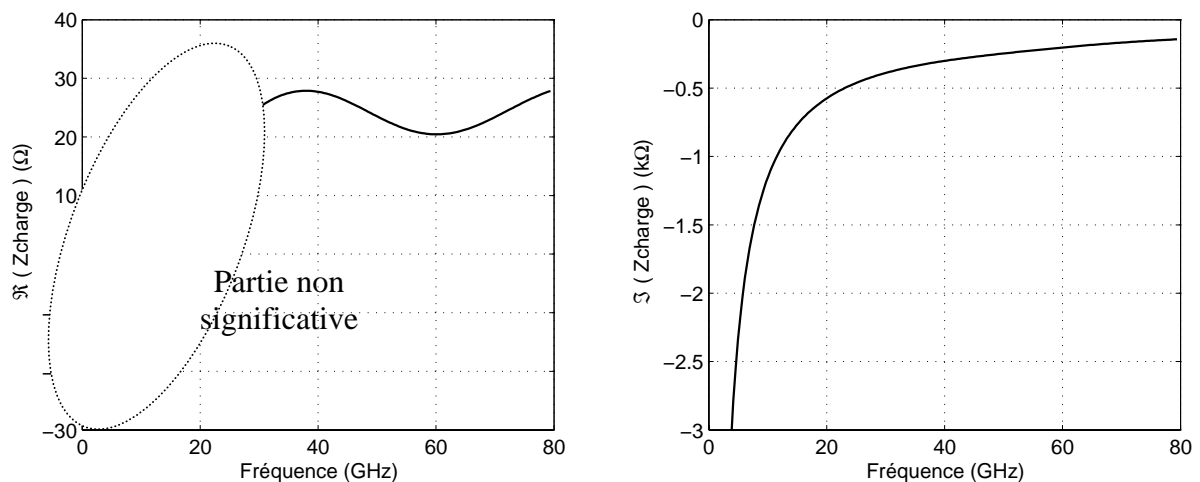


Figure II.19 : Impédance de charge de la ligne en circuit ouvert

L'interprétation de ces grandeurs est délicate. On peut cependant remarquer que la partie imaginaire décrit un effet capacitif alors que la partie réelle peut être identifiée à une résistance. Un modèle équivalent du bout de ligne en circuit ouvert est donc : une résistance, R_{CO} en série avec une capacité, C_{CO} .

La valeur de la résistance R_{CO} varie, et même oscille avec la fréquence. Il est donc difficile, à partir de ce résultat, de conclure de façon définitive sur la signification physique de cette résistance. Elle pourrait cependant être comparée à la résistance de rayonnement de la structure (Figure II.20). Cette résistance traduit le rayonnement de la discontinuité et se

calcule de la façon suivante : $R_{ray} = \frac{2P_{ray}}{I^2}$ (soit : $R_{ray} = \Re(Z_c) \frac{P_{ray}}{P_{inc}}$).

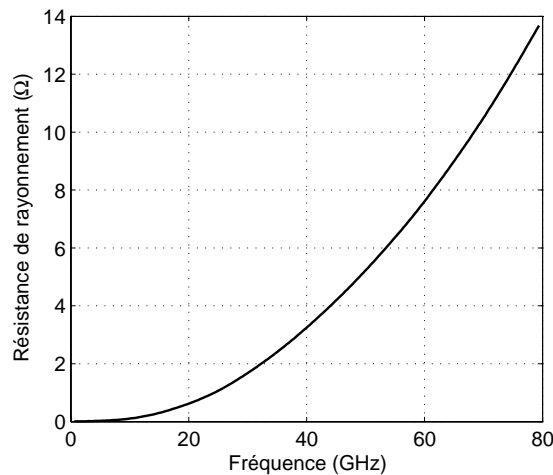


Figure II.20 : Résistance de rayonnement de la ligne en circuit ouvert

On vérifie que la résistance de rayonnement augmente avec la fréquence. Sa valeur est inférieure à celle de la résistance du circuit ouvert R_{CO} . On peut donc considérer que les variations de la partie réelle de l'impédance de charge sont dues au rayonnement de la structure mais qu'il subsiste d'autres phénomènes tels que des pertes lors de la propagation ou même des problèmes numériques. La valeur de R_{CO} est difficile à déterminer numériquement.

Il faut aussi noter que la partie plus « basse fréquence » de la résistance R_{CO} n'est pas significative puisqu'elle est négative et ne correspond donc à aucune réalité physique. Ceci s'explique par le fait que sa valeur est d'autant plus difficile à déterminer qu'elle représente moins de 1% du module de l'impédance de charge.

L'objectif, pour la suite du problème, est d'avoir un modèle circuit équivalent facile à faire évoluer. Pour cela, on considère que la valeur de la résistance R_{CO} est environ 27Ω .

Cette valeur semble correcte pour des fréquences supérieures à 40GHz. De plus, pour des fréquences inférieures, d'autres phénomènes seront prépondérants (tel que la capacité de bout de ligne) et quelque soit la valeur que l'on donne à la résistance, cela ne change pas l'impédance globale du modèle équivalent.

L'effet capacitif, vu sur la partie imaginaire, découle du condensateur formé par le diélectrique et par les deux éléments métalliques. Pour connaître la valeur de cette capacité, il suffit d'utiliser la formule suivante :

$$Z_c = \frac{1}{jC\omega}$$

On trace ensuite, sur la Figure II.21, la valeur de cette capacité en fonction de la fréquence : elle oscille entre 13 et 14 fF.

La Figure II.22 présente le circuit électrique équivalent du circuit ouvert.

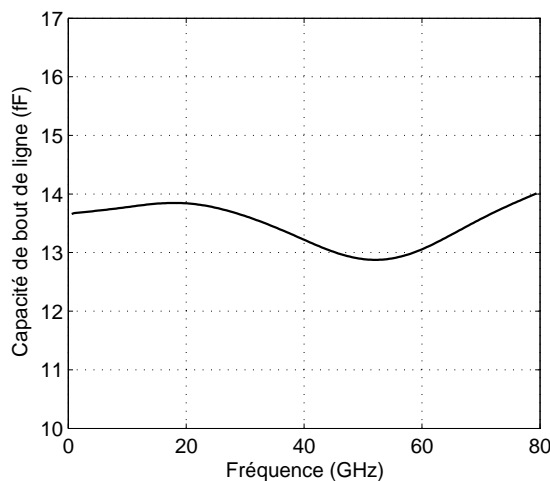


Figure II.21 : Capacité du bout de ligne déduite de l'impédance ramenée

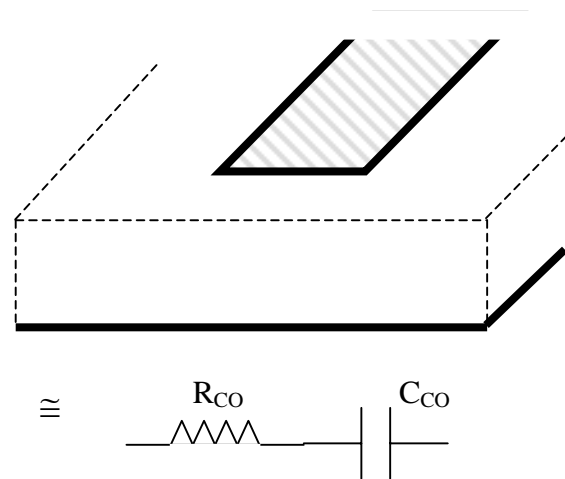


Figure II.22 : Circuit électrique équivalent de la ligne laissée en circuit ouvert

En conclusion et dans notre cas, le bout de ligne microruban laissée non connectée peut être représenté par une capacité d'une valeur environ égale à 13,5fF en série avec une résistance de 27Ω . Ce modèle circuit a été choisi car il permet de prendre des valeurs constantes pour chaque composant. La valeur de la capacité correspond aux valeurs déterminées dans la littérature [II.1], [II.2].

IV. 5.2 La ligne est terminée par un fil

On relie maintenant le ruban métallique et le plan de masse par un fil. La modélisation réalisée est présentée sur la Figure II.23.

Le but est de comprendre l'influence du fil et ainsi faire évoluer le modèle équivalent circuit déterminé précédemment. Différentes configurations seront testées en changeant le diamètre du fil. Pour avoir des diamètres de fil très inférieurs à la dimension d'une cellule élémentaire, le formalisme de Holland est utilisé. Pour des diamètres supérieurs, il faut « discrétiser » le fil en annulant le champ électrique tangentiel. Le fil est un élément important puisqu'il servira de support aux éléments discrets. De plus, il réalisera le lien électrique entre le circuit localisé et les éléments métalliques.

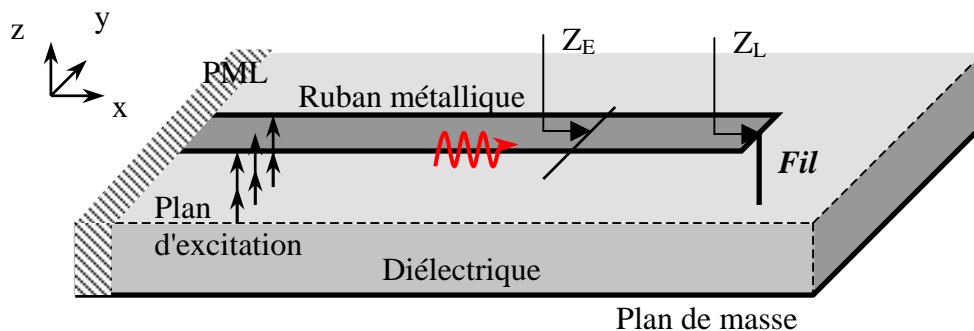


Figure II.23 : La ligne microruban est court-circuitée par un fil

On peut supposer que l'influence du fil sera d'ordre inductif. Le modèle équivalent circuit, de la fin de la ligne, peut donc être composé de la capacité et de la résistance du circuit ouvert en parallèle avec une self (celle du fil). Ce modèle électrique est présenté sur la Figure II.24.

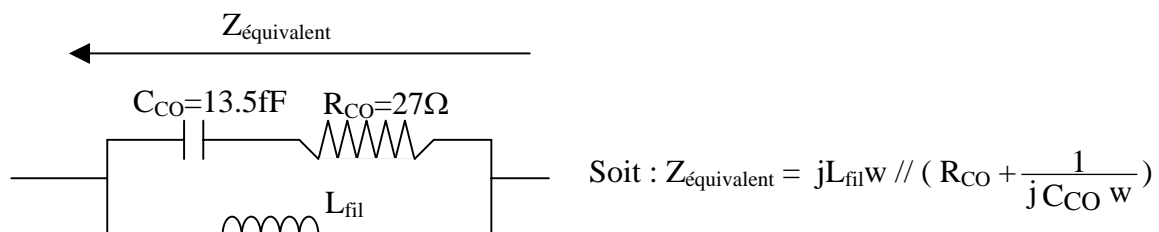


Figure II.24 : Circuit équivalent de la fin de la ligne terminée par un fil

De plus, nous verrons dans quelle proportion le diamètre du fil influe sur la valeur de sa self équivalente. L'impédance du modèle équivalent circuit sera notée : $Z_{\text{équivalent}}$.

➤ *Fil mince, diamètre de $0,01\ \mu\text{m}$*

Ce diamètre n'est pas réaliste mais il permet de mettre en évidence l'effet inductif du fil. Le formalisme de Holland est utilisé. Le fil est connecté, à chaque extrémité, à un plan métallique ; on impose la condition aux limites suivante : $Q = 0$. On considère que les charges se dispersent parfaitement au contact du métal.

La Figure II.25 présente, en traits continus, les parties réelle et imaginaire de l'impédance de charge déduite du calcul d'impédance ramenée. L'impédance du modèle équivalent est tracée en traits pointillés. L'unité utilisée est le $\text{k}\Omega$.

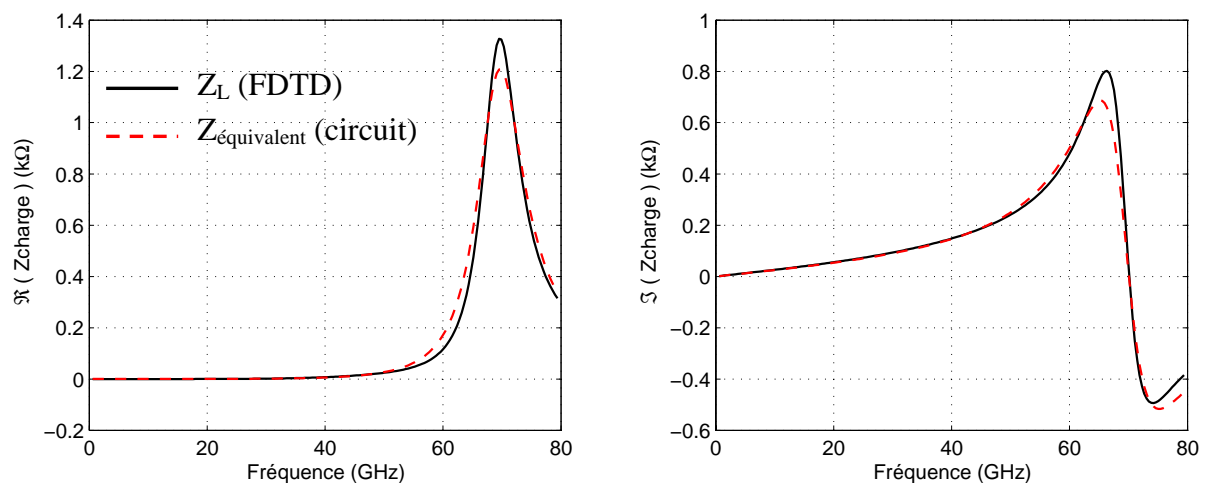


Figure II.25 : Impédance de charge de la ligne terminée par un fil ($\varnothing=0,01\ \mu\text{m}$)

On peut remarquer que l'effet inductif du fil n'est pas le seul phénomène en bout de ligne : il y a une résonance. Cette résonance parallèle qui survient vers 70GHz nous permet de déterminer la valeur de la self du fil.

Les valeurs de la capacité et de la résistance n'ont pas été changées ($R=27\ \Omega$ et $C=13,5\text{fF}$), quant à la valeur de la self, elle a été déterminée afin que l'impédance du circuit équivalent corresponde à celle calculée par simulation FDTD : $L_{\varnothing=0,01\ \mu\text{m}} = 390\text{pH}$. Avant 30GHz, seul l'effet inductif du fil est visible, la valeur des autres composants n'a donc que peu d'importance pour ces fréquences.

La capacité de la ligne en circuit ouvert existe malgré la présence du fil mais ses effets ne sont réellement visibles que vers 50GHz.

En conclusion, le circuit équivalent prend en compte, d'une façon globale, les principaux phénomènes puisqu'il suit l'évolution fréquentielle de l'impédance de charge. Les effets qui pourraient être amoindris par la présence du fil sont, dans l'ensemble, compensés par celui-ci. On peut prendre comme exemple la quantité d'énergie rayonnée (dont dépend R_{CO}). Elle est tracée sur la Figure II.26 dans le cas de la ligne en circuit ouvert et de la ligne terminée par un fil.

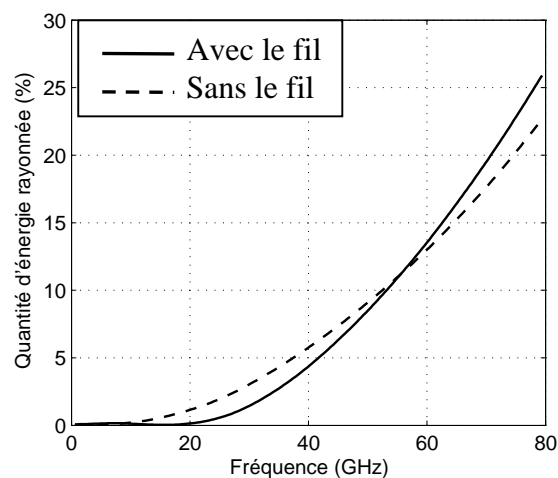


Figure II.26 : Pourcentage d'énergie rayonnée

L'écart entre le rayonnement des deux structures ne dépasse pas 3 points et est nul en basse fréquence et à environ 50GHz.

La position transversale du fil en bout de ligne affecte légèrement ces résultats. Cependant ces légères modifications peuvent être intégrées à la self du modèle circuit. Tout se passe comme si l'effet inductif du fil augmentait avec le déplacement de celui-ci vers l'extérieur du ruban métallique (Figure II.27).

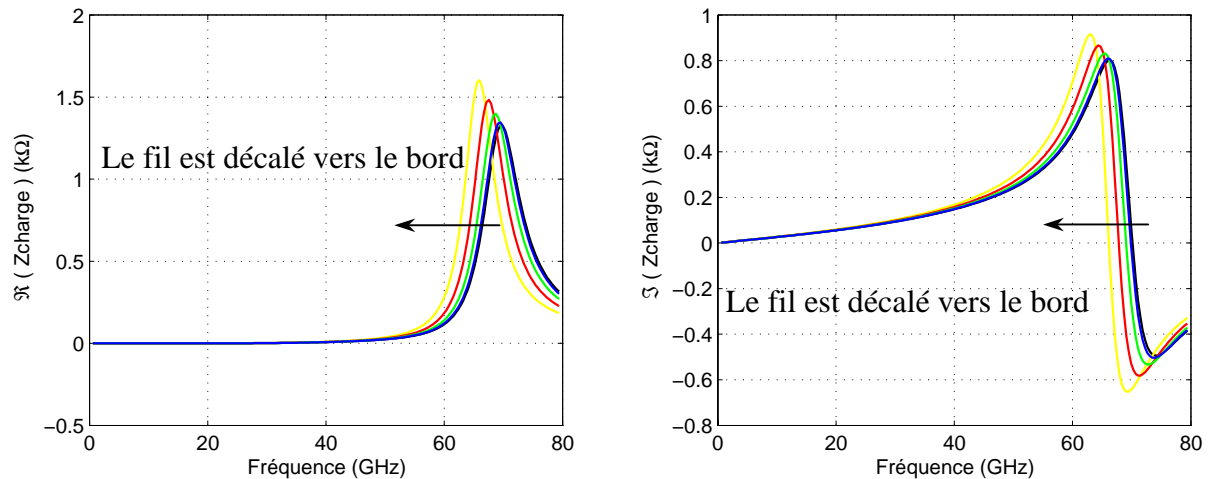


Figure II.27 : Influence de la position du fil sur l'impédance de charge

Dans ce cas, la self est comprise entre 390pF pour le fil centré et 440pF pour le fil au bord.

➤ *Augmentation du diamètre du fil : 0,1 μ m, 1 μ m et \approx 18 μ m*

On augmente le diamètre du fil : $\varnothing = 0,1\mu\text{m}$, $1\mu\text{m}$ puis environ $18\mu\text{m}$. Le fil le plus gros n'est plus traité avec le formalisme des fils minces mais en annulant le champ électrique le long des arêtes de quelques cellules FDTD. Cela explique qu'il y ait une incertitude sur son diamètre.

On trace, de la même manière, l'impédance de charge trouvée à partir de la simulation (traits continus) et l'impédance du circuit équivalent (traits pointillés) sur la Figure II.28. On remarque que la résonance se déplace vers des fréquences plus élevées au fur et à mesure que l'on augmente le diamètre du fil. Si on considère que les valeurs de la résistance et de la capacité ne changent pas, cela implique que la valeur de la self diminue.

Les valeurs de self déterminées sont : $L_{\varnothing=0,1\mu\text{m}} = 312\text{pH}$, $L_{\varnothing=1\mu\text{m}} = 214\text{pH}$ et $L_{\varnothing=18\mu\text{m}} = 115\text{pH}$.

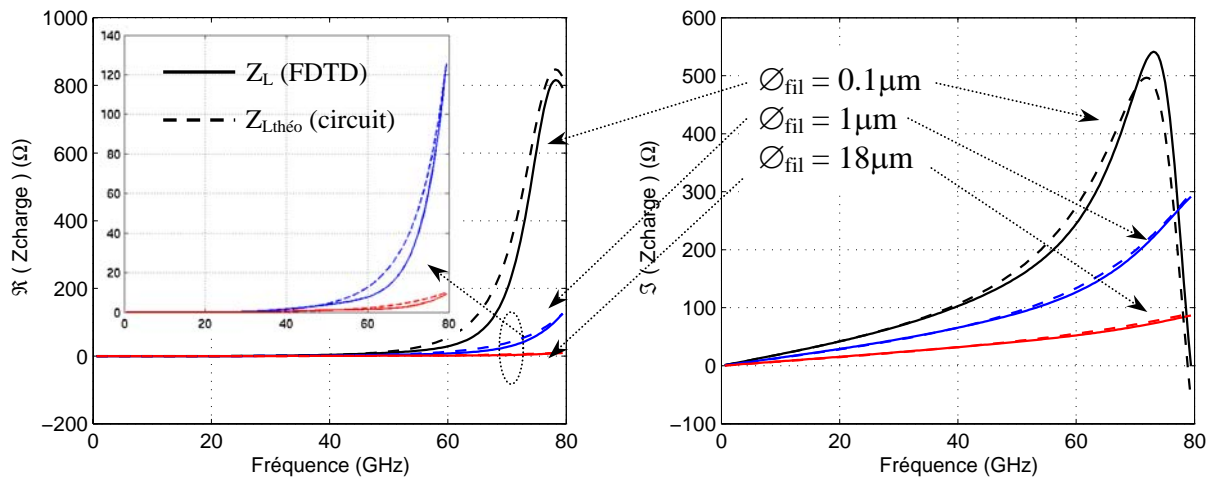


Figure II.28: Impédance de charge de la ligne terminée par un fil de différent diamètre

Le modèle équivalent circuit décrit correctement les effets du bout de ligne. La capacité et la résistance du circuit ouvert sont toujours présentes et leur valeur n'a pas été changée ($R_{CO}=27\Omega$ et $C_{CO}=13,5fF$).

Plus le diamètre augmente et plus la self induite par le fil diminue. Cela implique que l'influence du fil devient le seul phénomène visible et que les effets des autres composants ne sont plus prépondérants. Dans ce cas, les valeurs de la résistance et de la capacité n'ont que très peu d'importance.

Remarque : pour le fil de diamètre égal à $18\mu m$, la position transverse de celui-ci n'influe que très légèrement sur l'effet inductif qui est généré.

➤ Conclusions

Le fil rajoute un effet inductif sur le reste de l'environnement sans supprimer les autres phénomènes. Ainsi, la capacité de bout de ligne est toujours présente et forme un circuit résonant parallèle avec la self du fil. Cette résonance survient d'autant plus bas en fréquence que le diamètre du fil est petit. Il est alors possible d'identifier (en les visualisant) et de quantifier ces phénomènes.

Plus le diamètre du fil augmente et plus l'effet inductif de celui-ci devient faible (Figure II.29). Cela a pour effet de masquer les autres phénomènes (capacité de bout de ligne, rayonnement) que l'on peut alors négliger.

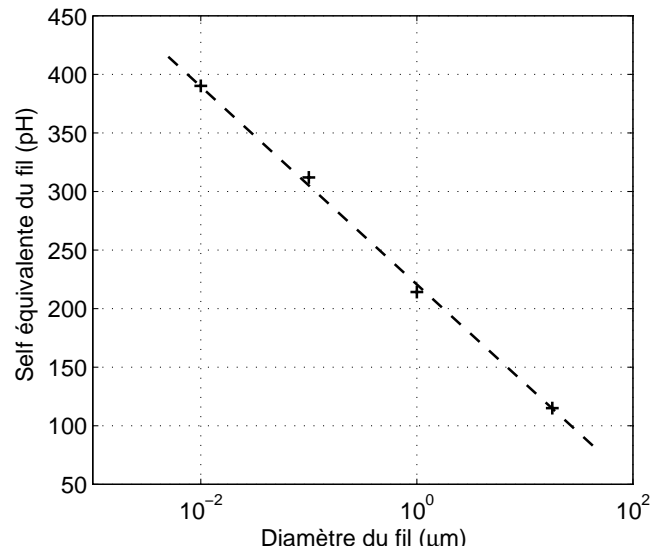


Figure II.29 : Evolution de la self équivalente du fil en fonction de son diamètre

Remarque : les trois premiers points sont issus des simulations où le fil était modélisé avec le formalisme de Holland tandis que pour le quatrième point, le fil était « discrétisé ».

Ces conclusions peuvent toutefois être nuancées. En effet, les influences minoritaires, dont les effets sont peu visible, ont été intégrées aux autres phénomènes. On peut citer par exemple le rayonnement du fil qui a été pris en compte dans le rayonnement global de la structure. De plus, les valeurs des composants constituant le modèle équivalent circuit restent constantes en fonction de la fréquence et quelque soit l'environnement. Cette approximation n'engendre pas d'erreurs significatives tant que ces valeurs sont définies correctement aux fréquences où chaque phénomène est prépondérant. Ainsi, dans la partie basse du spectre, c'est l'influence du fil qui domine alors que dans la partie plus haute fréquence, c'est le phénomène de résonance, donc le couple self // capa, qui est prédominant.

De plus, le fil n'est pas vu tout à fait de la même manière suivant sa position transverse en bout de ligne. Cet effet a été intégré dans la self du fil.

On peut donc considérer que, malgré les approximations et les erreurs numériques, un circuit équivalent qui suit l'évolution de l'impédance de charge a été déterminé. Les phénomènes majeurs ont été mis en avant.

IV. 6 Plusieurs fils en parallèle sont placés en bout de ligne

L'objectif est de vérifier que l'effet inductif, résultant de plusieurs fils en bout de ligne, est comparable à plusieurs selfs mises en parallèles. Afin de pouvoir observer les phénomènes dans notre plage de fréquences, trois fils minces ($\varnothing=0,01\mu\text{m}$, $L_{\varnothing=0,01\mu\text{m}}=390\text{pH}$) sont positionnés en bout de ligne (Figure II.30). Un des fils est centré et les autres sont placés aux extrémités.

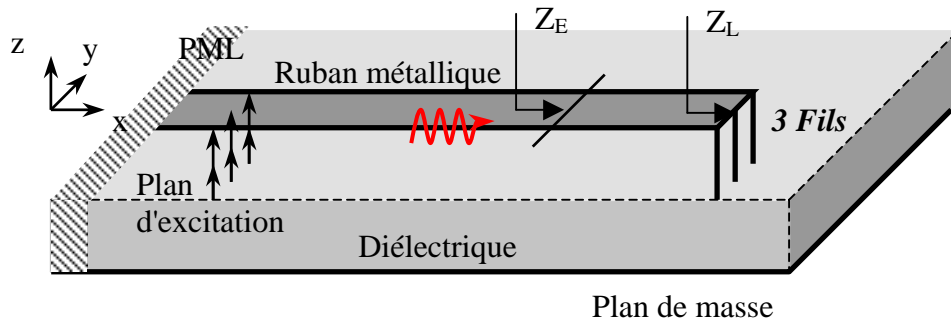


Figure II.30 : Structure simulée, la ligne est court-circuitée par 3 fils en parallèle

Le circuit équivalent de cette topologie de charge est présenté sur la Figure II.31. Il est constitué de trois self-inductances en parallèle (dus aux trois fils) auxquelles sont rajoutées la capacité et la résistance du circuit ouvert.

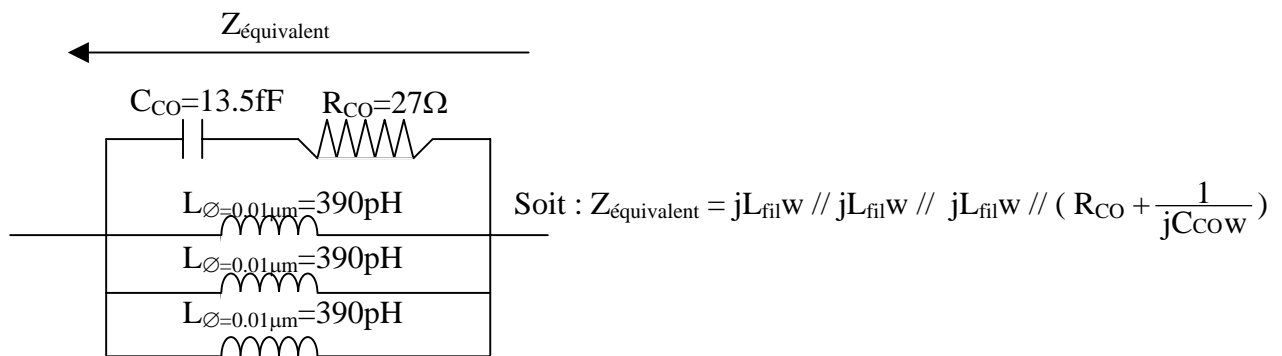


Figure II.31 : Schéma électrique équivalent au bout de ligne terminée par trois fils

L'impédance de charge et celle du modèle équivalent sont tracées respectivement en traits continus et en traits pointillés sur la Figure II.32.

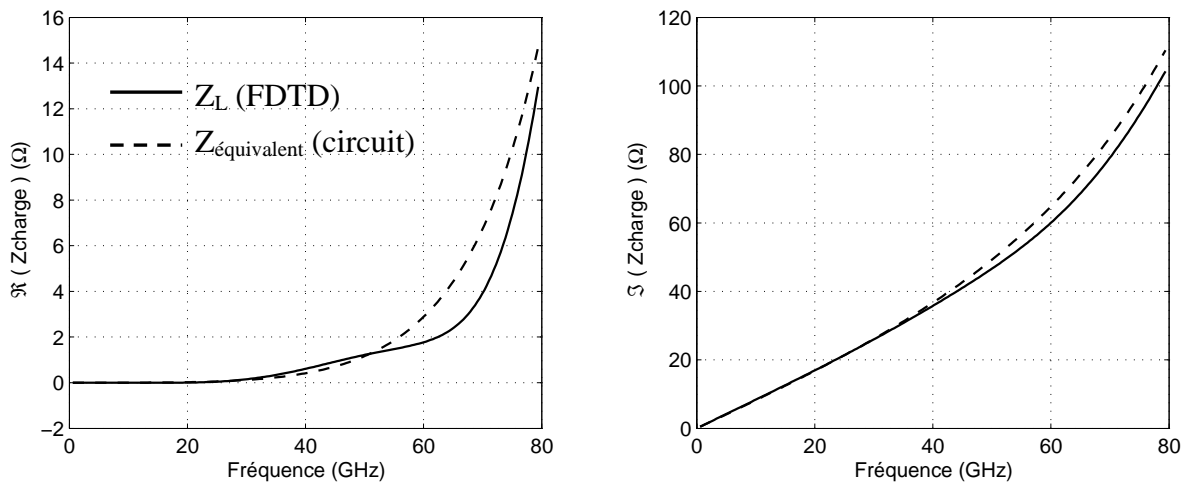


Figure II.32 : Impédance de charge, la ligne est terminée par trois fils ($\varnothing=0.01\mu m$)

On constate que les trois fils induisent un effet inductif dont la valeur est équivalente à trois selfs mises en parallèle. La self résultante est donc beaucoup plus faible ; ce qui implique que la résonance est repoussée à des fréquences plus élevées.

Ce résultat est toutefois soumis à différentes précautions. Cette conclusion ne peut pas être généralisée à toutes les configurations. D'une part, parce que la diminution de l'effet inductif rend difficile la quantification des différents phénomènes et d'autre part, car le couplage entre les fils a été négligé. En effet, si les fils sont très proches les uns des autres, le couplage entre chaque fil peut se traduire par une inductance mutuelle.

De plus, le phénomène inductif induit par chaque fil peut être d'intensité différente : la self des fils aux extrémités est plus grande que la self du fil au centre. Cependant, on a vu que cette différence est d'autant moins grande que l'effet inductif d'un fil est faible donc que son diamètre est grand.

Dans tous les cas, l'association de plusieurs fils diminue l'effet inductif global et masque donc les autres phénomènes. Cela justifie les approximations effectuées.

L'étape suivante est d'insérer un élément de circuit sur le fil. Cependant, de la même manière que nous avons observé l'influence du circuit ouvert avant de placer un fil, il faut déterminer l'influence de l'emplacement de l'élément localisé avant de l'insérer. Pour cela, un

fil est modélisé en bout de ligne mais il ne relie pas les deux éléments métalliques : l'emplacement de l'élément localisé est laissé en circuit ouvert.

IV. 7 La ligne est terminée par un fil incomplet

Le fil est maillé seulement sur trois segments et aucune condition particulière n'est imposée à l'autre segment. La fin de ligne est représentée, dans le cas où le premier segment n'est pas connecté, sur la Figure II.33.

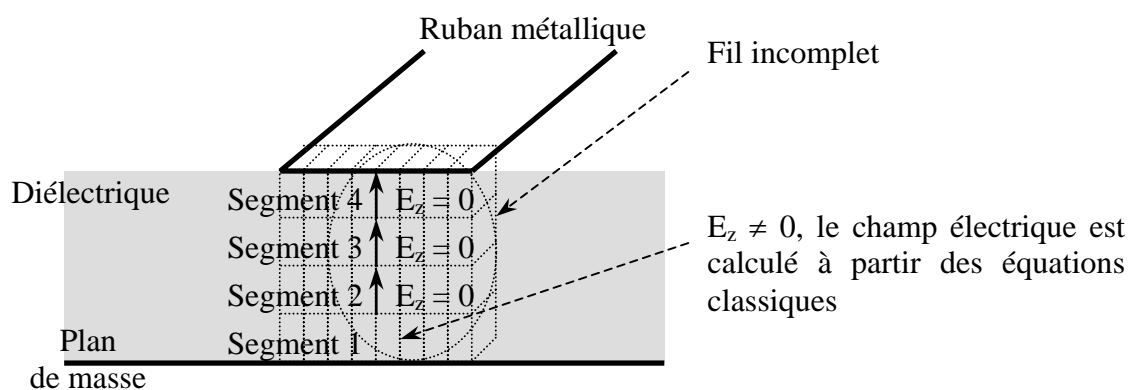


Figure II.33 : Modélisation du fil incomplet

L'impédance de charge est comparée avec celle produite sans le fil (par le circuit ouvert seul, cf paragraphe IV. 5.1) sur la Figure II.34. Sur ce graphe est aussi tracée l'impédance du modèle équivalent présenté sur la Figure II.35 et commenté par la suite.

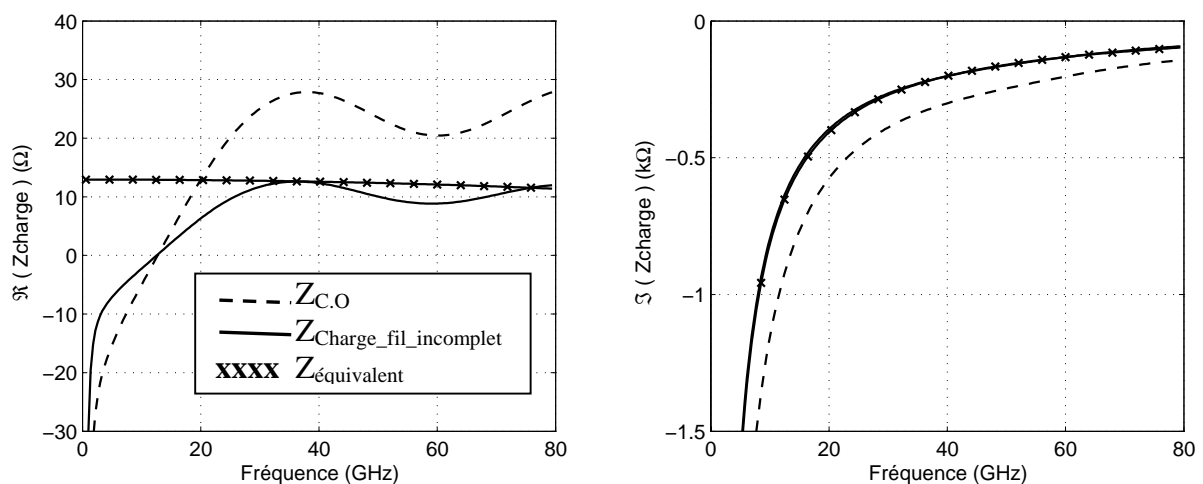


Figure II.34 : Comparaison de l'impédance de charge dans le cas où un fil incomplet est positionné en bout de ligne et dans le cas du circuit ouvert seul

On constate que le fil incomplet a une influence significative.

La partie imaginaire de l'impédance de charge montre que l'effet capacitif a augmenté par rapport au circuit ouvert seul. On peut donc considérer qu'une capacité est venue en parallèle avec celle du bout de ligne. Cette autre capacité est celle formée entre le plan de masse et l'extrémité libre du fil. Dans le cas où le premier segment n'est pas connecté, la capacité produite vaut environ 6fF. Le circuit électrique équivalent de la fin de ligne est présenté sur la Figure II.35.

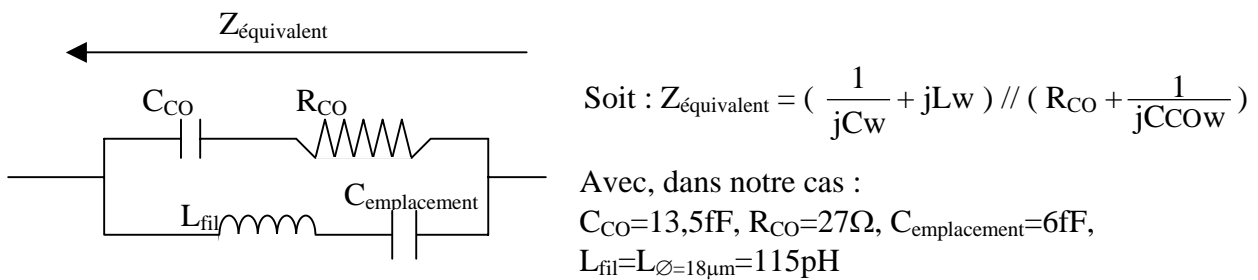


Figure II.35 : Circuit équivalent à la fin de ligne terminée par un fil incomplet

Les parties réelle et imaginaire du circuit équivalent sont tracées sur la Figure II.34 afin de les comparer avec l'impédance de charge déterminée lors de la simulation. On vérifie que l'ajout d'une capacité dans le modèle équivalent permet de se rapprocher de l'impédance de charge calculée en FDTD.

Si ce sont les segments 2, 3 ou 4 qui ne sont pas connectés, la capacité vaut respectivement : 4fF, 3fF et 3,5fF environ.

Il faut noter que cette capacité est d'autant plus faible que le diamètre du fil est petit. Dans le cas du formalisme des fils minces, cette capacité parasite n'existe pas car l'élément localisé est positionné en série avec le segment filaire.

De plus, dans cette configuration la self du fil n'a pas d'influence sur le comportement fréquentiel du modèle équivalent. Elle pourrait donc en être enlevée.

La prochaine étape est d'insérer un élément localisé en bout de ligne.

IV. 8 La ligne est chargée par une résistance

Une résistance est maintenant positionnée sur le fil. Deux cas seront présentés : la résistance est placée sur un fil discrétisé ($\varnothing=18\mu\text{m}$) ou sur un fil mince ($\varnothing=0,01\mu\text{m}$). Ces deux exemples permettront d'une part, de mettre en évidence l'influence du fil au niveau de la charge et d'autre part, d'utiliser deux formulations différentes pour insérer l'élément localisé.

Les techniques employées pour insérer la résistance ont déjà été décrites : soit directement dans le maillage FDTD soit par l'intermédiaire des fils minces. La structure modélisée est représentée sur la Figure II.36.

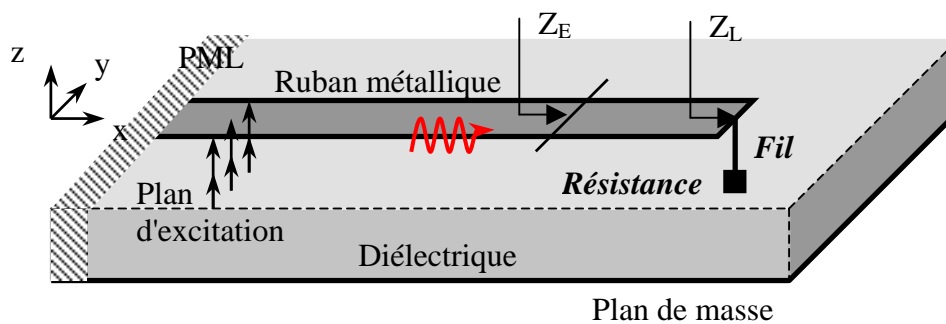
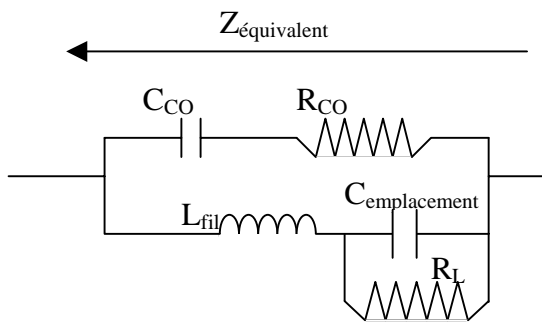


Figure II.36 : Modélisation de la ligne chargée par une résistance

Les fils minces serviront de support pour comparer deux approches : la modification directe des équations de Holland ou l'utilisation d'un logiciel circuit : SPICE. L'impédance de charge ainsi que l'impédance aux bornes de l'élément localisé seront présentées.

Nous verrons par la suite l'influence de la répartition de la résistance sur le fil ainsi qu'une technique envisageable afin d'insérer un élément sur un fil dont la section comprend plusieurs mailles.

Si l'on rajoute une résistance au modèle équivalent précédent, on obtient le circuit présenté sur la Figure II.37.



Avec, dans notre cas :

$C_{CO}=13,5\text{fF}$, $R_{CO}=27\Omega$, $R_L=50\Omega$ et

- $C_{emp}=6\text{fF}$, $L_{fil}=115\text{pH}$ pour le fil de $18\mu\text{m}$ de diamètre
- $C_{emp}<1\text{fF}$, $L_{fil}=390\text{pH}$ pour le fil de $0,01\mu\text{m}$ de diamètre

$$Z_{\text{équivalent}} = \left((R_L // \frac{1}{jC_{emp}w}) + jL_{fil}w \right) // \left(R_{CO} + \frac{1}{jC_{CO}w} \right)$$

Figure II.37 : Circuit équivalent du bout de ligne chargée par une résistance de 50Ω

IV. 8.1 Fil maillé : $\varnothing=18\mu\text{m}$

➤ Réponse de la résistance et de l'ensemble de la charge : réponse globale

Dans ce cas, la résistance est insérée directement dans une cellule FDTD. L'objectif est de comprendre comment elle se comporte dans son environnement global en bout de ligne. De plus, l'accent sera mis sur l'importance des composants du modèle équivalent. En particulier, l'influence de la capacité qui vient en parallèle avec l'élément localisé ($C_{\text{emplacement}}$) est mise en évidence sur deux valeurs de résistance : 50Ω et 100Ω .

- Cas d'une résistance de 50Ω

La Figure II.38 présente l'impédance de charge de la ligne terminée par une résistance (traits continus). Une comparaison avec le circuit équivalent est effectuée : la courbe tracée en pointillés ne prend pas en compte la capacité $C_{\text{emplacement}}$, à l'inverse de la courbe en croix.

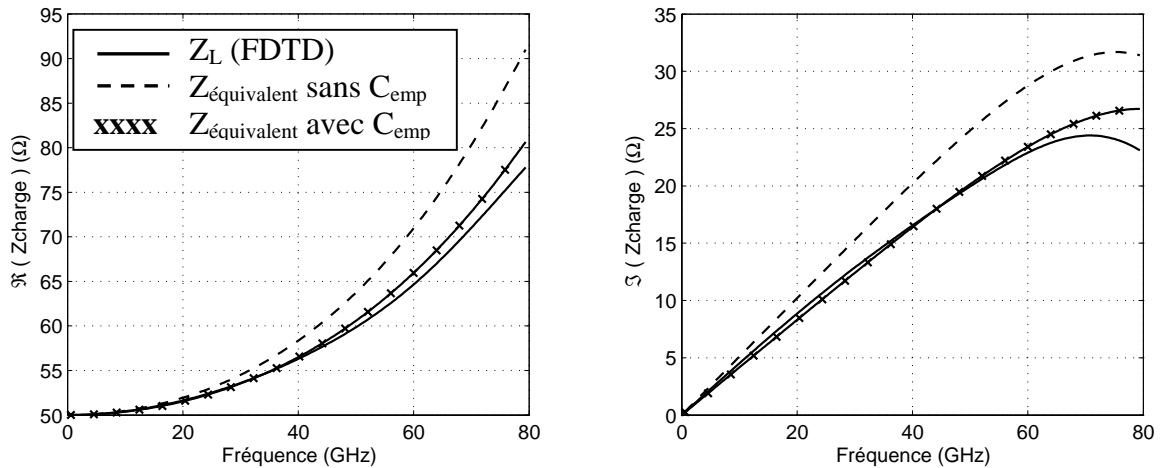


Figure II.38 : Impédance de charge de la ligne terminée par une résistance de 50Ω placée sur un fil discrétisé ($\varnothing = 18\mu\text{m}$), comparaison avec deux modèles

On remarque que la résistance de 50Ω n'est pas vue seule. Tous les autres phénomènes décrits précédemment sont présents. Dès que la fréquence augmente, l'impédance du bout de ligne se modifie pour être finalement très différente de celle de l'élément localisé seul. Cette technique ne permet donc pas d'adapter la ligne pour des fréquences supérieures à 20GHz .

En ce qui concerne le modèle électrique équivalent, la capacité $C_{\text{emplacement}}$ pourrait être négligée avant 40GHz . En effet, les allures des courbes sont identiques, il n'y a qu'une différence de quelques ohms à partir de cette fréquence.

- Cas d'une résistance de 100Ω

On trace de la même manière, l'impédance de charge ainsi que celle du modèle équivalent avec et sans la capacité « d'emplacement » (Figure II.39).

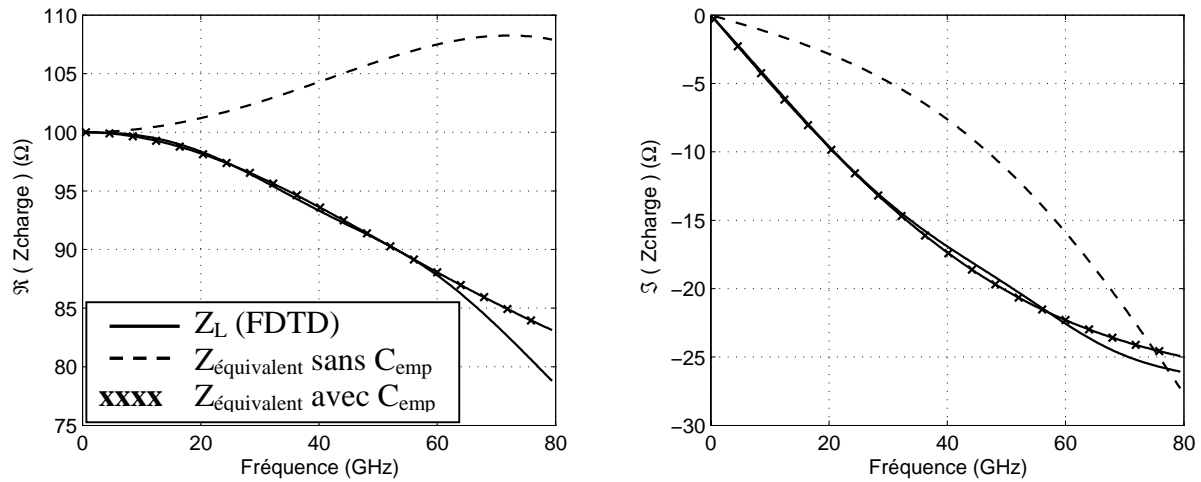


Figure II.39 : Impédance de charge de la ligne terminée par une résistance de 100Ω placée sur un fil discrétisé ($\varnothing = 18\mu\text{m}$), comparaison avec deux modèles

On peut constater que la capacité « d'emplacement » permet d'obtenir un modèle circuit qui suit parfaitement l'évolution de la charge. Dans ce cas, son influence est visible dès la partie basse du spectre.

Cela met en évidence que chaque élément du modèle équivalent est important pour une configuration ou une plage de fréquences données.

➤ Réponse de la cellule FDTD : réponse locale

On observe maintenant la réponse de la cellule FDTD dans le cas de l'insertion de la résistance de 50Ω . L'objectif est ici de montrer le comportement de la résistance dans son environnement local : la cellule FDTD. De plus, la différence entre l'élément de circuit inséré et la cellule FDTD sera démontrée.

L'impédance de l'élément localisé est tracée en prenant le courant et la tension aux bornes de la cellule FDTD (Figure II.40). La partie réelle varie peu mais il existe une partie imaginaire non nulle. L'impédance de la cellule FDTD est donc différente de celle de la résistance.

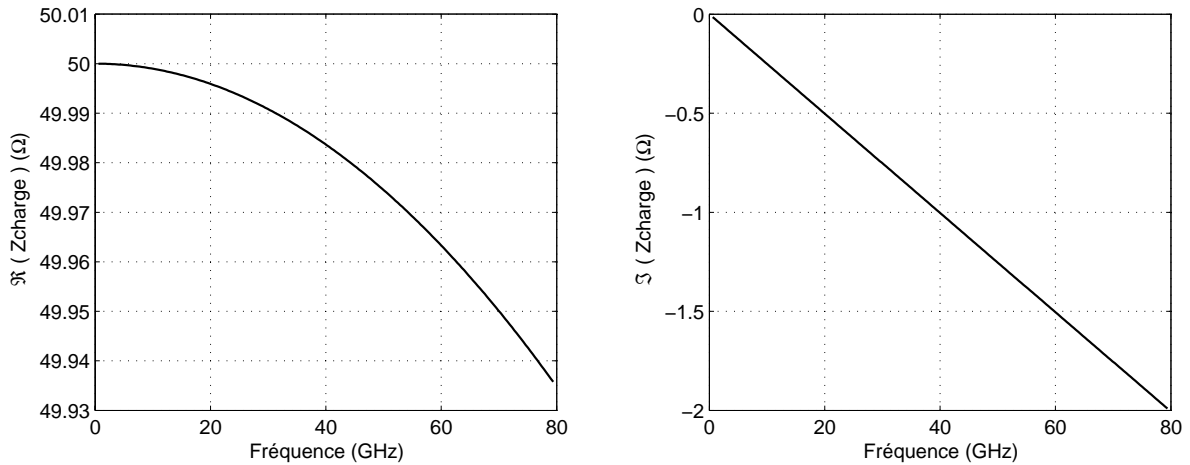
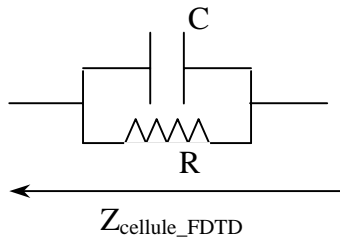


Figure II.40 : Impédance de la cellule FDTD

Ce décalage s'explique par le fait que le courant n'est pas calculé de la même manière si on considère la cellule FDTD et si on considère seulement l'élément localisé. En effet, dans le cas de la maille FDTD, on rajoute le courant de déplacement. Il y a donc, en plus, la capacité de la cellule FDTD chargée vue au premier chapitre :

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r \Delta x \Delta y}{\Delta z}, \text{ avec : } dx=dy=51,7\mu\text{m}, dz=50\mu\text{m} \text{ et } \epsilon_r=3,38$$

Ce qui donne : $C = 1,5976 \text{ fF}$



Cette capacité est purement numérique et n'a pas de réalité physique. Elle est différente de celle qui vient en parallèle avec l'élément localisé ($C_{\text{emplacement}} = 6\text{fF}$). L'une est vue dans l'ensemble du dispositif et l'autre n'a de réalité que dans la maille FDTD. Une nuance peut cependant être apportée : il est aussi possible de considérer que la capacité de la cellule FDTD est incluse dans celle formée par l'environnement distribué. En effet, le circuit localisé est inséré entre deux éléments métalliques qui constituent un condensateur dont la capacité est généralement supérieure à celle de la cellule FDTD.

Si l'on traçait l'impédance aux bornes de l'élément inséré en enlevant le courant de déplacement, il n'y aurait pas de problème et les valeurs seraient idéales sur toute la gamme de fréquence : $Z_R=(50+j0)\Omega$.

➤ Influence de la position de la résistance sur le fil

Le fil s'étend sur quatre mailles, il est donc composé de quatre segments différents. L'objectif est de savoir si la résistance est vue de la même manière quelque soit le segment sur lequel elle est placée. L'impédance de charge est tracée pour les quatre cas sur la Figure II.41.

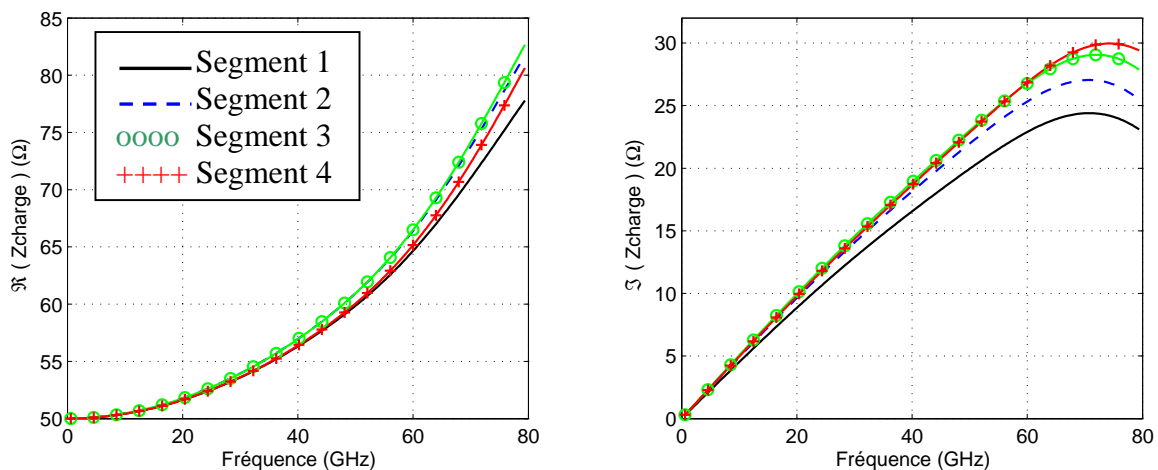


Figure II.41 : Impédance de charge de la ligne terminée par une résistance de $50\ \Omega$ placée sur un fil discrétisé ($\varnothing = 18\ \mu\text{m}$), influence de la position de la résistance

La résistance est vue légèrement différemment suivant sa position sur le fil. Cet écart, qui reste minime, est lié à la capacité « d'emplacement » qui est en parallèle avec la résistance. Cette capacité est légèrement différente pour chaque segment, ce qui implique que la résistance n'est pas perçue de la même manière.

➤ Résistance répartie sur tout le fil

La résistance est maintenant répartie sur tout le fil : une résistance de $12,5\ \Omega$ est positionnée sur chaque segment (Figure II.42). Le fil n'est plus modélisé puisque le champ

électrique n'y sera jamais nul. Cependant, il est globalement vu en bout de ligne et il faut prendre en compte son effet inductif.

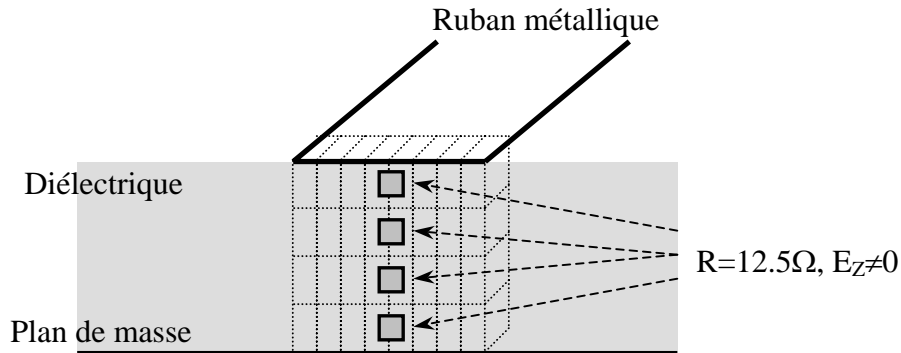


Figure II.42 : Position des résistances réparties en bout de ligne

L'impédance ramenée est tracée sur la Figure II.47. Une comparaison entre la résistance répartie et le modèle équivalent est effectuée.

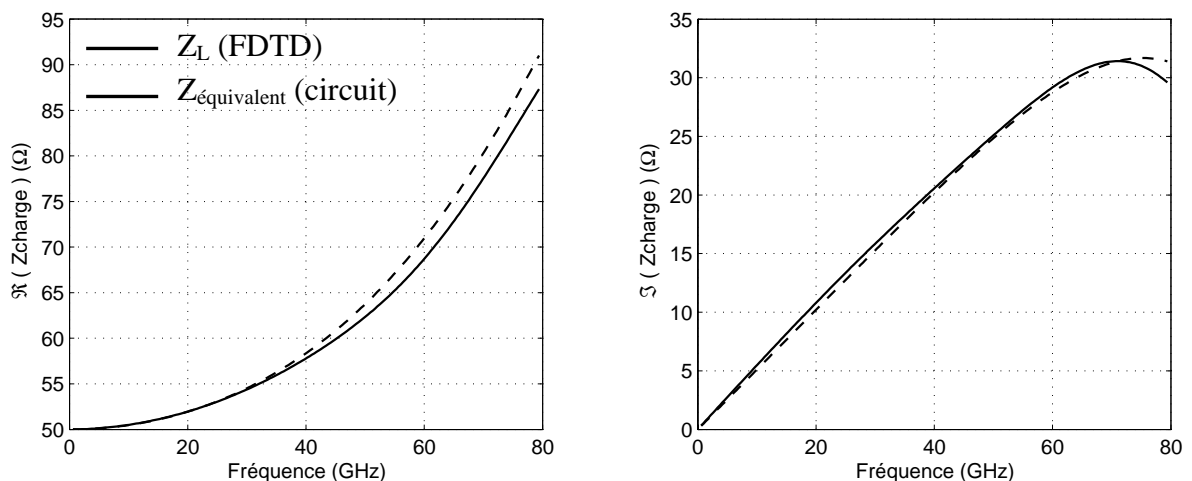


Figure II.43 : Impédance de charge, résistance répartie sur le fil

Dans cette configuration, il n'existe pas de capacité en parallèle avec la charge (la capacité « d'emplacement » est celle du circuit ouvert). L'espace occupé par la résistance n'est plus ponctuel. La manière de répartir les résistances n'a que très peu d'influence sur la réponse globale du bout de ligne.

IV. 8.2 Fil mince

On choisit le fil de $0,01\mu\text{m}$ de diamètre pour insérer la résistance car il possède la plus forte inductance et ainsi, les effets mis en jeu sont plus facilement identifiables. On couple donc les équations de Kirchoff à celles de Maxwell afin de prendre en compte le comportement de la résistance. Deux techniques équivalentes sont utilisées : modification directe des équations de Holland ou utilisation d'un logiciel circuit (SPICE).

Dans le cas de l'utilisation de SPICE, on note que la résistance ne peut pas être modélisée seule sur le fil mince, en effet, on remplace le calcul de Holland sur un segment filaire par une résolution circuit. Il faut donc prendre en compte la self du segment filaire vu dans le code FDTD. La cellule SPICE sera donc constituée d'une résistance et d'une self en série.

➤ Réponse de l'ensemble de la charge

L'impédance de charge et celle de son modèle équivalent sont tracées sur la Figure II.44. Il faut noter que dans ce cas, la capacité « d'emplacement » n'existe pas car la résistance est positionnée en série avec le segment filaire inclus dans la cellule FDTD.

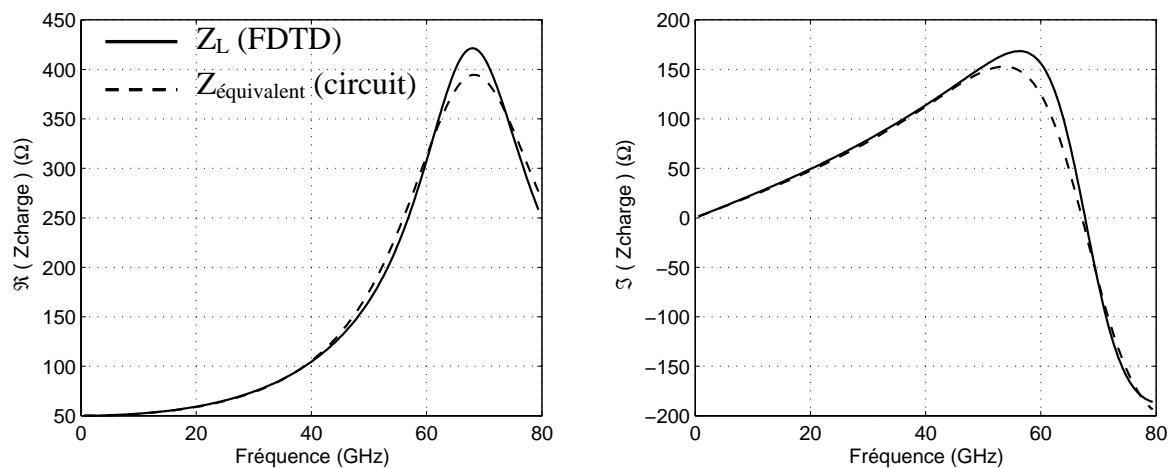


Figure II.44 : Impédance de charge de la ligne terminée par une résistance de $50\ \Omega$ placée sur un fil mince ($\varnothing = 0,01\mu\text{m}$), comparaison avec le modèle

Les valeurs des composants du modèle restent inchangées : $R_{\text{CO}}=27\Omega$, $R=50\Omega$, $L=390\text{pH}$, $C=13,5\text{fF}$

➤ Réponse de la cellule SPICE

L'impédance de la cellule SPICE est tracée sur la Figure II.45.

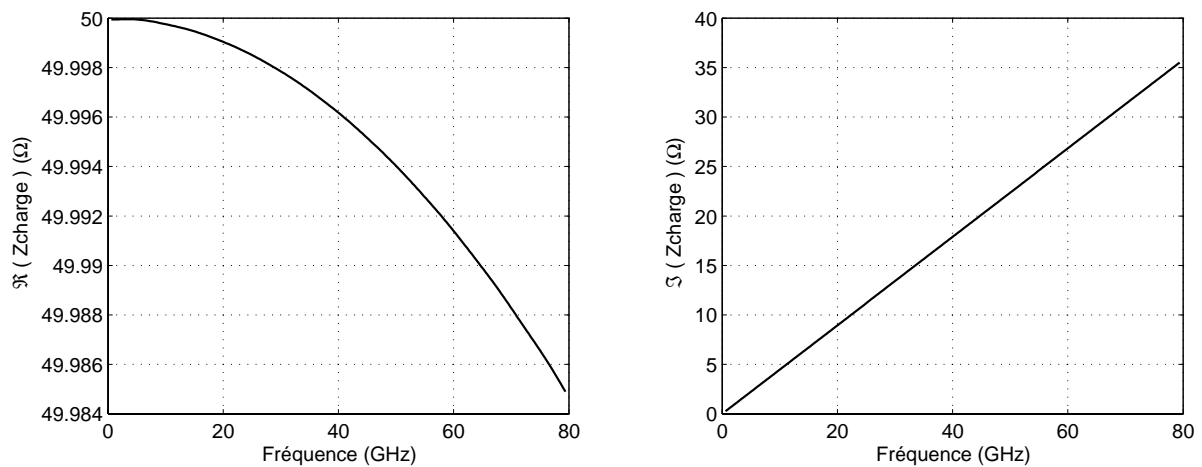


Figure II.45 : Impédance de la cellule SPICE

La partie imaginaire représente la self du segment filaire. Les variations sur la partie réelle sont dues aux erreurs d'arrondi.

Attention : il y a une différence entre la self du segment filaire vu dans le code FDTD (71,15pH par segment, [II.3]) et l'effet inductif produit par le fil dans cette configuration (390pH pour les quatre segments). La première self est une grandeur introduite pour le modèle numérique du fil et la seconde correspond au phénomène inductif produit par le fil vu dans l'ensemble de la structure.

IV. 8.3 Résistance positionnée sur un fil dont la section comprend plusieurs cellules

L'objectif est ici de montrer qu'il est possible de discrétiser un fil dont le diamètre dépasse plusieurs mailles et d'y insérer un élément localisé « volumique ». Cela peut permettre de prendre en compte l'épaisseur physique d'un composant.

La section du fil choisi ne sera constituée que de quatre cellules et sera carrée. La configuration modélisée est présentée sur la Figure II.46.

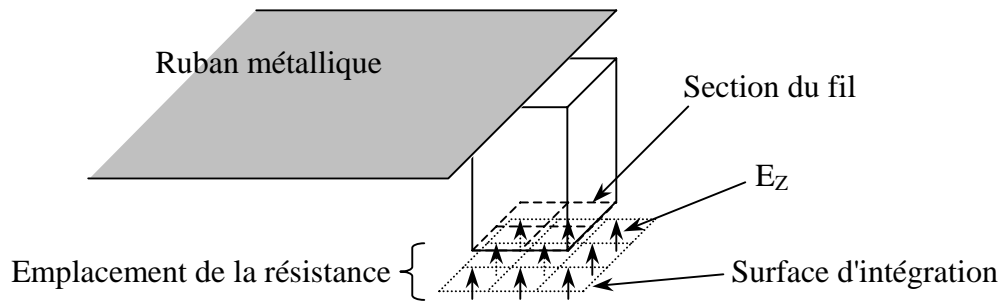


Figure II.46 : Insertion d'une résistance « volumique », configuration choisie

Une procédure par étape est employée afin de déterminer l'inductance induite par le fil (40pH) puis la valeur de la capacité « d'emplacement » (27fF).

La méthode employée pour insérer la résistance reste identique. Les seules différences sont : la surface, à travers laquelle le courant circule, n'est plus d'une cellule mais de neuf et le contour de calcul pour la circulation du champ magnétique devient la section du fil entier.

On compare l'impédance de charge issue de la simulation avec celle du circuit équivalent sur la Figure II.47.

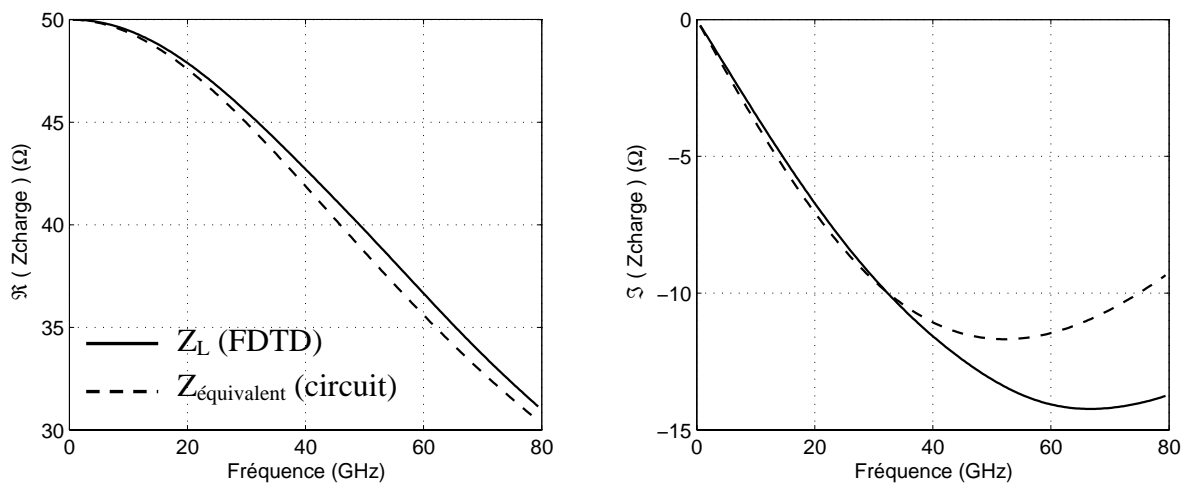


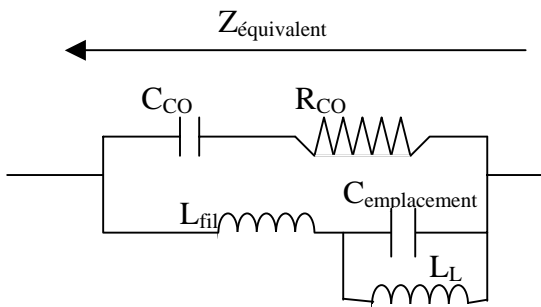
Figure II.47 : Impédance de charge de la ligne terminée par une résistance non ponctuelle

La résistance semble insérée correctement. Le modèle équivalent du bout de ligne reproduit de façon satisfaisante l'évolution fréquentielle de la charge.

Il faut remarquer qu'une variation de la résistance du circuit ouvert (R_{CO}) n'a aucune incidence sur le comportement du circuit. Il est donc difficile de vérifier si cette résistance diminue avec l'augmentation du diamètre du fil.

IV. 9 Insertion d'une self inductance

Pour finir, une self de 500pH est insérée sur le premier segment d'un fil de 18µm de diamètre. Le modèle équivalent circuit de la fin de ligne, pour cette configuration, est présenté sur la Figure II.48.



Avec, dans notre cas :

$$C_{CO}=13,5\text{fF}, R_{CO}=27\Omega, L_L=500\text{pH},$$

$$C_{emp}=6\text{fF}, L_{fil}=115\text{pH}$$

$$Z_{\text{équivalent}} = \left((j L_L w \parallel \frac{1}{j C_{emp} w}) + j L_{fil} w \right) \parallel \left(R_{CO} + \frac{1}{j C_{CO} w} \right)$$

Figure II.48 : Modèle équivalent de la fin de ligne chargée par une self positionnée sur un fil

Grâce à cette self, la résonance va se produire plus bas en fréquence et les phénomènes vont plus facilement être visibles. L'objectif est de se rendre compte si l'augmentation du diamètre du fil fait diminuer les valeurs des composants du modèle équivalent au circuit ouvert (R_{CO} et C_{CO}). De plus, cette configuration démontre l'importance que peut avoir la capacité « d'emplacement ».

L'impédance de charge est tracée sur la Figure II.49.

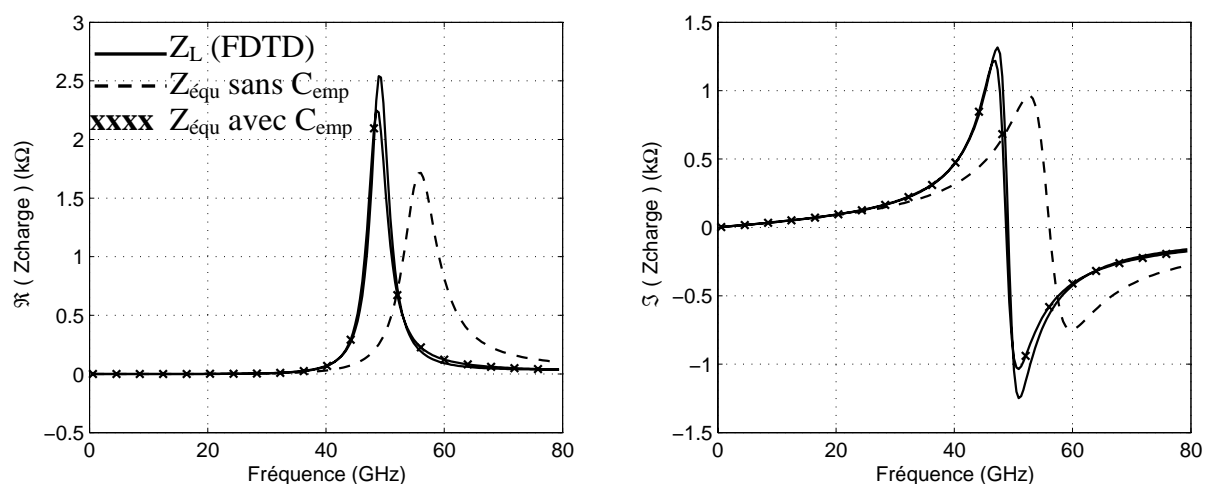


Figure II.49 : Impédance de charge, une self est placée sur le fil

Cette simulation n'a pas mis en évidence de changements dans l'influence du circuit ouvert initial. Les valeurs des composants n'ont pas été modifiées.

Dans ce cas, l'effet de la capacité d'emplacement est très important.

Un récapitulatif des principaux résultats en ce qui concerne l'insertion d'éléments localisés va maintenant être effectué.

IV. 10 Récapitulatif

L'insertion d'un élément localisé dans le maillage FDTD s'accompagne de différents phénomènes qui peuvent être d'origine physique ou numérique. Ils affectent de façon importante la réponse de l'élément de circuit vu dans son environnement global.

Dans le cas d'une ligne microruban chargée, une identification des principaux phénomènes et une quantification de leur influence ont été effectuées. Sur la base de ces résultats, des modèles équivalents circuit ont été présentés. Un rappel de ces modèles est proposé, dans le cas d'une résistance, sur la Figure II.50. Les effets visualisés sont résistifs, capacitifs et inductifs.

Durant toute l'étude, les valeurs des composants des modèles équivalents sont restées inchangées, ce qui implique que les phénomènes se rajoutent les uns aux autres. Il faut toutefois remarquer que ces phénomènes ne sont pas tous déterminants au même moment : cela dépend de la configuration et de la fréquence de travail. Par exemple, l'effet capacitif du circuit ouvert devient critique pour des fréquences élevées et à condition que l'effet inductif du fil ne repousse pas la résonance hors du spectre étudié.

De plus, l'effet inductif du fil est présent même si celui-ci n'est pas totalement discrétisé. Cela signifie que le courant et la tension ne sont pas en phase sur le fil.

Fin de ligne : modélisation EM + CIRCUIT

Modèle circuit équivalent

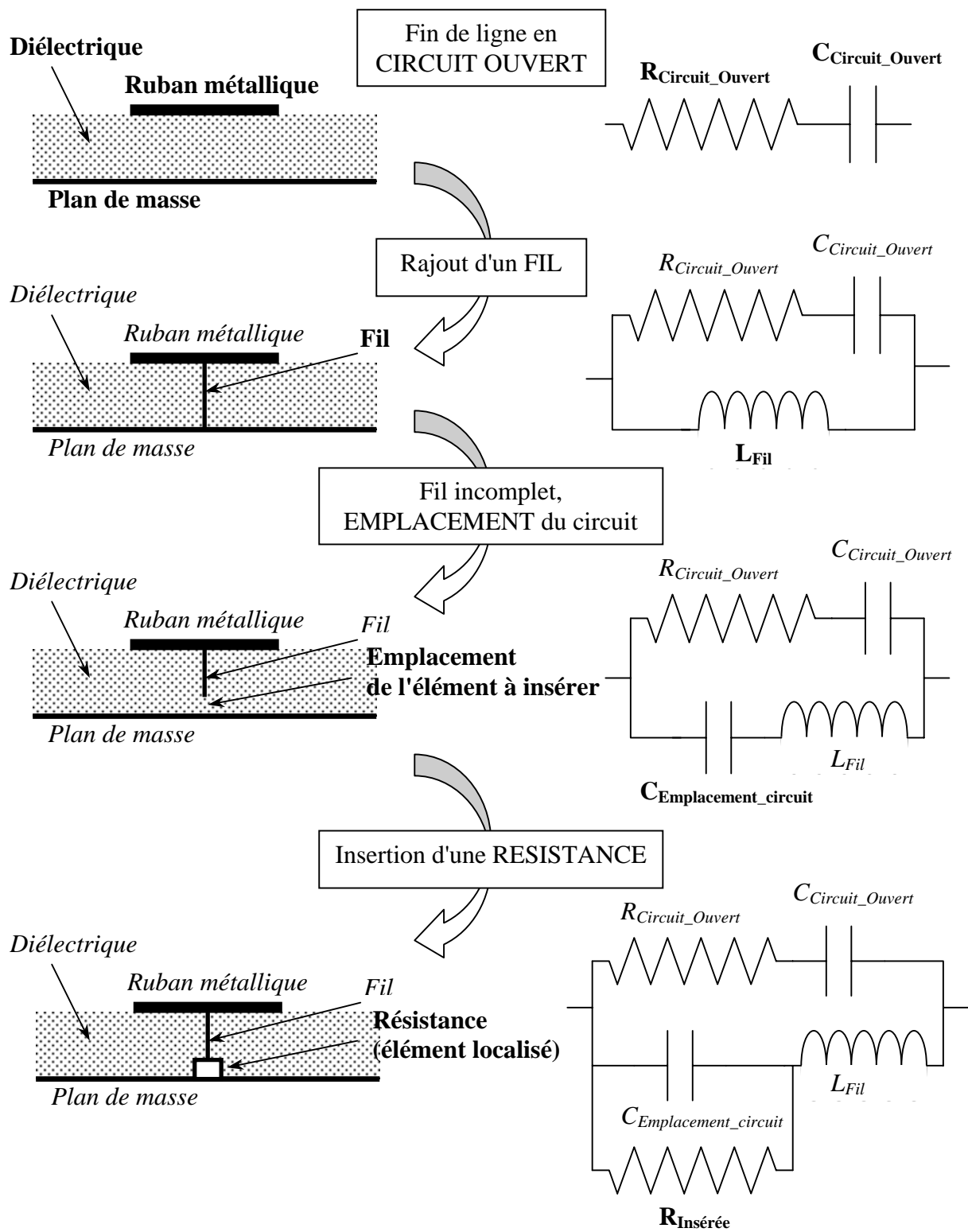


Figure II.50 : Récapitulatif des modèles équivalents circuit

V. CONCLUSION

L'algorithme numérique permettant de modéliser des éléments distribués ainsi que des composants localisés fonctionne correctement. Toutefois, il faut faire attention à sa mise en oeuvre et à son domaine de validité. Ainsi, nous avons pu constater l'importance des instants de calcul des différentes grandeurs. De plus, l'insertion d'un élément localisé s'accompagne de phénomènes parasites visibles dès 10GHz. Pour des fréquences plus faibles, le seul phénomène visible est l'effet inductif du support.

Il est important de signaler que les phénomènes mis en évidence ne sont gênants que pour des modélisations dans des bandes de fréquences élevées. On peut citer par exemple l'effet inductif du fil. Si la fréquence d'étude est plus faible, le maillage est plus gros donc le diamètre des fils est plus important (ce qui est aussi plus réaliste). Ainsi, cela diminue leur self équivalente et ce phénomène n'est plus visible.

Dans l'objectif de décrire le comportement d'un dispositif par l'intermédiaire des éléments localisés, quelques précautions sont donc à prendre : il faut évaluer et prendre en compte l'influence de l'environnement dans lequel est inséré le circuit.

Cependant, il n'est pas nécessaire de réduire les discontinuités ou de répartir la charge. Il faut néanmoins intégrer dans le modèle circuit du dispositif les différents phénomènes parasites dus à l'environnement.

A ce stade de l'étude, une conclusion importante peut-être dégagée : le modèle équivalent du bout de ligne chargée est constitué de celui du circuit ouvert en parallèle avec le/les fils ainsi que les circuits localisés (Figure II.51).

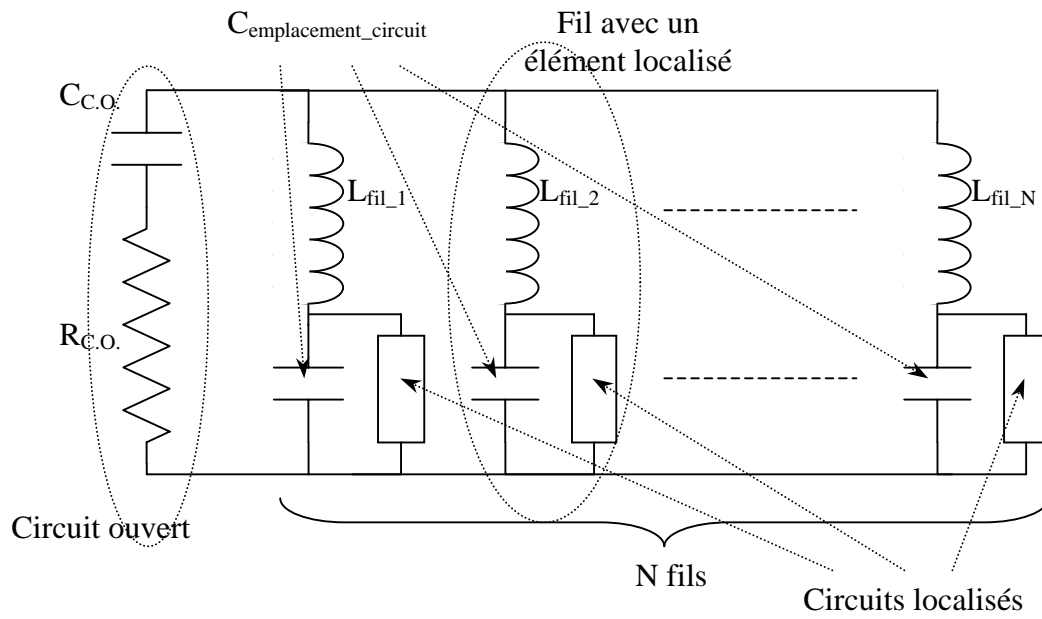


Figure II.51 : Circuit équivalent du bout de ligne chargé par N fils avec N éléments localisés

Les valeurs des composants dépendent essentiellement des caractéristiques de la ligne microstrip utilisée, du nombre et du diamètre des fils et des éléments insérés.

CHAPITRE III

Application en millimétrique : modélisation d'une transition

* * * * *

- **Transition ligne microruban / ligne coaxiale**
- **Influence des principaux défauts de réalisation**
- **Modélisation : impédance équivalente (éléments localisés)**
 - **Ligne parfaitement adaptée**
 - **La transition**

Chapitre III : Transition en millimétrique, modélisation et étude électromagnétique

I. PROBLEMATIQUE

Lors de la conception d'un circuit hyperfréquence telle une antenne, l'étape finale consiste à valider cette dernière par l'expérimentation. Pour cela, il faut avoir accès au système. Ces accès sont réalisés à l'aide de connecteurs. La Figure III.1 présente une photo d'une antenne conçue à l'IRCOM [III.1]. C'est une antenne réseau fonctionnant dans le domaine millimétrique. L'alimentation est réalisée par l'intermédiaire d'une matrice de Butler afin de pouvoir orienter le rayonnement. Les connecteurs réalisent la transition ligne microruban / ligne coaxiale.

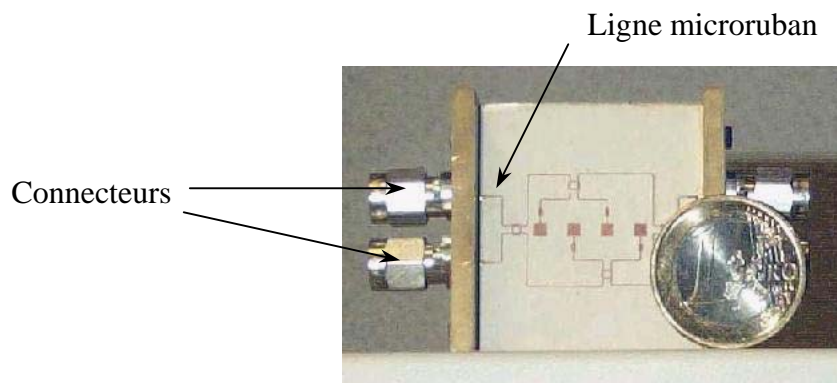


Figure III.1 : Exemple de mise en place de connecteurs sur une antenne

Des connecteurs de 2,92mm ont été utilisés. La mise en place des connecteurs est délicate et demande une grande précision. En effet, il ne faut pas qu'ils viennent perturber le fonctionnement global du dispositif. Les problèmes liés à ce type de connexion augmentent avec la fréquence, on peut citer par exemple le rayonnement au niveau des discontinuités qui n'est plus négligeable.

L'objectif est de comprendre dans quelles mesures ces connecteurs peuvent influencer le fonctionnement d'un dispositif hyperfréquence. De plus, afin de prévoir leur comportement, il faut savoir comment les prendre en compte dans la modélisation.

Ce chapitre comporte principalement deux volets. Le premier consiste en une étude électromagnétique classique de la liaison entre deux lignes de propagation : transition ligne microruban / ligne coaxiale. Cette transition représente la mise en place d'un connecteur (guide coaxial) sur une ligne de transmission microruban. Deux configurations seront analysées : les lignes sont positionnées soit dans le même axe, soit de façon orthogonale. L'intégrité du signal, lors de la transition, est évaluée grâce à un calcul de paramètres [S].

Le second propose une solution afin d'une part, de pouvoir réaliser des études électromagnétiques globales dans le domaine millimétrique et d'autre part, améliorer la modélisation des structures hyperfréquences. Pour cela, les éléments localisés seront utilisés. Ils permettent de prendre en compte, dans un volume de calcul FDTD, des éléments dont les dimensions sont très inférieures à la longueur d'onde. De plus, nous verrons qu'il est possible de remplacer tout ou partie d'un dispositif distribué hyperfréquence par un circuit localisé.

Deux cas seront exposés : l'adaptation d'une ligne de propagation et le remplacement d'une transition. Nous verrons les différents avantages et inconvénients qui découlent de cette technique (ex : difficulté de mise en oeuvre mais diminution du volume de calcul et donc du temps de calcul, modélisation de structures complexes...). Afin de délimiter le domaine de validité de cette méthode, il faudra déterminer dans quels cas on peut l'utiliser et si elle est généralisable à n'importe quelle configuration. Un exemple d'application est le remplacement d'une sous-partie d'un dispositif tel un réseau d'antenne (ex : réseau d'antennes imprimées faisant partie du système MMDS [I.1]).

Une description préliminaire des deux lignes de transmission utilisées dans ce chapitre est réalisée avant de présenter leurs grandeurs caractéristiques.

Toute cette étude se fera sur une très large bande de fréquence allant du continu jusqu'à 80 GHz. Un spectre très large a été choisi afin de montrer la faisabilité de nos méthodes quelle que soit la fréquence. Par la suite, il sera d'autant plus facile de mettre nos techniques en oeuvre pour des bandes de fréquences plus réduites.

II. LES LIGNES DE TRANSMISSION UTILISEES

Avant d'étudier la transition entre les lignes de transmission microruban et coaxiale, une description de la modélisation et des caractéristiques de chaque ligne est effectuée.

II. 1 La ligne microruban

La ligne de transmission est dirigée suivant l'axe x. La largeur du ruban métallique est de $800\ \mu\text{m}$, la hauteur du substrat est de $254\ \mu\text{m}$ et sa permittivité relative est 2,2. L'épaisseur du ruban métallique est égale à la dimension d'une cellule (soit $85\ \mu\text{m}$). Les paramètres de modélisation FDTD sont : $\Delta x=34,9\ \mu\text{m}$, $\Delta y=34,9\ \mu\text{m}$, $\Delta z=85\ \mu\text{m}$, $\Delta t=79,05\text{fs}$.

L'impédance caractéristique de la ligne ainsi que sa permittivité effective sont présentées sur la Figure III.2.

Remarque : les pertes diélectriques ne sont pas prises en compte dans les simulations. Cela permet de ne pas masquer les autres phénomènes. Pour ce type de substrat, la tangente de perte est de l'ordre de 10^{-3} à 10 GHz.

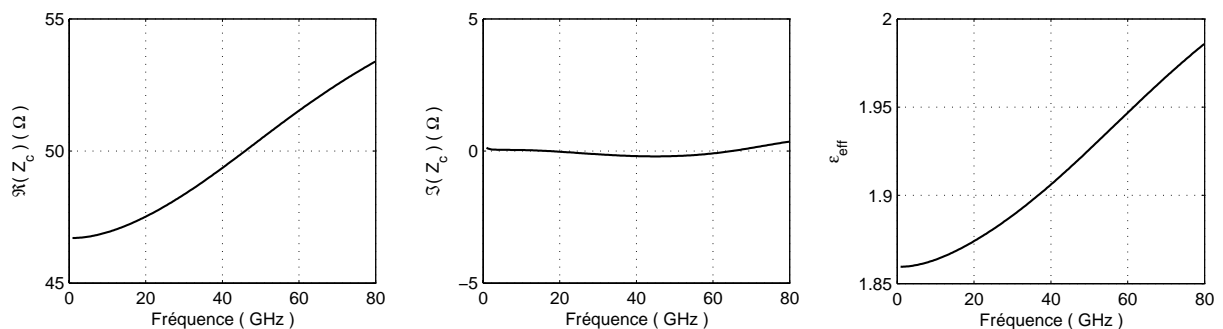


Figure III.2: Impédance caractéristique et permittivité effective de la ligne microruban

L'impédance de la ligne varie de $47\ \Omega$ à $53\ \Omega$ et est de l'ordre de $50\ \Omega$ à 40GHz. La partie imaginaire reste nulle sur toute la bande de fréquence.

La permittivité effective de la ligne varie de 1,85 à 1,97 ; plus la fréquence augmente et plus le champ électromagnétique est concentré sous la ligne, dans le substrat.

Ces grandeurs seront utilisées dans la suite du problème dans de nombreux calculs numériques (paramètre de transmission, impédance ramenée).

II. 2 La ligne coaxiale

La ligne choisie est une ligne $50\ \Omega$ dont la section ainsi que les dimensions sont présentées Figure III.3.

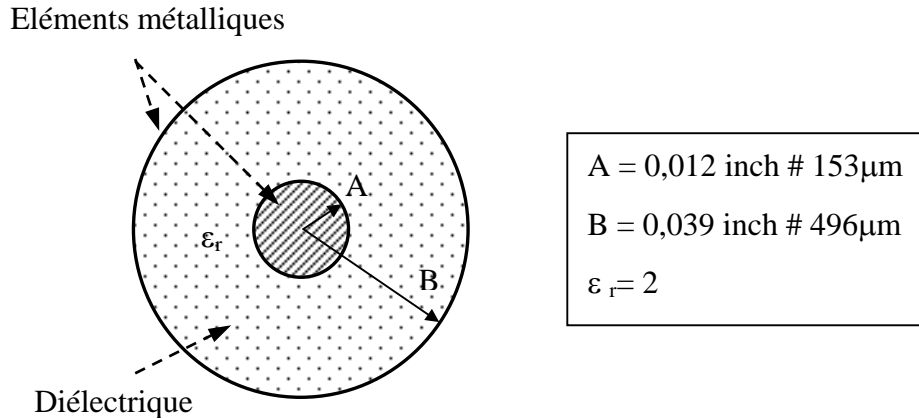


Figure III.3 : Section du guide coaxial

Les deux éléments cylindriques sont concentriques, « A » est le rayon de l'âme centrale et « B » est le rayon de la gaine extérieure. Entre les deux conducteurs, il y a un diélectrique dans lequel est confinée l'énergie électromagnétique.

Afin de diminuer l'effet de la géométrie du maillage et d'avoir une impédance caractéristique qui se rapproche de 50Ω , une discrétisation assez fine va être mise en place. La ligne coaxiale a un rayon extérieur de 15 cellules et un rayon intérieur de 4 cellules. La modélisation de la structure est montrée sur la Figure III.4.

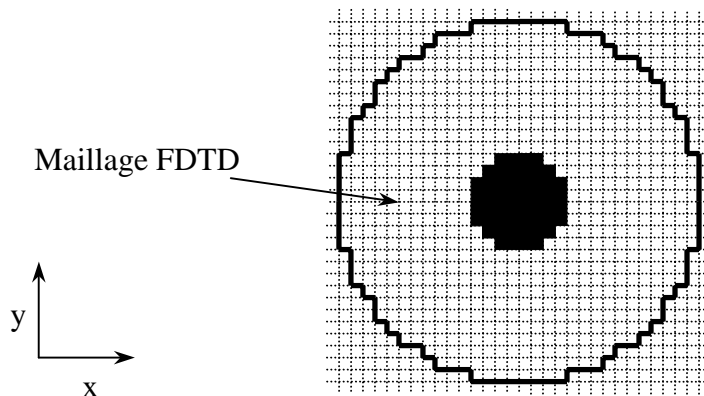


Figure III.4 : Discrétisation de la section de la ligne coaxiale

La ligne est dirigée suivant l'axe z. Pour cette structure, les paramètres FDTD sont : $\Delta x = 34,9\mu\text{m}$, $\Delta y = 34,9\mu\text{m}$, $\Delta z = 85\mu\text{m}$, $\Delta t = 79,05\text{fs}$.

On détermine de la même manière l'impédance caractéristique de ce guide. Les résultats sont présentés sur la Figure III.5.

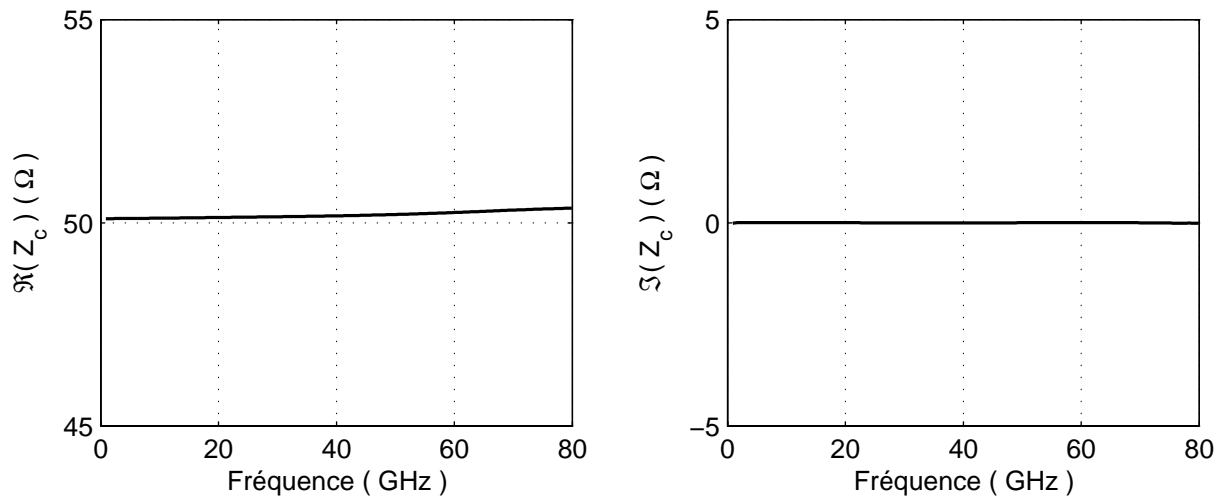


Figure III.5 : Impédance caractéristique du guide coaxial (B=15 et A=4)

La partie réelle de l'impédance caractéristique du guide coaxial reste quasiment constante sur toute la bande de fréquence de l'étude et ne varie que de 0,5%. La partie imaginaire est, quant à elle, nulle : il n'existe qu'une variation de $\pm 0,005\Omega$. Nos calculs numériques n'engendrent donc que très peu d'erreurs sur ce type de dispositif.

Les rayons réels, du guide coaxial modélisé, sont déterminés par comparaison avec les résultats de simulation du guide de diamètre juste inférieur. On trouve :

Rayon de l'âme centrale : $A = 4,35$ mailles # $155\mu\text{m}$

Rayon de la gaine : $B = 14,2$ mailles # $504\mu\text{m}$

On utilisera ce modèle dans la simulation globale de la transition.

II. 3 Transition parfaite entre les lignes

On peut déterminer le coefficient d'adaptation idéal (théorique) calculé à partir des impédances caractéristiques des deux lignes : coaxiale et microruban. La formule analytique utilisée pour l'obtenir est la suivante :

$$S_{11_idéal} = \frac{Z_{C_ligne_coaxiale} - Z_{C_ligne_microruban}}{Z_{C_ligne_microruban} + Z_{C_ligne_coaxiale}}$$

Ce coefficient est celui que l'on obtiendrait si la transition était parfaite, sans discontinuité. Il est représenté sur la Figure III.6.

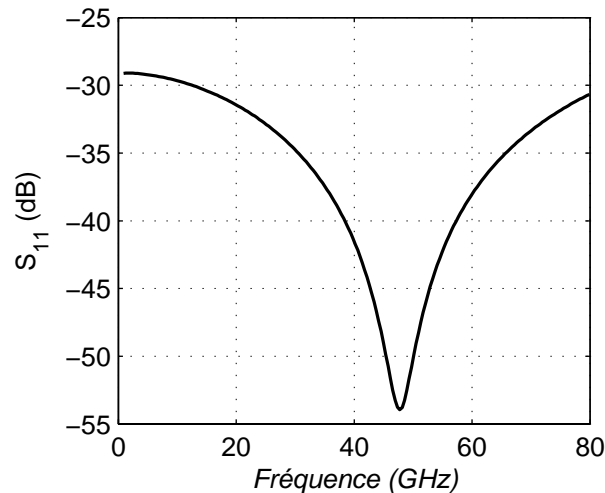


Figure III.6 : coefficient de réflexion idéal entre les deux lignes

Les deux lignes de transmission ont été conçues pour avoir une impédance caractéristique de 50Ω . Elles possèdent exactement la même impédance vers 50GHz ($|S_{11}| < -50\text{dB}$). Si, lors de la connexion, il n'y a pas de discontinuité, le paramètre S_{11} sera très bon et en deçà de -30dB sur toute la bande de fréquence de l'étude. Lors de la modélisation totale de la transition, nous pourrions observer l'influence de la connexion sur le paramètre d'adaptation.

III. ETUDE ELECTROMAGNETIQUE DE LA TRANSITION MICRORUBAN / COAXIALE

Une connexion est la liaison d'au moins deux lignes de transmission de formes différentes. Cette liaison peut générer des discontinuités et donc des pertes dans la transmission du signal.

L'objectif est de mettre en évidence les paramètres qui sont prédominants dans la dégradation du signal dans le cas d'une transition entre deux lignes de transmission : microruban et coaxiale.

L'étude de l'intégrité du signal est réalisée grâce aux calculs des paramètres [S]. Etant donné que le système est réciproque seuls les paramètres d'adaptation S_{11} et S_{22} ainsi que le paramètre de transmission seront tracés ($S_{12}=S_{21}$). Les pertes par rayonnement de la transition ne seront pas présentées car ces grandeurs n'apportent pas d'information supplémentaire.

Afin d'effectuer cette analyse électromagnétique, la transition est entièrement discrétisée. L'entrée et la sortie de la transition sont parfaitement adaptées en les prolongeant dans les couches PML. Cela permet d'adapter parfaitement les lignes. De plus, un maillage variable est utilisé afin de modéliser finement la transition tout en éloignant les plans d'excitation et de calcul des différentes grandeurs.

Dans cette partie, les deux lignes vues précédemment sont assemblées en créant un contact entre les parties métalliques. Du point de vue de la réalisation, il est difficile de joindre électriquement des lignes à deux conducteurs, cela requiert des connecteurs de haute précision, souvent coûteux, afin de réduire ou de compenser l'effet des discontinuités.

Deux contacts ont été envisagés, le premier en plaçant le connecteur sous la ligne (cas n°1) et le second en le plaçant dans le prolongement de la ligne (cas n°2).

Ces deux configurations ont fait l'objet de réalisation, [III.2], afin de quantifier les problèmes qui peuvent en résulter. Ces réalisations ainsi que les mesures qui en découlent sont présentées par la suite. Elles mettrons en évidence les difficultés liées à la mise en place des connecteurs.

III. 1 Cas n°1 : les lignes sont perpendiculaires

Dans un premier temps, on va considérer le cas où le connecteur est placé sous la ligne microruban. La ligne coaxiale est donc perpendiculaire à l'autre ligne.

III. 1.1 Réalisation et mesures

Le dispositif réalisé est constitué d'une ligne microruban 50Ω (identique à celle décrite précédemment) sur laquelle est positionné, à chaque extrémité, un connecteur de 2,92mm. Une photo de cette réalisation est présentée sur la Figure III.7.

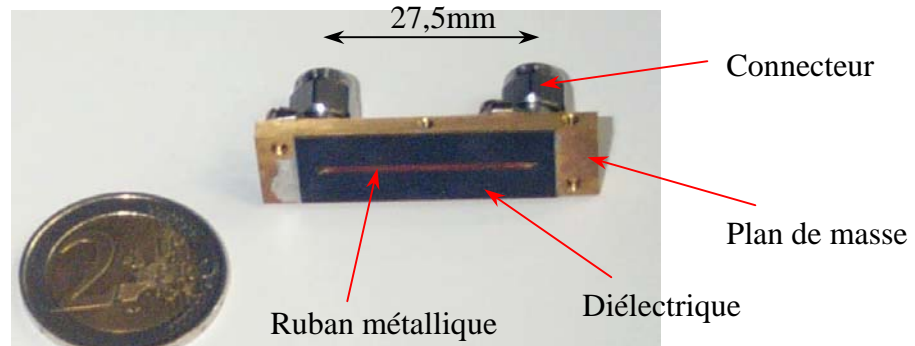


Figure III.7 : Photo d'une réalisation de la transition avec connecteurs perpendiculaires

Les mesures des paramètres [S] ont été réalisées au CREAPE à l'aide d'un analyseur Wiltron pour la bande de fréquences [40MHz-40GHz] et avec un ABmm pour la bande [35GHz-45GHz].

Les coefficients de réflexion sont tracés sur la Figure III.8.

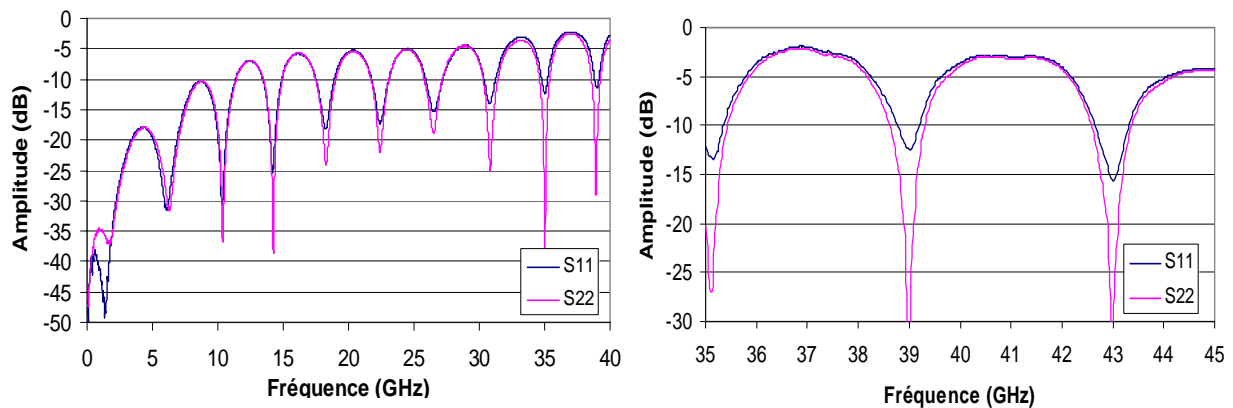


Figure III.8 : Mesures des paramètres d'adaptation de la réalisation, cas 1

Pour les mesures, un port d'accès est connecté à l'analyseur et l'autre est adapté sur une charge 50Ω .

Une forte résonance au niveau de la ligne microruban s'installe. Cela signifie que les connecteurs ne sont pas positionnés de façon idéale et qu'une quantité significative de l'énergie est réfléchi à chaque transition. Le paramètre d'adaptation n'est pas satisfaisant et dépasse globalement -5dB au delà de 20GHz .

Le paramètre de transmission est tracé sur la Figure III.9.

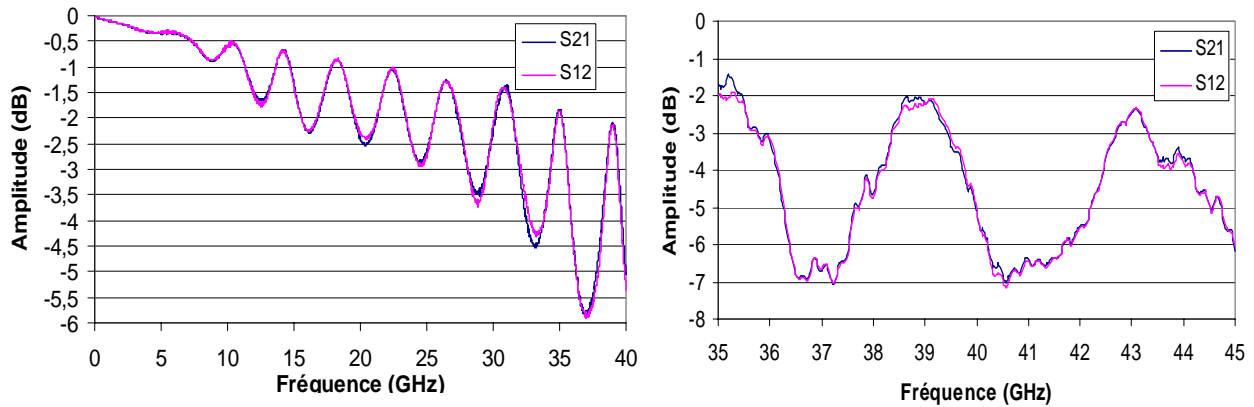


Figure III.9 : Mesures des paramètres de transmission de la réalisation, cas 1

Les pertes d'insertion sont importantes et le coefficient de transmission oscille entre -2dB et -7dB vers 40GHz.

Dans ce cas, les transitions ne sont pas exploitables. Afin que le système ne soit pas perturbé par les connecteurs, il faut déterminer quels sont les paramètres mécaniques de la transition qui provoquent une telle dégradation lors de la transmission du signal.

III. 1.2 Modélisation de la transition

Contrairement à la réalisation, on ne traitera en simulation que le cas avec un seul connecteur. Cela permettra d'alléger la modélisation ; de plus, une extrapolation des résultats obtenus permettra d'avoir une idée précise du comportement du dispositif avec les deux transitions. Les dimensions sont similaires à la réalisation.

La Figure III.10 présente une coupe en vue de profil de la structure globale. Les lignes microruban et coaxiale sont respectivement orientées dans les directions x et z.

Les deux lignes sont centrées l'une par rapport à l'autre et le contact se fait par l'intermédiaire de toute la section de l'âme centrale du guide coaxial.

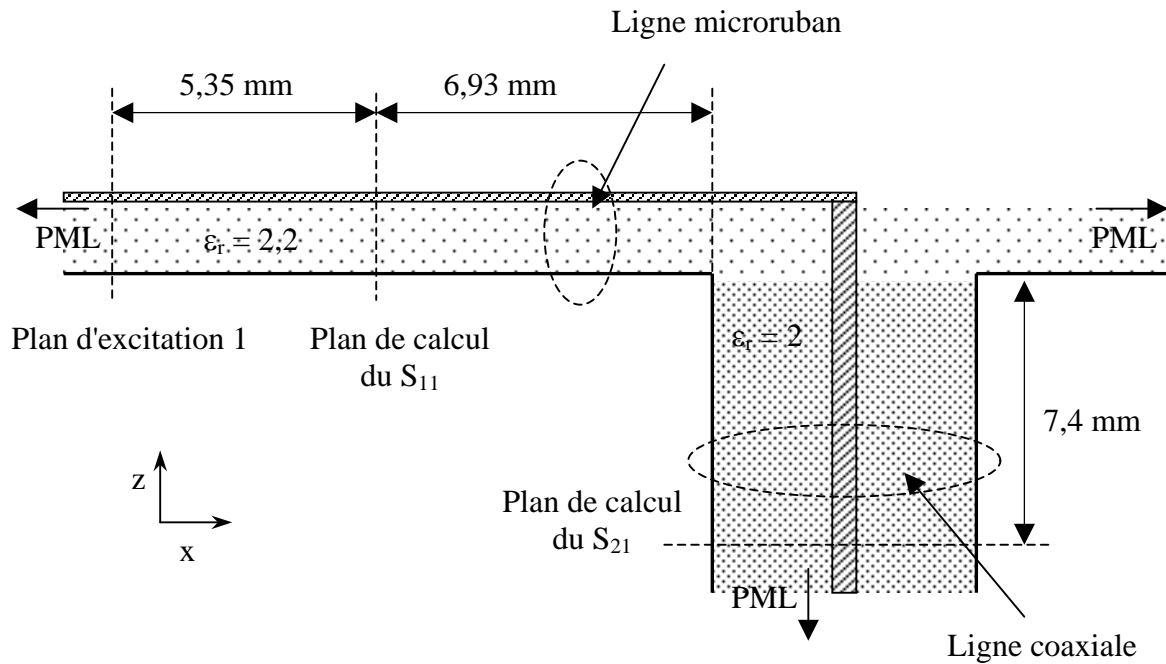


Figure III.10 : représentation schématique de la transition

La position des plans d'excitation et d'observation présentée ci-dessus n'est valable que dans le cas de la propagation du signal de la ligne microruban vers la ligne coaxiale. Dans ce cas, les paramètres S_{11} et S_{21} peuvent être déterminés. Pour calculer l'autre coefficient (S_{22}), il faut inverser la configuration et exciter la ligne coaxiale. Il existe alors trois plans particuliers : le plan de l'excitation, celui du calcul du S_{22} et celui de la discontinuité. Ces plans sont séparés respectivement de : 4,1mm et 3,3mm.

Chacune des lignes est adaptée dans les couches absorbantes PML. Dans le but de diminuer le volume de calcul ainsi que le temps de calcul, on se sert d'un plan de symétrie qui existe dans l'axe de la structure.

Pour finir avec la description du dispositif, la Figure III.11 montre la modélisation 3D des différentes parties métalliques du système. La transition en perspective est présentée avec une symétrie.

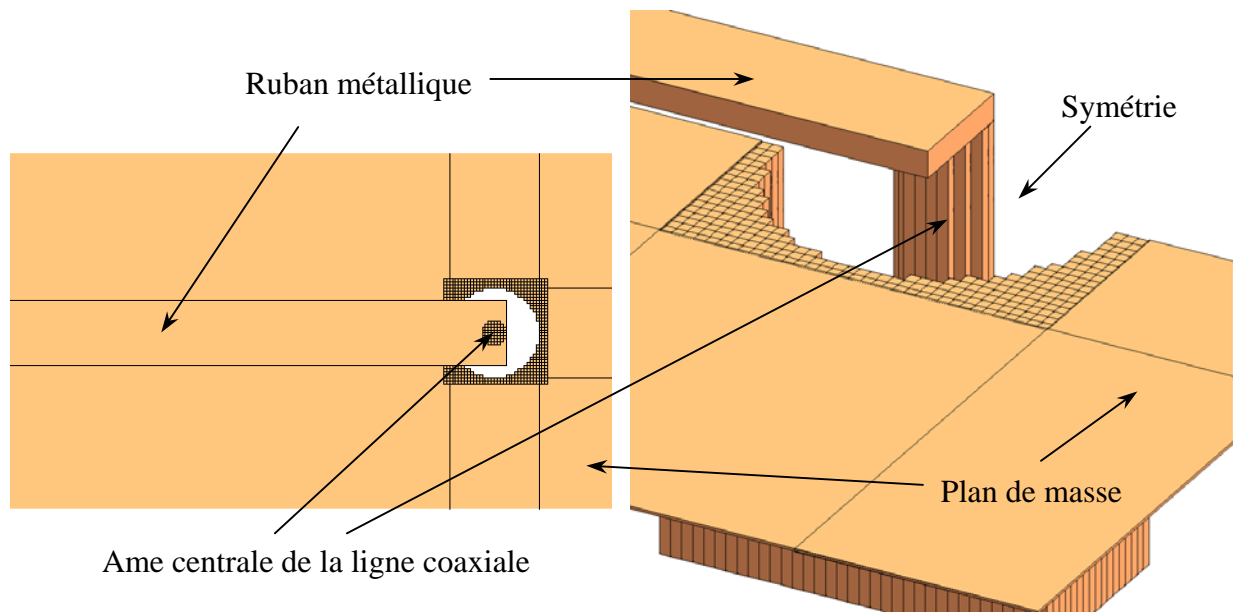


Figure III.11 Vue de dessus et perspectives des parties métalliques de la modélisation 3D de la transition

La simulation permet de calculer les coefficients de réflexion et de transmission. Ils sont tracés sur la Figure III.12. Une comparaison avec le coefficient idéal (cf Figure III.6) calculé à partir des impédances caractéristiques des deux lignes peut être effectuée.

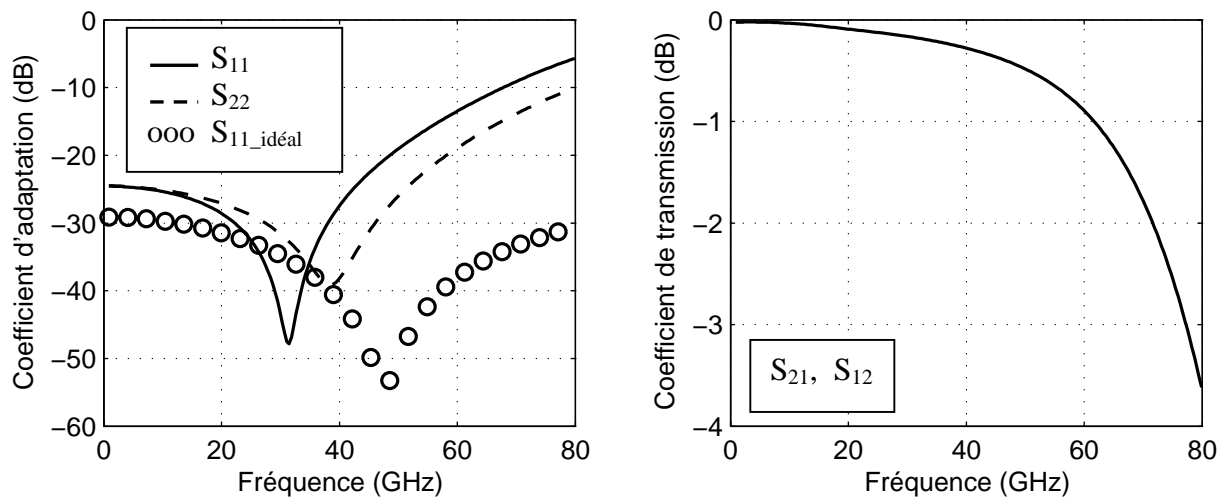


Figure III.12 : Paramètre d'adaptation de la transmission (cas 1), comparaison avec le cas idéal

La différence entre les courbes représentant les coefficients d'adaptation issus de la simulation (S_{11} et S_{22}) et le paramètre idéal ($S_{11_idéal}$) montre l'influence des discontinuités lors de la connexion entre les deux lignes.

La transition est presque parfaite jusqu'à 40GHz : les coefficients de réflexion restent inférieurs à -25dB et les pertes d'insertion sont en deçà de 0,3dB. On peut estimer que, dans ces conditions, si la ligne avait été modélisée avec deux transitions (de façon identique à la réalisation), il n'y aurait quasiment pas d'énergie réfléchie avant 40GHz et les pertes d'insertion seraient inférieures à 0,6dB. Il existe donc bien une différence entre simulation et réalisation où le signal se dégrade beaucoup plus bas en fréquence. Cela signifie qu'il existe une marge d'amélioration importante en ce qui concerne nos réalisations.

Au delà de 40GHz, ces paramètres se dégradent et la transition engendre des pertes. Ce type de transition n'est pas adaptée pour fonctionner au delà de 50GHz. Ces pertes ont pour principale origine un rayonnement au niveau des discontinuités. Pour se faire une idée de leurs variations, elles sont calculées de la façon suivante :

$$P_{\text{rayonnée}} = 10 * \log (1 - P_{\text{réfléchi}} - P_{\text{transmise}}), \text{ en dB}$$

avec :

$$P_{\text{réfléchi}} = |S_{11}|^2, \text{ en linéaire}$$

$$P_{\text{transmise}} = |S_{21}|^2, \text{ en linéaire}$$

La quantité d'énergie perdue est tracée sur la Figure III.13.

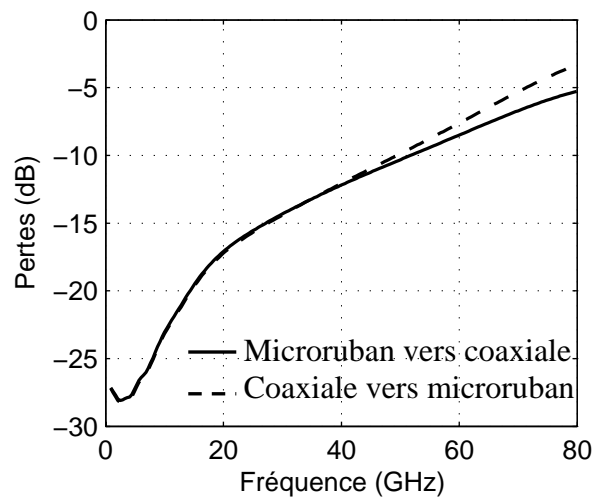


Figure III.13 : Quantité d'énergie perdue, par rayonnement, de la transition (cas 1)

La quantité d'énergie qui est rayonnée augmente avec la fréquence. Jusqu'à 40GHz, il n'y a pas de différence suivant l'accès d'excitation.

Une étude sur quelques défauts qui peuvent survenir lors de la réalisation est ensuite effectuée afin de pouvoir mieux maîtriser les prochaines réalisations.

III. 2 Influence des principaux défauts de réalisation, cas 1

Si la connexion est parfaitement réalisée, les résultats précédents démontrent qu'en dessous de 50GHz le signal ne se dégrade pas. Cependant, si lors de la réalisation des imperfections subsistent, il peut en être autrement. Deux types de problèmes peuvent apparaître : erreurs de positionnement ou défauts de contact d'une ligne par rapport à l'autre.

Remarque : s'il n'y a pas de contact entre les éléments métalliques (pas de soudure), le signal ne peut pas se propager. Ce cas ne sera donc pas observé.

III. 2.1 Défaut dans la position longitudinale du connecteur

On déplace le connecteur dans l'axe de la ligne microruban (Figure III.14). Dans la position de départ, le contact se fait par les arêtes puis il passe sous la ligne. Les paramètres S pour sept positions sont comparés. Chaque position du connecteur est séparée de $139,6\mu\text{m}$ de la précédente.

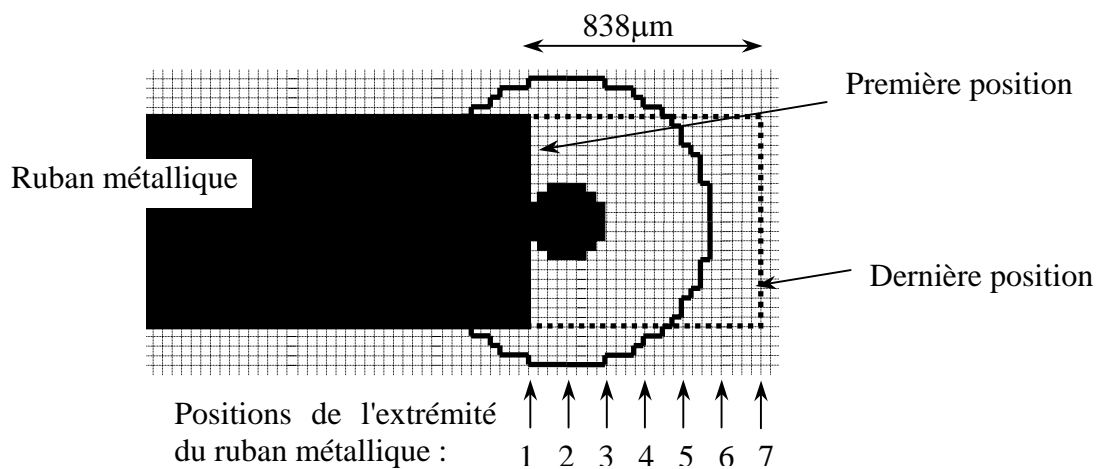


Figure III.14 : Défaut de positionnement longitudinal du connecteur, vue de dessus

La Figure III.15 présente les coefficients de réflexion S_{11} et S_{22} relatifs à cette transition. Les deux paramètres évoluent de la même manière.

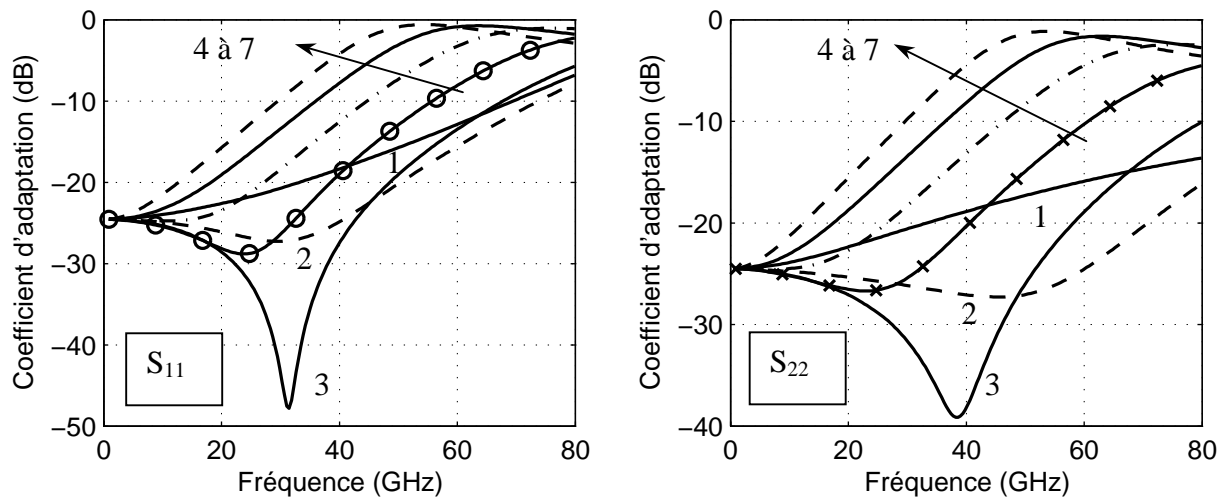


Figure III.15 : Paramètres S_{11} et S_{22} de la transition en fonction de la position longitudinale du connecteur

Plus le connecteur est placé sous la ligne et plus le coefficient de réflexion est important. Ainsi, à 40GHz, on passe d'une adaptation très bonne ($|S_{11}| < -20\text{dB}$) lorsque le ruban métallique ne dépasse pas la pinoche (positions 1, 2 et 3) à une adaptation médiocre ($|S_{11}| \approx -4\text{dB}$) lorsque la ligne dépasse de $558\mu\text{m}$ (position 7).

Le paramètre de transmission est tracé sur la Figure III.16

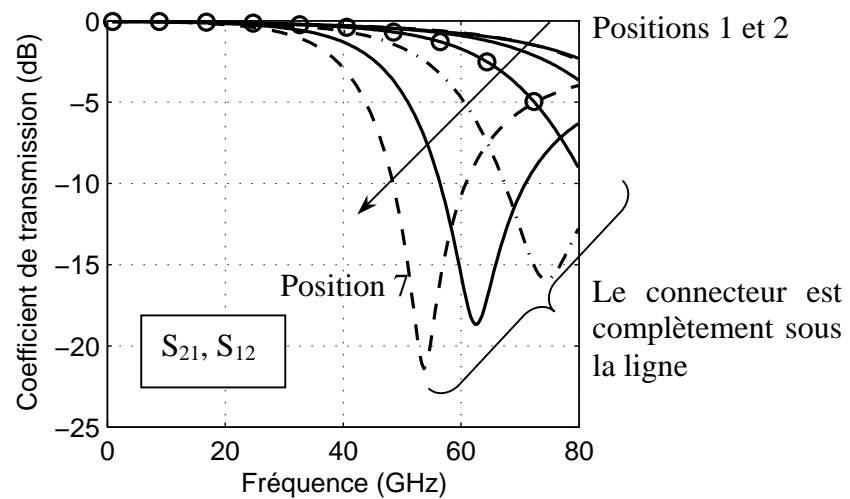


Figure III.16 : Paramètres de transmission de la transition en fonction de la position longitudinale du connecteur

Les pertes d'insertion augmentent significativement lorsque le connecteur n'est pas placé en bout de ligne.

Cela s'explique par le fait que la partie du ruban métallique qui dépasse peut être comparée à un « stub de désadaptation ». Ainsi, l'impédance du circuit ouvert de la ligne microruban ramenée dans le plan de la transition vient perturber fortement l'adaptation.

Plus le connecteur est sous la ligne et plus cette désadaptation apparaît bas en fréquence. De plus, le pic de désadaptation a lieu lorsque l'impédance ramenée du circuit ouvert se rapproche d'un court circuit. Dans un cas idéal, cela signifierait que la ligne microruban doit dépasser d'une distance environ égale à : $\lambda/4$ (soit $979\mu\text{m}$ à 55GHz). Dans notre cas, cette distance est inférieure : $558\mu\text{m}$ pour le pic à 55GHz .

Cette différence peut s'expliquer de deux façons. D'une part parce que, aux fréquences millimétriques, le circuit ouvert de la fin de la ligne microruban n'est pas parfait. Cela implique que l'impédance qui est ramenée au niveau du connecteur ne correspond pas à un court circuit. Cependant, plus la fréquence est basse et plus le court circuit est vu comme idéal. D'autre part, le connecteur n'est pas ponctuel et la partie du ruban métallique qui est au dessus n'est plus référencée à un plan de masse. Les caractéristiques de la ligne en sont donc localement modifiées.

En conclusion, les positions qui offrent le moins de pertes d'insertion sur toute la bande de fréquence sont celles qui correspondent au connecteur qui n'est pas encore passé entièrement sous la ligne. Il faut donc positionner le connecteur juste au bout de la ligne de transmission. Dans ce cas, l'impédance présentée au guide coaxial est bien celle de la ligne microruban.

III. 2.2 Position transversale

La seconde difficulté est le positionnement transversal du connecteur par rapport à la ligne microruban. La Figure III.17 représente les emplacements extrêmes du connecteur. Les paramètres S sont calculés pour quatre positions chacune séparée de $104,7\mu\text{m}$. La position n°1 est celle pour laquelle le connecteur est centré.

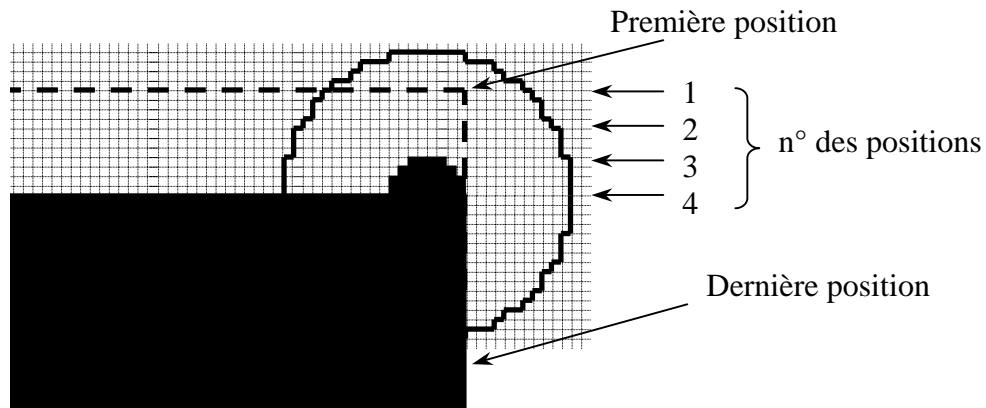


Figure III.17 : Défaut de positionnement transversal du connecteur, vue de dessus

Les paramètres S_{11} et S_{22} de la transition en fonction de la position transverse du connecteur sont tracés sur la Figure III.18.

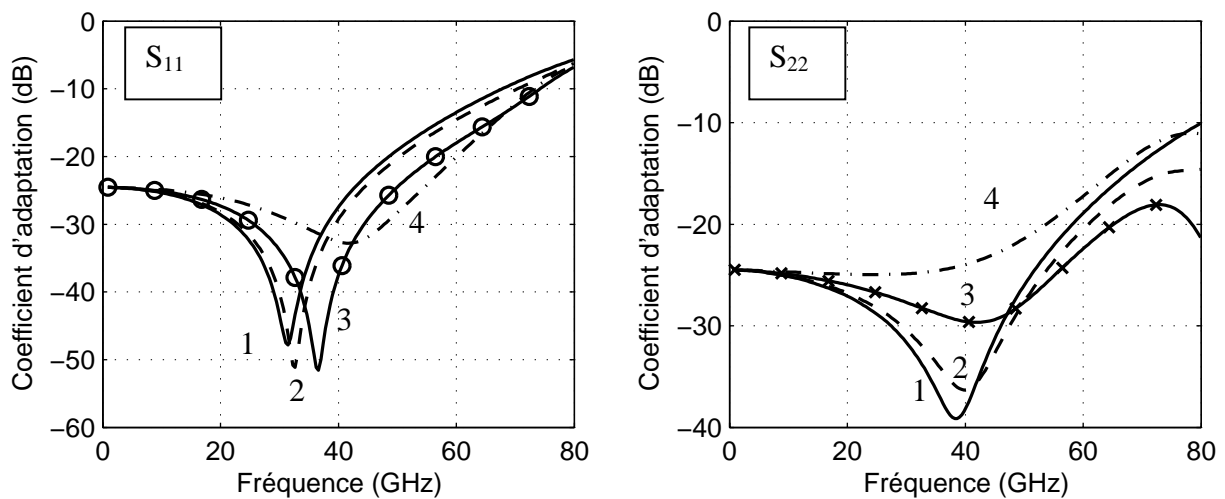


Figure III.18 : Influence du positionnement transverse du connecteur : S_{11} , S_{21} et pertes

Une erreur de positionnement transverse n'affecte pas l'adaptation au niveau de la transition. On peut donc considérer que dans ce cas il n'y a pas de rupture d'impédance.

Le paramètre de transmission est tracé sur la Figure III.19.

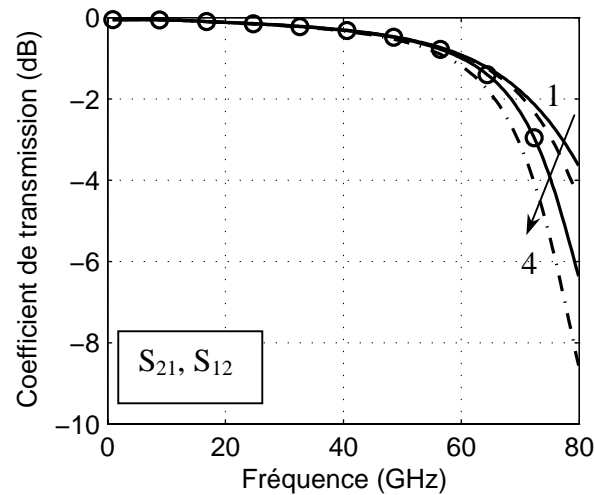


Figure III.19 : Influence sur le paramètre de transmission du positionnement transverse du connecteur

Avant 50GHz, les pertes d'insertion restent très faibles quelque soit l'erreur de positionnement transverse entre les deux lignes. Pour des fréquences supérieures, le paramètre de transmission se dégrade. En effet, les discontinuités sont plus importantes lorsque les lignes sont désaxées et le rayonnement n'est plus négligeable à ces fréquences. Au delà de 50GHz, il y a donc une dégradation de la transmission au profit du rayonnement.

III. 2.3 Gap d'air entre les deux diélectriques

Observons maintenant l'effet d'un gap d'air entre les deux diélectriques : celui de la ligne coaxiale est en retrait. Ce défaut de réalisation est présenté sur la Figure III.20.

Il n'y a pas de contact entre les isolants des lignes de transmission et la dimension du gap ainsi créé va de $0\mu\text{m}$ pour la première position à $765\mu\text{m}$ pour la quatrième position. Chaque cas est séparé de $255\mu\text{m}$.

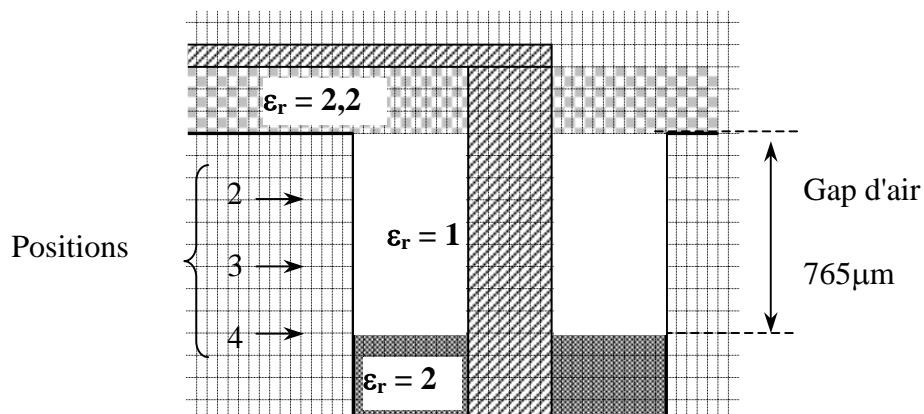


Figure III.20 : Gap d'air entre les deux diélectriques

Les paramètres de réflexion caractérisant la transition pour ces différentes positions sont tracés sur la Figure III.21.

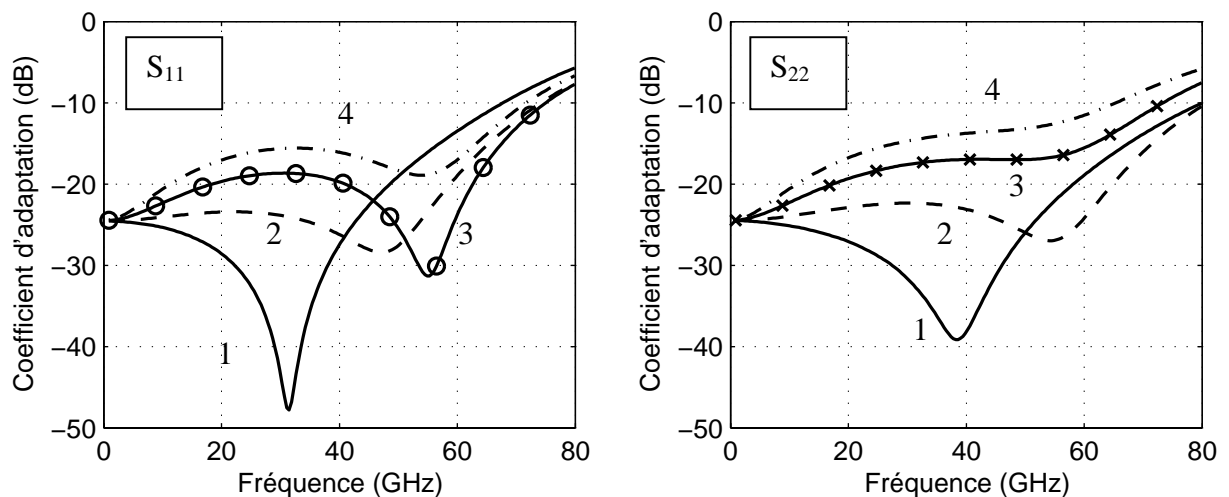


Figure III.21 : Gap d'air entre les diélectriques : influence sur le paramètre de réflexion

Le gap d'air perturbe légèrement l'adaptation entre les deux lignes. Dans le pire des cas (gap d'air de 765µm), le coefficient de réflexion est de -14dB à 40GHz. On peut remarquer que la cavité, ainsi formée, crée une nouvelle résonance : ce phénomène est visible pour la position 3 vers 55GHz.

Le coefficient de transmission est représenté sur la Figure III.22.

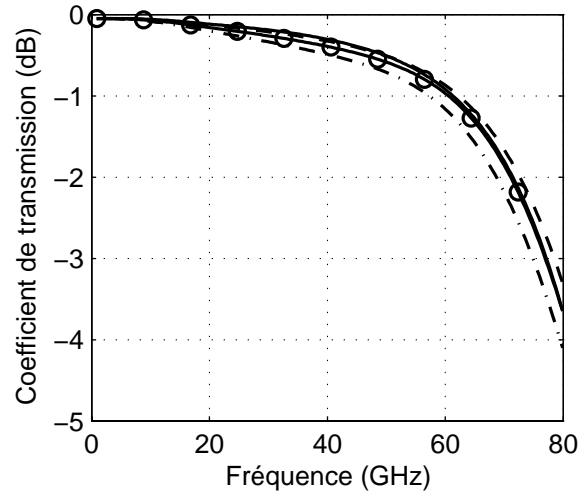


Figure III.22 : Gap d'air entre les diélectriques : influence sur la transmission

Le paramètre de transmission n'est quasiment pas dégradé : les pertes d'insertion sont inférieures à 0,5dB à 40GHz.

Il faut toutefois noter que la permittivité des diélectriques est faible et qu'il n'y a donc pas un écart important avec celle de l'air. Si la différence de permittivité avait été forte, on peut supposer qu'il y aurait eu une réflexion beaucoup plus grande à l'interface air / diélectrique.

III. 2.4 Gap d'air autour de la pinoche

La dernière configuration à être testée pour cette transition permet de déterminer l'influence de la largeur du trou réalisé dans le substrat de la ligne microruban afin de faire passer la pinoche. Le schéma de ce défaut est présenté sur la Figure III.23.

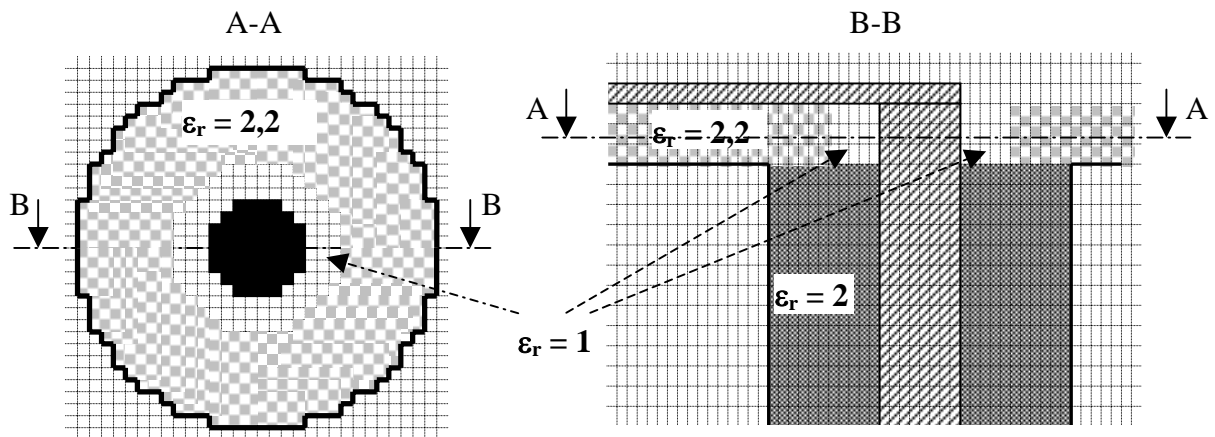


Figure III.23 : Gap d'air autour de la pinoche

Le rayon du trou varie de $155\mu\text{m}$ (rayon de la pinoche) à $364\mu\text{m}$ par pas de $69,8\mu\text{m}$. Les paramètres S_{11} et S_{22} sont tracés sur la Figure III.24. La première position est celle pour laquelle le trou réalisé est exactement de la taille de l'âme centrale de la ligne coaxiale.

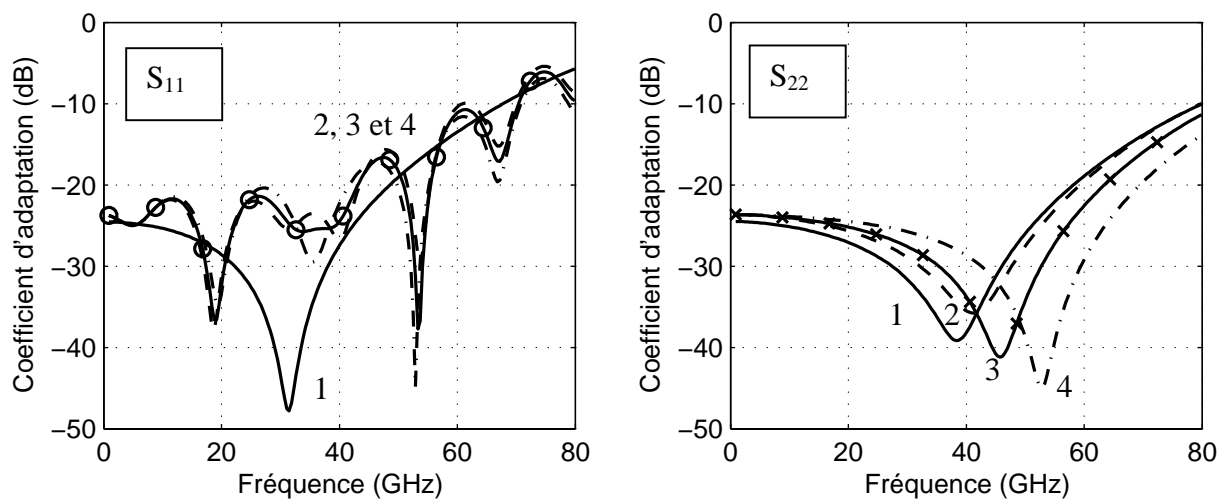


Figure III.24 : Gap d'air autour de la pinoche : coefficient de réflexion

Le gap d'air provoque, dans le sens microruban vers coaxiale, de multiples résonances qui ne viennent pas perturber la transmission du signal. Le coefficient de transmission est présenté sur la Figure III.25.

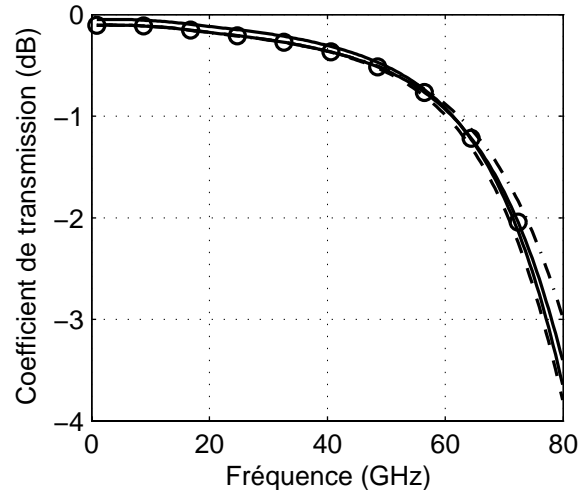


Figure III.25 : Gap d'air autour de la pinoche : paramètre de transmission

Les pertes d'insertion varient de façon identique dans tous les cas. Un gap d'air autour de la pinoche, dans le substrat de la ligne microruban, ne vient pas perturber les qualités de la transition.

Il faut remarquer, à l'instar du cas précédent, que si les diélectriques avaient une permittivité plus importantes, il y aurait probablement eu une réflexion plus grande aux interfaces avec l'air.

III. 2.5 Conclusion

Ces premiers résultats permettent de quantifier l'influence des principaux défauts qui peuvent survenir lors de la réalisation de la transition. Il semble que le facteur prédominant dans la dégradation du signal soit un problème de positionnement longitudinal du connecteur. Dans ce cas, le bout de ligne microruban fait office de « stub de désadaptation » et la transmission du signal peut en être fortement dégradée vers 40GHz.

A cette fréquence, les autres défauts n'augmentent pas les pertes de manière significative.

III. 3 cas n°2 : les lignes de propagation sont dans le même axe

Dans ce paragraphe, les deux lignes de transmission sont connectées dans le même axe. Le signal ne change donc pas de direction de propagation lors de la transition d'une ligne

à l'autre. Les dimensions des lignes n'ont pas changé et leurs caractéristiques restent identiques.

III. 3.1 Réalisation et mesure

La Figure III.26 présente une réalisation d'une ligne microruban terminée à chaque extrémité par un connecteur.

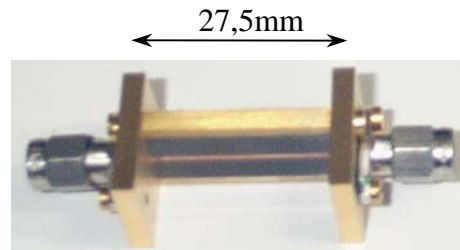


Figure III.26 : Réalisation d'une ligne microruban dont les accès sont dans le même axe

Les mesures des paramètres de réflexion sont présentées sur la Figure III.27.

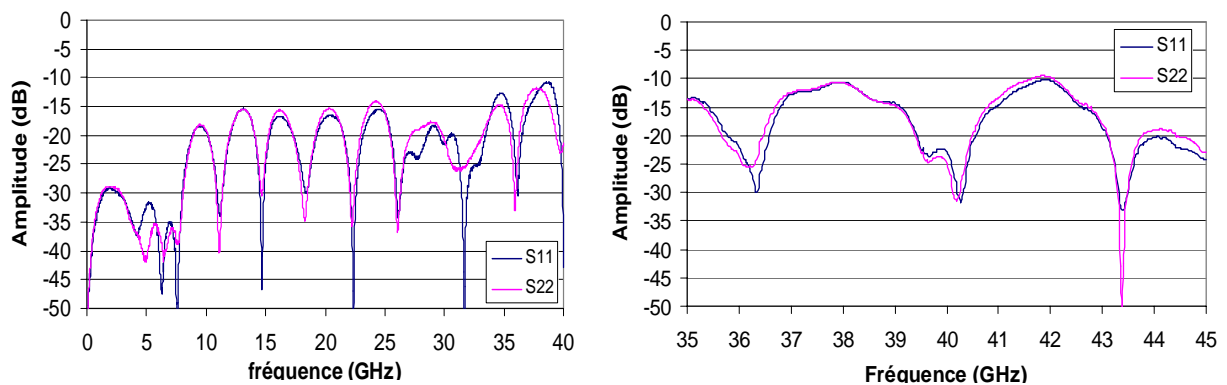


Figure III.27 : Mesures des paramètres d'adaptation de la réalisation, cas 2

Le coefficient de réflexion reste en dessous de -10dB jusqu'à 45GHz. Les résultats sont meilleurs que pour la réalisation précédente. En effet, le fait que les deux lignes soient colinéaires facilite la transmission du signal. La mise en place du connecteur est donc un peu moins critique.

Le coefficient de transmission est représenté sur la Figure III.28.

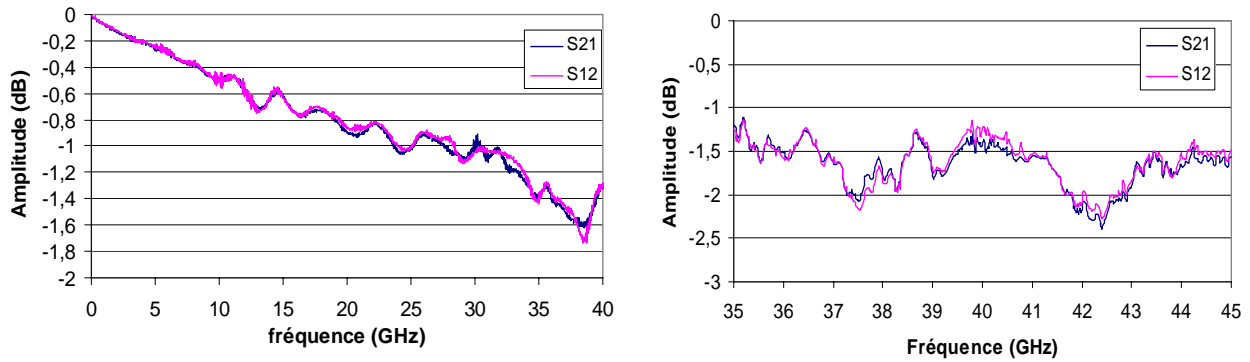


Figure III.28 : Mesures des paramètres de transmission de la réalisation, cas 2

Les pertes d'insertion sont de l'ordre de 1,6dB vers 40GHz. Ce résultat est tout à fait satisfaisant puisque cela ne représente que 0,8dB de perte par connecteur. Afin de savoir si nous disposons d'une marge de progression, une étude électromagnétique est menée sur cette transition.

III. 3.2 Modélisation de la transition

Le schéma de la transition, vue en coupe, ainsi que quelques dimensions sont présentés sur la Figure III.29.

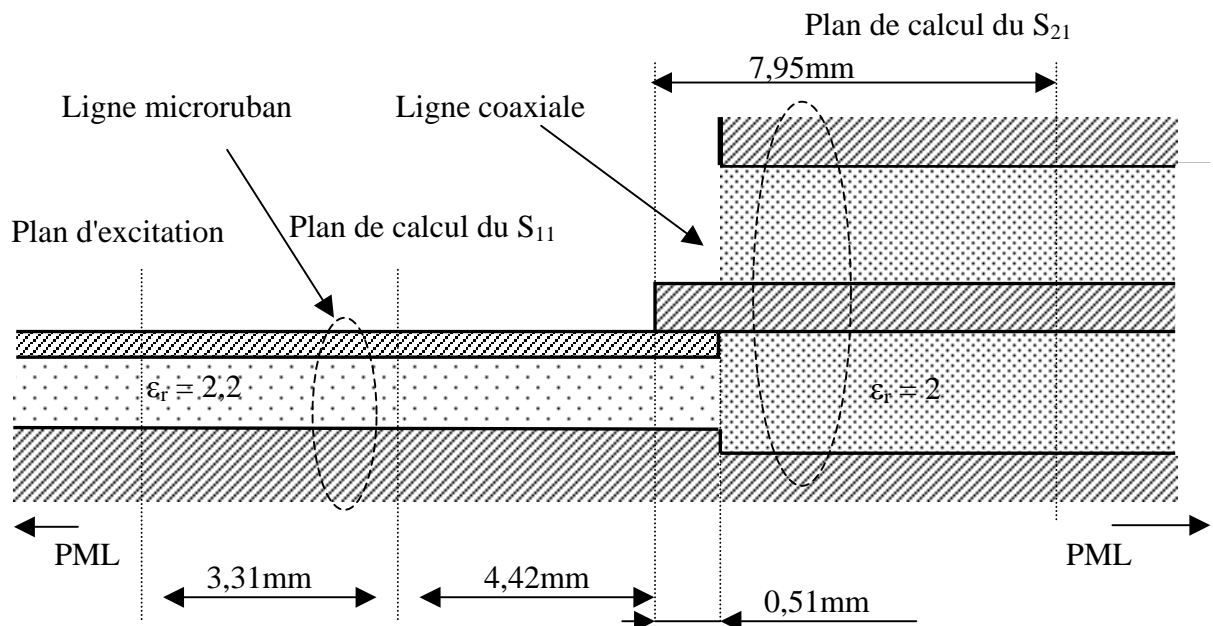


Figure III.29 : Schéma de la transition, les lignes sont dans le même axe

La longueur de contact entre le ruban métallique et la pinoche a été choisie arbitrairement. Les deux lignes sont parfaitement centrées et il n'y a pas de problème de contact.

Dans le cas où c'est la ligne coaxiale qui est excitée, les plans d'excitation, de calcul du S_{22} et de la transition sont séparés de : 4,55mm et 3,4mm.

La Figure III.30 présente une vue en 3D de la modélisation globale de la structure.

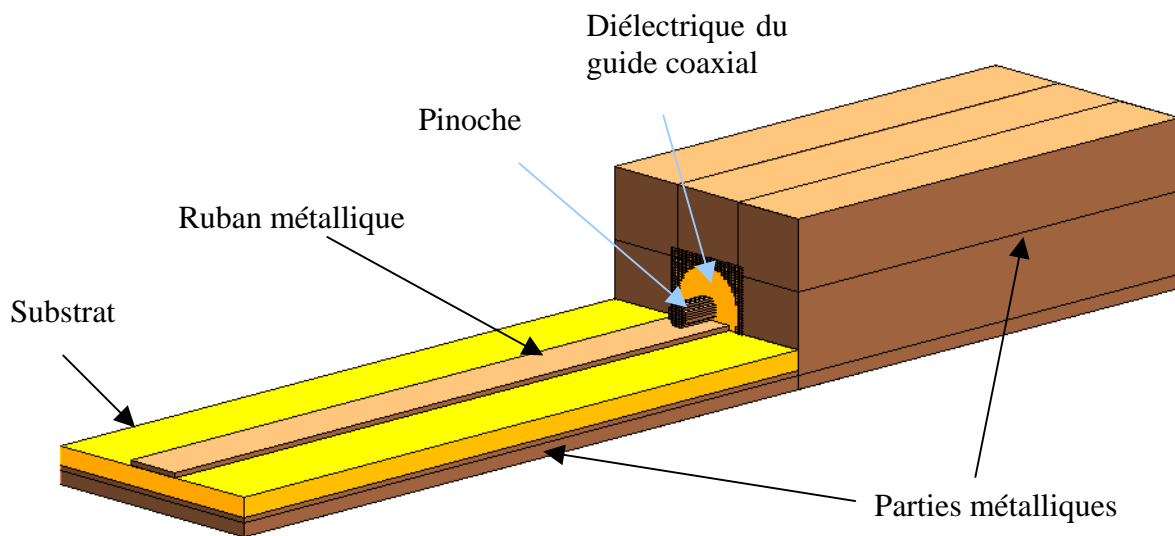


Figure III.30 : Modélisation de la transition, les deux lignes sont dans le même axe

Un agrandissement du contact entre les deux lignes est effectué sur la Figure III.31. Sur cette figure, seules les parties métalliques sont représentées.

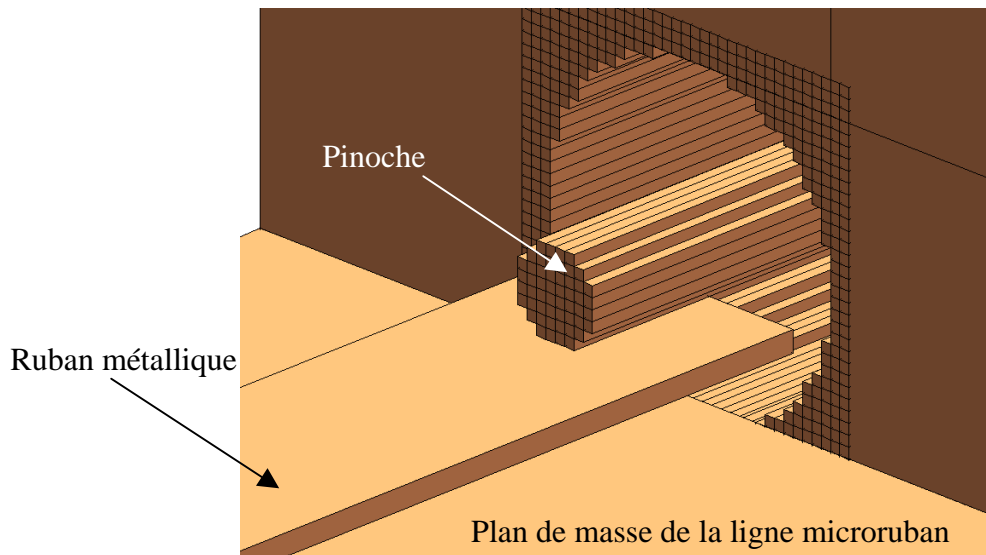


Figure III.31 : Zoom sur les parties métalliques de la transition

Les coefficients de réflexion de cette transition sont comparés avec le coefficient de réflexion idéal sur la Figure III.32.

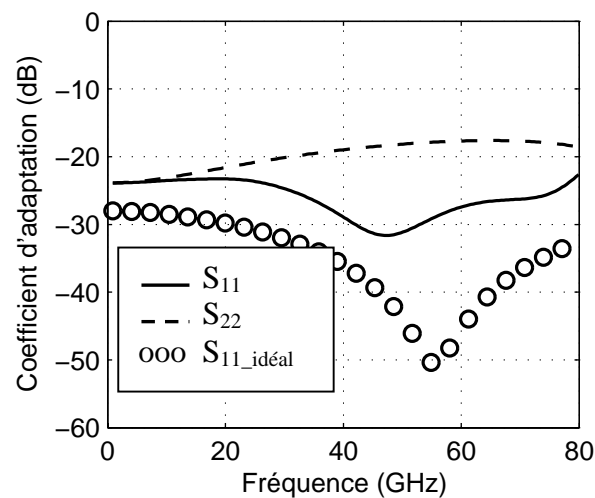


Figure III.32 : Coefficients de réflexion simulés et idéal de la transition

Ce type de transition permet une propagation du signal presque idéale, les paramètres S_{11} et S_{22} restent en dessous de -18dB sur toute la bande de fréquence. Nous allons maintenant vérifier que le signal est correctement transmis et qu'il n'y a que peu de pertes.

La Figure III.33 présente la proportion d'énergie transmise ainsi que celle qui est perdue.

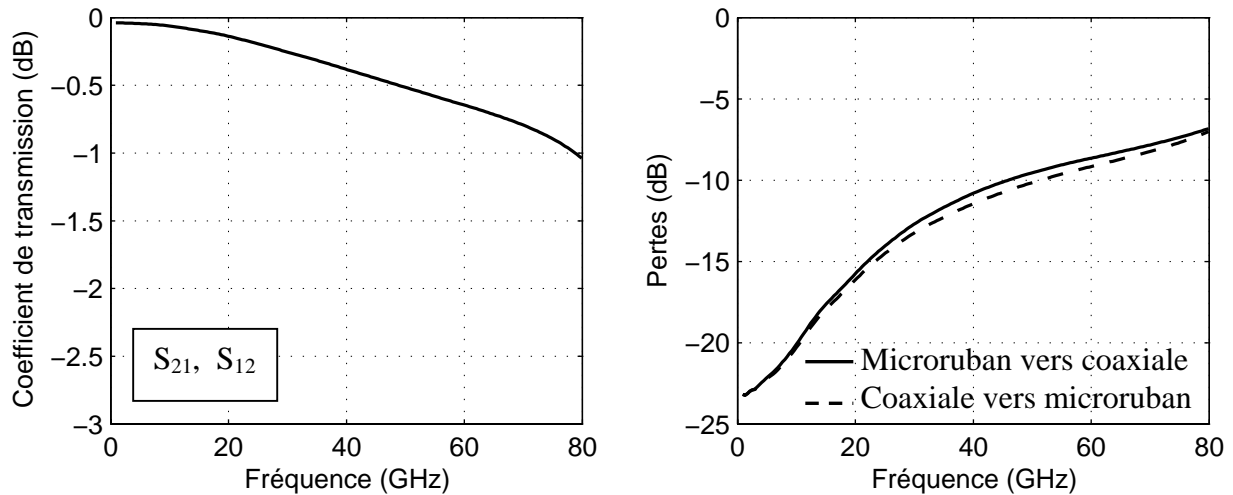


Figure III.33 : Quantités d'énergie transmise et perdue par rayonnement

Les coefficients de transmission chutent de quelques dixièmes de dB : une grande partie de l'énergie est transmise au second guide. L'énergie rayonnée reste faible et ne dépasse pas 6% à 40GHz. Ces pertes, dues au rayonnement, sont faibles car la transition n'offre que peu de discontinuité.

Ce type de transition permet donc une propagation du signal optimale pour des fréquences allant jusqu'à 50GHz.

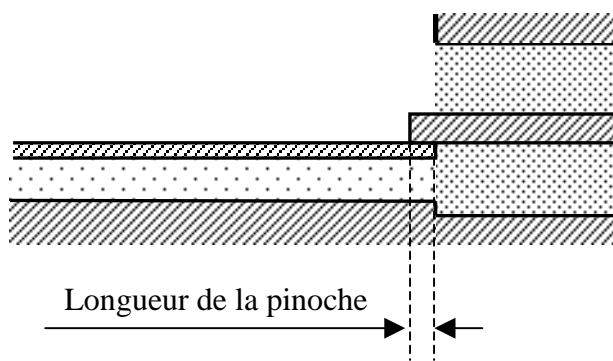
Les pertes d'insertion sont de l'ordre de -0,4dB. Les résultats de simulation sont donc assez proches de ceux trouvés par l'expérimentation (-0,8dB).

Il faut toutefois identifier les différents paramètres qui peuvent intervenir dans la dégradation du signal. Une étude sur différents défauts est effectuée.

III. 4 Influence des principaux défauts de réalisation, cas 2

III. 4.1 Influence de la longueur de contact entre les lignes

Afin que le signal se propage, il faut créer un contact entre les différents conducteurs. L'influence de la longueur de contact (cela correspond à la soudure) entre le ruban métallique et l'âme centrale du guide coaxial va être évaluée. Le schéma de simulation est présenté sur la Figure III.34.



On fait varier la longueur de contact entre le ruban métallique et la pinoche en modifiant la longueur de cette dernière. Elle varie de $0\mu\text{m}$ à $1020\mu\text{m}$ par pas de $255\mu\text{m}$.

Figure III.34 : Longueur de contact entre les deux conducteurs

Ce contact peut donc s'apparenter à la soudure entre les deux métaux. Les paramètres de réflexion, en fonction de cette longueur, sont présentés sur la Figure III.35.

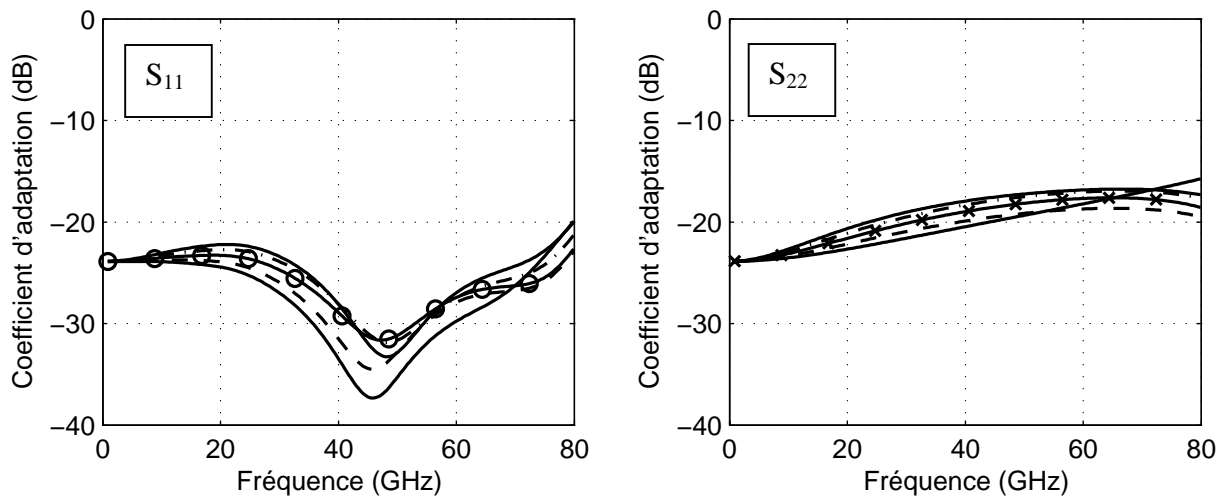


Figure III.35 : Longueur de la pinoche : influence sur la réflexion

La longueur de contact entre les deux conducteurs ne perturbe en rien la transition. En ce qui concerne le coefficient de réflexion, il y a un écart de 3dB autour de -20dB sur toute la bande de fréquence.

Le paramètre de transmission est tracé sur la Figure III.36.

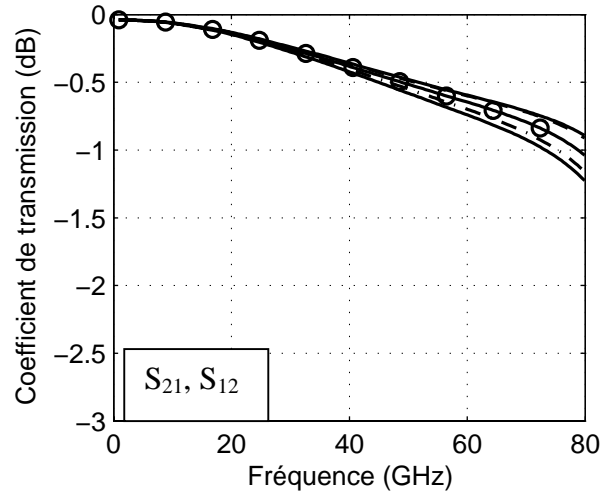


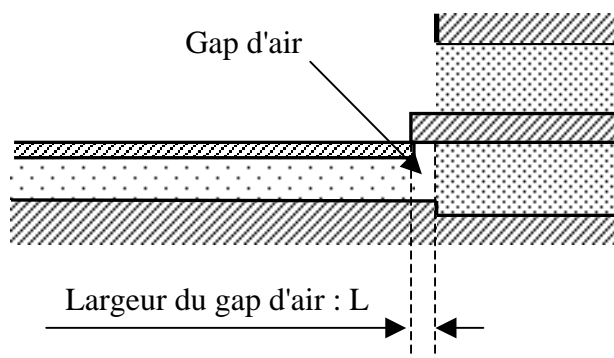
Figure III.36 : Longueur de la pinoche : paramètre de transmission

Les pertes d'insertion varient de moins de 0,1dB à 40GHz si on considère les positions extrêmes.

Ce défaut de réalisation n'a pas d'incidence sur la qualité de la transition. En effet, comme aux fréquences millimétriques, l'énergie est concentrée sous le ruban métallique, la soudure au dessus de celui-ci n'a que très peu d'importance.

III. 4.2 Variation de la longueur de la ligne microruban

On fait varier la longueur de la ligne microruban (Figure III.37). Le contact entre les éléments métalliques existe toujours.



On fait varier la longueur de la ligne microruban, cela crée un gap d'air entre les lignes. Ce dernier varie de $0\mu\text{m}$ à $510\mu\text{m}$ par pas de $170\mu\text{m}$.

Figure III.37 : Variation de la longueur de la ligne microruban

La première position est celle pour laquelle il n'y a pas de défaut. Les paramètres de réflexion de la transition en fonction de ce défaut sont présentés sur la Figure III.38.

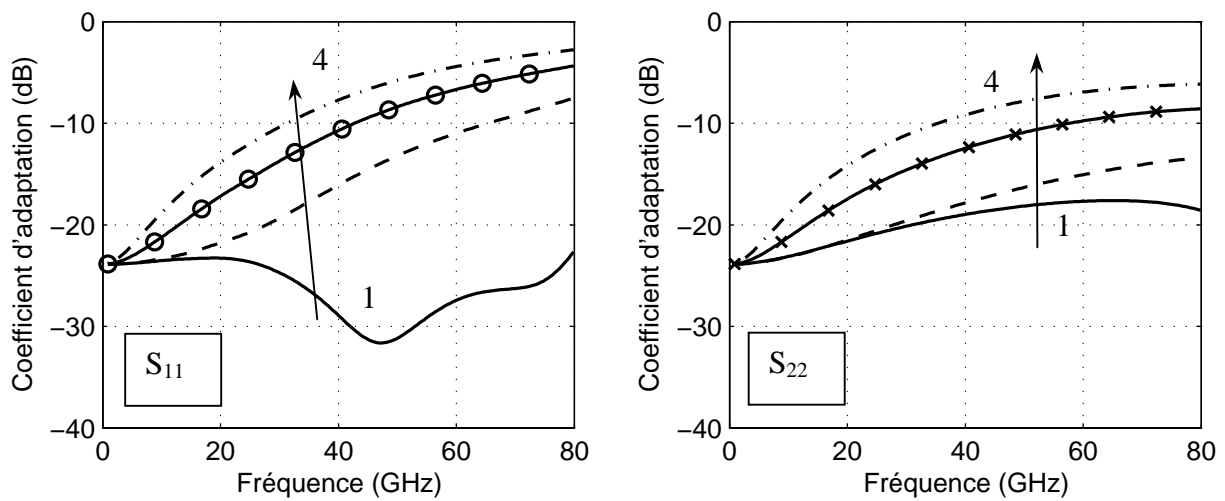


Figure III.38 : Paramètres de réflexion en fonction du gap d'air entre les lignes

Plus le gap d'air est grand entre la ligne microruban et le diélectrique de la ligne coaxiale et plus l'énergie est réfléchiée par la transition. Cette discontinuité crée une rupture d'impédance et les lignes ne sont plus parfaitement adaptées. A 40GHz, le coefficient de réflexion atteint -8dB.

Le coefficient de transmission est représenté sur la Figure III.39.

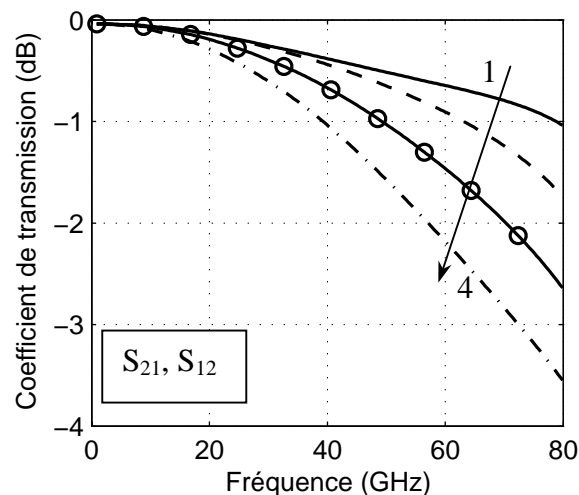


Figure III.39 : Paramètres de transmission en fonction du gap d'air entre les lignes

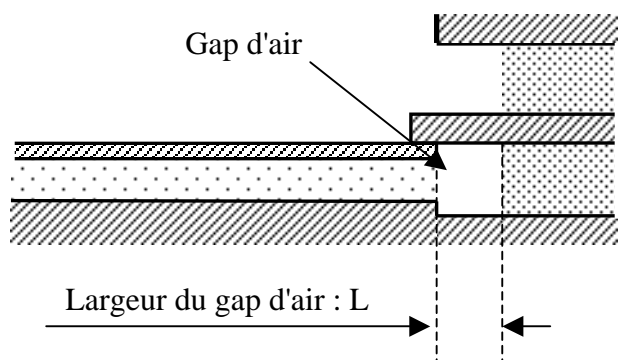
Les pertes d'insertion sont plus importantes si la ligne microruban est reculée. Ce phénomène de dégradation du signal augmente avec la fréquence.

Remarque : les résultats sont du même ordre de grandeur si le substrat de la ligne microruban ne varie pas et que seul le ruban métallique est reculé.

III. 4.3 Recul du diélectrique de la ligne coaxiale

Observons maintenant l'influence d'un défaut de contact entre les diélectriques : Figure III.40.

Ce problème peut se présenter en réalisation si le bout du connecteur ne vient pas en butée contre la ligne microruban.



On fait varier la longueur de l'isolant contenu dans la ligne coaxiale, cela crée un gap d'air entre les lignes. Ce dernier varie de $0\mu\text{m}$ à $765\mu\text{m}$ par pas de $255\mu\text{m}$.

Figure III.40 : Gap d'air entre les diélectriques

A l'instar de la simulation précédente, la position n°1 est celle pour laquelle il n'y a pas de défaut. La quantité d'énergie réfléchie est présentée, pour les différentes configurations, sur la Figure III.41.

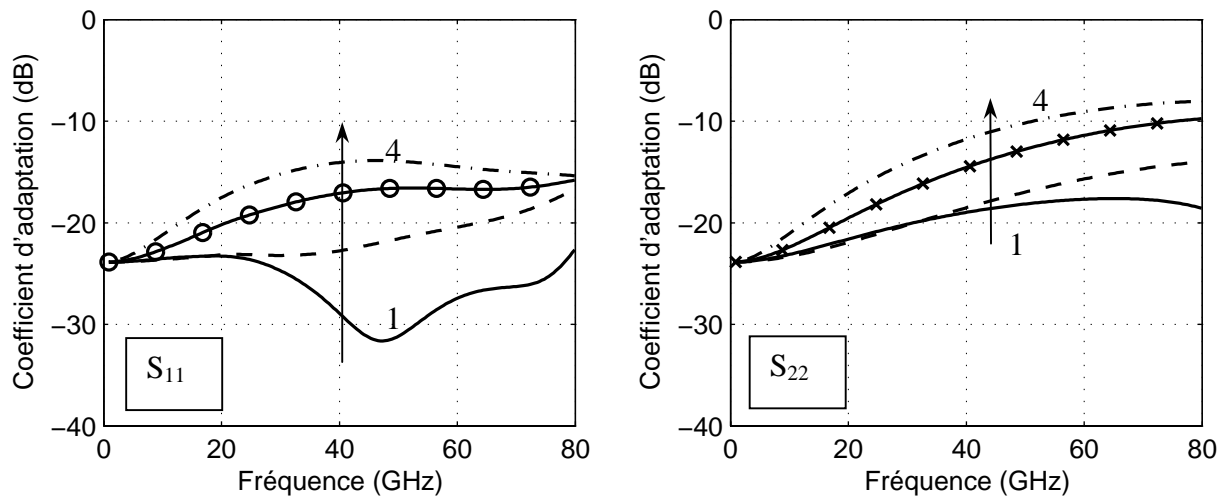


Figure III.41 : Paramètres de réflexion en fonction du gap d'air entre les diélectriques

Ce défaut engendre une légère augmentation du coefficient de réflexion. Il est de l'ordre de -12dB à 40GHz dans le pire des cas (gap d'air de 765 μ m).

La quantité d'énergie transmise est tracée sur la Figure III.42.

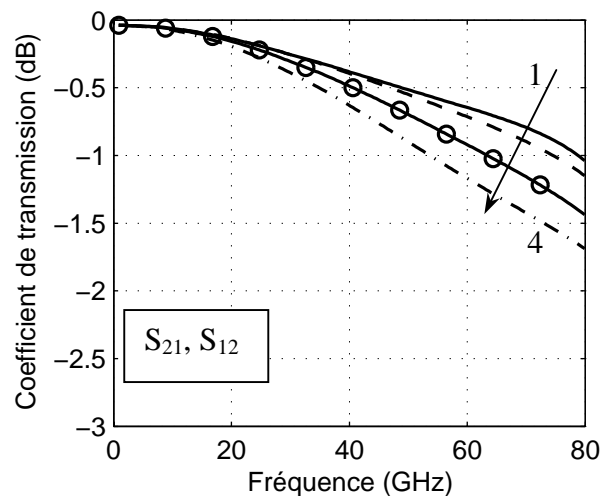


Figure III.42 : Paramètres de transmission en fonction du gap d'air entre les diélectriques

Les pertes d'insertion sont d'environ -0,7dB, à 40 GHz, dans le cas le plus défavorable. La transition n'est quasiment pas perturbée par un recul du diélectrique de la ligne coaxiale. Cependant, la réflexion à l'interface air / diélectrique serait plus forte si la permittivité des isolants était plus grande.

III. 4.4 Défaut de la position transverse d'une ligne par rapport à l'autre

Les deux lignes ne sont plus dans le même axe. Une représentation schématisée des éléments métalliques désaxés est proposée sur la Figure III.43.

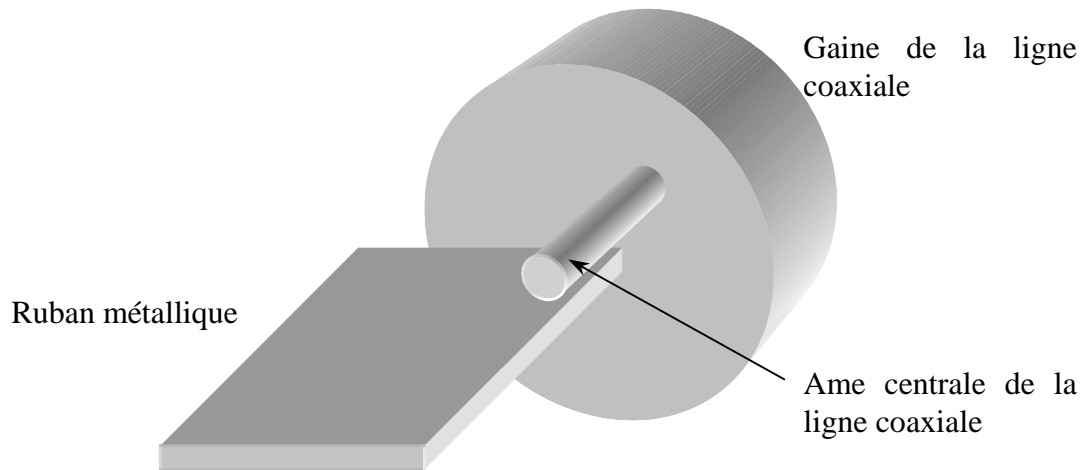


Figure III.43 : Défaut de position transverse du connecteur

Afin de réaliser les différentes simulations, la longueur du ruban métallique est diminuée d'une maille soit $85\mu\text{m}$. Il n'y a pas, de la sorte, de contact possible entre le ruban métallique et la masse du guide coaxial (cela créerait sinon un court-circuit). Il faut faire attention car cette seule modification dégrade les qualités de la transition à l'image du défaut étudié dans le paragraphe III. 4.2. Les variations relatives des paramètres S pourront cependant être observées.

Le paramètre de réflexion est représenté sur la Figure III.44.

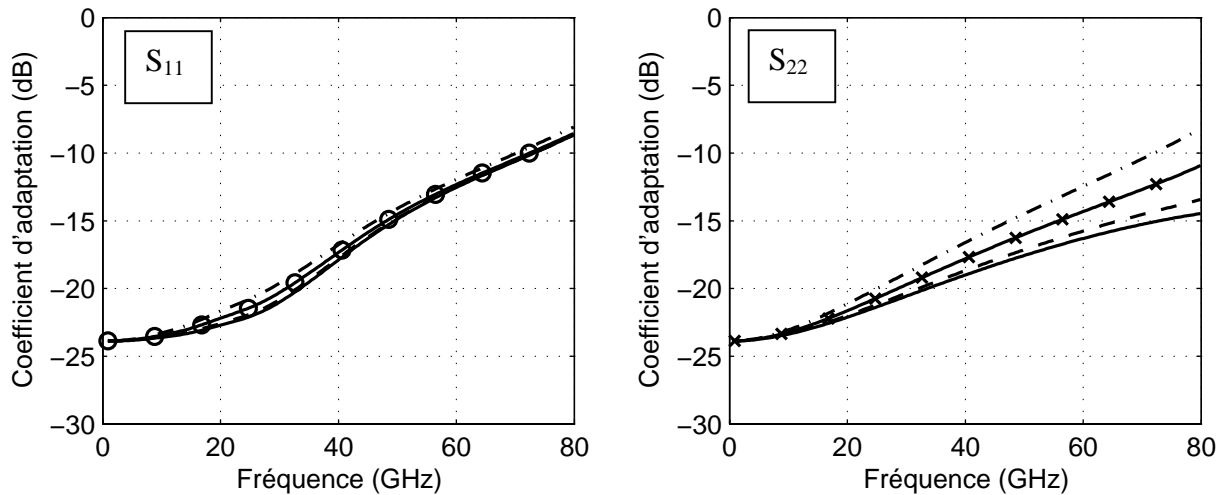


Figure III.44 : Défaut de positionnement transverse : paramètre de réflexion

La position transverse du connecteur ne dégrade pas l'adaptation entre les deux lignes.

Le paramètre de transmission est tracé sur la Figure III.45.

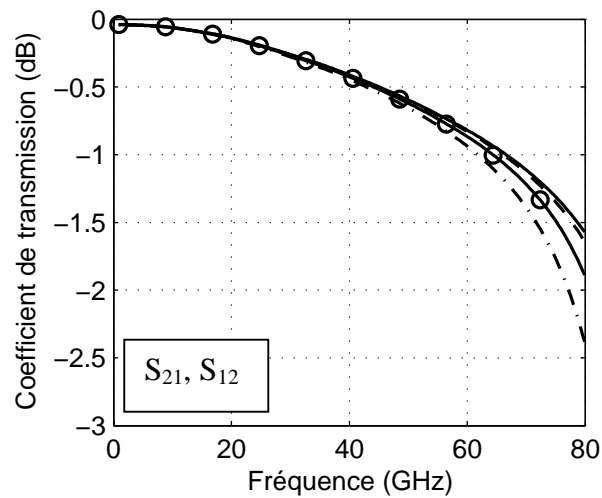


Figure III.45 : Défaut de positionnement transverse : paramètre de transmission

Les pertes d'insertion n'évoluent pas suivant les différents cas. Le positionnement transverse d'une ligne par rapport à l'autre ne modifie pas les qualités de la transition.

III. 4.5 Conclusion

Le défaut qui affecte le plus la transition est le recul de la ligne microruban. Cela crée une rupture d'impédance et les deux lignes ne sont plus parfaitement adaptées. Cependant, les pertes induites sont relativement faibles.

On peut donc considérer que la connexion des deux lignes dans le même axe est beaucoup plus stable aux principaux défauts de réalisation.

Une combinaison de plusieurs défauts pourrait dégrader de façon plus importante la transmission du signal.

IV. UTILISATION DES IMPEDANCES EQUIVALENTES DANS LA MODELISATION

L'objectif de cette partie est d'améliorer les méthodes de modélisation afin de pouvoir réaliser des études électromagnétiques globales, dans le domaine millimétrique, de n'importe quelle structure.

Le comportement d'un dispositif microonde peut être pris en compte à l'aide d'éléments localisés : modélisation de l'impédance d'entrée, de la fonction de transfert... De plus, il semble possible de simplifier les modélisations en remplaçant tout ou partie d'un système par son impédance équivalente. Cependant, on a vu que l'insertion d'un élément de circuit dans le volume FDTD s'accompagne d'autres phénomènes qui viennent perturber sa réponse. L'enjeu est donc de maîtriser parfaitement nos modélisations.

Le but de cette partie est de proposer une solution afin de s'affranchir de ces phénomènes « parasites », non pas en les supprimant, mais en les intégrant dans les modèles équivalents circuits. Deux exemples seront traités : le cas d'une ligne infinie et le cas d'un port d'accès adapté.

Il est fréquent, lors d'analyses électromagnétiques, que l'on ait besoin de modéliser une ligne infinie ou bien qu'il faille prendre en compte un port d'accès. La ligne infinie est en général modélisée grâce aux couches absorbantes PML. Le port d'accès est, quant à lui, représenté à l'aide d'une résistance positionnée sur un fil en bout de ligne. On a vu que cette

technique était aussi simple à mettre en oeuvre que peu efficace aux fréquences millimétriques.

Ces deux exemples vont permettre de mettre en évidence les possibilités qu'offrent les éléments localisés. Dans un premier temps, une solution est proposée afin de modéliser une ligne parfaitement adaptée ($S_{11} < -30\text{dB}$) sur une gamme de fréquence allant du continu jusqu'à 80GHz. Puis, la transition étudiée précédemment sera remplacée par son impédance équivalente.

IV. 1 Procédure employée

De nombreux phénomènes, que l'on peut considérer comme parasites, accompagnent l'insertion d'un élément discret. Aux fréquences millimétriques, ils ne sont plus négligeables et peuvent affecter de façon importante la réponse du circuit. En effet, la fin d'une ligne microruban chargée par une résistance de 50Ω insérée sur un fil mince (chapitre II. IV. 8.2) peut être vue comme un circuit résonant qui n'a plus rien à voir avec l'élément localisé.

Il faut donc procéder à l'inverse et se demander ce qu'il faut mettre en bout de ligne afin que la réponse globale soit, par exemple, une résistance de 50Ω . Pour cela, il faut identifier et quantifier les différents phénomènes.

Dans le cas de l'insertion d'un élément à la fin d'une ligne microruban, le mode opératoire est le suivant :

1. Déterminer l'impédance (en parties réelle et imaginaire) du dispositif microonde que l'on souhaite remplacer : $Z_{L_objectif}$. Pour cela, une discrétisation totale et un calcul d'impédance ramenée peuvent être effectués. Il est aussi possible de calculer cette impédance à partir de résultats expérimentaux.
2. Caractériser la ligne microruban et notamment calculer les valeurs de la résistance et de la capacité de fin de ligne : R_{CO} et C_{CO} .
3. Choisir la technique d'insertion des éléments localisés ainsi que le type de support : fils minces ou maillés. Evaluer le diamètre du fil et l'effet inductif produit par celui-ci : L_{fil} .

4. Choisir le nombre de mailles sur lesquelles va s'étendre le circuit localisé et calculer la capacité d'emplacement : $C_{\text{emplacement}}$.
5. Choisir le nombre de fils et le/les circuits à insérer.
6. Chercher la valeur des composants des circuits localisés afin que l'impédance globale du bout de ligne chargée corresponde à celle du dispositif microonde à remplacer ($Z_{L_prévue} = Z_{L_objectif}$).
7. Vérifier la réponse ainsi obtenue et éventuellement ajuster certaines valeurs ($Z_{L_obtenue} = Z_{L_objectif}$).

La première étape constitue l'identification de l'impédance à synthétiser. Les étapes de 2 à 4 permettent de quantifier les principaux phénomènes parasites. Les étapes 5 et 6 sont probablement les plus délicates à réaliser : il faut synthétiser l'impédance souhaitée en y intégrant tous les effets parasites. La dernière étape est parfois nécessaire à cause des incertitudes qui subsistent. En effet, certains phénomènes parasites ont été négligés. On peut citer par exemple : le rayonnement des fils, le couplage entre les fils, l'évolution de la capacité de bout de ligne en fonction des autres paramètres et plus généralement l'interaction entre les différents paramètres.

Afin de mettre en pratique ce protocole, deux cas sont traités. Le premier est didactique : il est proposé d'adapter une ligne microruban grâce à des éléments localisés. Le second est plus appliqué et consiste en la modélisation d'un port de charge adapté. Cet exemple permet de démontrer qu'il est possible de remplacer n'importe quel dispositif microonde par son impédance équivalente sur une très large bande de fréquence.

La ligne microruban utilisée est la ligne présentée au début de ce chapitre. Les fils seront modélisés en annulant le champ électrique sur les arêtes concernées. Une étude préliminaire permet de déterminer les valeurs des composants correspondants aux effets parasites :

$$R_{CO} = 31\Omega, C_{CO} = 15,5\text{fF}, L_{\text{fil}} = 149\text{pH}, C_{\text{emplacement}} = 1\text{fF (pour le premier segment)}.$$

IV. 2 Adaptation de la ligne microruban jusqu'à 80GHz

Différentes méthodes existent afin d'adapter une ligne microruban dans la modélisation FDTD. Pour des fréquences inférieures à 5GHz, une simple résistance placée sur un fil peut suffire. Pour des fréquences supérieures, il est possible de prolonger les lignes dans les couches absorbantes PML. L'objectif est ici d'adapter une ligne de transmission jusqu'à 80GHz avec des éléments de circuit.

IV. 2.1 Principe et méthode

L'objectif sera atteint si l'énergie n'est pas réfléchi par la fin de ligne, on se fixe un coefficient de réflexion inférieur à -30dB. Il faut pour cela, que la fin de ligne ait une impédance de charge équivalente au conjugué de l'impédance caractéristique de la ligne microruban (soit : $\text{Re}(Z_L) = \text{Re}(Z_C)$ car les parties imaginaires sont nulles). Le principe est décrit sur la Figure III.46.

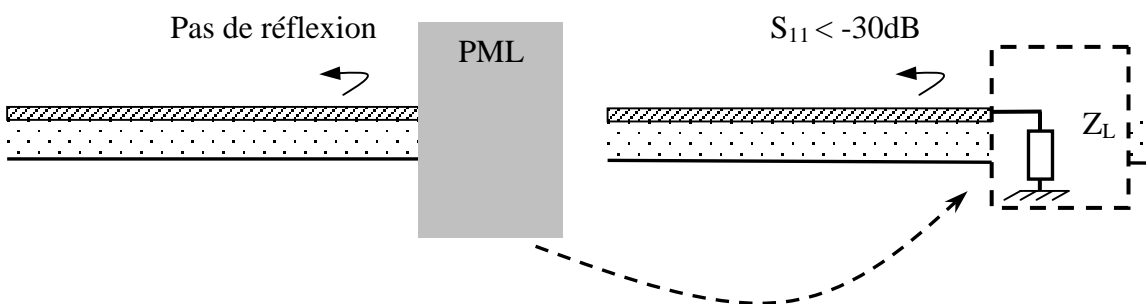


Figure III.46 : Principe de la modélisation d'une ligne semi infinie à l'aide d'éléments localisés

Pour synthétiser l'impédance que l'on souhaite ($Z_{\text{Caractéristique}}$), il faut intégrer dans le modèle circuit les différents composants parasites.

Afin de s'affranchir de la capacité « d'emplacement », les circuits localisés seront répartis sur toute la hauteur du substrat. De plus, on choisit de placer trois fils en bout de ligne dans le but de diminuer l'effet inductif provoqué par ceux-ci et ainsi repousser la résonance générée avec la capacité du circuit ouvert. Chaque fil est constitué de trois résistances dont la valeur est de : $R=46,7\Omega$ (valeur de l'impédance caractéristique de la ligne en basse fréquence).

La topologie de fin de ligne et son circuit équivalent sont présentés sur la Figure III.47. Un fil est positionné à chaque extrémité et l'autre au centre afin de diminuer d'éventuels couplages entre fils.

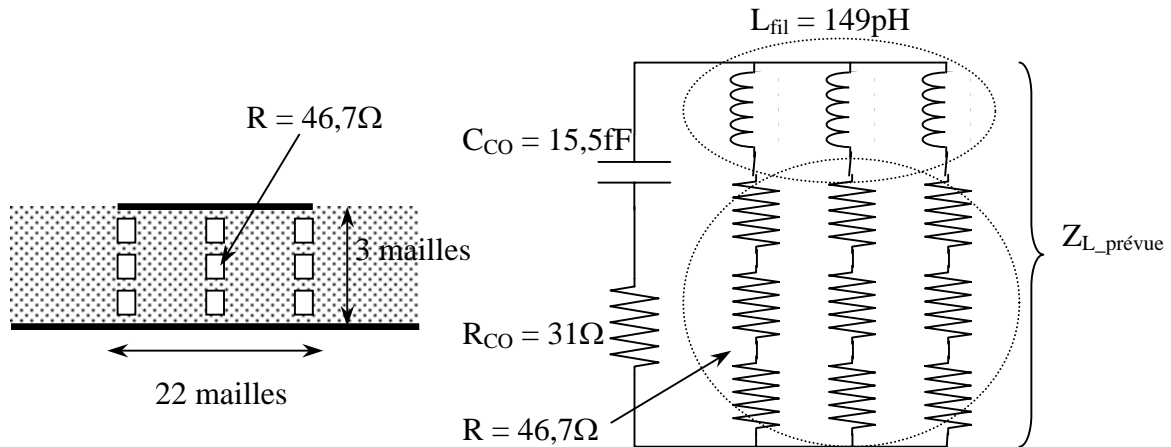


Figure III.47 : Modélisation de la fin de ligne et circuit équivalent

La Figure III.48 présente les impédances mises en jeu :

- en traits pointillés, l'impédance caractéristique de la ligne (ce que l'on veut obtenir : $Z_{\text{Caractéristique}}$) déterminée par un calcul FDTD.
- en ronds, l'impédance des circuits localisés intégrés avec les différents composants parasites (ce que l'on prévoit d'avoir : $Z_{\text{L_prévue}}$) déduite du circuit présenté sur la Figure III.47.
- en traits continus, l'impédance de charge effective déduite, après simulation globale FDTD (ligne + circuit), d'un calcul d'impédance ramenée (ce que l'on a réellement : $Z_{\text{L_obtenue}}$).

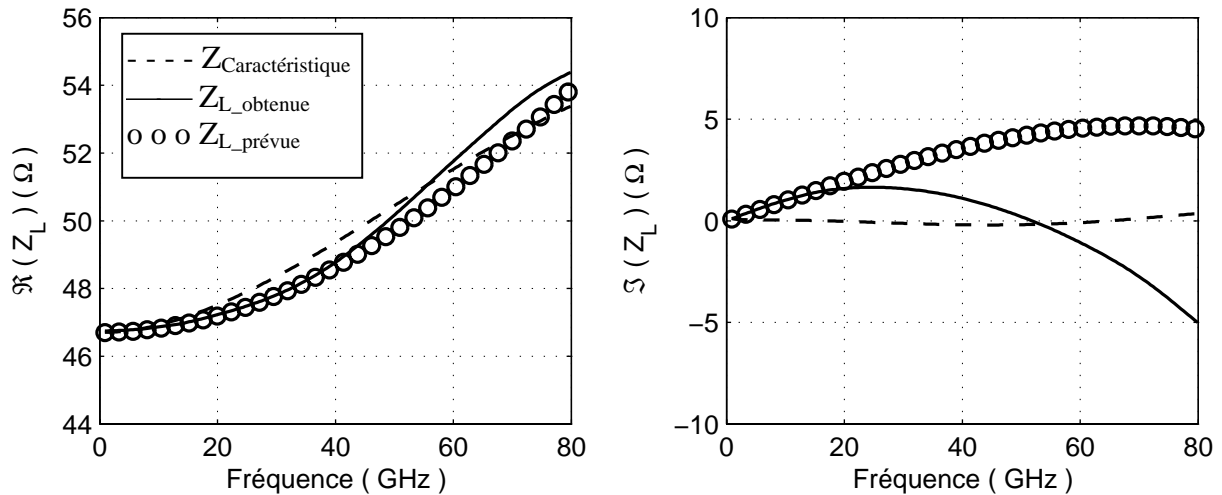


Figure III.48 : Impédance du bout de ligne, comparaison avec celle de la ligne

La première remarque est que l'impédance que l'on obtient ($Z_{L_obtenue}$) est très proche de celle que l'on voulait obtenir ($Z_{Caractéristique}$). Cela se confirmera avec le calcul du paramètre de réflexion. La seconde est que le modèle circuit comprenant les composants parasites ($Z_{L_prévue}$) est une bonne approximation des phénomènes présents dans ce calcul FDTD.

Afin de valider cette démarche et de vérifier que le modèle équivalent circuit traduit correctement le comportement électromagnétique que l'on souhaite, un bilan de puissance est réalisé dans la suite de l'étude. Les quantités d'énergie réfléchie, rayonnée et absorbée par la charge seront évaluées.

IV. 2.2 Résultats : modélisation de la ligne et du circuit d'adaptation

La structure a donc été modélisée avec les éléments localisés (neuf résistances en tout). Le module du coefficient de réflexion est tracé sur la Figure III.49.

On vérifie que la ligne est parfaitement adaptée. Le coefficient de réflexion reste très largement en deçà de -30dB jusqu'à 70GHz. Au delà de cette fréquence, ce paramètre augmente pour atteindre -25dB. Cela est dû à la partie imaginaire de l'impédance de charge qui vaut -5Ω à 80GHz. On peut remarquer que de simples résistances ont été insérées et que des circuits plus complexes permettraient sans aucun doute de s'approcher de l'impédance idéale.

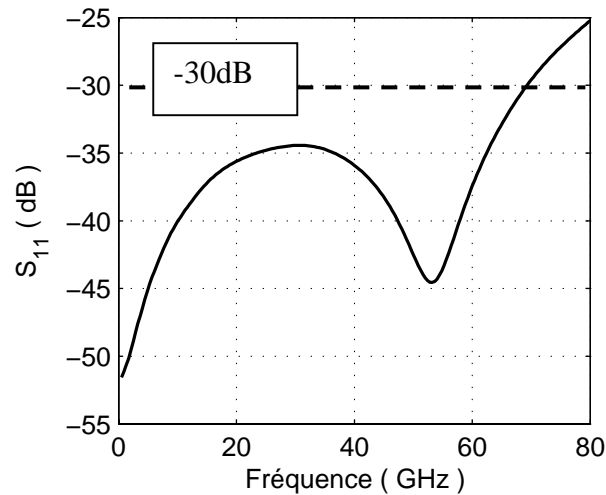


Figure III.49 Paramètre S_{11} de la ligne adaptée

Il n'y a pas de réflexion mais, on ne peut pas encore considérer que la ligne est infinie dans cette direction : il faut d'abord vérifier les quantités d'énergie qui sont dissipées et rayonnées. Pour cela, on calcule le flux du vecteur de Poynting sur une surface fermée entourant la fin de la ligne. La quantité d'énergie absorbée et celle rayonnée sont tracées sur la Figure III.50.

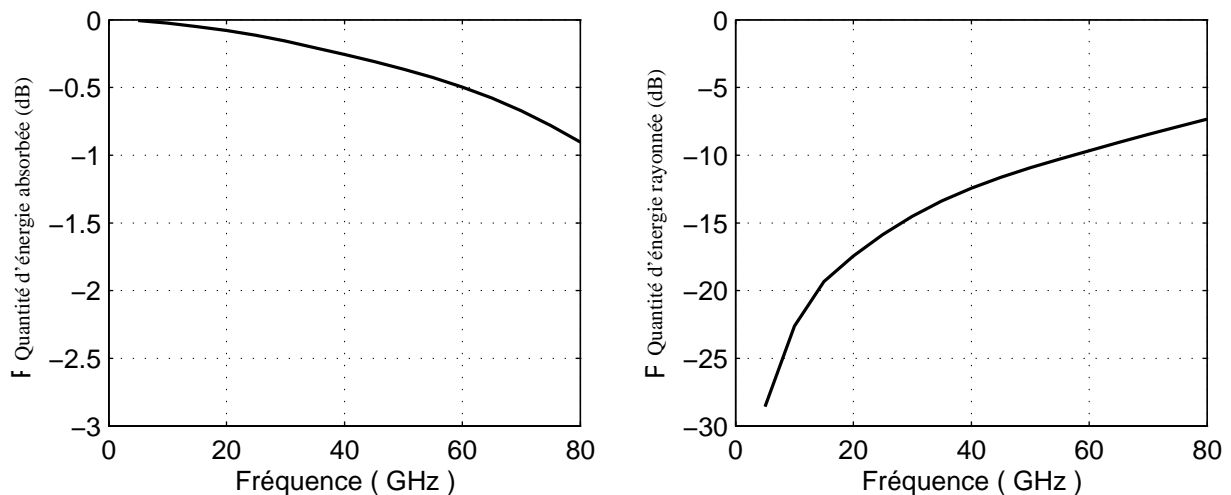


Figure III.50 : Quantités d'énergie absorbée et rayonnée de la ligne adaptée avec des circuits localisés

L'énergie n'est pas dissipée entièrement par la charge. Il y a un échange entre l'énergie absorbée et celle rayonnée au fur et à mesure de l'augmentation de la fréquence. Cela signifie que les composants parasites participent davantage à l'adaptation aux fréquences millimétriques.

Cette technique donne donc des résultats satisfaisants en réflexion. Il existe cependant, au delà de 40GHz, une part d'énergie (>6%) qui est rayonnée et qui pourrait se coupler avec des dispositifs situés à proximité.

IV. 3 Modélisation de la transition avec des éléments localisés

L'objectif est de modéliser un port de charge adapté. La transition étudiée dans le paragraphe (III. 1) servira de référence car elle a été entièrement discrétisée. A l'instar de l'exemple précédent des éléments localisés circuits seront utilisés pour remplacer la transition.

De plus, le maillage total de la transition lignes microruban / coaxiale est difficile et coûteux en volume et en temps de calcul. Un modèle circuit permettrait de s'affranchir de ces contraintes.

IV. 3.1 Principe et méthode

Afin de simplifier la modélisation, le port de charge adapté est remplacé par son impédance équivalente. Il faut donc, d'une part, connaître l'impédance à insérer et, d'autre part, la synthétiser en tenant compte des composants parasites. Le schéma de principe est proposé sur la Figure III.51.

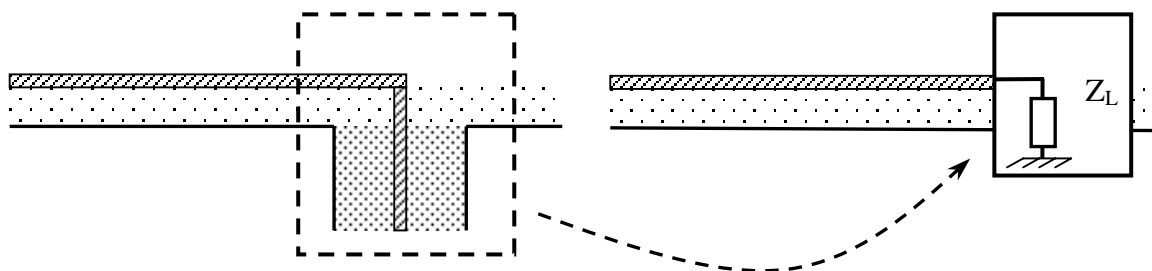


Figure III.51 : Principe de simplification de la modélisation FDTD

La procédure reste identique. L'étape initiale est de déterminer l'impédance présentée par la transition. Elle sera calculée dans le plan de l'axe de la ligne coaxiale (Figure III.52).

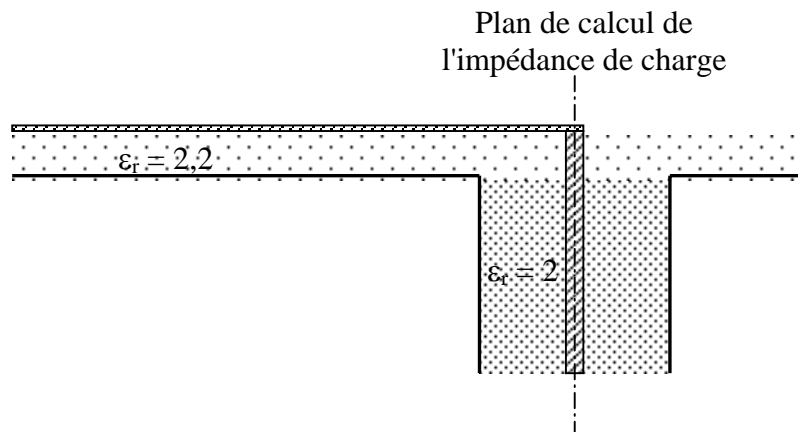


Figure III.52 : Position du plan de calcul de l'impédance ramenée de la transition

La Figure III.53 présente cette impédance en parties réelle et imaginaire.

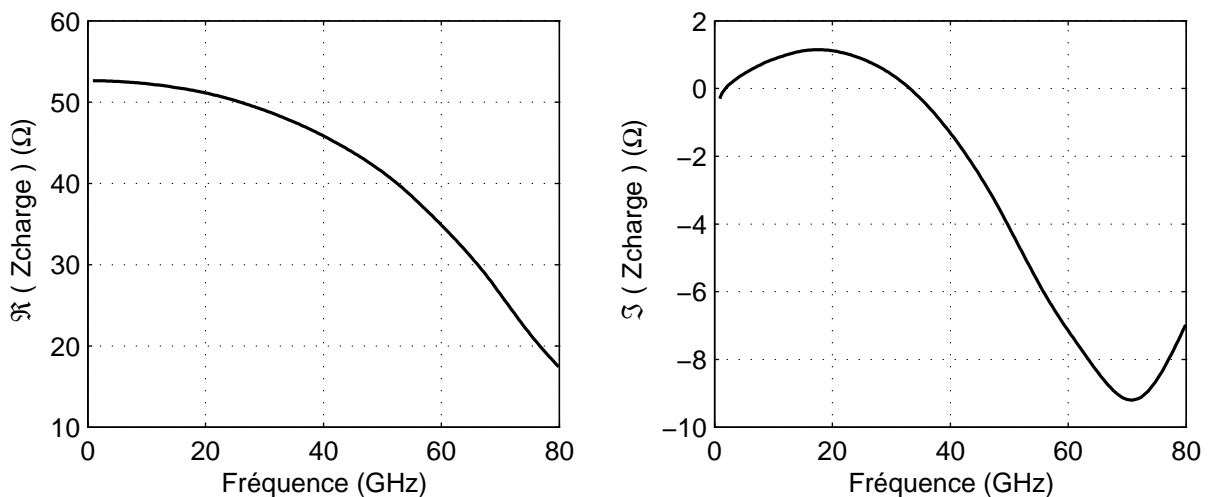


Figure III.53 : Impédance de charge calculée au niveau de l'axe de la ligne coaxiale

Cette impédance n'est pas identique à celle de la ligne coaxiale seule, en effet, d'autres phénomènes, dus à la connexion, sont mis en jeu : rayonnement, couplage, effets inductifs et capacitifs... La partie réelle chute pour atteindre 15 Ω à 80 GHz. La partie imaginaire est relativement faible et reste, en module, inférieure à 10 Ω.

Après quelques essais, on décide de partir sur une base de trois fils. On a vu, dans l'exemple précédent, que cette topologie permet de repousser la résonance produite par la capacité du circuit ouvert et la self des fils. Le même circuit est inséré sur le premier segment de chaque fil. Le circuit localisé est présenté sur la Figure III.54.

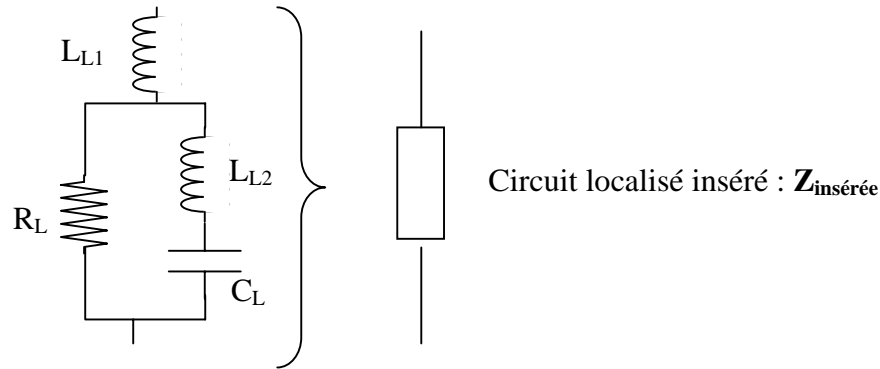


Figure III.54 : Circuit électrique que l'on a choisi d'insérer sur chaque fil

Le but est, on le rappelle, de dessiner un circuit électrique dont l'impédance suit au mieux, sur toute la bande de fréquence, celle de la charge constituée par la transition discrétisée. La topologie finale et son circuit équivalent sont dessinés sur la Figure III.55.

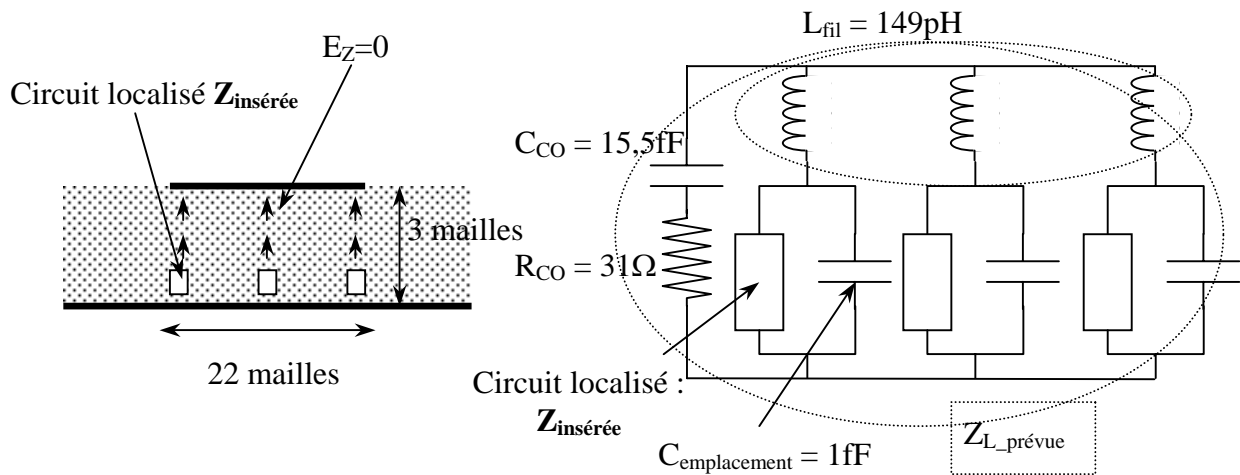


Figure III.55 : Modélisation de la fin de ligne et circuit équivalent

Les valeurs des composants sont déterminées de manière empirique :

$$R_L=158\Omega, L_{L1}=121\text{pH}, L_{L2}=360\text{pH} \text{ et } C_L=7,7\text{fF}$$

Après simulation, il est possible de visualiser les différentes impédances : celle du modèle circuit est comparée à celle de la transition sur la Figure III.56.

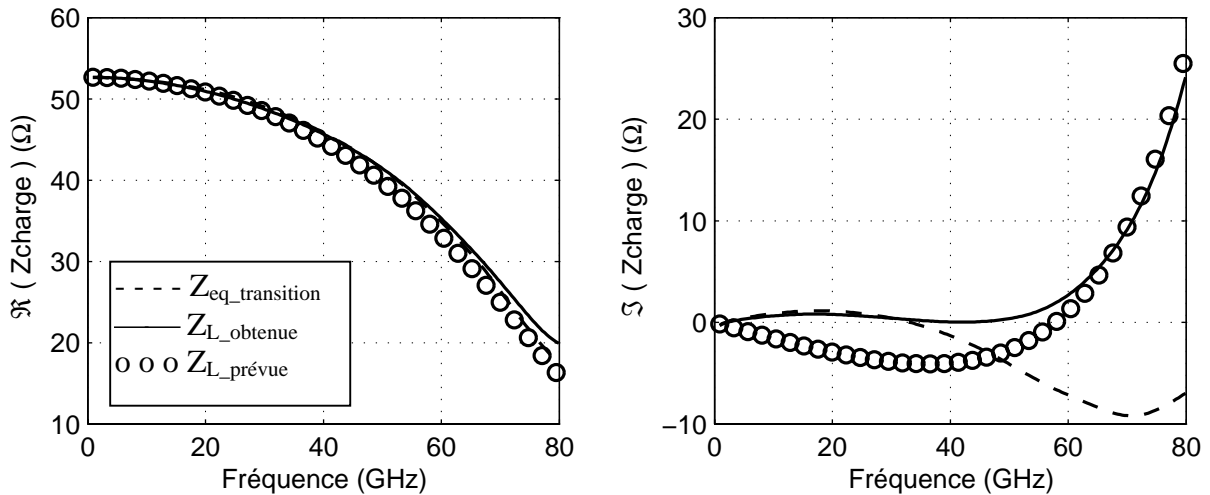


Figure III.56 : *Comparaison des impédances du dispositif réel et de la charge à insérer*

Les résultats obtenus sur l'impédance sont encourageants. Afin de les améliorer, il faudrait un algorithme automatique pour générer les circuits à insérer et la valeur des composants.

IV. 3.2 Résultats : modélisation de la transition en éléments localisés

En ce qui concerne la modélisation avec le circuit équivalent, la ligne se termine à l'endroit où l'impédance ramenée de la transition avait été calculée : au centre de l'axe de l'âme centrale. Il faut donc diminuer la longueur du ruban métallique de quatre mailles. Il y a sinon un problème de centre de phase.

Les résultats de simulation obtenus à partir de la transition entièrement discrétisée et du système comprenant le modèle équivalent sont comparés. La première comparaison porte sur le courant réfléchi (Figure III.57).

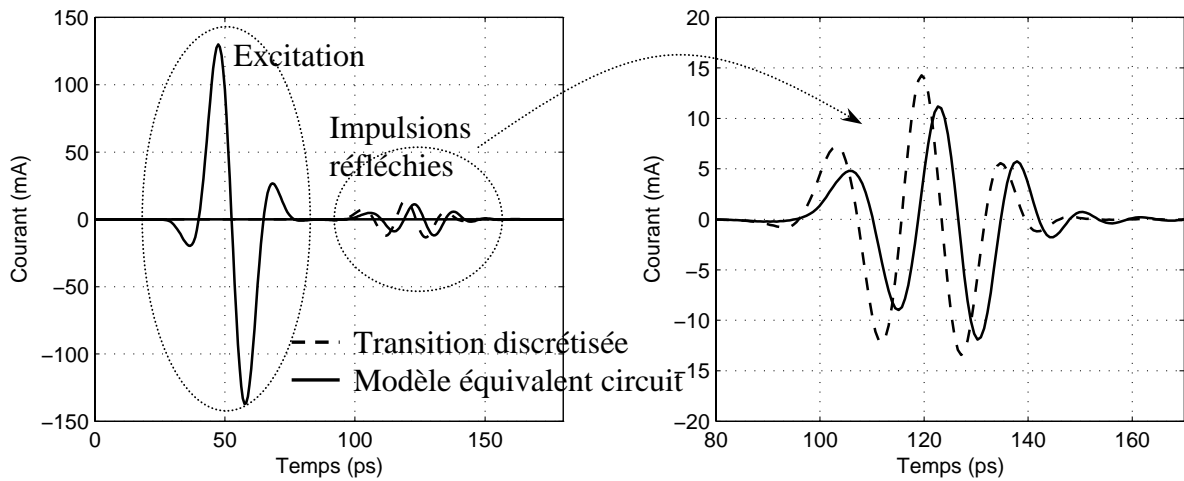


Figure III.57 : Courants réfléchis par la transition

Les impulsions réfléchies sont du même ordre de grandeur. Elles sont très atténuées par rapport à l'excitation. Cependant, un léger déphasage est présent entre les deux courbes.

Le coefficient de réflexion est présenté sur la Figure III.58.

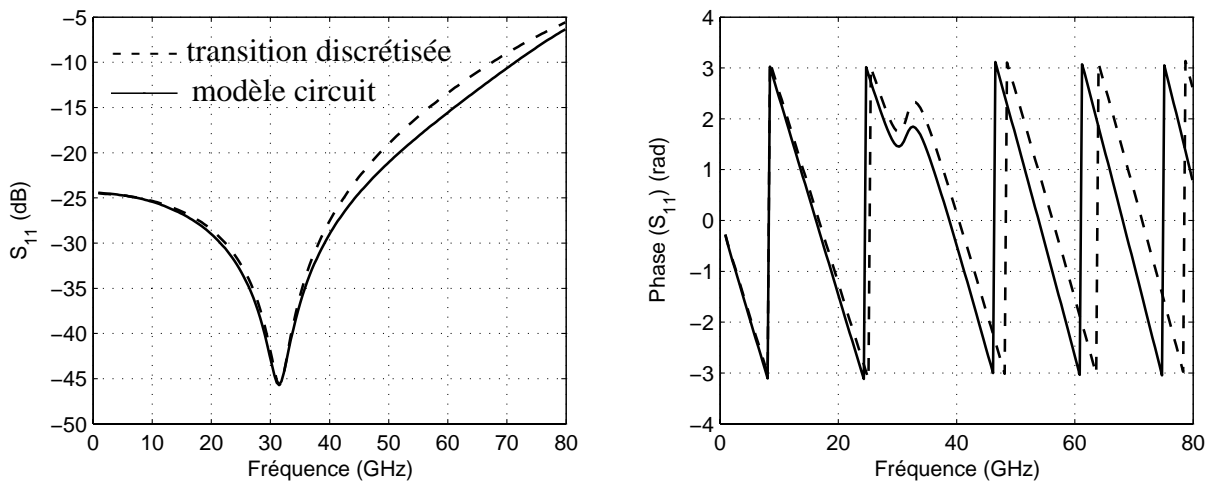


Figure III.58 : Comparaison des coefficient S_{11} (module et phase) de la structure entièrement discrétisée et de la ligne chargée par le modèle circuit

On constate que la résonance est parfaitement respectée. L'écart, après 40GHz, est due à la différence sur la partie imaginaire du modèle circuit. Une comparaison des quantités d'énergie rayonnée et dissipée est réalisée sur la Figure III.59.

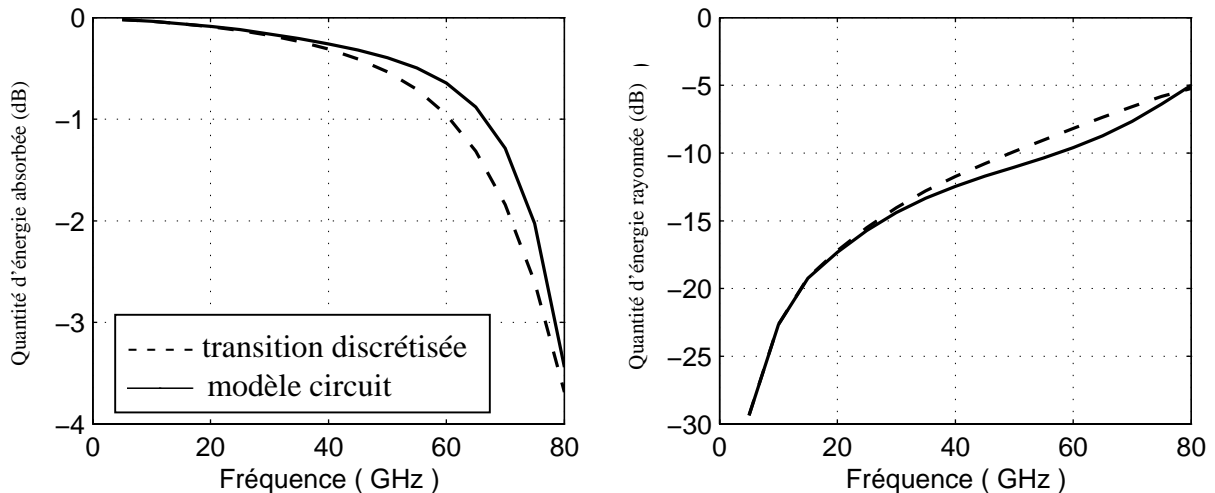


Figure III.59 : Energies absorbée et rayonnée de la transition discrétisée (traits pointillés) et du modèle circuit (traits continus)

Le bilan de puissance est presque identique. Cela vient du fait que dans les deux configurations, c'est la discontinuité formée par l'extrémité du ruban métallique qui rayonne le plus. On peut cependant supposer que l'énergie n'est pas rayonnée de la même manière.

Quelques remarques :

- Le modèle proposé est un exemple, il aurait pu être différent.
- Dans notre cas, le volume de calcul peut être divisé par un facteur 10 en utilisant le modèle circuit, ce qui diminue d'autant le temps de calcul.
- Le circuit représentant la transition ne tient compte que du comportement en réflexion de celle-ci.
- Il est difficile de reproduire exactement le comportement de la transition et du guide coaxial compte tenu de la simplicité du modèle circuit utilisé et surtout de la gamme de fréquence que nous nous sommes imposée.

IV. 4 Conclusion

Le comportement de différents dispositifs a pu être modélisé dans le volume FDTD et aux fréquences millimétriques à l'aide d'éléments localisés. La méthode est facile à mettre en oeuvre et peut être généralisée à toutes les lignes de transmission.

Il n'est pas utile de passer par une compréhension totale de tous les phénomènes physiques pour remplacer tout ou partie d'un dispositif hyperfréquence distribué.

Les principaux avantages de la méthode sont :

- Diminution du volume et du temps de calcul.
- Il est possible de modéliser certains dispositifs qui possèdent des formes répétitives tels que des réseaux d'antennes.
- Il est possible de modéliser des éléments dont les dimensions sont très inférieures à la longueur d'onde.
- Cette technique est valable sur une très large bande de fréquence.

Les principaux inconvénients sont :

- Il est nécessaire d'effectuer une étude préliminaire afin de déterminer l'impédance qu'il faut synthétiser ainsi que les différents composants parasites.
- La modélisation n'est valable qu'en réflexion.

En perspective, une autre technique va être mise en oeuvre. Elle consiste à insérer le modèle équivalent sous la forme d'une impédance en temporel $Z(t)$ dans le volume de calcul FDTD par l'intermédiaire d'une convolution. Le schéma de principe en ce qui concerne la détermination de l'impédance $Z(t)$ est présenté sur la Figure III.60.

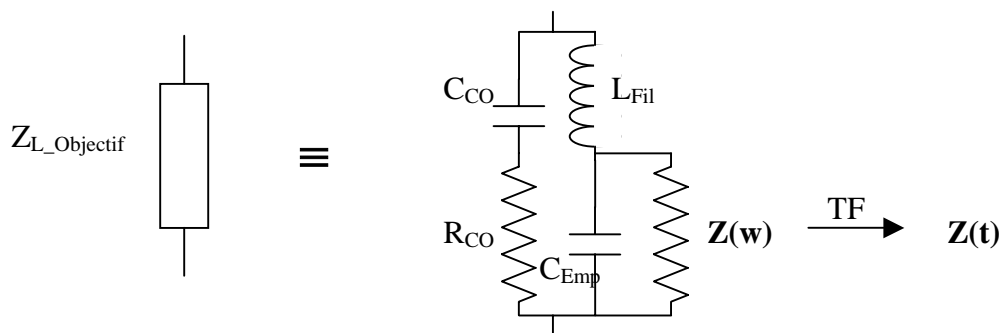


Figure III.60 : Insertion d'un modèle équivalent sous la forme d'une impédance en temporel

On détermine numériquement l'impédance en fonction de la fréquence que l'on doit insérer. On en déduit l'impédance en temporel qu'il faut insérer à l'aide d'un produit de convolution directement dans le calcul FDTD. Cette technique permettra de s'affranchir des difficultés à trouver un circuit équivalent électrique ainsi que la valeur de ses composants.

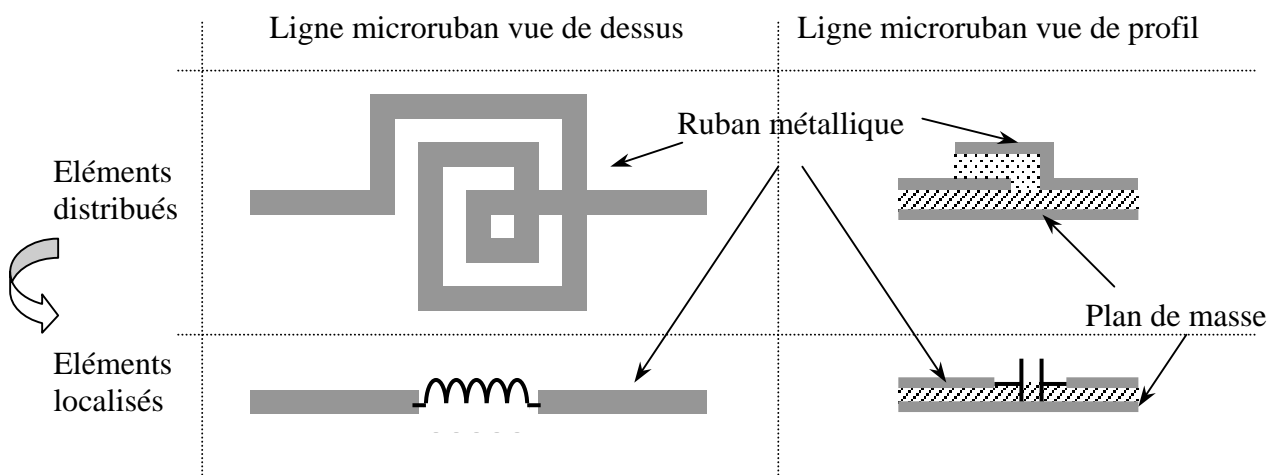
V. CONCLUSION

Lors de ces études deux techniques de modélisations ont été employées. La première est la discrétisation complète du dispositif tandis que la seconde utilise des modèles équivalents. Ces deux méthodes sont complémentaires.

Dans la première partie, la modélisation de la transition entre une ligne microruban et une ligne coaxiale a permis de mettre en évidence l'influence des principaux défauts qui pouvaient survenir lors de la mise en place d'un connecteur sur un dispositif hyperfréquence. Dans le cas où le connecteur est placé sous la ligne microruban, il faut prendre soin de le placer à l'extrémité de celle-ci. Dans le cas où le connecteur est dans le prolongement de la ligne microruban, la transmission du signal est moins assujettie à un défaut de positionnement. Il faut cependant que les deux lignes de transmission soient bien en contact.

Dans la deuxième partie, nous avons démontré qu'il est possible de maîtriser complètement les éléments localisés qui sont insérés dans le volume de calcul FDTD. Il a donc été possible de déterminer un modèle équivalent, valable sur une très large bande de fréquence, de la transition entre deux lignes de transmission.

De plus, les annexes IV et V présentent une méthode envisageable afin de remplacer des capacités ou des self-inductances distribuées par leurs équivalents localisés. Le principe est présenté sur le graphe suivant.



CHAPITRE IV

Analyse électromagnétique globale, application à un système non linéaire : la rectenna

* * * * *

- **Contexte et description du système de réception**
- **Etudes séparées des parties « antenne » et « redressement »**
- **Simulation électromagnétique globale : Rendement de conversion**

Chapitre IV : Analyse électromagnétique globale, application à un système non linéaire : la rectenna

I. PRESENTATION DE L'ETUDE

La rectenna constitue le système de réception dans le cadre d'un transfert d'énergie sous forme microonde.

I. 1 Généralités

I. 1.1 Principe

La problématique est de transmettre de l'énergie sans contact. Lorsque les distances sont trop grandes pour avoir recours à l'induction magnétique, ce transport peut être réalisé au travers d'un faisceau hertzien microonde. L'objectif est de pouvoir alimenter n'importe quel dispositif en énergie électrique sans avoir recours au contact galvanique. Les applications sont nombreuses et vont du domaine médical au remplacement des énergies fossiles (projet de Station Orbitale Solaire) [IV.1].

Les premières expériences de transmission d'énergie sans fil (TESF) datent des années 1960 [IV.2]. Le principe est décrit sur la Figure IV.1.

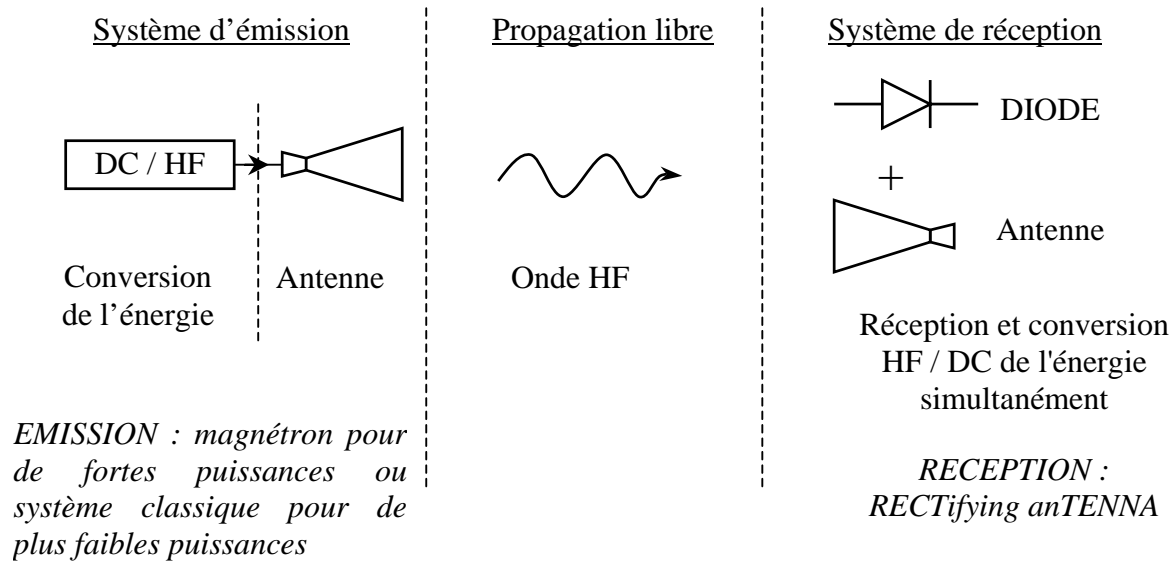


Figure IV.1 : TESF, schéma de principe

Le système d'émission doit convertir une énergie de type continu ou basse fréquence en énergie microonde. Pour de fortes puissances, des sources de la famille des tubes à vide (magnétron, klystron ...) semblent bien adaptées [IV.3]. Pour de plus faibles puissances, un système de source microonde classique est suffisant.

Le système de réception doit, quant à lui, collecter l'énergie et réaliser la conversion inverse : microonde vers continue. Pour cela, l'antenne de réception est associée à un dispositif permettant le « redressement » du signal. Le système de réception est appelé rectenna (rectifying antenna, antenne « redresseuse »). La collecte de l'énergie et la conversion HF/DC peuvent se faire de façon simultanée.

I. 1.2 L'équipe projet

Dans le cadre de cette thématique, une équipe multilaboratoires dénommée TEM (Transmission d'Énergie par Microondes) a été formée. Cette équipe regroupe les laboratoires suivants : CEGELY (Lyon), ESEO (Angers), ESYCOM (Marne la Vallée), IRCOM (Limoges), LGEP (Paris), SATIE (Cachan). Cette collaboration permet de mettre à profit les expériences et compétences des différents laboratoires.

Pour notre part, nous nous sommes intéressés au système de réception : la rectenna. C'est un système complexe qui peut englober plusieurs fonctions telles que : une partie antenne, la fonction filtrage HF et/ou DC et une fonction redressement. Ce type de dispositif

est difficile à étudier car il comprend plusieurs domaines d'analyse. Suivant les topologies de rectenna, il n'est pas toujours possible d'étudier séparément les différentes fonctions.

L'objectif de ce chapitre est de mettre en place un outil numérique nécessaire pour la conception de ce type de structure. Cet outil doit servir à mieux comprendre les différents phénomènes physiques s'y rapportant. Ainsi, des informations permettant de définir une méthodologie de conception seront mises en avant. De plus, l'optimisation d'un tel circuit dépend de l'adaptation de chaque élément, il faut donc connaître les conditions d'utilisation afin de maîtriser leur impédance. Pour cela, une approche globale, qui permet de tenir compte des principaux phénomènes physiques, sera mise en oeuvre.

I. 2 Le système de réception

Ce dispositif de réception, ou rectenna, permet de récupérer l'énergie microonde puis de la convertir en énergie électrique continue.

Généralement, la rectenna est composée d'une antenne classique à laquelle on associe une ou plusieurs diodes afin de permettre le redressement. On peut également y ajouter deux filtres : un filtre passe bas RF placé entre l'antenne et la diode, et un filtre passe bas DC situé entre la diode et la charge. En plus de leur fonction intrinsèque, ces filtres contribuent à l'adaptation du système. On peut représenter une rectenna par un schéma constitué de blocs fonctionnels (Figure IV.2) :

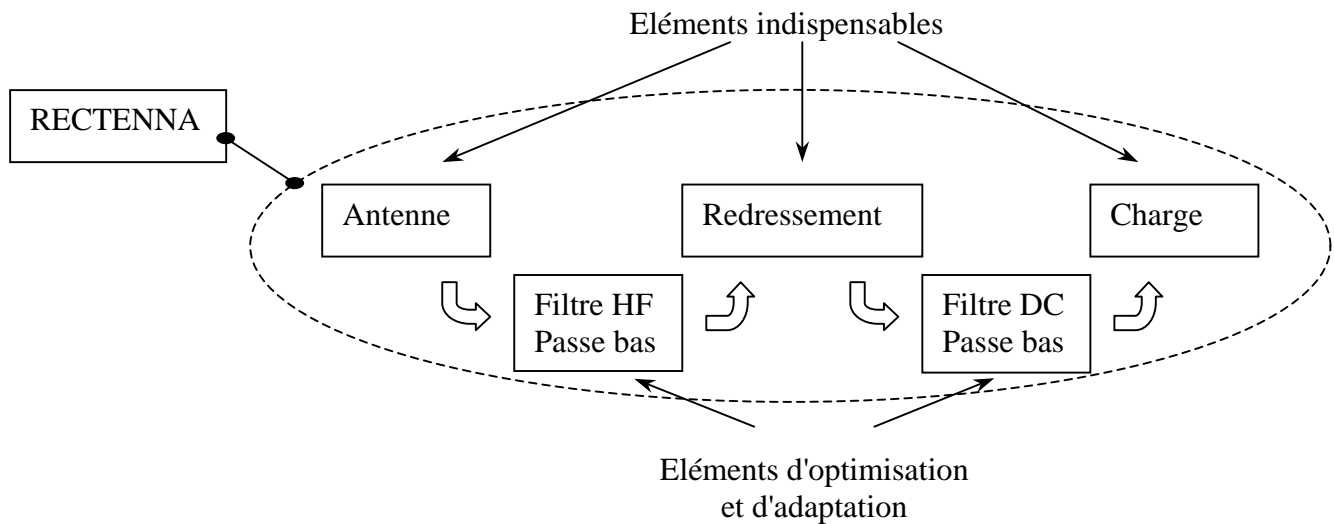


Figure IV.2: Fonctions intégrées dans une rectenna

Il n'y a pas de restriction particulière pour choisir la partie « antenne ». Cela peut être un dipôle [IV.4], un patch [IV.5], [IV.6]... ; la technologie employée peut être filaire, plaquée ou autre. Il faut toutefois définir au préalable la façon d'intégrer le module « redressement ». En effet, suivant la configuration choisie, la diode qui constitue le cœur de ce module peut être connectée soit en série soit en parallèle [IV.7] (Figure IV.3). Ce choix dépend du type d'accès au niveau de l'antenne.

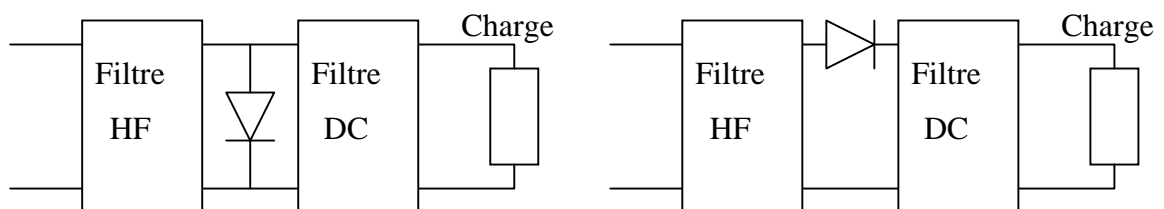


Figure IV.3 : Connexion parallèle ou série de la diode

Le filtre HF bloque les harmoniques générés par le système de redressement afin qu'ils ne soient pas rayonnés par l'antenne. De plus, il peut être conçu afin d'adapter les différentes parties entre elles.

L'unité de redressement est un montage généralement à base de diodes Schottky caractérisées par un temps de commutation rapide.

Le filtre DC assure un signal de type continu au niveau de la charge que l'on considère comme une résistance.

Une rectenna se caractérise par son rendement de conversion, c'est-à-dire sa capacité à recevoir l'énergie hyperfréquence et à la transformer en continu. La définition qui semble la plus rigoureuse est le rapport de la puissance DC consommée par la charge avec la puissance maximale HF que l'antenne est capable de récupérer :

$$\eta_C = \frac{P_{DC}}{P_{HF}}$$

La différence avec les autres définitions du rendement vient principalement de la façon de déterminer la puissance HF de référence. Cette dernière peut être évaluée au niveau du système de redressement. Dans ce cas, les problèmes de désadaptation avec l'antenne ne sont pas pris en compte et les rendements sont supérieurs.

II. CONTEXTE ET OBJECTIFS

Le but de ce chapitre est de s'intéresser au système « rectenna » afin de mieux comprendre les phénomènes mis en jeu. Ce travail est utile afin d'obtenir une méthodologie de conception de ce type de dispositif.

Afin d'étudier ou de concevoir ce type de dispositif, trois principales approches sont mises en oeuvre dans la littérature.

La première est une approche exclusivement circuit. Ainsi, tous les éléments de la rectenna sont modélisés à l'aide d'un circuit équivalent [IV.8]. L'antenne, les filtres et les diodes ont leur propre modèle ; ceux-ci sont ensuite mis bout à bout.

La deuxième consiste à concevoir puis analyser le système du point de vue expérimental [IV.9]. Ainsi, différents essais sont nécessaires avant d'obtenir un résultat satisfaisant.

Enfin, la troisième repose sur la conception séparée des différentes parties de la rectenna. Ainsi, l'antenne et plus généralement les éléments distribués sont conçus avec des logiciels électromagnétiques et la partie « redressement » avec des techniques circuits.

L'objectif est, dans ce cas, de maîtriser les impédances de chaque élément afin de réaliser la meilleure adaptation possible [IV.10].

Notre approche est complémentaire, le but est de mettre en évidence, afin de mieux les comprendre, les phénomènes physiques associés à ce type de dispositif. Sur la base d'une rectenna, conçue expérimentalement au LGI-ACTES de l'Université de La Réunion dans le cadre de la réalisation d'un démonstrateur de TESF [IV.11], une analyse est effectuée [IV.12]. Pour cela, une étude séparée des différentes parties est réalisée avant de mettre à profit l'outil d'analyse électromagnétique globale présenté précédemment. Cet outil permet de simuler globalement l'antenne (partie distribuée), son système de redressement ainsi que la charge (parties localisées). Cette modélisation couplée permet de calculer le rendement de conversion du système global [IV.13].

III. LE PROTOTYPE ETUDIE

III. 1 Démonstration de faisabilité de TESF

Le démonstrateur de TESF (Figure IV.4), conçu à l'Université de La Réunion, a été présenté lors de la conférence WPT 2001.

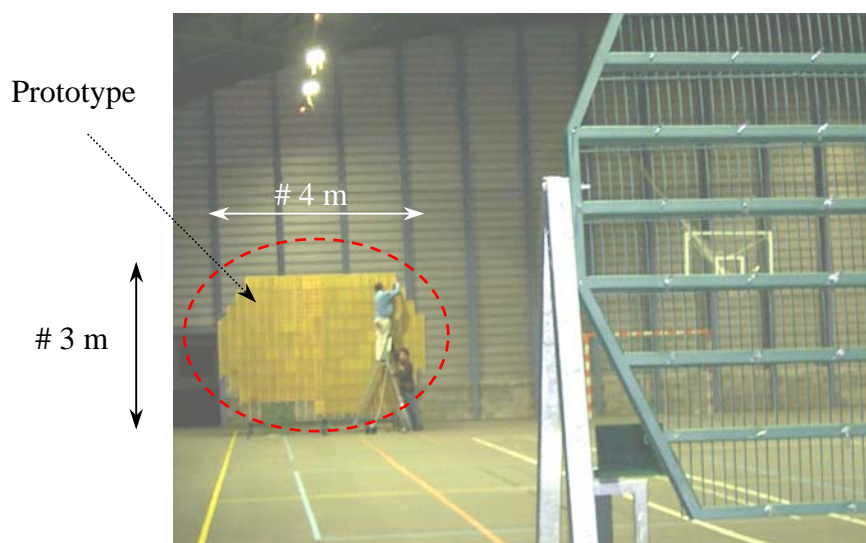


Figure IV.4 : Prototype de rectenna présentée à la conférence WPT 2001 [IV.14]

La figure ci-dessus présente le panneau constitué de plus d'un millier de rectennas. Cette association est utile afin d'augmenter la surface de réception qui avoisine les 12m^2 . Le démonstrateur est constitué d'un magnétron fournissant une puissance d'émission continue de 800W et du système de réception éloigné de 40m . En tenant compte des différentes pertes susceptibles de survenir lors de l'émission ou de la propagation du faisceau, on peut estimer que la densité de puissance au niveau des rectennas est de l'ordre de grandeur de la dizaine de watts par mètre carré.

Pour augmenter la quantité d'énergie au niveau des rectennas, un plan réflecteur est situé à environ $\lambda/4$ derrière le panneau. L'expérience fut une réussite puisque trois ampoules de 9W furent allumées grâce au dispositif [IV.3]. Ce démonstrateur, dont le rendement global est d'environ $3,4\%$, permet de montrer la faisabilité d'un tel projet.

Bien que le démonstrateur fonctionne, il reste bon nombre de questions en suspens. Il faut notamment déterminer comment optimiser le système. Pour cela, il faut adapter tous les éléments entre eux en maîtrisant l'impédance de chaque partie y compris celle des diodes.

De plus, des interactions sont possibles entre les parties distribuées et localisées et il faut s'assurer qu'elles n'affectent pas le fonctionnement global du dispositif.

III. 2 Description du système de réception

Le système de réception est constitué de plusieurs éléments identiques (équivalents à des rectennas indépendantes) qui sont associés afin d'augmenter la surface de réception. La Figure IV.5 présente le masque de l'antenne. Chaque rectenna est constituée de deux antennes en H imprimées sur substrat auxquelles sont associées trois diodes montées en parallèle. Sa fréquence d'utilisation est de $2,45\text{GHz}$.

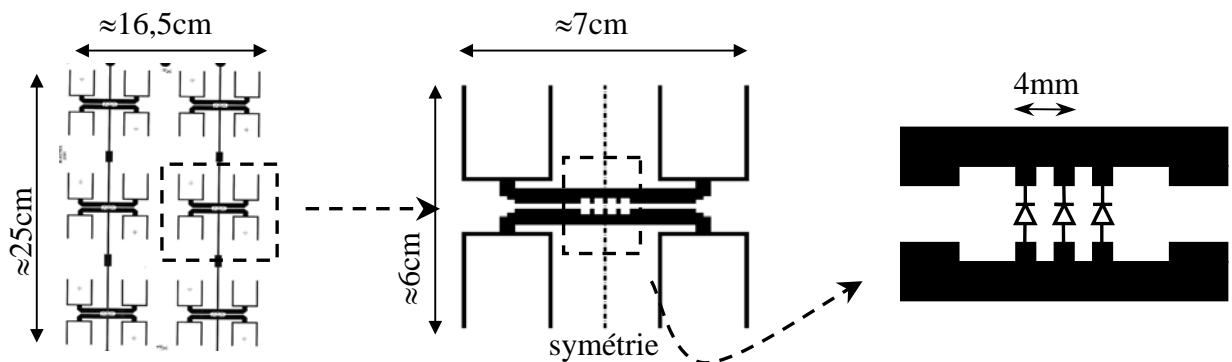


Figure IV.5 : Masque de l'antenne et emplacement des diodes

Le substrat possède une permittivité relative de 4,5. Il ne sert, en première approximation, qu'au support des métallisations. Les diodes sont connectées avec une configuration parallèle par rapport à l'antenne.

On peut remarquer que cette rectenna possède un axe de symétrie, cela permettra de simplifier la modélisation. L'élément de base a un faible encombrement et la technologie utilisée pour sa réalisation est reproductible et peu coûteuse.

IV. ANALYSE SEPAREE DES DIFFERENTS ELEMENTS DE LA RECTENNA

Les parties localisées et distribuées sont, dans un premier temps, étudiées séparément. Puis, dans un second temps, une modélisation électromagnétique globale est réalisée. Ces différentes approches apportent des informations complémentaires.

IV. 1 La diode : élément localisé non linéaire

Les diodes permettent la conversion de l'énergie microonde en continue. Elles jouent donc un rôle très important pour le bon fonctionnement du dispositif global. Il est nécessaire de les modéliser et de les caractériser soigneusement.

La diode Schottky est l'élément détecteur de base. Pour les récepteurs sans batterie associée, la diode « zéro bias » s'impose. Elle est caractérisée par une résistance de contact parasite élevée dont il faudra tenir compte dans la détermination du rendement.

IV. 1.1 Modèle équivalent électrique

Le modèle électrique retenu peut être utilisé aussi bien en petit signal qu'en fort signal, il est représenté sur la Figure IV.6.

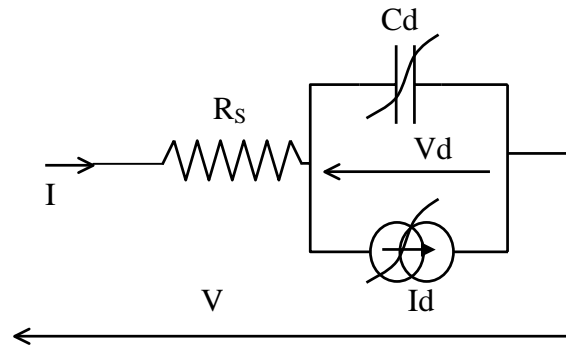


Figure IV.6 : Modélisation de la diode, circuit électrique et valeur des composants

Ce modèle est aussi celui utilisé dans le logiciel circuit SPICE [IV.15]. Il est constitué d'une source de courant non linéaire (I_d), d'une capacité non linéaire (C_d) et d'une résistance (R_s). La source de courant et la capacité sont fonction de la tension à leurs bornes.

La résistance R_s est une résistance parasite qui traduit les pertes ohmiques de la diode.

La source de courant non linéaire est le cœur du modèle, c'est elle qui réalise la fonction intrinsèque de la diode. Elle suit la relation de Shockley :

$$I_d = I_s * (e^{(V_d * \frac{q}{N * k * T})} - 1)$$

Avec :

N = coefficient d'émission

q = charge de l'électron ($1.6 \cdot 10^{-19} \text{C}$)

T = température du circuit ($^{\circ}\text{K}$)

K = constante de Boltzmann ($1.380662 \cdot 10^{-23} \text{JK}^{-1}$)

La capacité C_d , de la diode, représente les effets de stockage de charge de la jonction. Il existe deux composantes pour cette charge suivant que la jonction est polarisée en direct ou en inverse. En polarisation inverse, on peut considérer que la zone de charge d'espace sert d'intervalle entre les « armatures » d'un condensateur. La capacité peut se mettre sous la forme suivante :

$$C_d = C_{j0} * (1 - \frac{V_d}{\Phi})^{-M}$$

Avec :

C_{j0} = capacité de jonction à polarisation nulle (F)

Φ = potentiel de jonction (V)

M = coefficient de variation de jonction

En polarisation direct, la capacité est due au temps de transit nécessaire aux porteurs de charges pour traverser la région de diffusion de la jonction, elle peut s'écrire :

$$TT * \frac{I_S * q}{N * k * T} e^{(V_d * \frac{q}{N * k * T})}$$

Avec : TT = temps de transit

Les diodes utilisées pour les rectennas sont des diodes Schottky (réf : HP HSMS-2812), dont les caractéristiques sont présentées sur le tableau suivant :

SPICE Parameters

Parameter	Units	HSMS-280X	HSMS-281X	HSMS-282X	HSMS-286X
B_V	V	75	25	15	7.0
C_{j0}	pF	1.6	1.1	0.7	0.18
E_G	eV	0.69	0.69	0.69	0.69
I_{BV}	A	10E-5	10E-5	10E-4	10E-5
I_S	A	3 x 10E-8	4.8 x 10E-9	2.2 x 10E-8	5.0 x 10E-8
N		1.08	1.08	1.08	1.08
R_S	Ω	30	10	6.0	5.0
P_B	V	0.65	0.65	0.65	0.65
P_T		2	2	2	2
M		0.5	0.5	0.5	0.5

Toutes les informations nécessaires à la modélisation d'une diode sont connues, mise à part la valeur du temps de transit. Pour cette grandeur, nous prendrons la valeur par défaut employée dans SPICE, soit : TT = 0s.

Le modèle de la diode est très important puisque c'est le composant qui permet la création d'une énergie continue. Une variation du modèle ou de la valeur de ses paramètres peut entraîner des résultats très différents.

IV. 1.2 Valeur de la capacité C_d

La capacité C_d ne sera constituée que de la capacité de la jonction polarisée en inverse. La capacité, en polarisation directe, n'est pas pour autant nulle car cela signifierait que la diode peut passer de l'état passant à bloqué instantanément. Il faut donc prolonger la valeur de la capacité C_d pour des tensions positives. Toutefois, l'examen de la formule de C_d révèle que pour une certaine polarisation en direct, la capacité serait infinie, ce qui n'est pas le cas pour une jonction réelle. Pour une valeur de tension V_d supérieure à 0V, une approche simplifiée est proposée afin d'obtenir un résultat numérique continu. La valeur de cette capacité est tracée en fonction de la tension à ses bornes sur la Figure IV.7.

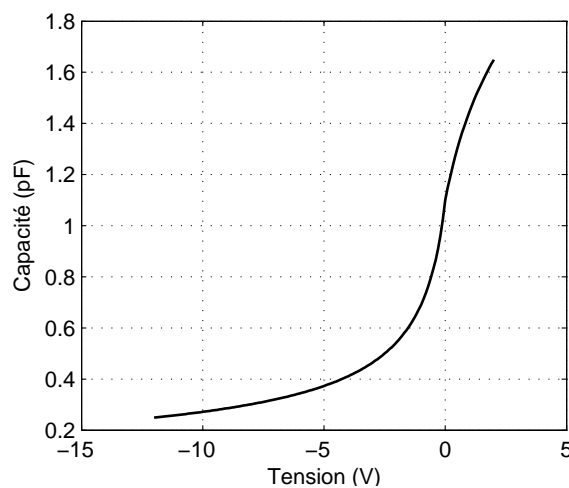


Figure IV.7 : Variation de la capacité de la diode en fonction de la tension à ses bornes

On peut remarquer que cette capacité est un élément parasite puisqu'elle tend à court-circuiter le signal hyperfréquence. Il faudrait donc tendre vers une valeur très faible de cette dernière.

IV. 1.3 Caractéristique courant - tension

Une résolution temporelle est utilisée pour étudier la diode : résolution des équations de Kirchoff en tension et en courant. Avant d'insérer le modèle de diode dans une résolution électromagnétique, il faut vérifier s'il correspond à la réalité. Pour cela, une comparaison entre notre modèle et les données constructeur a été effectuée : nous obtenons une bonne concordance des caractéristiques courant-tension que nous visualisons sur la Figure IV.8.

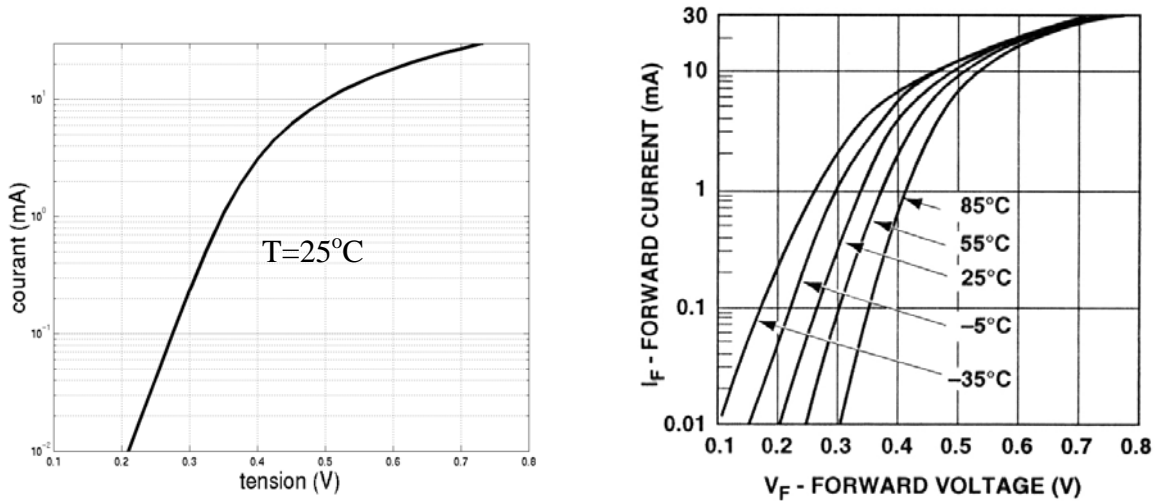


Figure IV.8 : Comparaison des caractéristiques UI de la diode, simulation (gauche) et données constructeur (droite)

L'impédance de la diode est délicate à définir. En effet, c'est un composant non linéaire dont les paramètres dépendent de la tension à leurs bornes. Ainsi, son impédance varie avec la valeur de polarisation et l'amplitude de la tension qu'elle reçoit. Par exemple, si la diode est bloquée, son impédance sera équivalente à celle de la résistance en série avec la capacité non linéaire.

L'impédance de la diode peut-être déduite d'une caractérisation expérimentale [IV.16], [IV.10] ou bien d'une extrapolation théorique à partir des lois de Kirchoff [IV.17].

IV. 2 L'antenne : dispositif passif lineaire

La Figure IV.9 présente la modélisation de la partie antenne de la rectenna. Elle est constituée de deux antennes en H reliées par une ligne de transmission.

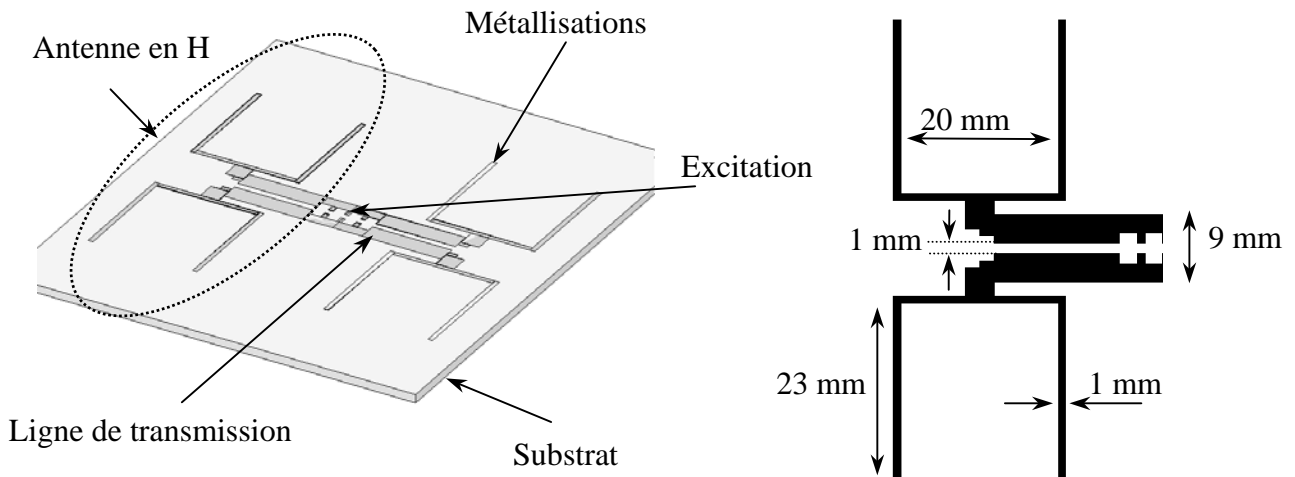


Figure IV.9 : Modélisation de la partie antenne de la rectenna, dimensions

Dans cette approche, nous avons cherché à caractériser l'antenne seule. Nous avons mené cette étude, sans prendre en compte les diodes, avec un logiciel différences finies (FDTD). L'antenne est modélisée en émission : une excitation est placée en son centre (à la place des diodes).

IV. 2.1 Impédance d'entrée et mode de résonance

Dans la configuration de la rectenna, il est difficile d'étudier séparément l'antenne en H et la ligne de transmission. En effet, sans information complémentaire, on ne peut pas savoir si la ligne modifie le fonctionnement du système. C'est pourquoi nous avons déterminé l'impédance d'entrée de la structure globale, elle est présentée sur la Figure IV.10. On constate qu'il existe une résonance à 2,45GHz et que l'impédance d'entrée de l'antenne est alors d'environ 30Ω .

Afin de connaître le mode de résonance, la répartition normalisée des charges sur la structure à 2,45GHz est tracée sur la Figure IV.11. Si on considère l'ensemble de la structure, nous pouvons en déduire qu'elle résonne en $3\lambda/2$.

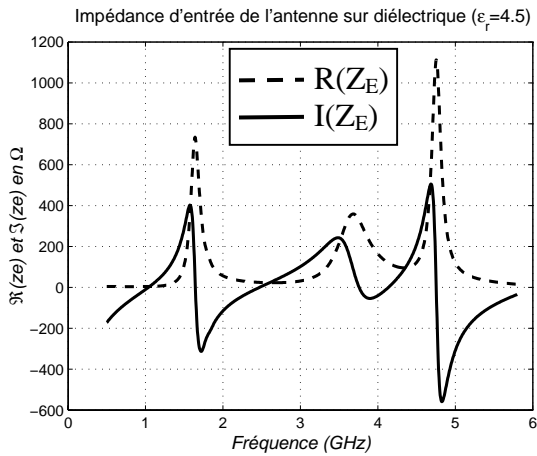


Figure IV.10 : Impédance d'entrée de l'antenne

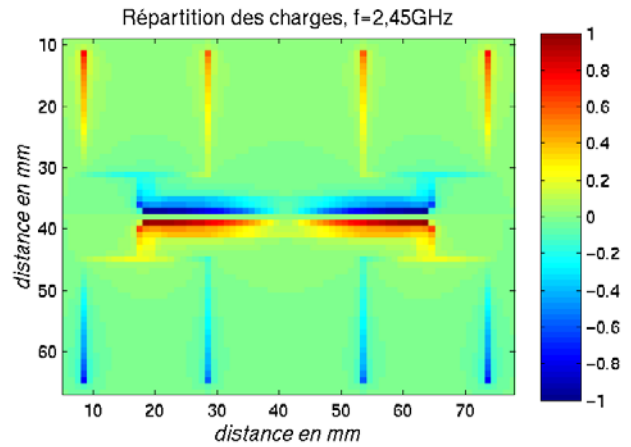


Figure IV.11 : Distribution normalisée des charges sur la structure à la résonance ($f = 2,45GHz$)

La ligne de transmission participe à la résonance du dispositif.

On peut remarquer que le substrat joue un rôle significatif dans le dimensionnement de l'antenne : il faut prendre en compte la permittivité effective du dispositif qui est de l'ordre de 2,4 à la fréquence considérée.

IV. 2.2 Rayonnement de l'antenne

Le but est de caractériser le rayonnement de l'antenne. La Figure IV.12 montre la structure qui est simulée.

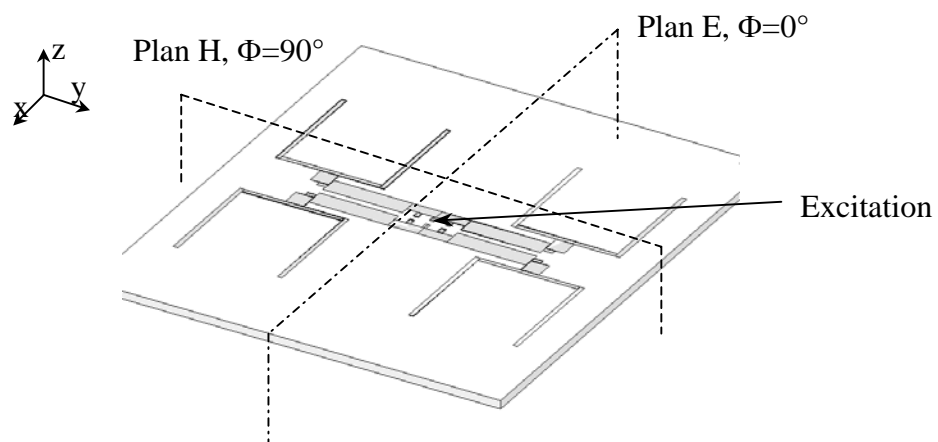


Figure IV.12 : Structure simulée

La Figure IV.13 présente les diagrammes de rayonnement dans les plans E et H.

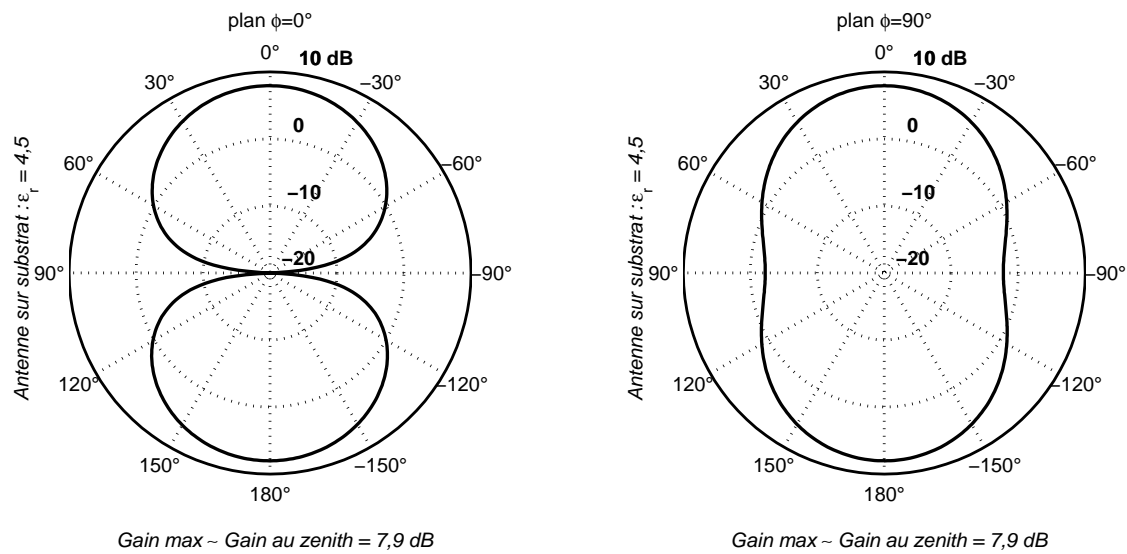


Figure IV.13 : Diagramme de rayonnement de l'antenne dans les plans E et H

Au niveau du rayonnement l'antenne est comparable à quatre dipôles dimensionnés pour résonner en $\lambda/2$ à 2,45GHz. Le gain de l'antenne est de l'ordre de 7,9dB au maximum. Si l'on considère un seul dipôle, son gain maximal serait donc d'environ 1,9dB. L'effet du réseau est visible sur le diagramme de rayonnement : dans le plan H, au niveau du substrat, il y a un rétrécissement du rayonnement.

Nous pouvons dès à présent déterminer sa surface effective à partir de la formule suivante :

$$S_e = \frac{\lambda^2 * G}{4\pi}$$

La surface effective de l'antenne seule est de l'ordre de : 73,6 cm². Elle nous permettra de calculer la puissance maximale que peut capter l'antenne en fonction de la densité de puissance de l'onde incidente.

V. SIMULATION ELECTROMAGNETIQUE GLOBALE

Les informations apportées par les études distinctes des diodes (éléments localisés) puis de la partie antenne et des lignes (éléments distribués) sont nécessaires mais non suffisantes. Il faut maintenant déterminer les différentes interactions entre ces parties qui sont

intégrées dans le même dispositif. Pour cela, une approche électromagnétique globale est employée.

Le logiciel FDTD est couplé avec une résolution de type circuit afin de prendre en compte les diodes. On a vu que deux méthodes pour insérer des éléments localisés peuvent être utilisées : soit par l'intermédiaire des fils minces (formalisme de Holland), soit directement dans la maille FDTD. Les résultats sont similaires avec l'une ou l'autre des méthodes.

Afin de mieux appréhender les mécanismes physiques mis en jeu, la modélisation complète du dispositif est réalisée par étape. Une première modélisation est effectuée sans charge avant de prendre en compte le système de réception dans sa globalité.

V. 1 Modélisation du dispositif sans charge

La première simulation est réalisée sans prendre en compte de charge : le système modélisé est présenté sur la Figure IV.14. Il est constitué de l'antenne sur laquelle trois diodes sont insérées et d'un plan réflecteur situé à environ $\lambda/4$ en arrière. Le comportement du système est observé en réception, l'excitation est une onde plane d'une densité de puissance de 20W/m^2 (valeur arbitraire inférieure au critère sanitaire qui est de 50W/m^2). Le plan réflecteur permet d'augmenter la puissance au niveau de l'antenne.

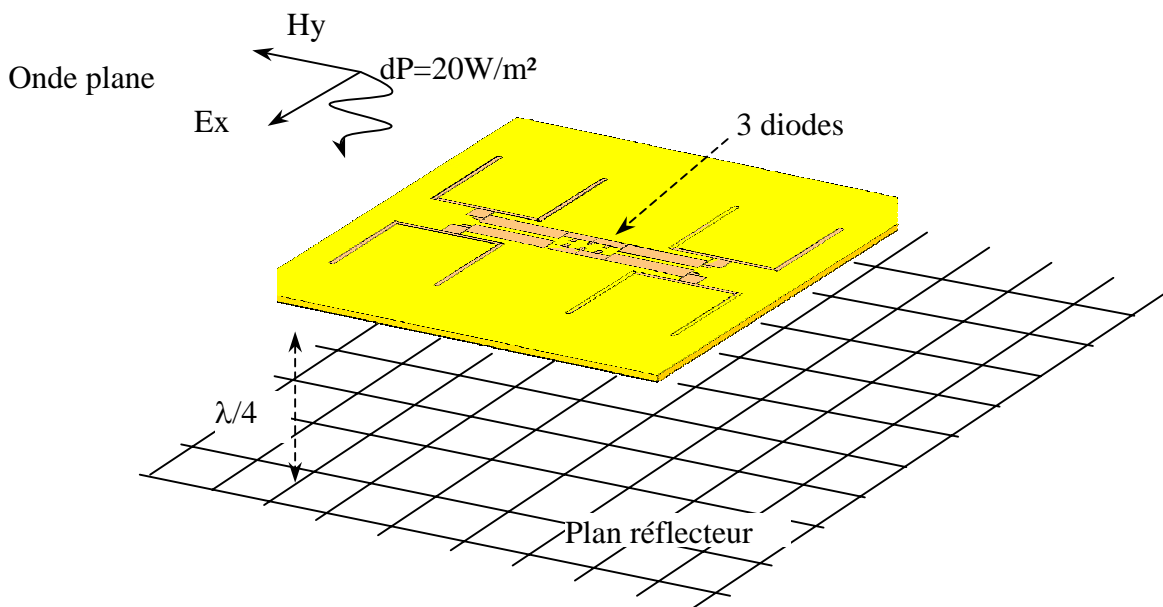


Figure IV.14 : Modélisation de la structure

V. 1.1 Excitation par une sinusoïde modulée

Dans un premier temps, l'excitation est une sinusoïde modulée par une gaussienne. La largeur de l'impulsion est de 1,04ns. La tension aux bornes de la diode centrale et le courant qui la traverse sont présentés sur la Figure IV.15.

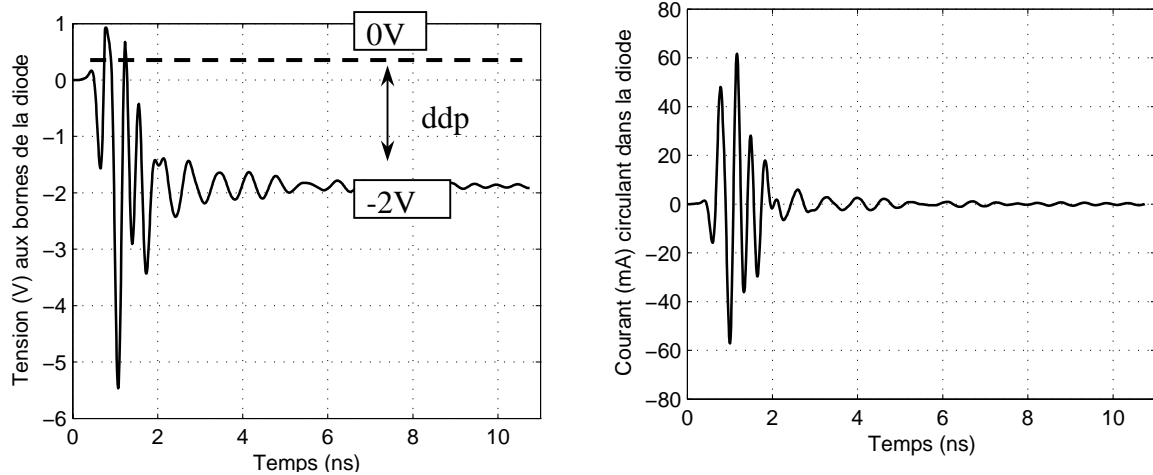


Figure IV.15 : Tension et courant au niveau de la diode centrale

Après un bref transitoire, la structure emmagasine de l'énergie comme une capacité et il se crée une différence de potentiel aux bornes de la diode. La Figure IV.16 et la Figure IV.17 représentent respectivement l'accumulation de charge sur l'antenne ainsi que les lignes de champs. Les charges sont représentées par l'intermédiaire du champ électrique orthogonal au dispositif relevé à l'instant : $t_1=10\text{ns}$. Les lignes de champs sont, quant à elle, représentées par le champ électrique dans le plan du dispositif déterminé à t_1 .

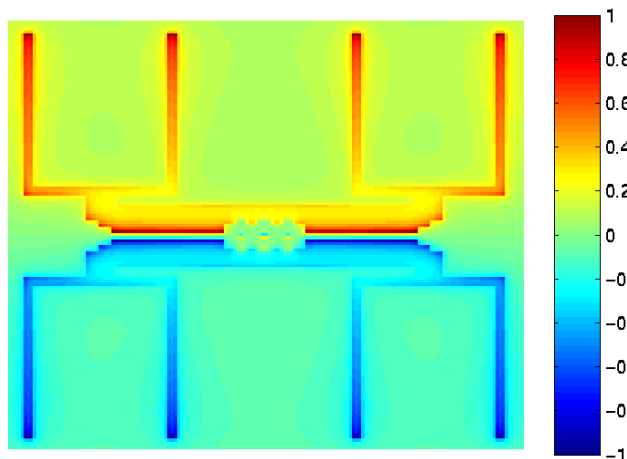


Figure IV.16 : Répartition normalisée des charges sur la surface de l'antenne

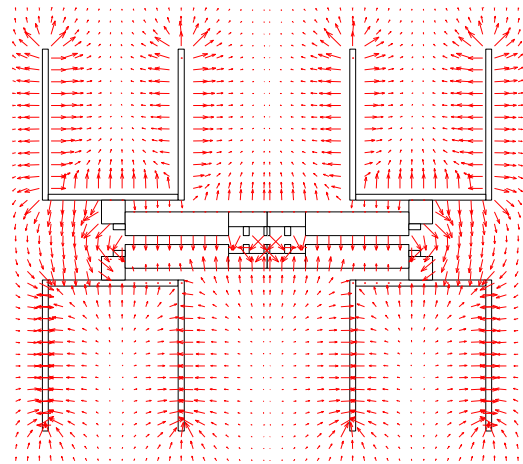


Figure IV.17 : Ligne de champ de la structure chargée

On peut considérer que les parties métalliques de la rectenna sont comparables aux armatures d'une capacité. A l'équilibre, chaque armature est polarisée, l'une positivement et l'autre négativement. Cela est dû au fait qu'il n'y a pas de référence à la masse.

V. 1.2 Excitation par une onde monochromatique

Dans un second temps, l'excitation est une sinusoïde de fréquence égale à 2,45GHz. La tension aux bornes de la diode est tracée sur la Figure IV.18.

Afin de montrer l'influence de la modélisation de la diode et notamment de sa capacité, deux cas vont être comparés. Le premier où la capacité est non linéaire (ce qui a été décrit avant) et le second où l'on considère cette capacité comme constante et égale à C_{j0} .

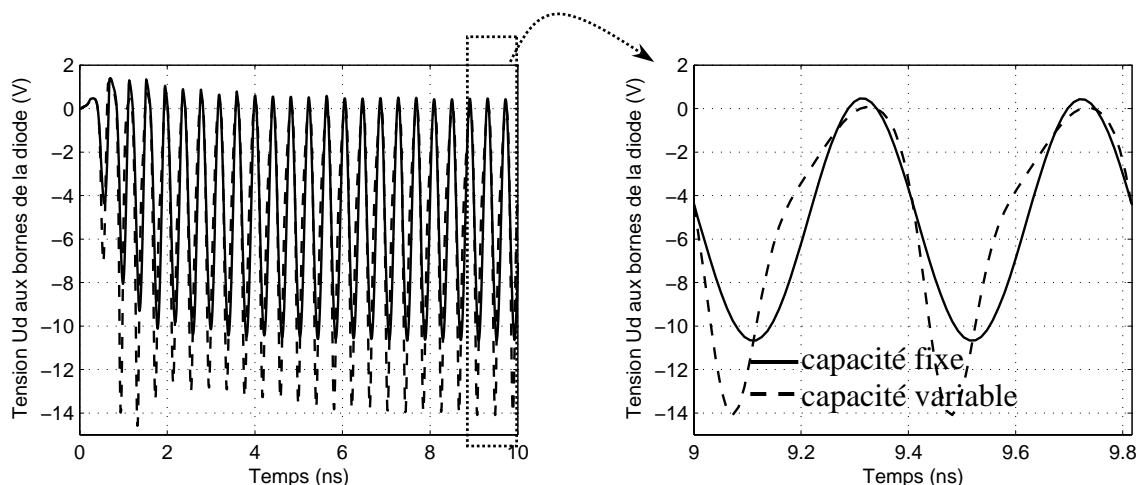


Figure IV.18 : Tension aux bornes de la diode centrale (structure non chargée)

Dans le cas où la capacité est constante, la diode n'écrête pas le signal et ne génère donc pas d'harmonique. La tension aux bornes de la diode n'est constituée que du fondamental et du DC. Dans l'autre cas, il existe une génération d'harmonique due à la capacité non linéaire du modèle circuit. Le contenu spectral de ces signaux est présenté sur la Figure IV.19.

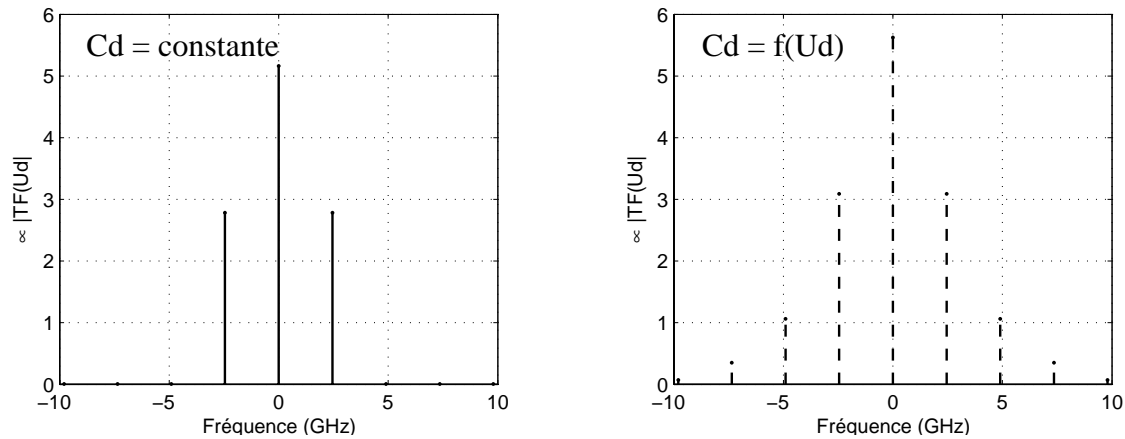


Figure IV.19 : Contenu spectral du signal aux bornes de la diode centrale

La diode se polarise grâce à la différence de potentiel qui s'est créée à ses bornes : il y a un phénomène d'auto-polarisation avec la capacité formée par les éléments métalliques de l'antenne. La source de courant non linéaire est bloquée et l'échange d'énergie HF se fait par la capacité.

V. 2 Modélisation du dispositif avec une charge : calcul du rendement de conversion

V. 2.1 Mise en oeuvre de la modélisation

Afin de modéliser et de simuler la structure dans son ensemble, il faut rajouter une charge. Pour cela nous plaçons deux fils aux bornes de la diode centrale, ces fils seront terminés par une charge constituée d'une capacité (60pF) et d'une résistance (50Ω). La capacité sert de filtre passe bas et la résistance nous permet de visualiser une puissance continue et ainsi de déterminer un rendement. La valeur de la capacité a été choisie de sorte qu'elle soit un court-circuit pour les fréquences supérieures ou égales à 2,45GHz. Celle de la résistance est arbitraire.

La simulation est toujours réalisée avec le plan réflecteur (Figure IV.20). La ligne bifilaire est prise d'une longueur légèrement inférieure à $\lambda/4$ afin que l'impédance ramenée par la charge au niveau des diodes ne perturbe pas le système. Notre structure est toujours éclairée avec une onde plane d'une densité de puissance de 20W/m^2 .

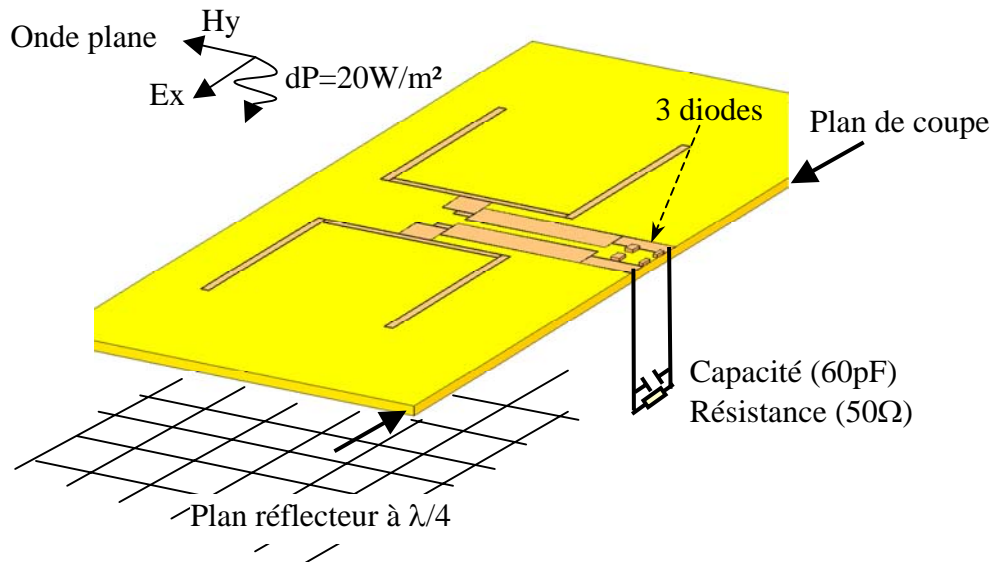


Figure IV.20 : Modélisation globale du système de réception

V. 2.2 Résultats

On visualise la tension aux bornes de la diode sur la Figure IV.21+. De plus, une comparaison de cette tension avec celle du dispositif non chargé est réalisée.

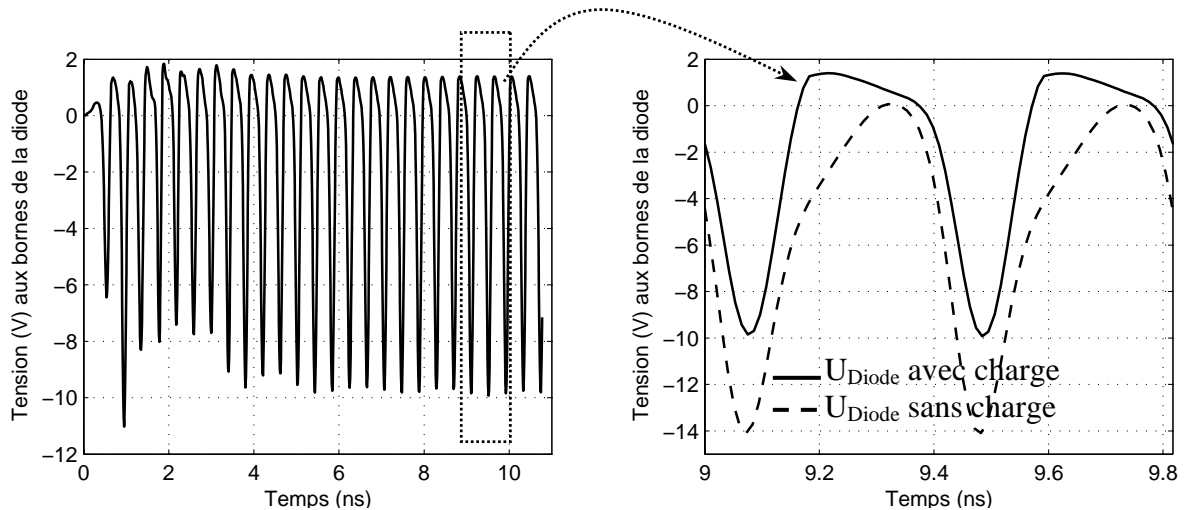


Figure IV.21 : Tension aux bornes de la diode centrale (dispositif chargé par R et C et dispositif sans charge)

La diode se polarise mais la tension de polarisation est inférieure à celle obtenue sans charge. De plus, il y a un écrêtage de cette tension qui pourrait être comparé au phénomène intervenant dans un redressement simple alternance (commutation de la diode). Ces deux phénomènes coexistent et participent à la génération d'une puissance continue. Dans nos simulations, on peut considérer que la diode est utilisée en fort signal.

Traçons maintenant la tension et le courant au niveau de la capacité : Figure IV.22.

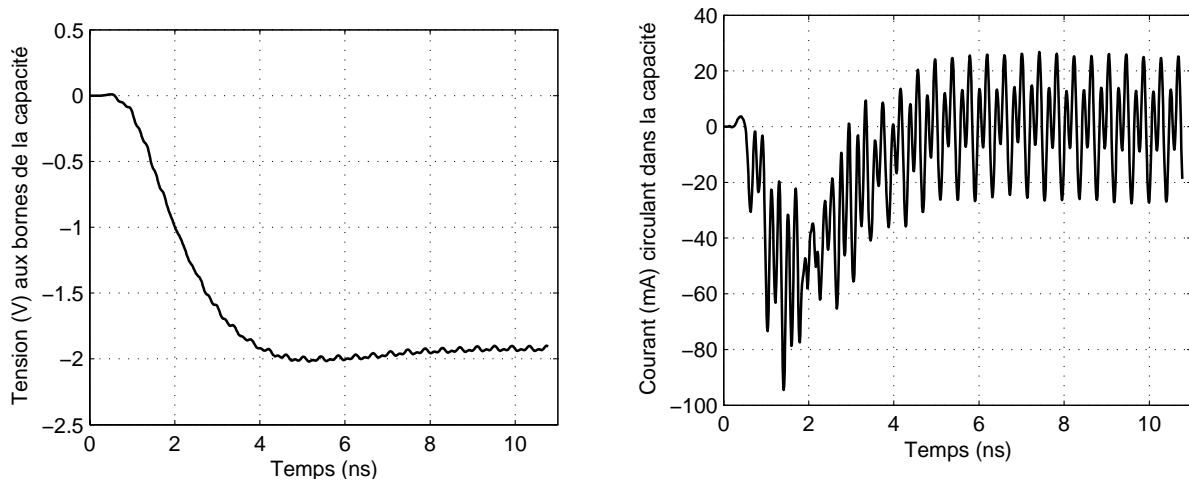


Figure IV.22 : Tension et courant aux bornes de la capacité

La capacité joue parfaitement son rôle de filtre passe bas DC puisque, après une période transitoire, la tension à ses bornes n'est que continue. Le courant qui circule au travers de cette capacité est, quant à lui, composé du fondamental et des harmoniques.

Afin de calculer le rendement de conversion du système global, il faut déterminer la tension aux bornes de la résistance (Figure IV.23).

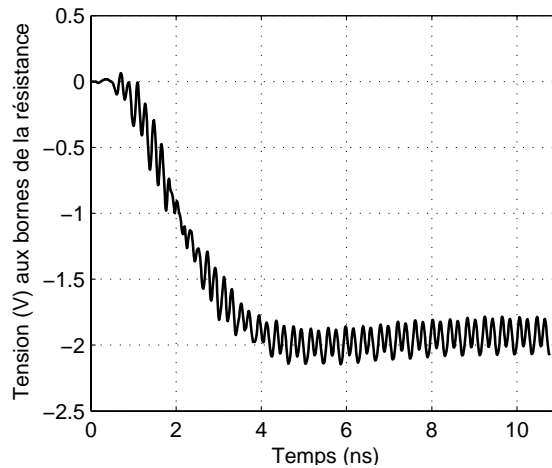


Figure IV.23 : tension aux bornes de la résistance

L'énergie au niveau de la résistance n'est quasiment que continue. Les faibles oscillations autour du DC sont dues à un couplage électromagnétique.

A partir de la surface équivalente de l'antenne, on détermine la puissance maximale que peut accepter l'antenne si elle est parfaitement adaptée : $P_{\max_acc} = 147\text{mW}$.

La puissance DC consommée par la charge est calculée une fois que le régime permanent est atteint, on trouve : $P_{dc} = 81\text{mW}$.

Ce qui nous donne un rendement de conversion de : $\eta = 51\%$.

Pour cet exemple, une densité de puissance de 2mW/cm^2 au niveau de l'antenne permet d'obtenir une puissance continue de 81mW au niveau de la charge.

En ce qui concerne le système expérimental, le panneau de réception utilisé (Figure IV.4) comporte 1188 éléments identiques. Si tous les éléments sont correctement adaptés, on peut considérer que la puissance continue utile est de : $1188 \times 0.081 = 96\text{W}$. L'ordre de grandeur est respecté puisqu'une puissance de 27W a été mise en évidence lors de la conférence WPT'01. La différence peut s'expliquer par une mauvaise adaptation de la charge, des antennes entre elles...

De précédents travaux ont montré que l'on pouvait atteindre des rendements supérieurs à 80 % avec un système de redressement ne comprenant qu'une seule diode [IV.10]. C'est la conjugaison des phénomènes d'auto-polarisation et de redressement qui permet d'atteindre de tels rendements.

V. 2.3 Pertes au niveau des résistances parasites

Chaque diode contient une résistance parasite qui peut consommer une énergie continue et ainsi diminuer le rendement de conversion de la rectenna.

Les tensions aux bornes de ces résistances sont tracées sur la Figure IV.24.

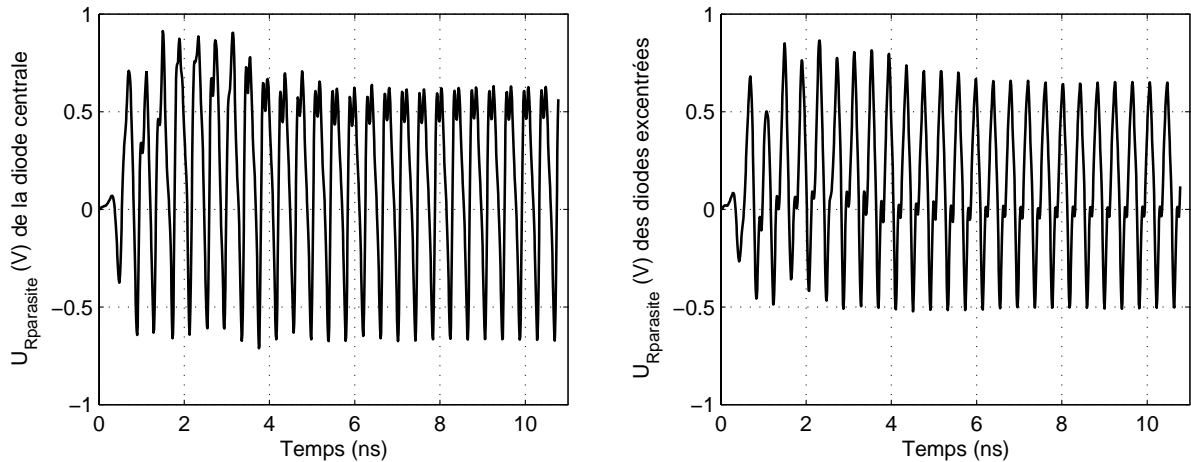


Figure IV.24 : Tensions aux bornes des résistances parasites

Les variations de la tension au niveau de la résistance de la diode centrale sont plus importantes que celles de la résistance des diodes excentrées. Les puissances continues consommées par les résistances sont évaluées :

pour la résistance de la diode centrale : $P_{dc} = 2,54\text{mW}$.

pour la résistance des diodes excentrées : $P_{dc} = 1,55\text{mW}$.

La puissance totale continue dissipée dans les résistances parasites est donc de $5,64\text{mW}$. Cela représente environ 4% de l'énergie hyperfréquence.

V. 3 Problème d'adaptation

Cette partie a pour objectif de mettre en évidence les difficultés que l'on peut rencontrer pour optimiser un tel système. En effet, pour adapter les différentes parties de cette structure, il faut maîtriser les impédances. Cependant, ces dernières sont difficiles à calculer. Les effets sur le rendement, d'une variation de la charge, de la ligne bifilaire ou de la densité de puissance incidente, vont être visualisés.

V. 3.1 La capacité : filtre DC

On fait varier la valeur de la capacité (filtre passe bas DC). La tension aux bornes de la résistance de 50Ω est tracée sur la Figure IV.25.

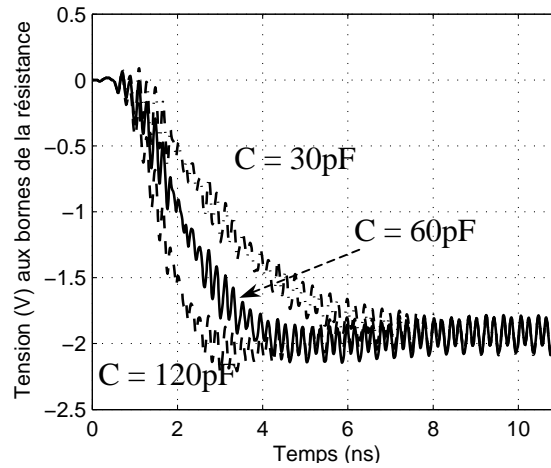
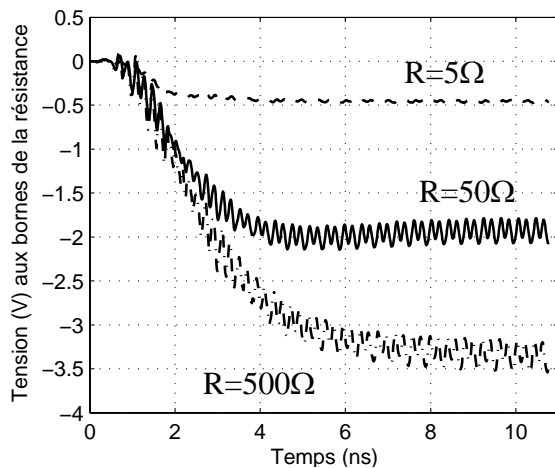


Figure IV.25 : Tension aux bornes de la résistance en fonction de la capacité du filtre DC

Cette capacité est placée à $\lambda/4$ derrière le système. Elle ramène donc un circuit ouvert au niveau des diodes et ne vient pas perturber le fonctionnement du dispositif. Le transitoire est plus ou moins long mais la puissance DC aux bornes de la résistance reste identique.

V. 3.2 La résistance

La valeur de la résistance de charge prend trois valeurs différentes : 5Ω , 50Ω et 500Ω . Pour ces différentes valeurs, le rendement de conversion est calculé (Figure IV.26).



$$U_{R=5\Omega} = -0,46\text{V}, P_{\text{DC}} = 42\text{mW}, \eta = 28\%$$

$$U_{R=50\Omega} = -1,94\text{V}, P_{\text{DC}} = 75\text{mW}, \eta = 51\%$$

$$U_{R=500\Omega} = -3,36\text{V}, P_{\text{DC}} = 23\text{mW}, \eta = 16\%$$

Figure IV.26 : Tension aux bornes de la résistance de charge : $R=5\Omega$, 50Ω et 500Ω

Le rendement de conversion varie de façon importante avec la valeur de la charge. Cela met en évidence l'importance de l'adaptation de chaque élément, il faut donc savoir ce que le système rectenna doit alimenter afin d'en connaître l'impédance.

V. 3.3 Influence de la ligne bifilaire

La ligne bifilaire qui relie la rectenna à la charge ne sert, à priori, qu'à transporter une énergie continue. Elle ne doit donc pas avoir d'influence sur le rendement global du système. Afin de le vérifier, l'impédance de cette ligne est modifiée en jouant sur l'écart entre les fils. Cette distance prend les valeurs suivantes : 0,5mm, 1,5mm et 2,5mm.

La tension aux bornes de la résistance est tracée sur la Figure IV.27.

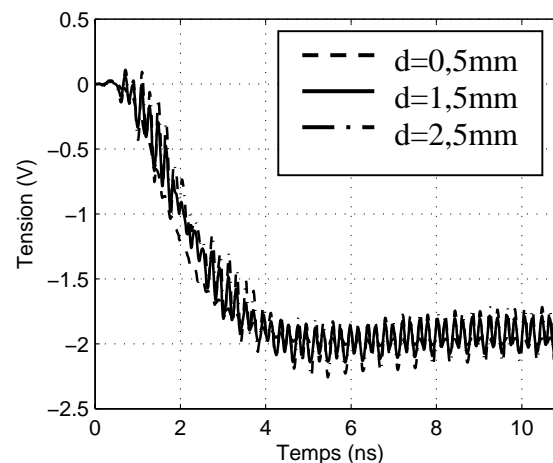
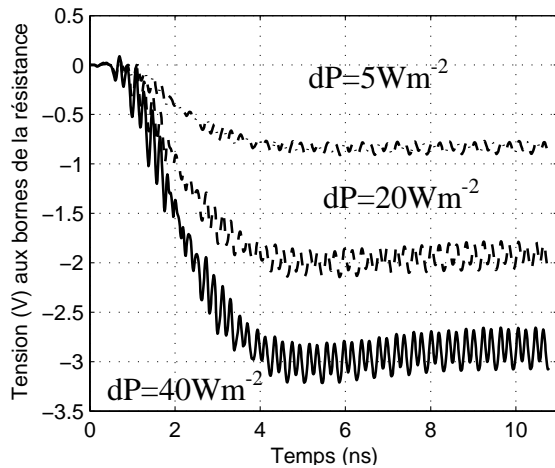


Figure IV.27 : Tension aux bornes de la résistance de 50Ω en fonction de l'impédance de la ligne bifilaire

La tension oscille plus ou moins mais la quantité d'énergie continue consommée par la charge reste identique.

V. 3.4 Influence de la puissance de l'onde incidente

On fait varier la puissance de l'onde incidente. On observe sur la Figure IV.28 l'influence de ce paramètre sur la tension continue consommée par la charge.



$$P_{RF} = 37\text{mW}$$

$$U_{R, dP=5Wm^{-2}} = -0,83\text{V}, P_{DC} = 14\text{mW}, \eta = 38\%$$

$$P_{RF} = 147\text{mW}$$

$$U_{R, dP=20Wm^{-2}} = -1,94\text{V}, P_{DC} = 75\text{mW}, \eta = 51\%$$

$$P_{RF} = 295\text{mW}$$

$$U_{R, dP=40Wm^{-2}} = -2,90\text{V}, P_{DC} = 167\text{mW}, \eta = 57\%$$

Figure IV.28 : Tension aux bornes de la résistance de 50Ω en fonction de la densité de puissance de l'onde incidente

Le rendement de conversion varie. Cela montre que l'adaptation varie avec la puissance reçue et donc que l'impédance de la diode est dépendante de la puissance incidente.

VI. CONCLUSION ET DISCUSSION

Ces premiers résultats ont permis de mettre en évidence un phénomène d'auto-polarisation du dispositif. En effet, les éléments métalliques du dispositif se chargent à l'instar d'une capacité et permettent ainsi de polariser la diode. Ce phénomène s'ajoute au phénomène de redressement classique de la diode.

De plus, l'outil électromagnétique global nous a permis de modéliser l'antenne, la ligne de transmission, les diodes, le filtre DC et la charge. Il est donc possible, en une simulation, de déterminer le rendement de conversion d'une rectenna. Cependant, les résultats sont très dépendants du modèle de diode utilisé. Afin d'obtenir des résultats corrects, il faut donc avoir un modèle qui se rapproche le plus possible de la réalité.

Le système global s'avère difficile à adapter au vue du comportement de la diode. En effet, l'impédance de cette dernière est fonction de sa polarisation et de l'amplitude du signal à ses bornes. Une modification de l'impédance de charge fait varier l'impédance de la diode, modifiant alors l'adaptation de la partie haute fréquence (antenne et filtre) avec la partie

redressement. La puissance reçue par l'antenne va, elle aussi, modifier le fonctionnement de la diode (petit signal, fort signal).

Un moyen d'augmenter le rendement serait d'accentuer le phénomène d'auto-polarisation. Pour cela, il semblerait cohérent d'augmenter la capacité formée par les structures métalliques : diminuer la distance entre les armatures et augmenter la surface de ces dernières à l'instar de la définition d'une capacité en statique. Cependant, il est difficile de réaliser ces modifications sans, encore une fois, modifier les impédances de ces éléments et donc l'adaptation globale. Il faut donc prévoir, au début de la conception, une antenne dont la capacité potentielle serait élevée : un patch par exemple.

En terme de perspective, il faut réaliser un banc de mesure afin d'effectuer une comparaison expérimentation / simulation qui nous permettra de savoir comment améliorer nos modèles.

Conclusion générale

Le travail synthétisé dans ce mémoire concerne l'analyse électromagnétique et les techniques de modélisation numérique appliquées aux circuits hyperfréquences. Ces dispositifs, qui sont de plus en plus complexes, nécessitent d'avoir des outils numériques d'aide à la conception appropriés. En effet, les systèmes de télécommunications intègrent différentes fonctions : antenne, amplificateurs, lignes de transmissions... Le rapprochement de ces fonctions dans un espace réduit peut poser quelques problèmes de modélisation : il faut notamment prendre en compte les interactions possibles entre les différentes parties.

Ainsi, dans l'objectif de pouvoir modéliser précisément ce type de dispositif, une approche plus globale, reposant sur des modèles électromagnétiques et circuits, a été développée au sein de la communauté scientifique.

Les outils numériques auxquels nous nous sommes intéressés reposent sur la résolution couplée des équations de Maxwell et des relations de Kirchoff, dans le domaine temporel. En effet, ces deux modèles permettent d'appréhender la réalité physique à deux niveaux différents. Ainsi, des modélisations comprenant des éléments distribués et localisés ont été réalisées.

Avant d'être employé, cet outil numérique global a été étudié. L'accent a été mis sur les différentes précautions à prendre pour son utilisation ainsi que sur les difficultés qui peuvent survenir lors de sa mise en oeuvre. Ainsi, sur deux exemples d'insertion d'éléments localisés (une résistance et une diode), on a pu constater que l'instant de calcul des différentes grandeurs doit respecter le schéma classique FDTD sous peine de donner des résultats erronés ou bien de faire diverger l'algorithme.

De plus, on peut remarquer que l'ensemble des études électromagnétiques qui ont déjà été réalisées à l'aide de cet outil, sont limitées en fréquence ([I.1], [I.25], [I.42]...). En effet, la réponse de l'élément localisé dans son environnement est différente de la réponse idéale que l'on pourrait attendre. Ainsi, il peut y avoir une différence entre ce que l'on souhaite modéliser et ce que l'on modélise réellement.

Ce problème, qui s'accroît avec la fréquence, est la conséquence de nombreux phénomènes physiques et numériques qui accompagnent l'insertion d'un élément localisé. Si l'on prend en compte tous ces phénomènes, il est possible d'une part, de retrouver la réponse idéale du circuit et d'autre part, de modéliser exactement ce que l'on souhaite.

Par exemple, dans le cas de la charge d'une ligne microruban, il faut tenir compte de la capacité et de la résistance du circuit ouvert, de la self-inductance liée au fil et de la capacité qui vient en parallèle avec l'élément localisé. La valeur de ces composants dépend des caractéristiques de la ligne ainsi que des paramètres FDTD.

Cet outil numérique a été appliqué sur deux exemples : le cas d'un connecteur hyperfréquence et celui de la rectenna.

Dans le cas du connecteur, la transition, entre une ligne microruban et une ligne coaxiale, a tout d'abord été entièrement discrétisée. Cette modélisation, qui nous a servi de référence, peut être délicate à cause des éléments curvilignes. Les différentes simulations ont pu mettre en évidence les défauts critiques de positionnement qu'il faut éviter lors de la réalisation.

Puis, l'insertion des éléments localisés a permis de remplacer une partie du dispositif par son impédance équivalente. Cette modélisation a été mise en oeuvre afin de démontrer qu'il est possible, par l'intermédiaire d'éléments de circuit, de modéliser exactement ce que l'on souhaite. Cette technique a fourni d'excellents résultats sur une gamme de fréquence allant du continu jusqu'à 80GHz. De plus, cela signifie qu'il est possible, en ce qui concerne des problèmes en réflexion, d'alléger n'importe quelle structure en remplaçant certaines sous parties par leur impédance équivalente.

Ces travaux donnent les clés pour une maîtrise des éléments localisés dans le volume de calcul FDTD.

Dans le cas de la rectenna, l'objectif était de mettre en place les outils nécessaires à l'étude d'un tel dispositif. En effet, ce système comprend des éléments distribués (antenne, lignes de transmission...) mais aussi des éléments localisés non linéaires (diodes). L'utilisation de l'outil électromagnétique global sur cette structure a permis de prendre en compte les principaux phénomènes et notamment l'interaction entre les diodes et le reste de la structure. Un phénomène d'auto-polarisation des diodes a pu être visualisé et le rendement de conversion de la structure a été déterminé. Ce rendement est très dépendant de l'adaptation des différentes parties constitutives de la rectenna. Ainsi, l'intérêt d'avoir recours à une approche globale a été démontré.

De nombreuses perspectives peuvent être envisagées. D'une façon générale, les éléments localisés doivent permettre de faciliter les modélisations. On a vu qu'ils pouvaient être utilisés pour remplacer une partie d'un dispositif à l'aide de son impédance équivalente. Il est également possible de prendre en compte un effet parasite qu'une discrétisation trop grossière ne permet pas d'obtenir (exemple : capacité d'un gap entre deux structures métalliques séparées d'une distance très inférieure à la longueur d'onde). Afin de généraliser ces techniques, il faut inclure un terme de source. Cela permettrait de simplifier non seulement les structures passives mais aussi tous les dispositifs actifs. De plus, l'insertion d'une impédance en temporel supprimerait les difficultés pour trouver un modèle circuit adéquat.

En ce qui concerne la rectenna, de nombreux travaux restent encore à effectuer. Il faut notamment passer par l'expérimentation, en réalisant un banc de mesure, afin d'améliorer nos modèles et ainsi pouvoir maîtriser l'impédance de chaque élément. A ce stade de l'étude, l'analyse d'un dispositif déjà réalisé devient pénalisante. Il serait préférable de mettre à profit l'expérience acquise et les outils numériques afin de concevoir et d'optimiser notre propre dispositif.

Annexes

Annexe I : Insertion directe d'éléments localisés dans le code FDTD

On considère que le milieu est sans perte : $\sigma=0$. Pour insérer un élément localisé suivant z, l'équation de Maxwell Ampère peut se mettre sous la forme suivante :

$$\oint_{\Gamma} \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l}^{t+\Delta T/2} = \frac{\epsilon \mathbf{S}}{\Delta t} (\mathbf{E}_z^{t+\Delta t} - \mathbf{E}_z^t) + \mathbf{I}_{Lz}^{t+\Delta T/2} \quad (1)$$

Avec : $\mathbf{S}=\Delta x \Delta y$

Il faut maintenant déterminer le courant qui circule dans le circuit, $\mathbf{I}_{Lz}^{t+\Delta T/2}$, en fonction de l'élément localisé que l'on souhaite insérer.

Cas d'une résistance

Pour la résistance, la relation circuit s'écrit : $U=RI$.

$$\text{Soit : } U_{Lz}^{t+\Delta t/2} = R * I_{Lz}^{t+\Delta t/2} \quad (2)$$

$$\text{avec : } U_{Lz}^{t+\Delta t/2} = \Delta z * E_z^{t+\Delta t/2} \quad (3)$$

On injecte (3) dans (2) et on fait une moyenne temporelle du champ électrique, on obtient :

$$I_{Lz}^{t+\Delta t/2} = \frac{\Delta z}{2R} (E_z^{t+\Delta t} + E_z^t) \quad (4)$$

Il suffit maintenant d'utiliser (4) dans (1) et d'exprimer le champ électrique à l'instant $t+\Delta t$ en fonction des autres grandeurs :

$$E_z^{t+\Delta t} = \frac{2R\Delta t}{\Delta z\Delta t + 2R\Delta x\Delta y\epsilon} \oint_{\Gamma} \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l}^{t+\Delta t/2} - \frac{\Delta z\Delta t - 2R\Delta x\Delta y\epsilon}{\Delta z\Delta t + 2R\Delta x\Delta y\epsilon} E_z^t$$

Cas d'une self inductance

Pour la self, la relation circuit s'écrit : $U = L \frac{dI}{dt}$.

Soit : $U_{Lz}^t = \frac{L}{\Delta t} (I_{Lz}^{t+\Delta t/2} - I_{Lz}^{t-\Delta t/2})$ (5)

avec : $U_{Lz}^t = \Delta z * E_z^t$ (6)

D'où : $I_{Lz}^{t+\Delta t/2} = \frac{\Delta t \Delta z}{L} E_z^t + I_{Lz}^{t-\Delta t/2}$ (7)

On peut maintenant exprimer $I_{Lz}^{t-\Delta t/2}$, on obtient :

$$I_{Lz}^{t-\Delta t/2} = \frac{\Delta t \Delta z}{L} E_z^{t-\Delta t} + I_{Lz}^{t-3\Delta t/2}$$

avec : $I_{Lz}^{t-3\Delta t/2} = \frac{\Delta t \Delta z}{L} E_z^{t-2\Delta t} + I_{Lz}^{t-5\Delta t/2}$

.....

Finalement, (7) peut se mettre sous la forme suivante : $I_{Lz}^{t+\Delta t/2} = \frac{\Delta t \Delta z}{L} \sum_{k=0}^n E_z^{t-k\Delta t}$ (8)

Il suffit maintenant d'utiliser (8) dans (1) et d'exprimer le champ électrique à l'instant $t+\Delta t$ en fonction des autres grandeurs :

$$E_z^{t+\Delta t} = E_z^t + \frac{\Delta t}{\Delta x \Delta y \epsilon} \oint_l H \cdot dl^{t+\Delta t/2} - \frac{\Delta z \Delta t^2}{L \Delta x \Delta y \epsilon} \sum_{k=0}^n E_z^{t-k\Delta t}$$

Cas d'une capacité

Pour la capacité, la relation circuit s'écrit : $I = C \frac{dU}{dt}$.

Soit : $I_{Lz}^{t+\Delta t/2} = \frac{C}{\Delta t} (U_{Lz}^t - U_{Lz}^{t+\Delta t})$ (9)

avec : $U_{Lz}^t = \Delta z * E_z^t$ (10)

On injecte (10) dans (9), on obtient :

$$I_{Lz}^{t+\Delta t/2} = \frac{C\Delta z}{\Delta t} (E_z^t - E_z^{t+\Delta t}) \quad (11)$$

Il suffit maintenant d'utiliser (11) dans (1) et d'exprimer le champ électrique à l'instant $t+\Delta t$ en fonction des autres grandeurs :

$$E_z^{t+\Delta t} = \frac{\Delta t}{\Delta z C + \Delta x \Delta y \varepsilon} \oint_l H \cdot dl^{t+\Delta t/2} + E_z^t$$

Les équations encadrées viennent remplacer localement les équations de Maxwell afin de modéliser un élément localisé (R, L ou C).

Annexe II : Eléments localisés sur un fil mince

Modifications directes des équations des fils minces

On introduit un élément de circuit directement dans les équations de Holland. On considère des milieux de conductivité σ nulle. Une des équations reliant la charge linéique au courant s'écrit, pour un fil placé suivant la direction z , de la façon suivante :

$$\langle E_z \rangle - \frac{U_{Lz}}{\Delta z} = L \left(\frac{\partial I_z}{\partial t} + v^2 \frac{\partial Q}{\partial z} \right) \quad (1)$$

Après discrétisation, l'équation utilisée s'écrit :

$$\langle E_z \rangle^{t+\Delta t/2} - \frac{U_{Lz}^{t+\Delta t/2}}{\Delta z} = L \left(\frac{I_z^{t+\Delta t} - I_z^t}{\Delta t} + v^2 \frac{\Delta Q^{t+\Delta t/2}}{\Delta z} \right) \quad (2)$$

Il faut ensuite remplacer $V_{Lz}^{t+\Delta t/2}$ en fonction du circuit que l'on souhaite insérer.

Exemple : cas d'une résistance

Pour la résistance, la relation circuit s'écrit : $U=RI$.

$$\text{Soit : } U_{Lz}^{t+\Delta t/2} = R * I_z^{t+\Delta t/2} \quad (\text{remarque : « * » est l'opérateur de la multiplication}) \quad (3)$$

$$\text{avec : } I_z^{t+\Delta t/2} = \frac{1}{2} (I_z^{t+\Delta t} + I_z^t) \quad (4)$$

On injecte (3) et (4) dans (2) on obtient :

$$\boxed{I_z^{t+\Delta t} = I_z^t \left(\frac{2L\Delta z - R\Delta t}{2L\Delta z + R\Delta t} \right) + \left(\frac{2\Delta t\Delta z}{2L\Delta z + R\Delta t} \right) \left(\langle E_z \rangle^{t+\Delta t/2} - Lv^2 \frac{\Delta Q^{t+\Delta t/2}}{\Delta z} \right)}$$

Traitement séparé des équations circuits (avec SPICE par exemple)

Un logiciel circuit ne traite que les grandeurs suivantes : le courant et la tension. Il faut donc faire apparaître au niveau des relations de Holland le courant et la tension afin de pouvoir les traiter séparément.

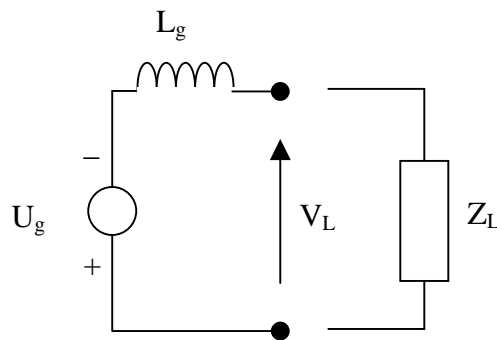
L'équation (1) peut se mettre sous la forme suivante :

$$L_g \frac{\partial I_z}{\partial t} = U_g - U_{Lz}, \text{ avec :} \quad (5)$$

$$U_g = -L_g v^2 \frac{\partial Q}{\partial z} + \langle E_z \rangle \Delta z$$

$$L_g = L \Delta z$$

Le générateur de Thevenin équivalent au segment filaire est déduit de l'équation (5) :



« U_g » est la tension aux bornes du segment filaire.

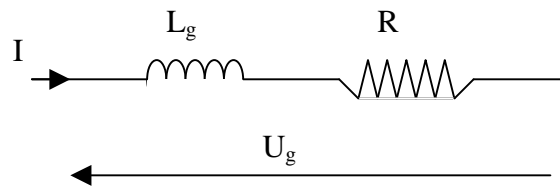
On a donc accès au courant qui circule dans l'élément localisé (I_z) ainsi qu'à la tension U_g . Attention, cette tension n'est pas celle qui est aux bornes de l'élément localisé, elle correspond à la tension du « segment filaire » comprenant l'élément localisé et une self de valeur L_g .

Le logiciel circuit doit donc traiter le circuit constitué de l'élément à insérer en série avec une self.

Exemple : cas d'une résistance

Le calcul électromagnétique permet de déterminer : I_z^t et $U_g^{t+\Delta t/2}$. A l'aide de ces grandeurs, on doit déduire du calcul circuit : $I_z^{t+\Delta t}$

Le logiciel circuit doit modéliser le circuit suivant :



Les relations de Kirchoff en tension et en courant nous donne :

$$U = L_g \frac{dI}{dt} + R I$$

On discrétise l'équation grâce à une interpolation linéaire :

$$U_g^{t+\Delta t/2} = L_g \frac{(I_z^{t+\Delta t} - I_z^t)}{\Delta t} + R I_z^{t+\Delta t/2}, \text{ avec}$$

$$I_{Lz}^{t+\Delta t/2} = \frac{1}{2} (I_z^{t+\Delta t} + I_z^t)$$

On obtient finalement :

$$I_z^{t+\Delta t} = \frac{2\Delta t}{2L_g + R\Delta t} U_g^{t+\Delta t/2} + \frac{2L_g - R\Delta t}{2L_g + R\Delta t} I_z^t$$

Annexe III : Détermination FDTD des paramètres d'analyse électromagnétique d'un circuit

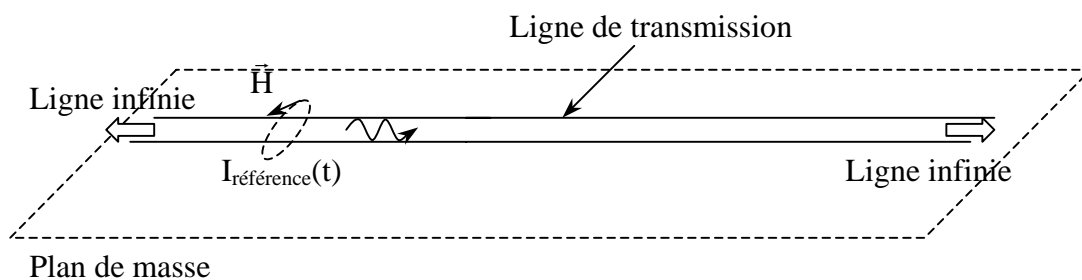
Cette annexe présente les méthodes de calcul FDTD des principaux paramètres utiles à la caractérisation électromagnétique d'un dispositif.

Paramètres de répartition

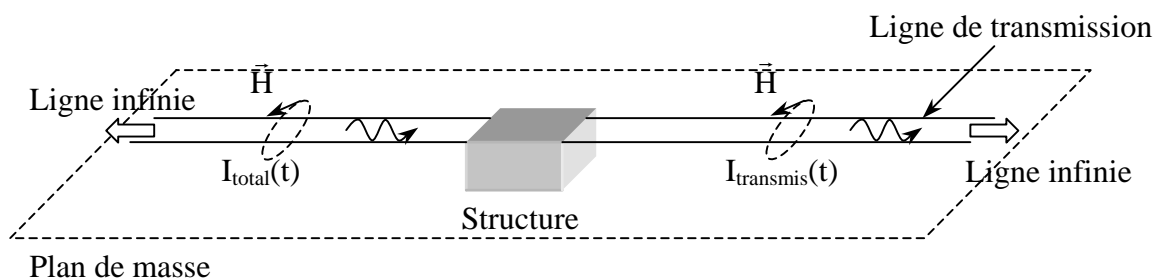
Lors d'une étude électromagnétique, il est souvent nécessaire de connaître la quantité d'énergie qui est réfléchi (S_{11}) ou transmise (S_{21}). Elles sont déduites des relevés des courants ou tensions de part et d'autre de la structure à analyser.

Prenons le cas d'une ligne microruban qui transporte de l'énergie vers un dispositif quelconque. Les paramètres S_{11} et S_{21} se calculent de la façon suivante :

- Etape 1 : Relevé du courant sur la ligne infinie : $I_{\text{référence}}(t)$,



- Etape 2 : Relevé des courants en entrée ($I_{\text{total}}(t)$) et en sortie de la structure ($I_{\text{transmis}}(t)$) ; la ligne est toujours considérée comme infinie,



- Etape 3 : Calcul des grandeurs,

$$S_{11}(f) = \frac{TF(I_{\text{réf}}(t) - I_{\text{total}}(t))}{TF(I_{\text{réf}}(t))}; \quad S_{21}(f) = \frac{\sqrt{Z_{C2}(f)}}{\sqrt{Z_{C1}(f)}} \frac{TF(I_{\text{transmis}}(t))}{TF(I_{\text{réf}}(t))}$$

Z_{C1} et Z_{C2} sont respectivement les impédances caractéristiques des lignes d'entrée et de sortie.

Impédance ramenée

Deux méthodes peuvent être utilisées.

La première repose sur la théorie des lignes qui nous donne l'impédance de charge en fonction de l'impédance caractéristique de la ligne (Figure 1).

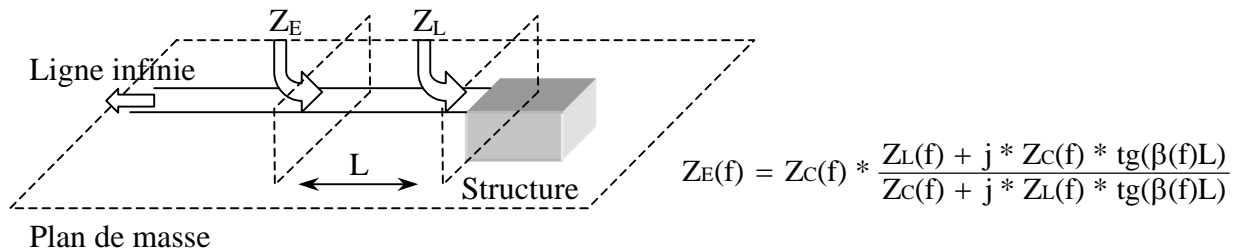


Figure 1 : Principe de calcul d'une impédance de charge

Cette formulation n'est valable que dans des conditions particulières : propagation sans perte.

La deuxième repose sur une formulation rigoureuse et dépend de l'impédance caractéristique de la ligne ainsi que du coefficient de réflexion [référence I.8]:

$$Z_E(f) = Z_L(f) * \frac{1 + S_{11}(f)}{1 - S_{11}(f)}$$

Annexe IV : Modélisation d'un élément microonde, la capacité

Deux techniques sont envisageables afin de modéliser une capacité microonde. La première consiste à discrétiser la capacité à l'aide d'éléments métalliques et diélectriques et la seconde utilise des éléments localisés. L'objectif est de déterminer comment employer les éléments localisés afin que les deux méthodes soient équivalentes.

I Capacité distribuée : la référence

Une discrétisation complète de la capacité est tout d'abord réalisée. Ses dimensions sont présentées sur la Figure 1.

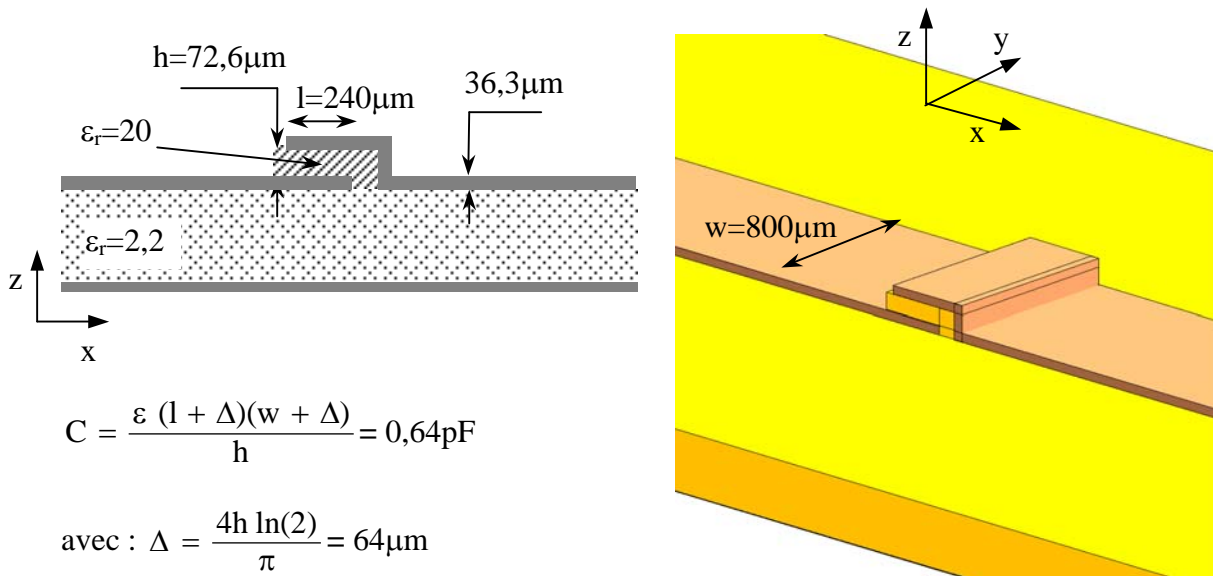


Figure 1 : Dimensions de la capacité discrétisée

La capacité est formée par deux plaques métalliques séparées par un isolant. Elle est calculée à partir de la surface des plaques en regard ($l \cdot w$) à laquelle il faut rajouter les effets de bord pris en compte par la grandeur Δ [A.1]. La capacité modélisée a une valeur environ égale à 0,64 pF.

II La capacité localisée

Avant de s'intéresser aux éléments localisés, l'environnement, dans lequel ils vont être insérés, est étudié.

1 Environnement : gap dans la ligne microruban

La ligne microruban est séparée en deux par un gap de longueur équivalente à celle d'une cellule (soit $40\mu\text{m}$). Le schéma de la ligne est représenté sur la Figure 2.

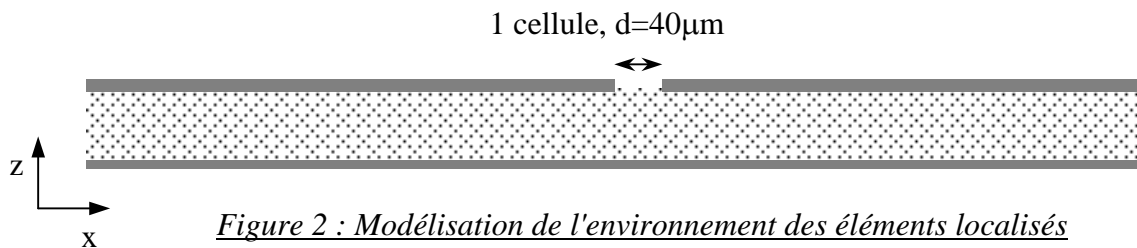


Figure 2 : Modélisation de l'environnement des éléments localisés

L'objectif est de déterminer et de quantifier l'influence de ce gap afin de pouvoir choisir, au mieux, les éléments localisés à insérer par la suite.

Le gap de la ligne microruban est équivalent à une capacité [A.1] que l'on peut déterminer grâce à un calcul d'impédance ramenée. Elle est présentée sur la Figure 3.

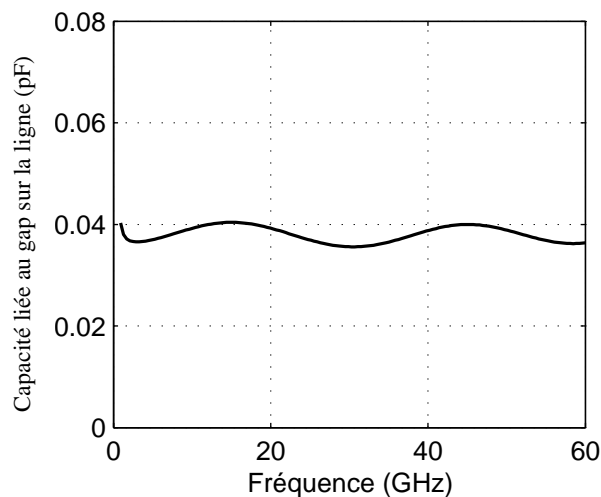


Figure 3 : Capacité formée par le gap dans la ligne microruban

La rupture de la ligne de transmission est équivalente à une capacité dont la valeur est environ égale à 0,04pF.

2 Modélisation : insertion d'une capacité localisée

Afin de tenir compte de la capacité formée par le gap, une capacité de 0,6pF est choisie. Cette capacité est insérée au centre du gap et à l'interface entre l'air et le substrat de la ligne (Figure 4).

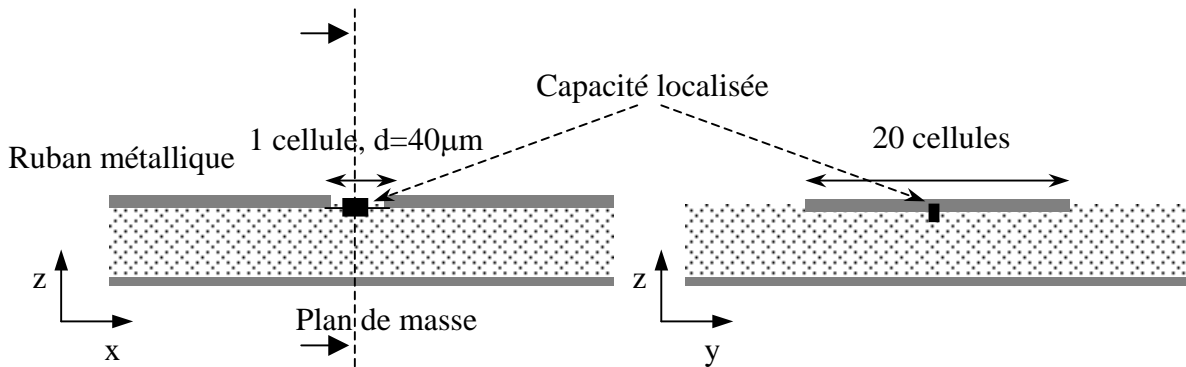


Figure 4 : Emplacement de la capacité localisée

III Résultats

Les coefficients de transmission et de réflexion, pour les deux modélisations, sont présentés sur la Figure 5.

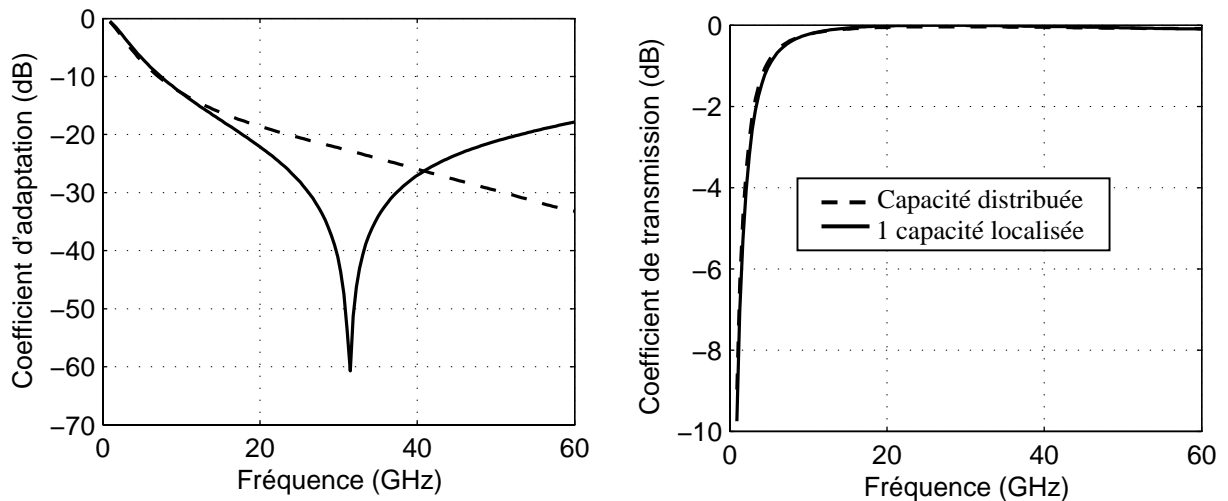


Figure 5 : Paramètre de réflexion et de transmission, comparaison capacité localisée / capacité distribuée

Jusqu'à 10GHz, les deux méthodes de modélisation donnent des résultats identiques. Au delà de cette fréquence, il existe une différence sur le paramètre de réflexion. Une résonance est visible dans le cas de l'élément localisé.

L'impédance ramenée dans le plan de la capacité est présentée sur la Figure 6.

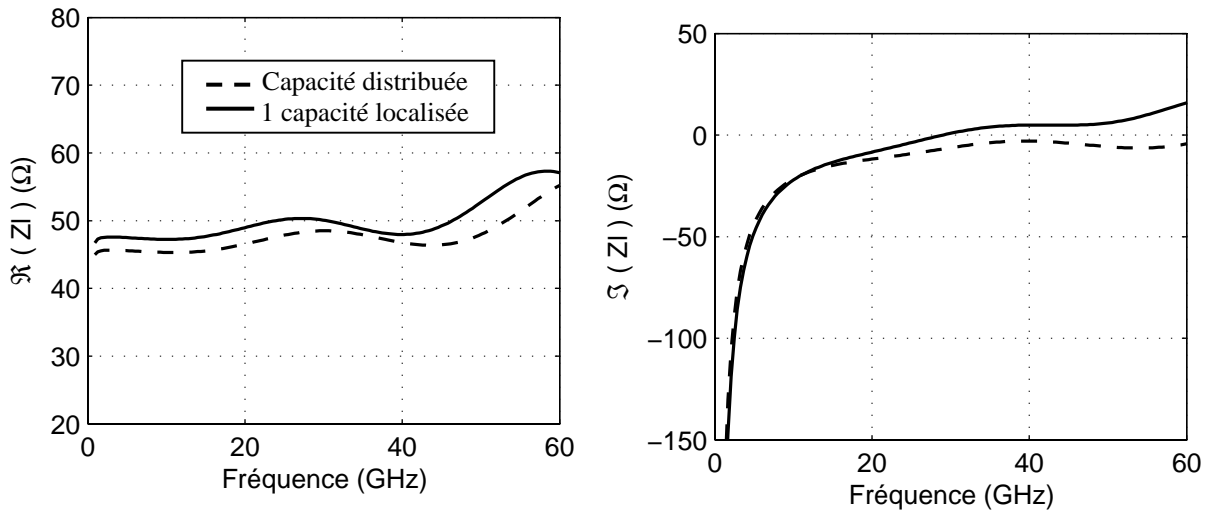


Figure 6 : Impédance ramenée dans le plan de la capacité

Les parties réelles sont identiques et correspondent à l'impédance de la ligne de transmission. Les parties imaginaires représentent l'effet capacitif. Dans le cas de l'élément localisé, elle augmente et devient positive au dessus de 30GHz.

Il y a un effet inductif dû au support de l'élément localisé. Même si le gap ne fait qu'une seule maille et que c'est sur cette cellule qu'est insérée la capacité, il existe un fil dont l'influence est visible puisqu'il provoque une résonance vers 31,5GHz. On peut aussi voir l'élément localisé comme un rétrécissement de la ligne qui serait alors identique à une self série microonde.

Afin de diminuer cet effet inductif, il suffit de placer plusieurs capacités en parallèle. En effet, la valeur de la self, équivalente à plusieurs fils en parallèle, sera beaucoup plus petite.

IV Modélisation : insertion de trois capacités en parallèle

Trois capacités sont maintenant positionnées dans le gap de la ligne microruban. L'une d'entre elles est placée au centre de la section transverse et les autres aux extrémités.

Les paramètres de réflexion et de transmission sont présentés sur la Figure 7.

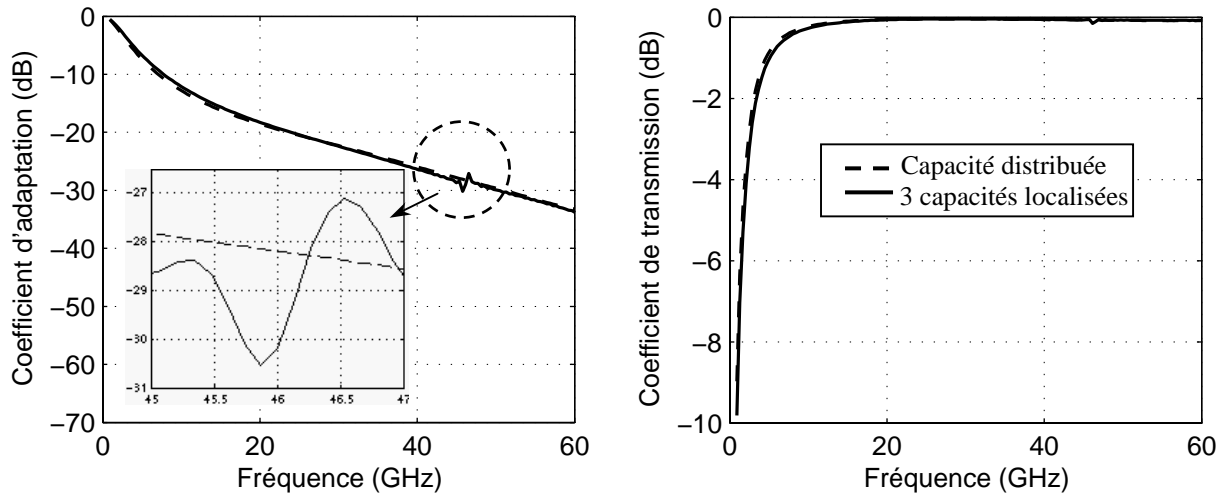
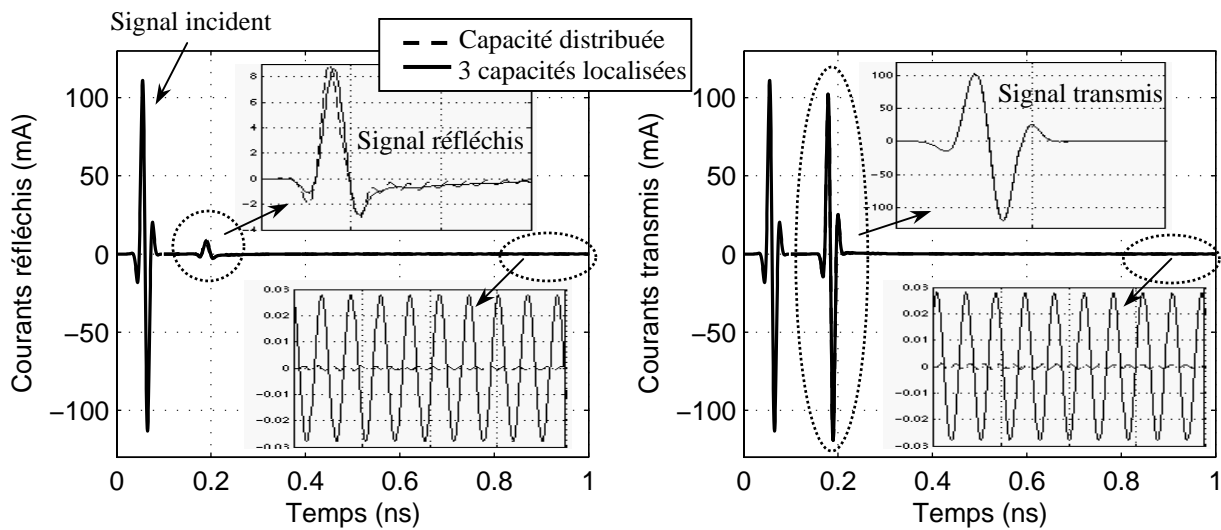


Figure 7 : Paramètre S_{11} et S_{21} , comparaison trois capacités localisées / capacité distribuée

L'effet inductif est repoussé beaucoup plus haut en fréquence et n'est plus visible sur la largeur du spectre étudié. Il existe cependant un problème à environ 46GHz visible sur le coefficient de réflexion. Ce problème est dû à un couplage des capacités qui crée un phénomène d'oscillation.

Les courants réfléchis et transmis sont présentés, en temporel, sur la Figure 8.



*Figure 8 : Courants réfléchis et transmis, comparaison trois capacités localisées /
capacité distribuée*

L'oscillation du signal ne s'atténue quasiment pas. Ce phénomène est d'autant plus important que le nombre de capacités en parallèle est élevé. Si l'on place 42 capacités (sur toute la surface de la section du ruban métallique), le phénomène d'oscillation peut atteindre 1% du signal incident. La fréquence pour laquelle se couplent les capacités dépend de leur valeur.

Afin d'atténuer ce couplage, il suffit de prendre des modèles de capacité plus réalistes en y incluant une résistance parasite.

V Modélisation : insertion de trois capacités avec des résistances

Une résistance de 600Ω est ajoutée en parallèle à la capacité idéale. Cette valeur de résistance a été choisie afin de perturber le moins possible le fonctionnement des capacités tout en atténuant progressivement le couplage entre ces dernières.

Les coefficients de réflexion et de transmission sont tracés sur la Figure 9.

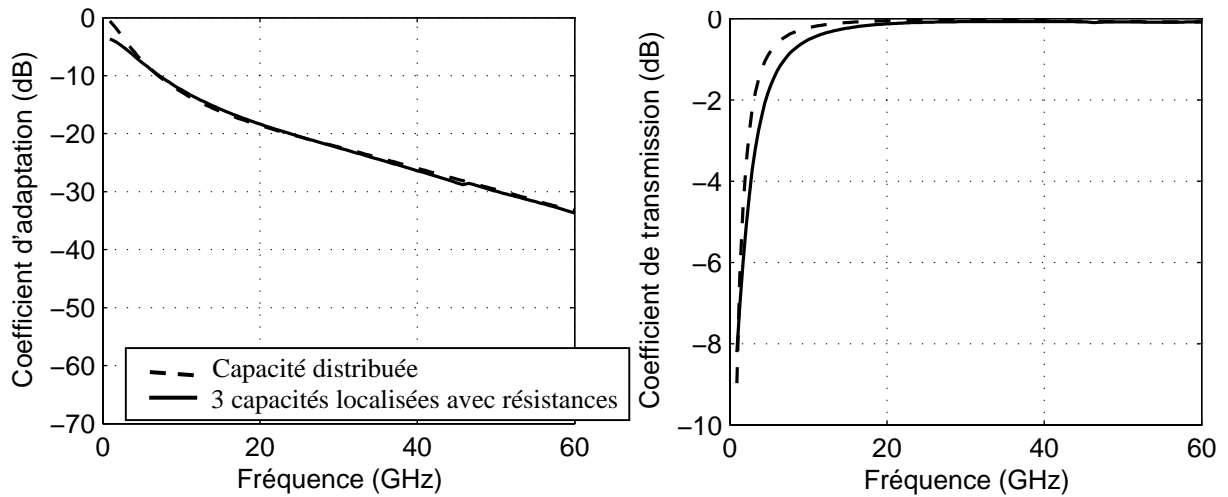


Figure 9 : Paramètre S_{11} et S_{21} , comparaison trois capacités localisées avec des résistances / capacité distribuée

Il n'y a plus d'oscillation, le couplage entre les capacités est atténué puis annulé par les résistances. Il faut toutefois remarquer qu'il existe une consommation d'énergie dans ces dernières (visible avant 20GHz sur le coefficient de transmission).

De plus, si la valeur des résistances est mal choisie, elles peuvent court-circuiter les capacités dans la partie basse du spectre.

Les courants transmis en temporel sont tracés sur la Figure 10.

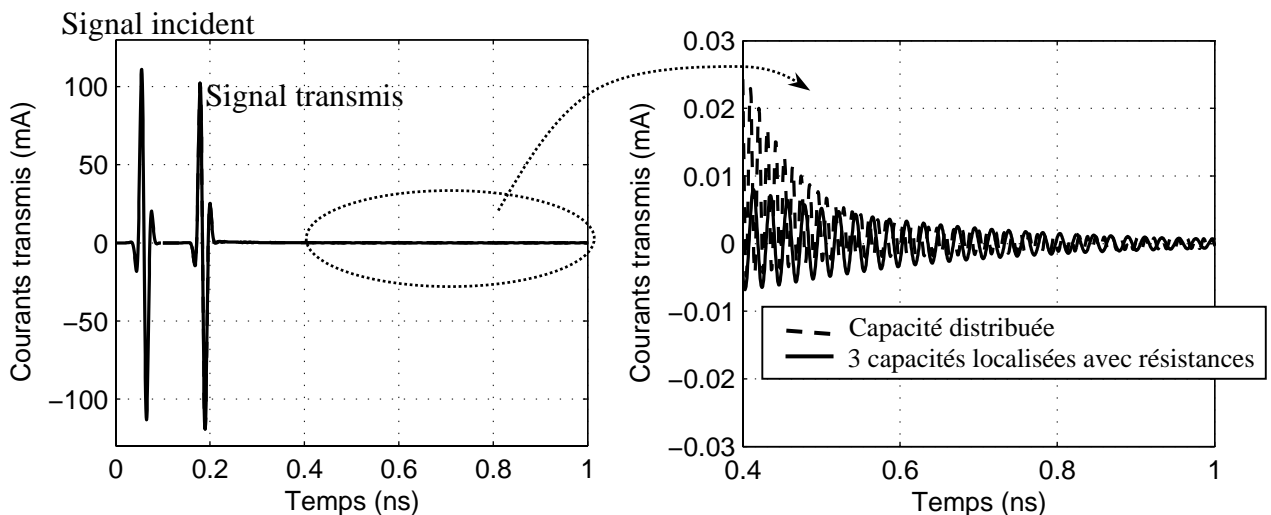


Figure 10 : Courants transmis, comparaison trois capacités localisées avec des résistances / capacité distribuée

On peut constater que le signal s'atténue autant dans les deux cas.

VI CONCLUSION

Il est possible de modéliser correctement une capacité microonde à l'aide d'éléments localisés. Pour cela, il faut tenir compte de l'environnement dans lequel sont insérés les éléments ainsi que de leur support (fil).

L'utilisation de capacité idéale peut engendrer un couplage entre ces dernières. Ce phénomène peut perturber le fonctionnement global du système. La solution apportée est d'utiliser un modèle de capacité plus réaliste comprenant une résistance parasite en parallèle.

Enfin, si c'est la partie basse du spectre qui est importante : on peut utiliser une seule capacité idéale et, si c'est la partie haute : on utilisera plutôt plusieurs capacités modélisées avec des résistances.

Annexe V : Modélisation d'un élément microonde, la self-inductance

De la même manière que pour la capacité, il est possible de modéliser une self-inductance soit en la discrétisant entièrement, soit en utilisant un modèle circuit.

I Self-spirale réalisée en technologie microruban : la référence

Une discrétisation complète de la self est tout d'abord réalisée. Ses dimensions sont présentées sur la Figure 1.

La ligne utilisée est la même que celle décrite dans le chapitre III.

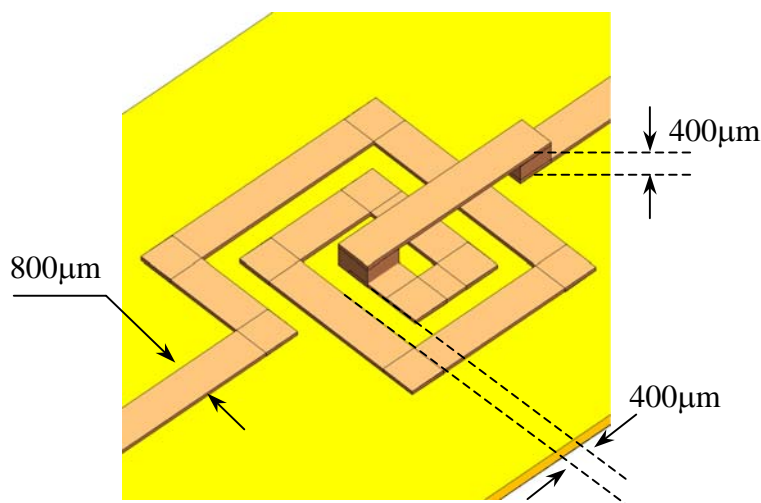


Figure 1 : Modélisation de la self-inductance

II La self localisée

La self localisée est insérée comme la capacité, il faut donc prendre en compte la capacité du gap ainsi que la self du fil. On insère une self d'une valeur égale à 0,8nH.

Cette self est insérée au centre du gap et à l'interface entre l'air et le substrat de la ligne (Figure 2).

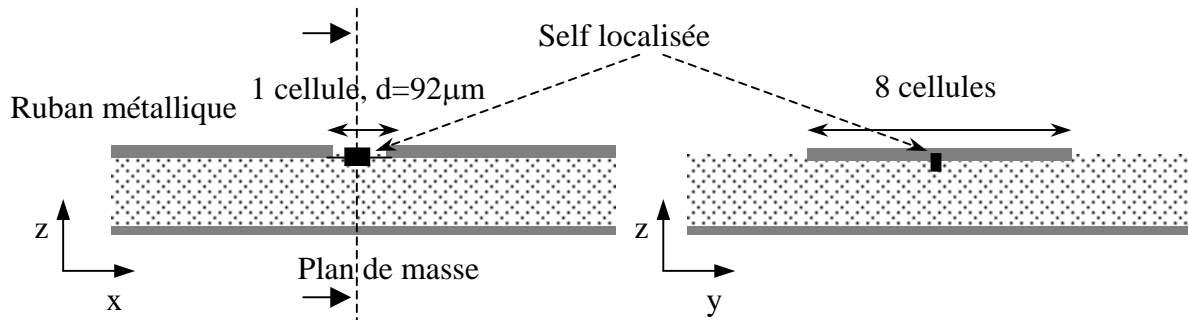


Figure 2 : Emplacement de la self localisée

III Résultats

Les coefficients de transmission et de réflexion, pour les deux modélisations, sont présentés sur la Figure 2.

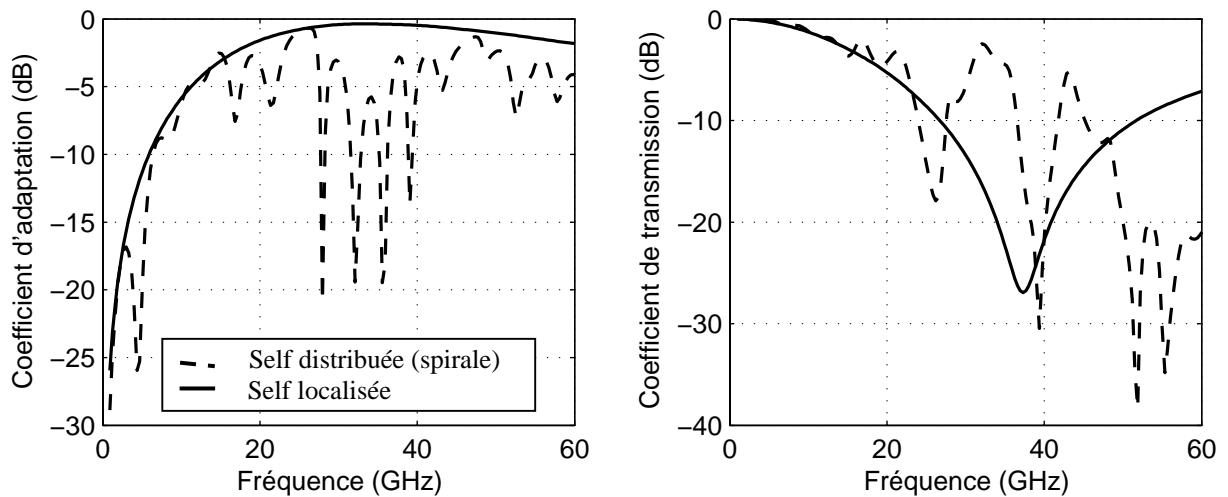


Figure 3 : Paramètre de réflexion et de transmission, comparaison self spirale / self localisée

Dans le cas de la self distribuée, il existe de nombreuses réflexions dues aux discontinuités rencontrées par le signal. Il est difficile de reproduire ces réflexions à l'aide d'un seul élément localisé.

Dans le cas de l'élément de circuit, il existe une résonance. Cette dernière est due à la capacité du gap dans lequel est insérée la self qui vient en parallèle avec cette dernière. Pour s'affranchir de cette résonance, il suffit de diminuer la capacité en augmentant la largeur du gap. On place maintenant trois selfs en série. Afin de déterminer la valeur des selfs à insérer, il faut tenir compte du fait que le fil est rallongé et que son effet inductif est donc plus important. Il faut diminuer légèrement la valeur des selfs localisées. On prendra : $L=0,257\text{nH}$.

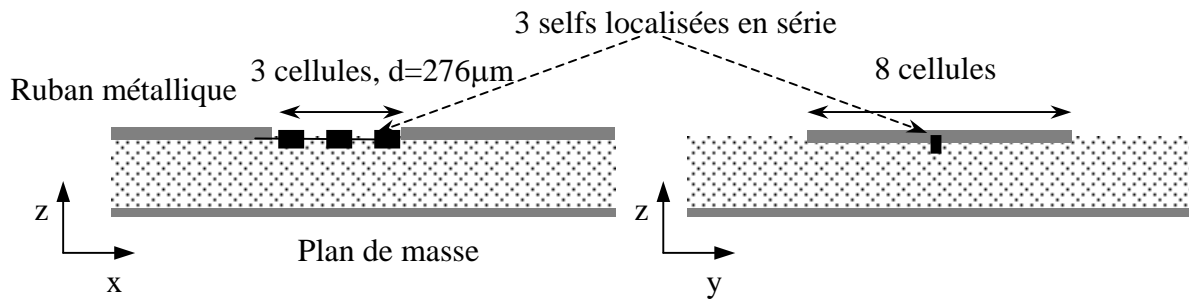


Figure 4 : Emplacement de la self localisée

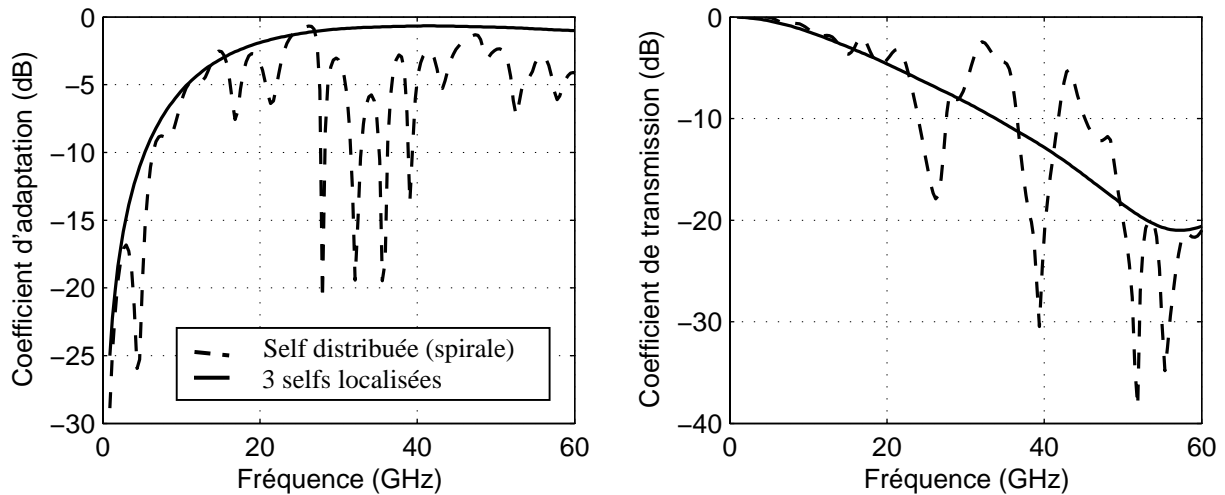


Figure 5 : Paramètre de réflexion et de transmission, comparaison self spirale / 3 selfs localisées

La résonance est repoussée en dehors de la bande de fréquences étudiée. La forme générale respecte l'allure de la self initiale.

Conclusion

Il est possible de modéliser une self-inductance à l'aide d'éléments localisés. Pour cela, il faut tenir compte de la capacité induite par le gap dans lequel est inséré l'élément localisé. L'effet capacitif du gap peut être diminué en augmentant la taille de celui-ci. Dans notre cas, nous sommes passés d'une cellule à trois cellules. La self-inductance obtenue sera « pure », sans les multiples réflexions qu'une self-spirale peut engendrer.

Annexe VI : Modélisation d'une diode directement dans la cellule FDTD

Le modèle de diode circuit utilisé est le suivant :

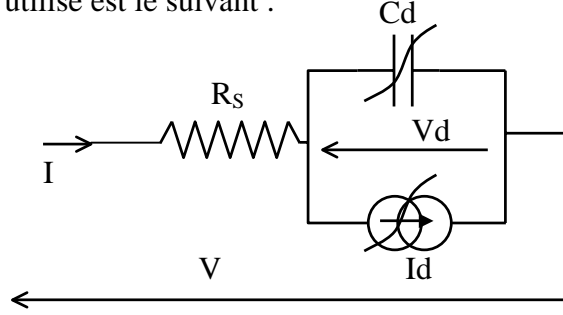


Figure 1 : Modèle circuit de la diode utilisée

$$I_d = I_s \left(e^{\left(\frac{V_d}{K}\right)} - 1 \right) \text{ avec : } K = \frac{NkT}{q}$$

Afin d'insérer la diode dans le calcul électromagnétique, il faut résoudre le système d'équations suivant :

$$V = V_d + R_s I \quad (14)$$

$$I = I_d + C_d \frac{\partial V_d}{\partial t} \quad (15)$$

$$\text{rotH} = \frac{I}{S} + \varepsilon \frac{\partial E}{\partial t} \quad (16)$$

Après discrétisation des équations et résolution du système, on obtient :

$$E^{t+\Delta t} = A + B e^{CE^{t+\Delta t}} \quad (17)$$

Avec :

$$A = \frac{E^t(\Delta t \Delta x \Delta y \varepsilon - \Delta t \Delta z C_d - 2C_d R_d \Delta x \Delta y \varepsilon) - \Delta t \text{rotH}^{t+\Delta t/2}(2C_d R_d \Delta x \Delta y + \Delta x \Delta y \Delta t) + 2C_d R_d \Delta t I^t - \Delta t^2 I_s}{-\Delta x \Delta y \varepsilon (\Delta t - 2C_d R_d)}$$

$$B = \frac{\Delta t^2 I_s e^{\left(\left(\frac{\Delta z}{2K} - \frac{R_d \Delta x \Delta y \varepsilon}{K \Delta t}\right) E^t - \frac{R_d \Delta x \Delta y}{K} \text{rotH}^{t+\Delta t/2}\right)}}{-\Delta x \Delta y \varepsilon (\Delta t - 2C_d R_d)} \quad \text{et } C = \frac{\Delta z \Delta t + 2R_d \Delta x \Delta y \varepsilon}{2K \Delta t}$$

L'équation (4) est ensuite traitée à l'aide d'un algorithme de linéarisation tel que celui de Newton.

Références bibliographiques

CHAPITRE I

- [I.1] **A. CHOUSSEAUD**, «*Etude de l'Intégrité du Signal dans les Dispositifs Millimétriques Associés aux Antennes*», Thèse de Doctorat, Université de Limoges, Faculté des Sciences et Techniques, 9 novembre 2002
- [I.2] **B. THON**, «*Intégration de l'analyse électromagnétique dans la mise au point de solutions d'encapsulation. Application à la conception de modules optoélectroniques à 40 Gbit/s*», Thèse de Doctorat, Université de Limoges, Faculté des Sciences et Techniques, 27 juin 2003
- [I.3] **W. MENZEL**, «*Interconnects and Packaging of Millimeter Wave Circuits*», IEEE MTT-S Newsletter, n°149, été 1998
- [I.4] <http://www.ircom.unilim.fr>
- [I.5] <http://www.southwestmicrowave.com>
- [I.6] **N. FAURE**, «*Etude d'un système de communication autoalimenté : développement d'une rectenna*», DEA d'Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique, Université de Limoges, Faculté des Sciences et Techniques, juillet 2002
- [I.7] **A. TAFLOVE and M. E. BRODWIN**, «*Numerical solution of steady state electromagnetic scattering problems using the time dependant Maxwell's equations*», IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 23, pp. 623-630, August 1975.
- [I.8] **P. LEVEQUE**, «*Diffraction d'ondes électromagnétiques transitoires par des obstacles en présence de milieux diélectriques à pertes*», Thèse de Doctorat n°14-94, Université de Limoges, Faculté des Sciences et Techniques, février 1994
- [I.9] **K. YEE and S. ZIVANOVIC**, «*A subgridding method for the Time-Domain Finite-Domain method to solve Maxwell's equations* », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 39, March 1991
- [I.10] **A. TAFLOVE and S.C. HAGNESS**, Computational Electrodynamics. «*The Finite-Difference Time-Domain Method*», 2nd ed. Boston, MA : Artech House, 2000.
- [I.11] **J. P. BERENGER**, «*A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves*», J. Computational Physics, vol. 114, pp. 185-200, 1994
- [I.12] **A. TAFLOVE**, «*Application of the finite difference time domain method to sinusoidal steady electromagnetic penetration problems*», IEEE Trans. On Electromagnetic Compatibility, Vol EMC-22, n°2, pp. 191-202, 1980

-
- [I.13] **R. HOLLAND, L. SIMPSON**, «*Finite Difference Analysis of EMP Coupling to Thin Struts and Wires*», IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol 23, n°2, pp. 88-97, Mai 1981
- [I.14] **J. GRANDO, F. ISSAC, M. LEMISTRE and J.C. ALLIOT**, «*Stabilité en présence de fils de rayons arbitraires pour les codes aux différences finies*», ONERA 1993 IEEE, APS - S Int. Symp. & URSI Radio Science Meeting, Ann Arbor, MI (USA), 27 juin-2juillet 1993
- [I.15] **C. DELAVEAUD**, «*Etude d'une nouvelle classe d'antenne imprimée à rayonnement monopolaire. Application aux téléphones mobiles.*», Thèse de Doctorat, Université de Limoges, Faculté des Sciences et Techniques, 10 octobre 1996
- [I.16] **W. SUI, D. A. CHRISTENSEN and C. H. DURNEY**, «*Extending the two-dimensional FDTD method to hybrid electromagnetic systems with active and passive lumped elements*», IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 40, n°4, pp. 724-730, April 1992.
- [I.17] **C. N. Kuo and all**, «*Small signal analysis of active circuits using FDTD algorithm*», IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 5, n°7, pp. 216-218, July 1995.
- [I.18] **B. TOLAND, J. LIN, B. HOUSHMAND and T. ITOH**, «*FDTD analysis of active antenna*», IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol 3, n°11, pp. 423-425, Nov. 1993.
- [I.19] **C. N. KUO, B. HOUSHMAND and T. ITOH**, «*Full-wave analysis of packaged microwave circuits with active and nonlinear devices : an FDTD approach*,» IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 45, n°5, pp. 819-826, May 1997.
- [I.20] **G. EMILI, F. ALIMENTI, P. MEZZANOTTE, L. ROSELI and R. SORRENTINO**, «*Rigorous modeling of packaged schottky diodes by the nonlinear lumped network (NL²N)-FDTD approach*,» IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 48, n°12, pp. 2277-2282, Dec. 2000.
- [I.21] **R. GILLARD, S. DAUGUET and J. CITERNE**, «*Correction procedures for the numerical parasitic elements associated with lumped elements in global electromagnetic simulators*» IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 46, n°9, pp. 1298-1306, Sept. 1998.
- [I.22] **W. THIEL and L. P. B. KATEHI**, «*Some aspects of stability and numerical dissipation of the finite-difference time-domain (FDTD) technique including passive and active lumped elements*» IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 50, n°9, pp. 2159-2165, Sept. 2002.
- [I.23] **F. ALIMENTI and L. ROSELLI**, «*On the numerical errors induced by the space-time discretization in the LE-FDTD method*», Microwave and Wireless Components Letters, IEEE, Volume: 13 , Issue: 3 , March 2003, Pages:131 - 133
- [I.24] **J. A. PEREDA, A. VEGAS and A. PRIETO**, «*Study on the Stability and Numerical Dispersion of the FDTD Technique Including Lumped Inductors*»,

- Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on , Volume: 52 , Issue: 3, March 2004, Pages:1052 - 1058
- [I.25] **M. PICKET-MAY, A. TAFLOVE and J. BARON**, «*FD-TD modeling of digital signal propagation in 3-D circuits with passive and active loads*», IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 42, n°8, pp. 1514-1523, Aug. 1994.
- [I.26] **J. MIX, J. DIXON, Z. POPOVIC and M. PICKET-MAY**, «*Incorporating non linear lumped elements in FDTD : the equivalent source method*» International Journal of Numerical Modelling : Electronic Networks, Devices and Fields, vol. 12, issue 1-2, pp. 157-170, Apr. 1999.
- [I.27] **C.N. KUO, R.B. WU, B. HOUSHMAND and T. ITOH**, «*Modeling of microwave active devices using the FDTD analysis based on the voltage-source approach*», IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 6, n°5, pp. 199-201, May 1996.
- [I.28] **V. S. REDDY and R. GARG**, «*An improved extended FDTD formulation for active microwave circuits*», IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 47, n°9, pp. 1603-1608, Sept. 1999.
- [I.29] **JEAN LUC MARCELIN**, «*Méthodes numériques pour l'ingénieur*», Hermes Science, janvier 2001
- [I.30] **R. LUEBBERS, J. BEGGS and K. CHAMBERLIN**, «*Finite difference time domain calculation of transients in antennas with nonlinear loads*», IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 41, n°5, pp. 566-573, May 1993.
- [I.31] **B. TOLAND, B. HOUSHMAND and T. ITOH**, «*Modeling of nonlinear active regions with the FDTD method*», IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 3, n°9, pp. 333-335, Sept 1993.
- [I.32] **W. YUAN and E. LI**, «*FDTD simulations for hybrid circuits with linear and nonlinear lumped elements* », Microwave and Optical Technology Letters, vol 32, n°6, pp. 408-412, March 2002.
- [I.33] **P. CIAMPOLINI, P. MEZZANOTTE, L. ROSELI and R. SORRENTINO**, «*Accurate and efficient circuit simulation with lumped element FDTD technique*», IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 44, n°12 pp. 2207-2215, Dec. 1996
- [I.34] **V. A. THOMAS and all**, «*The use of SPICE lumped circuits as sub-grid models for FDTD analysis*», IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 4, n°5, pp. 141-143, May 1994.
- [I.35] **V. A. THOMA, M. E. JONES and R. J. MASON**, «*Coupling of PISCES device modeler to a 3D Maxwell FDTD solver*», IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 43, n°9, sept. 1995.
- [I.36] **V. A. THOMAS, K. M. LING, M. E. JONES and B. TOLAND**, «*FDTD analysis of active antenna*,» IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol 4, n°9, pp. 296-298, Sept. 1994.

- [I.37] **C. H. DURNEY, W. SUI, D. A. CHRISTENSEN and J. ZHU**, «*A general formulation for connecting sources and passive lumped-circuit elements across multiple 3-D FDTD cells*», IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 6, n°2, pp. 85-87, Feb. 1996.
- [I.38] **J. XU, A. P. ZHAO and A. V. RAISANEN**, «*A stable algorithm for modeling lumped circuit source across multiple FDTD cells*», IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 7, n°9, pp. 308-310, Sept. 1997.
- [I.39] **J. P. BERENGER**, «*Calcul aux différences finies de la réponse de structures filaires en milieu conducteur*», Colloque CEM, Clermont Ferrand, 1985
- [I.40] **C. DEJOIE**, «*Etude du couplage d'un simulateur électromagnétique dans le domaine temporel avec un simulateur de circuit (SPICE)*», DEA d'Electronique des hautes fréquences et optoélectronique, Université de Limoges, Faculté des Sciences et Techniques, juillet 1999
- [I.41] **F. LACROUX**, «*Couplage FDTD/SPICE pour insertion d'éléments localisés pour antennes actives millimétriques*», DEA d'Electronique des hautes fréquences et optoélectronique, Université de Limoges, Faculté des Sciences et Techniques, juillet 2001
- [I.42] **X. YE and J. L. DREWNIK**, «*FDTD modeling incorporating a two port network for I/O line EMI filtering design*», IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol 44, n°1, Feb. 2002.
- [I.43] **F. GARDIOL**, «*Traité d'Electricité, vol. XIII, Hyperfréquences*», Presses Polytechniques et Universitaires Romandes
- [I.44] **P. ETOURNEAU**, «*Modélisation électromagnétique des interconnexions par la méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD)*», Thèse de Doctorat n°6-97, Université de Limoges, Faculté des Sciences et Techniques, mars 1997
- [I.45] **J. FANG and D. XEU**, «*Numerical Errors in the Computation of Impedances by FDTD Method and Ways to Eliminate Them*», IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 5, n° 1, January 1995

CHAPITRE II

- [II.1] **P. SILVESTER and P. BENEDEK**, «*Equivalent capacitances of microstrip open circuits*», IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 20, n°8, pp. 511-516, Aug. 1972.
- [II.2] **X. ZHANG and K.K. MEI**, «*Time domain finite-difference approach to the calculation of the frequency-dependent characteristics of microstrip*

discontinuities», IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 36, n°12, pp. 1775-1787, Dec. 1988.

- [II.3] **C. GIRAUDON**, «*Contribution à la simulation électromagnétique dans le domaine temporel. Approches électromagnétique et informatique*», Thèse de doctorat n° 29-2002. Université de Limoges, le 24 septembre 2002

CHAPITRE III

- [III.1] **C. DALL'OMO**, «*Contribution à l'étude d'antennes à pointage électronique en millimétrique. Conception et réalisation de différentes topologies de Matrices de Butler*», Thèse de Doctorat n° 42-2003, Université de Limoges, Faculté des Sciences et Techniques, nov. 2003
- [III.2] **L. FREYTAG**, «*Conception, réalisation et caractérisation d'antennes pour station de base des réseaux de télécommunication sans fil*», Thèse de Doctorat, Université de Limoges, Faculté des Sciences et Techniques, nov. 2004

CHAPITRE IV

- [IV.1] **F. COSTA**, «*Transmission d'énergie à distance*», Energie portable : autonomie et intégration dans l'environnement humain, Cachan, journées électrotechniques, 21-22 mars 2002
- [IV.2] **W.C. BROWN**, «*The history of power transmission by radio waves*», IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 32, no 9, sept. 1984, pp 1230-1242
- [IV.3] **L. CHANE KUANG SANG**, «*Stratégie de contrôle hybride d'un magnétron verrouillé par injection pour un Transport d'Energie Sans Fil par onde hyperfréquence*», Thèse de Doctorat, Université de La Réunion, 2003
- [IV.4] **N. KAYA and A. NAKAMURA**, «*Wired Rectenna for Solar Power Satellite*», 51st International Astronautical Congress, 2-6 oct 2000, Rio de Janeiro, Brazil
- [IV.5] **J. HEIKKINEN and M. KIVIKOSKI**, «*Performance and Efficiency of Planar Rectenna for Short-range Wireless Power Transfer at 2,45GHz*», Microwave and Optical Technology letters, vol 31, n°2, oct 2001, pp 86-91
- [IV.6] **L. W. EPP, A. R. KHAN, H. K. SMITH and R. P. SMITH**. «*A compact dual-polarized 8.51-GHz rectenna for high-voltage (50 V) actuator applications*», Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Volume: 48, Jan. 2000 Pages: 111 - 120

- [IV.7] **T. RAZBAN, M. BOUTHINON and A. COUMES**, «*Microstrip circuit for converting microwave low power to DC energie*», IEE Proceedings, vol 132, n°2, avril 1985
- [IV.8] **J. J. NAHAS**, «*Modeling and Computer Simulation of a Microwave-to DC Energy Conversion Element*», Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Volume: 23 , n°12, Dec. 1975 Pages: 1030 - 1035
- [IV.9] **N. SHINOHARA and H. MATSUMOTO**, «*Experimental study of large rectenna array for microwave energy transmission*», Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on , Volume: 46 , Issue: 3 , March 1998 Pages:261 - 268
- [IV.10] **J. O. MCSPADDEN, T. YOO and K. CHANG**, «*Theoretical and experimental investigation of a rectenna element for microwave power transmission*», Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Volume: 40, Dec. 1992, Pages: 2359 - 1366
- [IV.11] **G. PIGNOLET and all**, «*Results of the Grand Bassin case study in Reunion island : operational design for a 10 kw microwave beam energy transportation*», 47th International Astronautical Congress, Beijing, China, 7-11 October 1996
- [IV.12] **F. LACROUX, N. FAURE, P. LÉVÊQUE, B. JECKO and A. CÉLESTE**, «*Etude théorique d'une rectenna en H pour le transfert d'énergie sans fil*», 13ème Journées Nationales Microondes, 21-23 mai 2003
- [IV.13] **F. LACROUX, P. LÉVÊQUE, B. JECKO and A. CÉLESTE**, «*Modélisation et simulation d'une rectenna en H à l'aide d'une résolution numérique globale : électromagnétique et circuit*», 4ème Conférence Européenne sur les méthodes numériques en Electromagnétisme, 28-30 octobre 2003
- [IV.14] <http://www.grandbassin.net>
- [IV.15] **P. W. TUINENGA**, «*SPICE : guide pour l'analyse et la simulation de circuits avec PSPICE*», Ed. MASSON - Prentice Hall
- [IV.16] **T. W. YOO and K. CHANG**, «*Theoretical and experimental development of 10 and 35 GHz rectennas*», Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Volume: 40 , Issue: 6 , June 1992 Pages:1259 - 1266
- [IV.17] **J. O. MCSPADDEN, L. FAN and K. CHANG**, «*Design and experiments of a high-conversion-efficiency 5.8-GHz rectenna*», Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Volume: 46, Dec. 1998, Pages: 2053 – 2060

ANNEXES

- [A.1] **B. C. WADELL**, «*Transmission line handbook*», Artech House - Boston, 1991