كلية العلوم و التقنيات فاس
ⵜⴰⵖⵣⵓⵍⵜ ⵏ ⵜⴻⵛⵀⵉⵔⵉⵏ ⴰ ⵜⵉⵙⵙⵙⵉⵏ
Faculté des Sciences et Techniques de Fès

جامعة سيدي محمد بن عبد الله
ⵜⴰⵙⴷⴰⵡⵉⵜ ⵙⵉⴷⵉ ⵎⵓⵃⴻⵎⵎⴻⴷ ⴱⵏ ⵄⴱⴷⵍⵍⴰⵀ
Université Sidi Mohamed Ben Abdellah

Centre d'Etudes Doctorales : Sciences et Techniques de l'Ingénieur

N° d'ordre 47 /2019

THESE DE DOCTORAT

Présentée par

Melle: Ilham ZERROUK

Spécialité : Compatibilité Electromagnétique

Sujet de la thèse : Compatibilité Electromagnétique des Circuits Electroniques Microondes : Approche Théorique et Validation par des Mesures Expérimentales

Thèse présentée et soutenue le 20 Juillet 2019 devant le jury composé de :

Nom Prénom	Titre	Etablissement	
Pr. El Hammoumi Mohammed	PES	FST de Fès	Président
Pr. Descamps Philippe	PES	Ecole ESIGELEC de L'université de Caen	Rapporteur
Pr. Elouazzani Nabih	PES	FST de Fès	Rapporteur
Pr. Ghammaz Abdelilah	PES	FST - Guéliz - Marrakech	Rapporteur
Pr. Ramdani Mohammed	PES	ESEO - Angers - France	Examinateur
Pr. Tahri Driss	PES	FST de Fès	Examinateur
Pr. Kabbaj Hassane	PES	FST de Fès	Directeur de thèse

Laboratoire d'accueil : Signaux, Systèmes et Composants

Etablissement : Faculté des Sciences et Techniques de Fès

Centre d'Etudes Doctorales : Sciences et Techniques de l'Ingénieur

Résumé de la thèse

Les exigences de la compatibilité électromagnétique (CEM) pour les circuits microondes sont de plus en plus sévères et imposent aux industriels de nouvelles contraintes de conception. Afin de réaliser des circuits électroniques plus denses et plus performants, il s'agit d'une part, à faire cohabiter plusieurs types de composants sur des surfaces plus petites et, de surcroît, fonctionnant à des fréquences de plus en plus élevées. D'autre part, il est intéressant de développer des modèles capables de protéger ces composants contre les effets des agressions électromagnétiques. Cependant, cette cohabitation pourrait générer des problèmes de CEM. Ainsi, le spectre électromagnétique prépondérant et diversifié engendre le dysfonctionnement voir la détérioration des circuits électroniques avoisinant. De plus, les circuits électroniques microondes deviennent de plus en plus rapides à cause des bandes de fréquences de plus en plus élargies. L'analyse fréquentielle seule ne peut répondre à un certain nombre d'interrogations dans ces circuits. Une analyse temporelle devient nécessaire pour résoudre et répondre à toutes les problématiques avec une haute précision.

Dans cette perspective, les travaux présentés dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre des études en compatibilité électromagnétique CEM des circuits électroniques microondes non linéaires complexes. Ils abordent la problématique de la CEM des circuits microondes au travers de la modélisation des champs électromagnétiques incidents sur une large bande de fréquence, ainsi que certains effets liés à l'apparition de tensions de couplage. L'objectif est donc d'étudier théoriquement et expérimentalement, l'influence des ondes électromagnétiques externes sur des circuits et des composants utilisés dans le domaine des microondes. La méthode de calcul adoptée est la différence finie dans le domaine temporel (FDTD) pour ses performances indiscutables dans ce domaine. La validation des modèles proposés est effectuée à travers des mesures expérimentales réalisées dans la cellule GTEM (Giga Hertz Transverse Electromagnetic) mais aussi par le logiciel commercial PSpice (Cadence 16.6).

Mots clés : Compatibilité électromagnétique (CEM), Circuits microondes, couplage électromagnétique, Onde plane, champ proche, Finite Difference in the Time Domain (FDTD), MESFET.

Dédicace

Je dédie cet événement marquant de ma vie à la mémoire de mon père disparu trop tôt. J'espère que, du monde qui est sien maintenant, il apprécie cet humble geste comme preuve de reconnaissance de la part de sa petite fille qui a toujours prié pour le salut de son âme. Puisse Dieu, le tout puissant, l'avoir en sa sainte miséricorde !

À mon Professeur,
À ma Mère,
À mes frères et Sœurs,
À toute ma famille,
qui m'ont toujours supporté

Remerciements

Qu'il me soit permis de présenter ici mes remerciements à tout un petit monde de personnes qui ont rendu possible la présente étude et qui ont contribué à son élaboration sous quelque forme que ce soit.

Tout d'abord, Je remercie Monsieur le professeur Hassane KABBAJ, d'avoir accepté d'être mon Directeur de thèse, qui sans lui je n'aurais jamais pu faire cette thèse, merci pour son soutien et tous ses conseils avisés, et surtout pour sa présence pendant les moments difficiles mais aussi pendant les moments de joie, j'ai été extrêmement sensible à ses qualités humaines d'écoute et de compréhension tout au long de ce travail doctoral.

Merci à Mr. Amine Amharech mon co-encadrant de thèse et mon allié face aux plusieurs contraintes. Je me dois de reconnaître la chance que j'ai eue d'avoir près de moi une personne comme lui. Merci pour ses conseils, ses discussions et sa disponibilité.

Je remercie également Mr. Mohammed EL HAMMOUMI, Professeur à la FST de Fès qui m'a fait l'honneur de présider mon jury de soutenance de thèse.

Je remercie vivement, Mr. Nabih EL OUAZZANI, Professeur à la FST de Fès, Mr. Abdelilah GHAMMAZ, Professeur à la FST de Marrakech et Mr. Philippe DESCAMPS, Directeur de la Recherche et du Développement et Directeur du Laboratoire IRSEEM à l'Ecole d'Ingénieurs-es Généralistes à Rouen (ESIGELEC), qui ont accepté d'être rapporteurs de ce travail

Je remercie chaleureusement, Mr. Mohamed RAMDANI, Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electronique de l'Ouest (ESEO) de Angers-France et Mr. Driss TAHRI, Professeur à la FST de Fès, pour l'intérêt qu'ils ont porté à mon travail et pour avoir accepté d'être examinateurs de ma thèse

Mes remerciements s'adressent particulièrement à Mr. Philippe DESCAMPS pour la collaboration qu'il nous a accordé et son intension particulière pour la validation de certains travaux.

Je tiens à remercier Mme. Najiba AMRANI EL IDRISSI, qui m'a aidé à prendre contact avec le laboratoire RF-EMC, merci aussi pour son soutien durant les périodes de mobilité à Utrecht et Rome.

Je remercie vivement Mr. Mohamed RAMDANI, de m'avoir accueilli dans le laboratoire RF-EMC, Mr. Mohamed AMELLAL et Mr. Richard PERDRIAU pour leurs support tout au long du déroulement des mesures expérimentales.

Je souhaite remercier également le corps professoral du département Génie Electrique (GE) et notamment le précèdent responsable Mr. Hussein ABARKAN, et l'actuel responsable Mr. Mhammed LAHBABI pour m'avoir accueillie au sein du laboratoire Signaux, Systèmes et Composants (LSSC) à la Facultés des Sciences et Techniques (FST)- Fès.

Mes remerciements sont adressés également à l'ensemble des professeurs du département Génie Industriel et en particulier, les professeurs de l'équipe de recherche Compatibilité Electromagnétique CEM, pour leurs conseils.

Je remercie tous mes proches et tous ceux qui m'ont soutenue, aidé dans la vie quotidienne et réussi à me remotiver pour relever la tête. Merci à ma mère, mes sœurs, mon amie Houda SANHAJI qui au fil des années est devenue une sœur, mes frères et mon beau-frère pour leur soutien inépuisable. Aujourd'hui, c'est une consécration pour nous tous. J'espère avoir été à la hauteur de leurs espérances et qu'ils seront fiers que leurs fille, petite sœur est bientôt docteur.

Ma reconnaissance à tous ceux qui ont contribué à ces travaux de Recherche. Je pense en particulier à Abedelilah BYOU, Lamiae HACHAD, Anass JAMALI, Mohamed Fri et Ismail ALAOUI ABDELLAOUI.

Abstract

The requirements of the electromagnetic compatibility (EMC) for the microwave circuits are more and more severe and impose on the industrialists new design constraints. In order to achieve denser and more efficient electronic circuits, the industrialists aim, on the one hand, to coexist several types of components on smaller surfaces and operating at increasingly higher frequencies. On the other hand, they want to develop models able to protect these components against the effects of electromagnetic aggression. However, this cohabitation could generate EMC issues. Thus, the preponderant and diversified electromagnetic spectrum causes malfunction or deterioration of the neighboring electronic circuits. In addition, the microwave electronic circuits are becoming ever and ever faster because of increasingly wide frequency bands. Frequency analysis alone cannot answer a certain number of questions in these circuits. A time analysis becomes necessary to solve and answer all the problems with a high accuracy.

In this perspective, the work presented in this thesis is part of the EMC studies of complex non-linear microwave electronic circuits. They address the problem of EMC of microwave circuits through the modeling of electromagnetic fields incident over a wide frequency band, as well as some effects related to the appearance of coupling voltages. The objective is to study theoretically and experimentally the influence of external electromagnetic waves on circuits and components used in the microwave field. The method of calculation adopted is finite difference in the time domain (FDTD) for its evident performance in this field. The validation of the proposed models is carried out through experimental measurements carried out in the GTEM cell (Giga Hertz Transverse Electromagnetic) but also by the commercial software PSpice (Cadence 16.6).

Key words: Electromagnetic compatibility (EMC), Microwave circuits, Electromagnetic coupling, Plane wave, Near field, Finite Difference in the Time Domain (FDTD), MESFET.

Résumé

Les exigences de la compatibilité électromagnétique (CEM) pour les circuits microondes sont de plus en plus sévères et imposent aux industriels de nouvelles contraintes de conception. Afin de réaliser des circuits électroniques plus denses et plus performants, il s'agit d'une part, à faire cohabiter plusieurs types de composants sur des surfaces plus petites, fonctionnant à des fréquences de plus en plus élevées. D'autre part, il est intéressant de développer des modèles capables de protéger ces composants contre les effets des agressions électromagnétiques. Cependant, cette cohabitation pourrait générer des problèmes de CEM. Ainsi, le spectre électromagnétique prépondérant et diversifié engendre le dysfonctionnement voir la détérioration des circuits électroniques avoisinant. De plus, les circuits électroniques microondes deviennent de plus en plus rapides à cause des bandes de fréquences de plus en plus élargies. L'analyse fréquentielle seule ne peut répondre à un certain nombre d'interrogations dans ces circuits. Une analyse temporelle devient nécessaire pour résoudre et répondre à toutes les problématiques avec une haute précision.

Dans cette perspective, les travaux présentés dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre des études en compatibilité électromagnétique CEM des circuits électroniques microondes non linéaires complexes. Ils abordent la problématique de la CEM des circuits microondes au travers de la modélisation des champs électromagnétiques incidents sur une large bande de fréquence, ainsi que certains effets liés à l'apparition de tensions de couplage. L'objectif est donc d'étudier théoriquement et expérimentalement, l'influence des ondes électromagnétiques externes sur des circuits et des composants utilisés dans le domaine des microondes. La méthode de calcul adoptée est la différence finie dans le domaine temporel (FDTD) pour ses performances indiscutables dans ce domaine. La validation des modèles proposés est effectuée à travers des mesures expérimentales réalisées dans la cellule GTEM (Giga Hertz Transverse Electromagnetic) mais aussi par le logiciel commercial PSpice (Cadence 16.6).

Mots clés : Compatibilité électromagnétique(CEM), Circuits microondes, couplage électromagnétique, Onde plane, champ proche, Finite Difference in the Time Domain (FDTD), MESFET.

Table de Matières

DEDICACE ..... **I**

REMERCIEMENTS ..... **II**

ABSTRACT ..... **IV**

RESUME ..... **V**

TABLE DE MATIERES ..... **VI**

LISTE DES FIGURES ..... **X**

LISTE DES TABLEAUX ..... **XIII**

ACRONYMES ..... **XIV**

INTROCUTION GENERALE **1**

CHAPITRE 1 : ETAT DE L'ART SUR LA COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE DES CIRCUITS MICROONDES **6**

1. Introduction **7**

2. Sources des perturbations externes **7**

2.1 Comptabilité électromagnétique des circuits électroniques 7

2.2 Les sources de perturbations électromagnétiques 8

3. Types de lignes de transmission **9**

3.1 Câble coaxial 9

3.2 Câble bifilaire 10

3.2.1 Paires droites 10

3.2.2 Paires torsadées 11

3.2.3 Paires torsadées blindées 11

3.3 Technologie planaire uniforme et non-uniforme 11

3.3.1 Ligne tri-plaques (stripline) 12

3.3.2 Ligne coplanaire 13

3.3.3 Ligne à fente (slotline) 14

3.3.4 Ligne microruban (microstrip) 14

3.3.5 Hypothèse quasi-TEM 15

3.4 Ligne non-uniforme 16

4. Champ électromagnétique **17**

4.1 Couplage électromagnétique 18

4.2 Modes de couplage 18

4.2.1 Couplage par conduction 18

4.2.2 Couplage par rayonnement 20

5. Méthodes de résolution 21
6. Les méthodes numériques 22
6.1 La méthode des Moments (Method of Moments) 22
6.2 La méthode des éléments finis FEM 23
6.3 La méthode des matrices des lignes (TLM) 24
6.4 La méthode des différences finies dans le domaine temporel 25
6.5 Etude Comparative 25
7. Dispositifs hyperfréquences 26
7.1 Transistor MESFET 27
7.2 Domaine d'application du MESFET 27
7.3 Principe de fonctionnement du MESFET 28
8. Outils de simulation et de mesure 29
8.1 Logiciel Matlab 29
8.2 Logiciel PSpice 29
8.3 GTEM 30
8.4 Picoscope 9211A 31
9. Conclusion 32

CHAPITRE 2 : ETUDE THEORIQUE DU COUPLAGE ENTRE LES ONDES ELECTROMAGNETIQUE ET LES CIRCUITS MICROONDES 31
1. Introduction 32
2. Ligne de transmission en hyperfréquences 32
2.1 Modèle d'un tronçon de ligne agressé par un champ électromagnétique 33
2.2 Les paramètres linéiques de la ligne 34
2.2.1 Les paramètres primaires 34
2.2.2 Les paramètres secondaires 34
2.2.3 Facteur de qualité 35
2.3 Pertes dans la ligne 35
2.3.1 Pertes métalliques 36
2.3.2 Pertes diélectriques 37
2.3.3 Pertes par rayonnement 39
3. Equations des lignes illuminées par un champ électromagnétique externe 39
3.1 Formulation des équations du champ externe 39
3.2 Equations de lignes 43
3.3 Application de la FDTD aux équations des lignes 44
3.4 Condition de stabilité 46
4. Exemples d'application : Structures microondes chargées par des éléments linéaires et non linéaires 47
4.1 Cas d'une charge résistive 48
4.1.1 Courant et tension aux extrémités de la ligne 48
4.1.2 Résultats de simulation 49
4.2 Cas d'une charge capacitive 51
4.2.1 Equations de tension et de courant dans la charge 52
4.2.2 Résultats de simulation 52
4.3 Cas d'une charge inductive 53
4.3.1 Equations de tension et de courant dans la charge 54
4.3.2 Résultats de simulation 54
4.4 Cas d'une charge non linéaire simple (Diode) 55

4.4.1 Equations de tension et de courant dans la charge: ... 56
4.4.2 Résultats de simulation ... 57
5. Structure microonde chargée par un transistor MESFET en régime grand signal . 58
5.1 Schéma équivalent du MESFET en régime grand signal ... 59
5.2 Equations de tension et de courant dans la charge ... 61
5.3 Résolution de l'équation non linéaire ... 63
5.4 Résultats de simulation ... 63
5.5 Comparaison des codes FDTD 1D et 3D ... 65
6. Discussion des résultats ... 67
7. Conclusion ... 68

CHAPITRE 3 : ETUDES THEORIQUE ET EXPERIMENTALE DE L'AGRESSION ELECTROMAGNETIQUE DES CIRCUITS MICROONDES COMPLEXES ... 69
1. Introduction ... 70
2. Ligne de Transmission Multiconducteurs (MTL) ... 71
2.1 Modèle à éléments distribués ... 71
2.2 Modèle infinitésimale d'un tronçon de ligne MTL ... 71
2.3 Détermination des paramètres linéiques ... 73
2.4 Mise en équations de la structure MTL ... 74
2.4.1 Pertes métalliques ... 75
2.4.2 Pertes diélectriques ... 77
3. Etude théorique sur les circuits microondes ... 78
3.1 Structure MTL avec pertes dépendantes de la fréquence ... 79
3.1.1 Circuit étudié ... 79
3.1.2 Résultats de simulation ... 80
3.2 Structures MTL chargées par des multi-MESFETs ... 81
3.2.1 Circuit étudié ... 81
3.2.2 Paramètres de la structure ... 81
3.2.3 Modèle électrique ... 82
3.2.4 Résultats et discussions ... 83
3.3 Structure MTL chargée par une charge mixte ... 90
3.3.1 Circuit étudié ... 90
3.3.2 Paramètres de la structure ... 90
3.3.3 Modèle électrique de la structure étudiée ... 91
3.3.4 Résultats et discussion ... 92
4. Etude expérimentale sur les circuits microondes ... 96
4.1 Introduction ... 96
4.2 Cellule GTEM ... 97
4.2.1 Description de la GTEM ... 97
4.2.2 Setup de test de l'immunité ... 98
4.2.3 Banc de mesure RF ... 99
4.2.4 Circuit sous test ... 100
4.2.5 Modèle électrique ... 101
4.2.6 Paramètres de la structure ... 102
4.2.7 Paramètres de simulation et de mesure ... 103
4.2.8 Résultats et discussions ... 104
4.3 Picoscope 9211A ... 107
4.3.1 Introduction ... 107
4.3.2 Banc de mesure ... 108
4.3.3 Mode TDR ... 108
4.3.4 Mode TDT ... 109

4.3.5 Circuits sous test 114
4.3.6 Résultats de mesure 115
4.4 Conclusion 119

CONCLUSION GENERALE 121

LISTE DES PUBLICATIONS 124

BIBLIOGRAPHIES 127

ANNEXES 134

RESUME 141

ABSTRACT 142

Liste des figures

Figure 1: Bande de fréquences microondes……2
Figure 1: Agression des systèmes par une source de forte puissance……3
Figure 1. 1: Illustration des deux aspects d'un problème CEM 8
Figure 1. 2: a) Câble coaxial, b) Câble bifilaire, c) Structure planaire 9
Figure 1. 3: Ligne coaxiale..... 10
Figure 1. 4: Ligne bifilaire (paire droite) 10
Figure 1. 5: Ligne bifilaire (paire torsadée) 11
Figure 1. 6: Ligne bifilaire (paire torsadée blindée)..... 11
Figure 1. 7: Différentes technologies de lignes de transmission en structure planaire 12
Figure 1. 8: Ligne tri-plaques (stripline) 13
Figure 1. 9: Exemple de ligne CPW..... 13
Figure 1. 10: Ligne à fente 14
Figure 1. 11: Ligne micro-ruban (microstrip) 15
Figure 1. 12: Modèle électrique d'une cellule élémentaire de ligne quasi-TEM 15
Figure 1. 13: Lignes de champ lorsqu'un signal haute fréquence se propage dans une ligne microstrip 16
Figure 1. 14: Représentation d'une onde plane..... 17
Figure 1. 15: Processus du couplage 18
Figure 1. 16: Couplage par impédance commune..... 19
Figure 1. 17: Principe du couplage en mode commun..... 19
Figure 1. 18: Principe du couplage en mode commun..... 20
Figure 1. 19: Configuration du champ proche et champ lointain..... 21
Figure 1. 20: Famille des transistors à effet de champ..... 27
Figure 1. 21: Vue en coupe de la structure du MESFET 28
Figure 1. 22: La cellule GTEM 30
Figure 1. 23: Picoscope 9211A 31

Figure 2. 1: Quadripôle à constantes localisées 33
Figure 2. 2: Cellule élémentaire d'une ligne de transmission agressée par un champ électromagnétique externe..... 33
Figure 2. 3: Configuration physique et géométrique d'une bande conductrice dans une ligne de transmission microstrip 36
Figure 2. 4: Une approximation du modèle de la dépendance fréquentielle : (a) basse fréquence, (b) haute fréquence et (c) l'asymptote de la réponse fréquentielle de la résistance 37
Figure 2. 5: Ligne de transmission microstrip avec diélectrique hétérogène..... 39
Figure 2. 6: a) Angles d'incidence et d'azimut, b) Angle de polarisation 40
Figure 2. 7: a) Représentation du champ incident considéré, b) Géométrie de la ligne 42
Figure 2. 8: Champ incident de type échelon..... 43
Figure 2. 9: a) Maillage FDTD, b) Découpage spatial de la ligne 45

Figure 2. 10: Ligne de transmission microstrip chargée par une résistance et illuminée par un champ externe 48
Figure 2. 11: Ligne de transmission chargée par un condensateur 51
Figure 2. 12: Tensions d'entrée et de sortie induites par le champ externe, cas d'une charge capacitive, a) Résultats FDTD, b) Résultats PSpice 53
Figure 2. 13: Ligne de transmission chargée par une inductance 54
Figure 2. 14: Les tensions induites à la ligne, cas d'une charge inductive. a) Résultats FDTD, b) Résultats PSpice 55
Figure 2. 15: Ligne de transmission chargée par une diode 56
Figure 2. 16: Les tensions d'entrée et de sortie d'une ligne chargée par une diode ;a) Simulations FDTD, b) Simulations PSpice 58
Figure 2. 17: Ligne de transmission chargée par un transistor MESFET 59
Figure 2. 18: Schéma équivalent grand signal du transistor MESFET intrinsèque 59
Figure 2. 19: Circuit et diemensions 64
Figure 2. 20: Tensions induites aux extrémités de la ligne et à la sortie du transistor ; a) Simulations FDTD, b) Simulations PSpice 65
Figure 2. 21: a) Circuit électrique équivalent de la structure étudiée ;b) Dimensions de la ligne 66
Figure 2. 22: Comparaison entre un code FDTD 1D et 3D de la tension à la charge linéaire d'une ligne microstrip simple 67

Figure 3. 1: Schéma bloc d'une ligne d'une MTL 71
Figure 3. 2: Modèle infinitésimale d'une MTL illuminée par un champ externe 72
Figure 3. 3: Configuration d'une MTL chargée avec des résistances 79
Figure 3. 4: Les tensions d'entrée et de sortie d'une MTL avec pertes dépendantes de la fréquence 80
Figure 3. 5: Simulations PSpice des tensions d'entrée et de sortie de la MTL sans pertes 80
Figure 3. 6: Représentation de la MTL microstrip 81
Figure 3. 7 : Configuration de la MTL chargées par des multi-MESFETs 83
Figure 3. 8: Tensions induites à l'entrée de la ligne pour un temps de montée de 0.1ns. a) Résultats FDTD, b) Résultats PSpice 84
Figure 3. 9: Tensions induites à la sortie de la ligne ; a) Simulations FDTD comparées par b) PSpice 85
Figure 3. 10: Tension à la sortie du transistor MESFET ; a) FDTD, b) PSpice 86
Figure 3. 11: Tensions induites à l'entrée de la MTL pour un temps de montée de 1ns ; a) Simulations FDTD, b) Simulations PSpice 87
Figure 3. 12: Tensions induites à la sortie de la MTL pour un temps de montée de 1ns; a) Résultats FDTD, b) Résultats PSpice 88
Figure 3. 13: Tensions de sortie V_T des transistors MESFETs ; a) Simulations FDTD, b) Simulations PSpice 89
Figure 3. 14: Vue en coupe de trois conducteurs microstrip 90
Figure 3. 15: Schéma électrique d'une MTL terminée par une charge non linéaire mixte 91

Figure 3. 16: Tensions d'entrée de la ligne; Résultats FDTD comparés avec ceux obtenus par PSpice. 93
Figure 3. 17: Tensions de sortie de la ligne; resultats FDTD comparés avec ceux obtenus par PSpice. 95
Figure 3. 18: Tension de transistor (ou de drain) évaluée par la FDTD et comparée par PSpice 96
Figure 3. 19: Design de la cellule GTEM 97
Figure 3. 20: Synoptique de mesure en immunité par la cellule GTEM 98
Figure 3. 21: Banc de mesure RF du laboratoire ESEO-CEM 99
Figure 3. 22: Configuration d'une MTL uniforme terminée par une charge mixte 101
Figure 3. 23: Circuit électrique équivalent de la structure MTL avec une charge mixte 102
Figure 3. 24:Montage du circuit dans la GTEM 104
Figure 3. 25: tensions induites à l'entrée des conducteurs 1 et 3 ; a) Résultat FDTD, b) Résultats GTEM 105
Figure 3. 26: Tension à la sortie du transistor ; a) Résultats de simulation, b) Résultats de mesure 106
Figure 3. 27: Principe de la réflectométrie 108
Figure 3. 28: Principe du mode TDR 109
Figure 3. 29: Montage en mode TDR 109
Figure 3. 30: Montage du TDT 110
Figure 3. 31: Signal TDR mesuré pour $ZL = \infty$: a) Picoscope, b) Approche FDTD 111
Figure 3. 32: Signal TDR mesuré pour $ZL = 50\ \Omega$: a) Picoscope, b) Approche FDTD 112
Figure 3. 33: Signal TDR mesuré pour $ZL = 0\ \Omega$: (a) Picoscope, (c) Approche FDTD 114
Figure 3. 34: Ligne microstrip uniforme chargée par : a) Résistance, b) MESFET 114
Figure 3. 35: schéma équivalent de la structure et dimensions de la ligne 115
Figure 3. 36: Tension de sortie d'une ligne de transmission chargée par R_L=100 Ω ; a) Résultat FDTD, b) Résultat Picoscope 116
Figure 3. 37: Tension de sortie d'une ligne de transmission chargée par R_L=220 Ω ; a) Résultat FDTD, b) Résultat Picoscope. 117
Figure 3. 38: Tension à la charge d'une ligne terminée par un MESFET; a) Résultat FDTD, b) Résultat Picoscope. 118

Liste des tableaux

Tableau 1. 1: Principales sources de perturbations électromagnétiques 8
Tableau 1. 2: Comparaison des méthodes numériques 26

Tableau 2. 1: Paramètres de charges des structures 48
Tableau 2. 2: Les paramètres de simulation de la méthode FDTD 50
Tableau 2. 3: Paramètres de transistor MESFET 61

Tableau 3. 1: Paramètres de discrétisation spatio-temporelle 82
Tableau 3. 2: Paramètres électriques de la structure MTL 82
Tableau 3. 3: Caractéristiques électriques de la structure étudiée 91
Tableau 3. 4 : Paramètres électriques de la structure étudiée 102
Tableau 3. 5: Les différents paramètres des études théorique et expérimentale 103

Acronymes

BF : Basses Fréquences

CEM : Compatibilité électromagnétique

CPW : Coplanar Waveguide

DPI : Direct Power Injection

FDTD : Finite Difference Time Domain

GTEM : Giga Hertz Transverse Electromagnetic

GaAs : Arseniure de Gallium

HF : Hautes Fréquences

MESFET : Metal Semiconductor Field Effect Transistor

MTL : Multiconductor Transmission Lines

PSPICE : Personal Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis.

RAM : Radiation-Absorbent Material

RF : Radio Frequency

TDR : Time Domain Reflectometer

TDT : Time Domain Transmission

INTROCUTION GENERALE

Problématique

Contexte et Contributions de la thèse

Organisation du document

Problématique

De nos jours, les applications microondes sont devenues indispensables au niveau mondial. Ces applications, que ce soit dans le domaine civil ou militaire, doivent avoir une sûreté de fonctionnement approuvée, notamment ceux utilisées en électromagnétisme. Cependant, les circuits électroniques complexes au cœur de ces systèmes voient leur seuil de susceptibilité électromagnétique diminue [1]. En plus, les sources d'agression électromagnétique responsables de la détérioration voire du dysfonctionnement de ces circuits, sont de plus en plus nombreuses. Certaines sont naturelles comme la foudre, le bruit thermique terrestre et les décharges électrostatiques, d'autres beaucoup plus nombreuses, sont d'origine humaine et peuvent être non intentionnelles ou intentionnelles. La plupart des sources de rayonnement non intentionnelles sont dans le domaine des microondes (Figure 1).

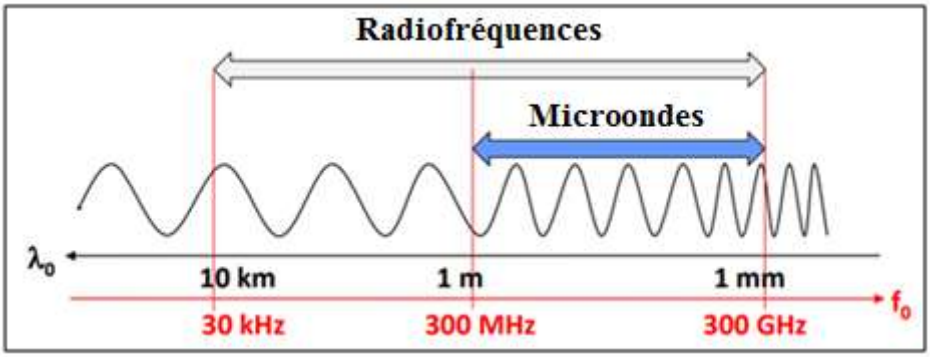


Figure 1: Bande de fréquences microondes

Les sources intentionnelles sont principalement utilisées par l'armée et sont conçues pour des applications dans la guerre stratégique et tactique de l'information. Grâce à l'avancée technologique dans le domaine des hyperfréquences, elles sont capables d'émettre des signaux de fortes puissances [2].

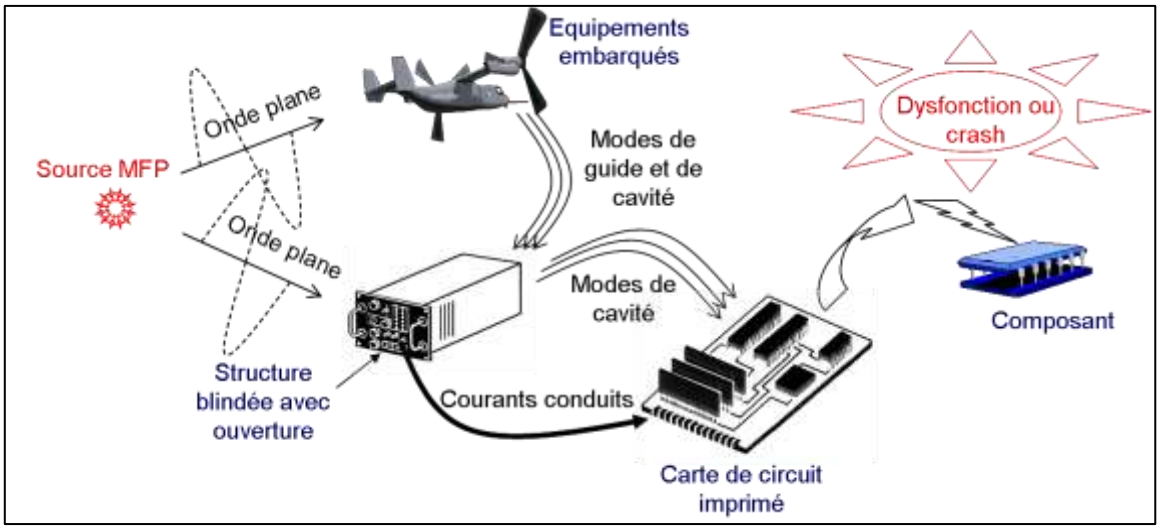


Figure 2: Agression des systèmes par une source de forte puissance

Par ailleurs, un système microondes comprend généralement à la fois des circuits opérant en basses fréquences et d'autres fonctionnant en hautes fréquences. Ainsi, lors de l'émission de signaux d'agression dans la bande microondes, le système est à la fois perturbé hors bande pour les circuits BF et dans sa bande de fonctionnement pour les circuits HF. De plus, les fréquences de l'ordre du gigahertz sont particulièrement néfastes pour ces systèmes de par leurs longueurs d'onde. Elles sont susceptibles de générer des phénomènes de résonances sur les pistes des circuits imprimés, voire sur les pistes des circuits intégrés, augmentant ainsi les risques qu'ils soient perturbés.

Pour cela, la compatibilité électromagnétique (CEM) d'un système hyperfréquences doit être assurée pour fonctionner dans son environnement électromagnétique de façon satisfaisante et éviter toutes perturbations. Depuis de nombreuses années, les problèmes liés à la CEM des systèmes et des circuits électroniques sont au cœur des préoccupations des industriels. L'approvisionnement d'un bon fonctionnement de ces composants devient une nécessité à tous les niveaux. En effet, l'augmentation de l'intégration des fonctions logiques au sein d'un même composant conduit à l'accroissement des émissions parasites. En outre, la réduction des tensions d'alimentation et l'augmentation des fréquences de fonctionnement impactent négativement les niveaux de susceptibilité face aux perturbations électromagnétiques.

Contexte et Contributions de la thèse

Nos travaux se situent dans le cadre des recherches en compatibilité électromagnétique. D'une part, ils portent sur le développement des algorithmes de simulation dans le domaine temporel, pour la modélisation des couplages électromagnétiques entre les lignes de transmission multiconducteurs et des circuits électroniques non linéaires complexes. D'autre part, ils visent à valider ces algorithmes dans des bancs de mesure hyperfréquences. Les travaux menés sont principalement organisés autour de l'étude de l'influence de l'agression électromagnétique sur des circuits et des composants utilisés par le grand public.

Dans ce travail de thèse, nous nous sommes principalement intéressés à l'étude temporelle du comportement électromagnétique, des circuits composés par des lignes microstrip multiconducteurs terminées par des MESFETs et des diodes, face à une agression électromagnétique externe [3], [4]

Nous avons ensuite validé les codes FDTD implémentés sur Matlab par des mesures effectuées dans une cellule GTEM, afin de caractériser le champ électromagnétique généré à l'intérieur. Le but est d'expliquer, voire prévoir l'effet d'un signal d'agression en champ proche sur un circuit complexe.[5]

Organisation du document

Le premier chapitre de ce manuscrit présente des notions générales relatives à la compatibilité électromagnétique ainsi que les méthodes d'étude associées. Ainsi, à travers une étude bibliographique des composants microondes, ce chapitre introduit les différents aspects du couplage électromagnétique, plus particulièrement entre les ondes externes et les circuits électroniques. Nous présentons également les différentes techniques et outils d'étude de couplage électromagnétique en mettant en évidence l'avantage d'une analyse temporelle, laquelle nous intéresse directement.

Le deuxième chapitre expose la description de la méthode numérique adoptée, qui est la FDTD. Nous développons cette méthode pour l'étude du couplage entre les ondes externes et des applications simples des circuits microondes, constituées par des lignes de transmission simples, chargées par des éléments linéaires, non linéaires et non linéaires complexes,

exemple de transistor MESFET en régime grand signal. Enfin, les résultats obtenus par nos algorithmes FDTD et ceux du logiciel PSpice sont exposés.

Le dernier chapitre est au cœur de la problématique de la thèse. Il concerne l'étude de susceptibilité des circuits électroniques non linéaires complexes. Les circuits sont des lignes de transmissions multiconducteurs chargées par des MESFETs et des diodes, fonctionnant dans le domaine hyperfréquence. Dans un premier temps nous étudierons théoriquement la susceptibilité électromagnétique du circuit, puis dans un deuxième temps nous étudierons expérimentalement la susceptibilité du circuit face à une agression électromagnétique. Le but est d'expliquer, voire prévoir l'effet d'un signal d'agression sur un circuit complexe connaissant l'effet sur chaque composant le constituant. Cette étude sera validée grâce à la corrélation des résultats des mesures et simulations.

CHAPITRE 1 : Etat de l'art sur la compatibilité électromagnétique des circuits microondes

SOMMAIRE

1. Introduction 7
2. Sources des perturbations externes 7
2.1 Comptabilité électromagnétique des circuits électroniques 7
2.2 Les sources de perturbations électromagnétiques 8
3. Types de lignes de transmission 9
3.1 Câble coaxial 9
3.2 Câble bifilaire 10
3.2.1 Paires droites 10
3.2.2 Paires torsadées 11
3.2.3 Paires torsadées blindées 11
3.3 Technologie planaire uniforme et non-uniforme 11
3.3.1 Ligne tri-plaques (stripline) 12
3.3.2 Ligne coplanaire 13
3.3.3 Ligne à fente (slotline) 14
3.3.4 Ligne microruban (microstrip) 14
3.3.5 Hypothèse quasi-TEM 15
3.4 Ligne non-uniforme 16
4. Champ électromagnétique 17
4.1 Couplage électromagnétique 18
4.2 Modes de couplage 18
4.2.1 Couplage par conduction 18
4.2.2 Couplage par rayonnement 20
5. Méthodes de résolution 21
6. Les méthodes numériques 22
6.1 La méthode des Moments (Method of Moments) 22
6.2 La méthode des éléments finis FEM 23
6.3 La méthode des matrices des lignes (TLM) 24
6.4 La méthode des différences finies dans le domaine temporel 25
6.5 Etude Comparative 25
7. Dispositifs hyperfréquences 26
7.1 Transistor MESFET 27
7.2 Domaine d'application du MESFET 27
7.3 Principe de fonctionnement du MESFET 28
8. Outils de simulation et de mesure 29
8.1 Logiciel Matlab 29
8.2 Logiciel PSpice 29
8.3 GTEM 30
8.4 Picoscope 9211A 31
9. Conclusion 32

1. Introduction

Avant d'aborder les trois chapitres suivants nos contributions méthodologiques, nous consacrons ce chapitre à des rappels sur la compatibilité électromagnétique des circuits électroniques. Nous commençons dans un premier temps par citer les sources des perturbations externes qui peuvent être naturelles ou artificielles. Nous remémorons ensuite les différents types des lignes de transmission et leurs caractéristiques. Nous évoquons les méthodes qui existent dans la littérature pour résoudre les équations différentielles ainsi que modéliser mathématiquement une agression électromagnétique, cela va nous permettre de choisir la méthode convenable pour notre étude. Nous passons ensuite aux dispositifs électroniques mettant en œuvre des signaux microondes qu'on peut trouver sur des systèmes grand public tels que les satellites, les télécommunications sans fil ou encore les systèmes radars. Enfin, nous terminons ce chapitre par une description succincte des outils de simulations et de mesures utilisés pour comparer les résultats de nos simulations utilisant l'algorithme FDTD. En conclusion, cet état de l'art va nous permettre de bien situer et bien cerner l'objectif et le cadre de ce travail de thèse.

2. Sources des perturbations externes

2.1 Comptabilité électromagnétique des circuits électroniques

La compatibilité électromagnétique (CEM) est déterminée comme "l'aptitude d'un dispositif, d'un appareil ou d'un système à fonctionner dans son environnement électromagnétique de façon satisfaisante et sans produire lui-même des perturbations électromagnétiques intolérables pour d'autres équipements qui se trouvent dans cet environnement".

Cette définition fait déduire deux aspects qui regroupent un problème CEM, à savoir des notions d'immunité et d'émission. L'immunité correspond à l'aptitude d'un équipement à supporter les perturbations électromagnétiques de l'environnement. En même temps, un équipement peut aussi produire lui-même des perturbations électromagnétiques vers l'environnement, soit l'émission. Avec ces deux aspects, la figure (1.1) schématise la décomposition de la problématique CEM en trois étapes.

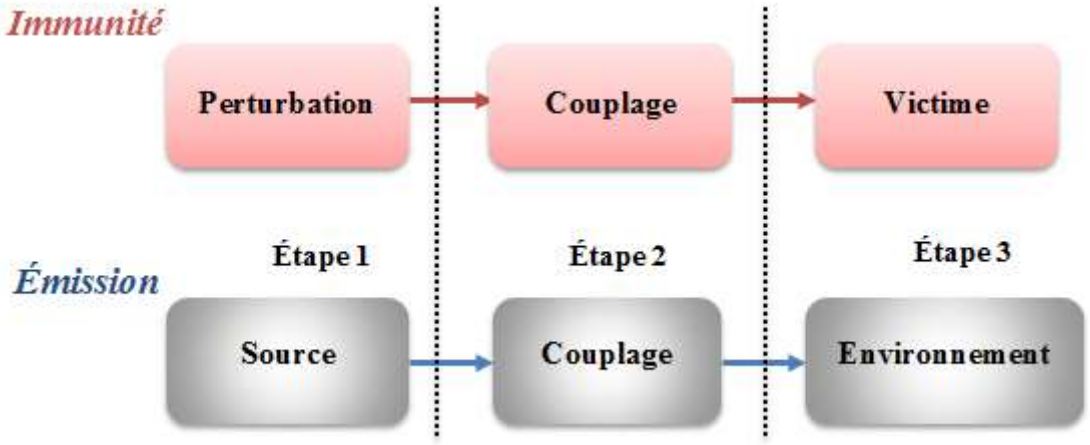


Figure 1. 1: Illustration des deux aspects d'un problème CEM

2.2 Les sources de perturbations électromagnétiques

Les études de la compatibilité électromagnétique comportent trois types d'étude. Dans un premier temps, il faut étudier les différentes sources de rayonnement électromagnétique possibles, ensuite examiner comment s'effectue le couplage entre une onde électromagnétique externe et un circuit électronique, et finalement analyser l'impact de cette agression électromagnétique sur le fonctionnement du circuit électronique.

De nombreuses sources de perturbations électromagnétiques externes sont à l'origine du dysfonctionnement de circuits électroniques. Elles peuvent être d'origine naturelle ou humaine afin d'assurer des fonctions du quotidien. Parmi ces sources, certaines sont intentionnelles ou non intentionnelles. Nous en présentons quelques-unes dans le tableau 1.1.

Tableau 1. 1: Principales sources de perturbations électromagnétiques

Sources naturelles	Sources artificielles
- Foudre - Décharges électrostatiques (DES) - Bruit thermique terrestre	- Communications sans fil - Radars - Armes électromagnétiques de fortes puissances - Equipements industriels et commerciaux grand public - Réseaux électriques haute tension (HT)

3. Types de lignes de transmission

Les lignes de transmission représentent le noyau des systèmes électroniques, elles ont toutes pour but d'acheminer l'information sans perturbation ni dégradation de données, c'est à dire sans trop d'atténuation ou de déformation.

Il existe diverses structures et plusieurs types de lignes de transmission, pour répondre aux exigences de chaque utilisation. La figure (1.2) représente les types des lignes les plus répandues dans l'industrie.



a) b) c)

Figure 1. 2: a) Câble coaxial, b) Câble bifilaire, c) Structure planaire

3.1 Câble coaxial

Le câble coaxial est le type de ligne de transmission le plus commun. Ce type de ligne permet de transporter des signaux de toutes les fréquences, selon les dimensions. Il est généralement constitué d'un conducteur central (Cœur), d'une enveloppe isolante (diélectrique ou gaine) et d'un conducteur extérieur (tresse, ruban ou tube), le rapport des diamètres des conducteurs (central et extérieur) étant constant afin de garantir une impédance caractéristique constante tout au long du câble (50 Ω dans le domaine des hyperfréquences). Il existe dans l'industrie électronique une très grande variété de câbles coaxiaux souples ou semi-rigides et la plupart font l'objet de spécifications nationales ou internationales.

Ce type de ligne de transmission est utilisé dans le domaine du câblage vidéo, informatique, de l'électronique basse fréquence, mais aussi dans le domaine des hyperfréquences jusqu'à plusieurs dizaines de GigaHertz.



Figure 1. 3: Ligne coaxiale

3.2 Câble bifilaire

C'est historiquement le premier type de lignes utilisé pour les liaisons téléphoniques et télégraphiques. Ses deux fils conducteurs sont maintenus à distance constante par des supports isolants.

L'affaiblissement de la ligne est faible et permet des liaisons de plusieurs dizaines de kilomètres sans avoir besoin d'amplification. Par contre une seule communication passe par cette ligne dans ces conditions.

Nous pouvons distinguer trois types de câbles bifilaires : Paires droites, paires torsadées et paire torsadées blindées

3.2.1 Paires droites

Ce type de ligne est constitué de deux conducteurs filaires parallèles et maintenus à distance constante l'un de l'autre par un isolant. Cependant, il présente des pertes importantes, grande sensibilité au bruit et bande passante faible.



Figure 1. 4: Ligne bifilaire (paire droite)

3.2.2 Paires torsadées

Cette ligne est constituée de deux conducteurs filaires isolés torsadés. Elle est moins sensible au bruit et permet une atténuation importante. En général elle est très utilisée pour le câblage téléphonique et informatique au niveau local.

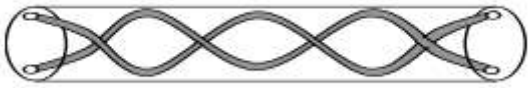


Figure 1. 5: Ligne bifilaire (paire torsadée)

3.2.3 Paires torsadées blindées

C'est le même câble que la paire torsadée mais entourée d'une feuille conductrice. Cette ligne possède une meilleure immunité au bruit que la paire torsadée simple. Elle est très utilisée pour le câblage des réseaux à 10 et 100 Mbits.

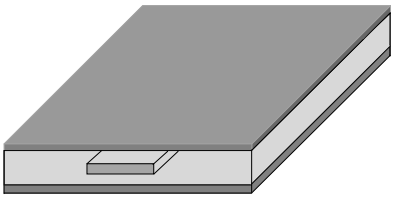


Figure 1. 6: Ligne bifilaire (paire torsadée blindée)

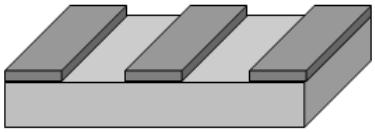
3.3 Technologie planaire uniforme et non-uniforme

Dans notre travail, nous nous sommes focalisés sur les technologies planaires uniformes et non-uniformes qui sont actuellement pratiquement indispensables dans la conception des dispositifs électroniques et des circuits passifs en hyperfréquence. La réalisation de circuits, fonctionnant en hyperfréquence, nécessite cependant l'étude des dimensions des lignes, de leur couplage mutuel ou de leur adaptation. Une bonne connaissance du comportement fréquentiel des lignes de transmission est donc indispensable à l'étude des circuits hyperfréquences. En effet, l'utilisation de ces technologies permet de remédier aux problèmes de poids des structures volumiques et d'encombrement. Elles sont également appréciées pour leur faible coût de réalisation, leur bonne reproductibilité et leur facilité d'intégration et d'interconnexion avec les autres circuits hyperfréquences.

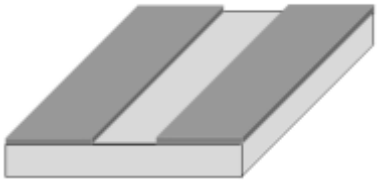
Parmi les structures planaires, nous pouvons distinguer quatre grands types de technologies [6]: tri-plaques, coplanaire, à fente et micro-ruban (microstrip).



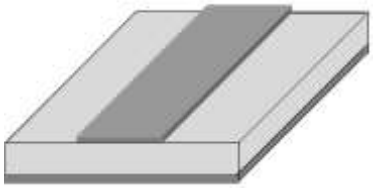
Tri-plaques



Coplanaire



Ligne à fente



Micro-ruban

Figure 1. 7: Différentes technologies de lignes de transmission en structure planaire

3.3.1 Ligne tri-plaques (stripline)

Les lignes tri-plaques sont constituées d'un conducteur noyé dans un substrat pris en sandwich entre deux plans de masse. Ce type de ligne a des pertes les plus faibles, et il est insensible aux perturbations électromagnétiques. Elles sont bien adaptées aux applications multicouches et permettent une bonne densité d'intégration des circuits.

Toutefois, l'accès au conducteur est difficile puisqu'il est noyé dans le substrat et par la suite un contrôle visuel du conducteur sera impossible. Par son aspect multicouche et multi substrat, cette technologie est plus difficile à mettre en œuvre.

Les striplines sont utilisées dans les circuits pour lesquels les pertes et les perturbations extérieures sont à minimiser.

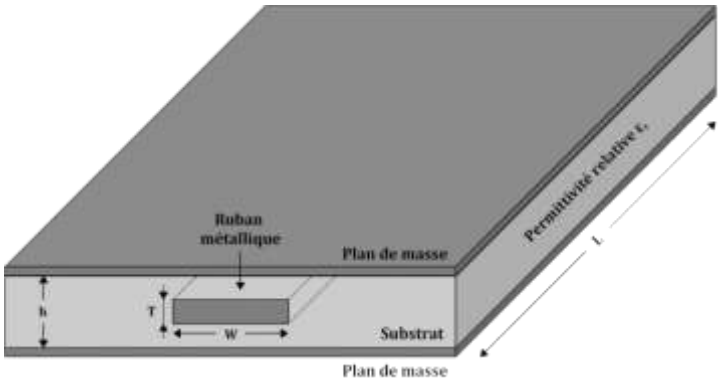


Figure 1. 8: Ligne tri-plaques (stripline)

3.3.2 Ligne coplanaire

Les lignes coplanaires, dites aussi guides coplanaires et notées CPW (Coplanar Waveguide), sont constituées par trois rubans métalliques placés sur le même plan à une distance constante du substrat diélectrique. Le conducteur central véhicule le signal microonde. Les deux rubans latéraux servent de plans de masse et sont séparés du signal par des fentes coplanaires [7], [8].

Ce type de ligne est simple face (conducteur et plan de masse sur la même face du substrat) ; cette propriété permet de réaliser le circuit en une seule sérigraphie. L'atout majeur de ces lignes est leur comportement en fréquence. En effet, les circuits à base de lignes coplanaires peuvent fonctionner jusqu'à 100 GHz. Donc, elles sont très utilisées pour des applications très hautes fréquences. Cependant, ces lignes présentent un encombrement relativement important et elles sont mal adaptées aux applications multicouches.

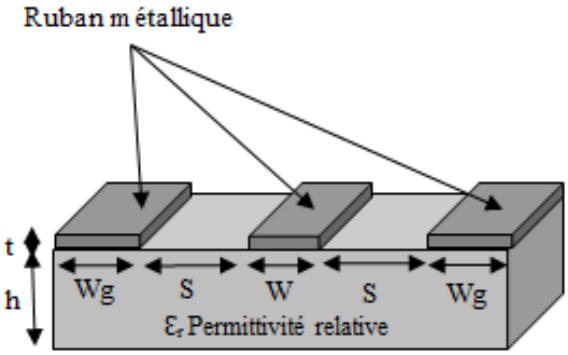


Figure 1. 9: Exemple de ligne CPW

3.3.3 Ligne à fente (slotline)

La ligne à fente est constituée d'une fente dans le plan de masse. Cette ligne convient aux applications simples et multicouches du fait qu'elle est facile à mettre en œuvre. En plus, elle est complémentaire à la ligne microruban dans les applications multicouches. Cependant, les modèles représentant ce type de ligne restent très limités. Par ailleurs, elle présente des pertes par rayonnement importantes et en conséquence elle est plus souvent utilisée comme source de rayonnement que comme ligne de transmission. Les lignes à fente ne transmettent pas de signal en statique mais elles peuvent être utilisées dans une bande de fréquences allant de l'ordre de 1 GHz à quelques dizaines de GHz.

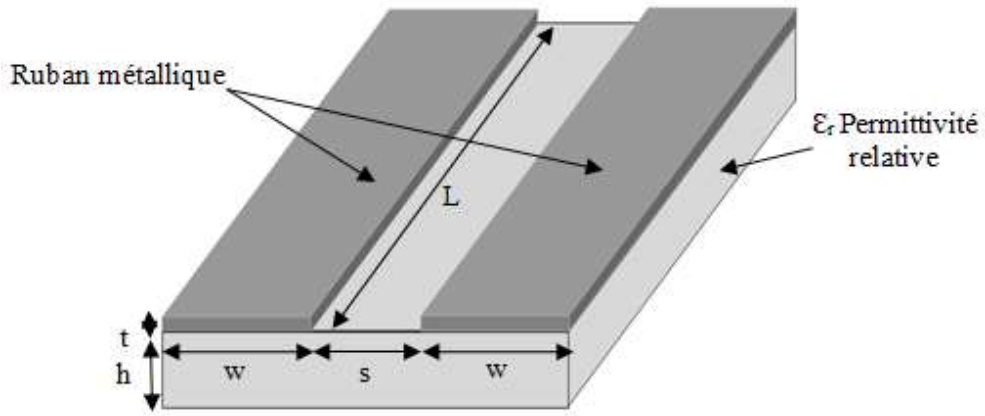


Figure 1. 10: Ligne à fente

3.3.4 Ligne microruban (microstrip)

La structure microruban est constituée d'un conducteur sur une face d'un substrat et d'un plan de masse sur l'autre face. Etant la plus utilisée, elle est la ligne la mieux modélisée. Elle est adaptée aux applications multicouches comme aux applications simples couches. Cette ligne induit, cependant, des pertes par rayonnement plus importantes que celles induites par la stripline. Elle est utilisée dans un grand champ d'applications, dans les circuits radiofréquences comme dans les circuits hyperfréquences et dans un domaine d'application allant de zéro à quelques dizaines de GHz.

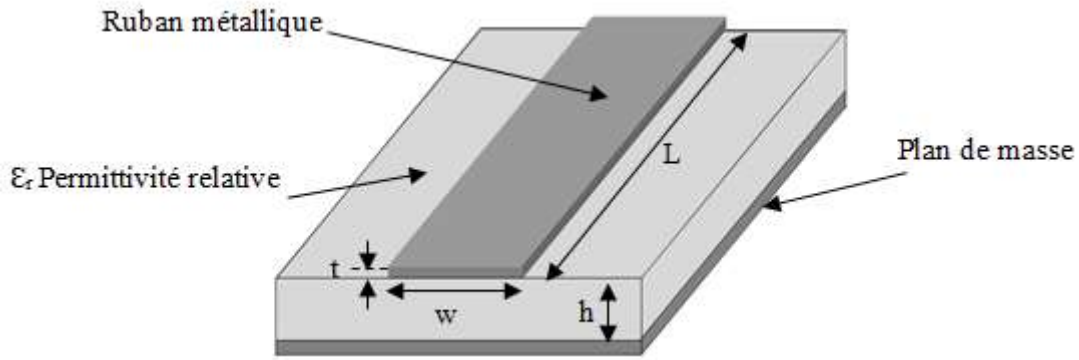


Figure 1. 11: Ligne micro-ruban (microstrip)

Après cette présentation des différents types de lignes de transmission, nous avons choisi de nous orienter vers la structure microstrip [9]. Elle est la plus utilisée pour la fabrication de circuits hyperfréquences, principalement parce qu'elle s'apprête bien à une fabrication par procédé photolithographique, et également parce qu'elle permet une intégration simple des composantes passives et actives par montage en surface.

3.3.5 Hypothèse quasi-TEM

Dans le cadre d'une modélisation, l'interface entre l'air et le diélectrique rend l'environnement de la ligne microstrip inhomogène. Ainsi, un mode purement transverse électromagnétique (TEM) n'est pas possible sur ce type de lignes (possible pour des structures tri-plaques et coaxiale). Toutefois, à des fréquences relativement basses, il est possible de considérer la ligne comme quasi-TEM [10] et dans ce cas, le modèle électrique suivant peut être appliqué :

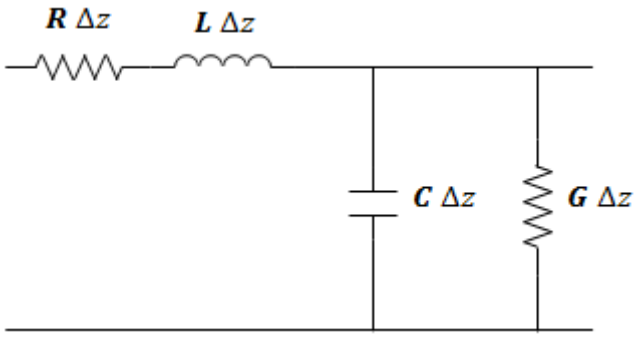


Figure 1. 12: Modèle électrique d'une cellule élémentaire de ligne quasi-TEM

Ce type de ligne est caractérisé par son impédance caractéristique qui dépend de plusieurs paramètres comme sa largeur (w), la permittivité diélectrique relative (ε_r) et l'épaisseur (h) du substrat sur lequel elle est imprimée. Il est asymétrique, puisque le milieu au-dessus (air) de la piste est différent de celui au-dessous (substrat), et la majorité des lignes de champ électrique est concentrée dans le substrat diélectrique.

Dans un mode quasi TEM, l'onde électromagnétique se propage en partie dans le substrat. Cependant, une partie de l'onde se propage aussi en surface comme présenté ci-dessous (Figure 1.13).

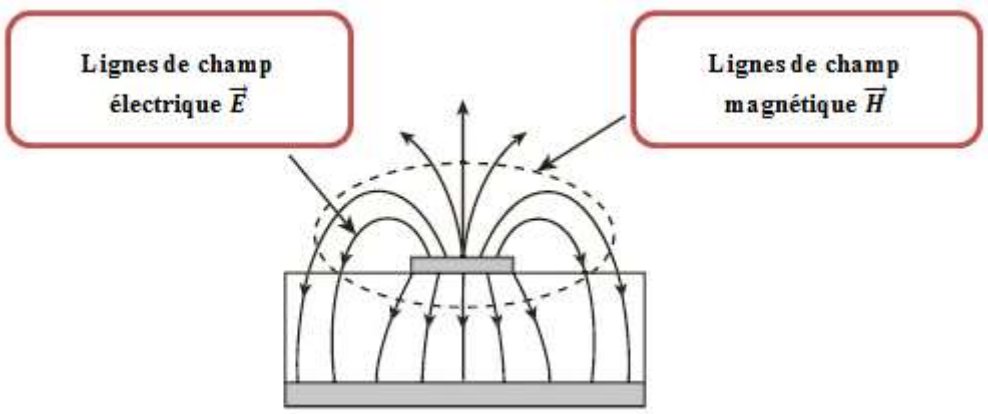


Figure 1. 13: Lignes de champ lorsqu'un signal haute fréquence se propage dans une ligne microstrip

3.4 Ligne non-uniforme

Actuellement, un grand nombre de techniques font appel à des matériaux inhomogènes ou des structures non uniformes dans le but d'améliorer les performances des dispositifs hyperfréquences. La non uniformité ou l'inhomogénéité peuvent apparaître par exemple dans les cas suivants [11]–[14]:

- La propagation des ondes électromagnétiques dans l'atmosphère terrestre en tenant compte du gradient d'indice ou d'ionisation ;
- Les lentilles de Luneberg ;
- Les matériaux stratifiés absorbants ;
- Les fibres optiques à gradient d'indice ;
- Les guides d'ondes rectangulaires remplies de matériaux non homogènes ;
- Des plaques non homogènes à variation exponentielle de permittivité ;

- Dans la conception des lignes couplées avec une variation de la section S qui sépare les deux lignes.

La propriété des Lignes de Transmission Non-Uniformes (L.T.N.U) la plus directe est la compensation ou la minimisation des discontinuités. En effet, la plupart des circuits plaqués intègrent des discontinuités de types différents (circuit-ouvert, court-circuit, fente, sauts d'impédance, coude à 90°, jonction en T et en croix...).

4. Champ électromagnétique

Toute ligne conductrice sous tension produit un champ électrique dans son voisinage. Son intensité se mesure en volts par mètre (V/m). Contrairement aux champs électriques, les champs magnétiques n'apparaissent que lors du passage d'un courant électrique dans un conducteur. Leur intensité se mesure en ampères par mètre (A/m) ou en microteslas (µT).

Un champ électromagnétique apparaît dès lors que des charges électriques sont en mouvement. Ce champ résulte de la combinaison de deux ondes qui se propagent (l'une électrique et l'autre magnétique). Ces deux champs sont perpendiculaires entre eux (X-Y) et progressent suivant l'axe Z. La figure ci-dessous montre la propagation d'une onde électromagnétique suivant l'axe Z.

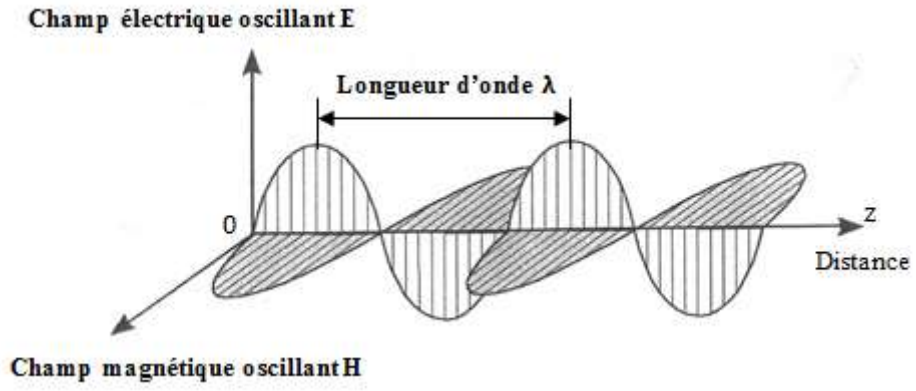


Figure 1. 14: Représentation d'une onde plane

La propagation des ondes électromagnétiques s'effectue à une vitesse, souvent appelée célérité et qui dépend du milieu considéré. Dans le vide, cette célérité est $c_0 = 3\ 10^8$m/s. Ces ondes sont caractérisées par leur longueur λ. Il s'agit de la distance séparant deux maxima successifs des champs. En un point donné, ces champs oscillent de manière

cyclique avec une période T, qui s'exprime en secondes. La longueur d'onde est donc le produit de cette période avec la célérité : $\lambda = c_0 T$, exprimée en mètres (m).

On peut aussi bien caractériser une onde par sa fréquence ν, exprimée en Hertz (Hz) et qui n'est autre que l'inverse de la période $\nu = \frac{1}{T}$.

4.1 Couplage électromagnétique

Le couplage représente le transfert de perturbations de la source à la victime (Figure 1.15). Ce transfert peut se faire par conduction ou par rayonnement. Le couplage par conduction se traduit par la transmission des perturbations par des conducteurs électriques reliant les alimentations, les commandes, les plans de masses métalliques et les mises à terre… Cependant, le couplage par rayonnement se caractérise par un transfert de perturbations sans canal conducteur. Ce type correspond à l'interaction d'une onde électromagnétique avec les lignes de transmissions, les ouvertures dans les blindages….

Par conséquent, le couplage s'effectue par conduction ou par rayonnement selon le milieu de propagation de l'onde.

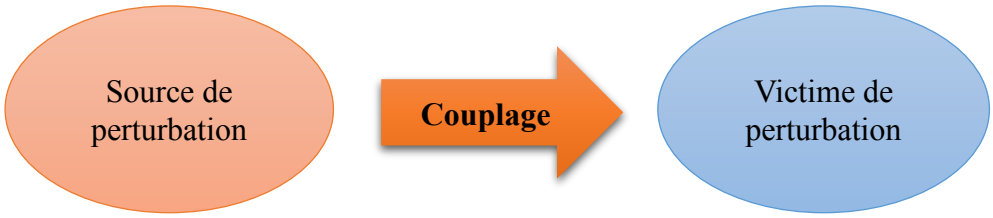


Figure 1. 15: Processus du couplage

4.2 Modes de couplage

4.2.1 Couplage par conduction

Le couplage par conduction est le type de couplage le plus répandu dans le cas des circuits intégrés. Ceci est dû à la multitude des mécanismes qui peuvent favoriser la propagation de l'agression électromagnétique entre plusieurs circuits intégrés d'une carte électronique ou à l'intérieur du circuit lui-même. Dans ce type de couplage trois modes existent, le couplage par impédance commune, le mode différentiel et le mode commun.

❖ Couplage par Impédance Commune

Lorsqu'un certain nombre de circuits se partagent une même partie de circuit, l'impédance de celle-ci n'est pas nulle. La tension parasite créée à ses bornes, chaque fois qu'un courant circule, est automatiquement apportée au composant agressé. Ceci engendre un couplage par impédance commune. Un couplage par impédance commune se produit lorsque deux mailles ont en commun un tronçon dont l'impédance ne peut être considérée comme négligeable (figure 1.16).

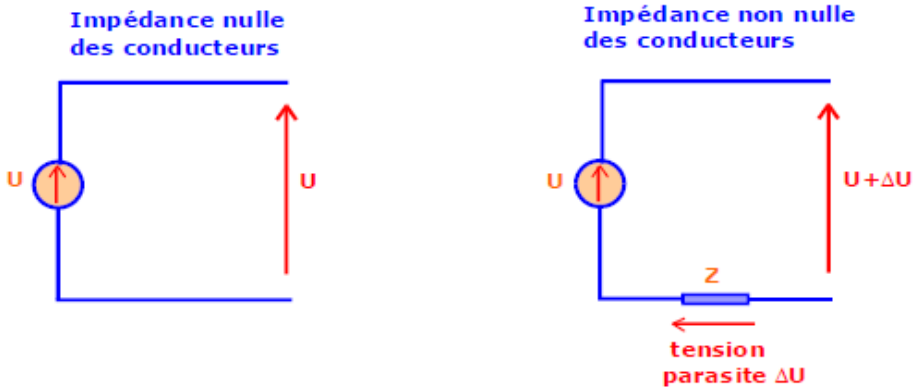


Figure 1. 16: Couplage par impédance commune

❖ Mode Commun

La propagation s'effectue en mode commun lorsque la perturbation est transmise sur l'ensemble des conducteurs actifs. Le courant du mode commun se propage sur tous les conducteurs dans le même sens et revient par la masse à travers les capacités parasites (figure 1.17).

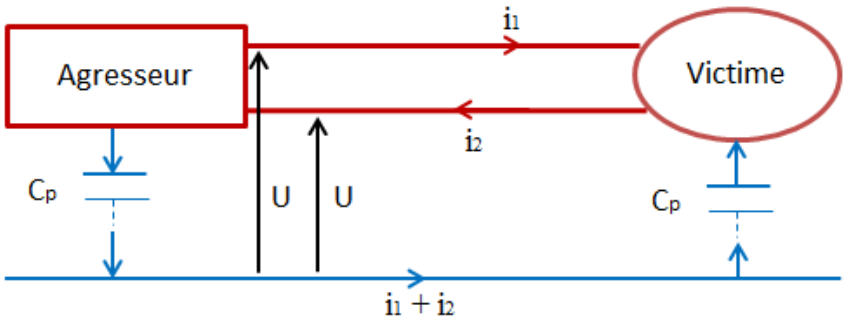


Figure 1. 17: Principe du couplage en mode commun

Avec :

- U: Tension de mode commun
- Cp: Capacité parasite
- i1 + i2 : Courant de mode commun

❖ **Mode Différentiel**

Un courant en mode différentiel, circule en aller et retour dans un câble d'interconnexion entre deux éléments d'un système. Le courant se propage sur l'un des conducteurs, passe à la victime et revient en opposition de phase sur l'autre conducteur (figure 1.18). Les alimentations et les signaux électroniques sur deux conducteurs sont transmis en mode différentiel.

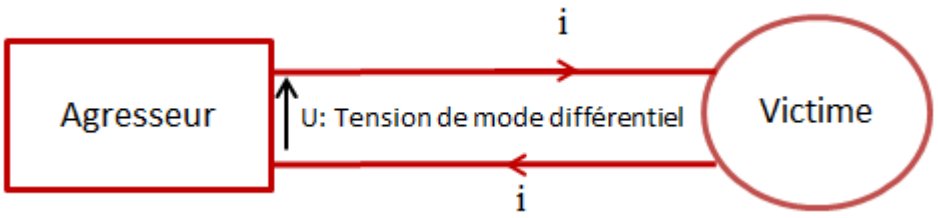


Figure 1. 18: Principe du couplage en mode commun

4.2.2 Couplage par rayonnement

On parle du couplage rayonné d'une perturbation électromagnétique dans le cas où le support de propagation n'est pas un conducteur. Deux cas de figure sont possibles (Figure 1.17) en fonction de la distance (d) entre la source d'agression et la victime et en fonction de la longueur d'onde considérée λ [15].

- **Champ proche** : On parle de champ proche lorsque les deux champs électrique et magnétique sont faiblement liés, c-à-d $d \ll \frac{\lambda}{2\pi}$ [16]. Dans ce cas, un de ces champs est plus important que l'autre. Le champ électrique domine si l'impédance de l'onde est supérieure à l'impédance du vide et inversement.

- **Champ lointain** : Dans le cas où l'onde électromagnétique est plane, les deux composantes (électrique ou magnétique) de l'onde sont fortement liées c-à-d $d \gg \frac{\lambda}{2\pi}$,

le champ lointain est évoqué. Dans ce cas de figure, les deux composantes sont orthogonales et forment ainsi le champ électromagnétique.

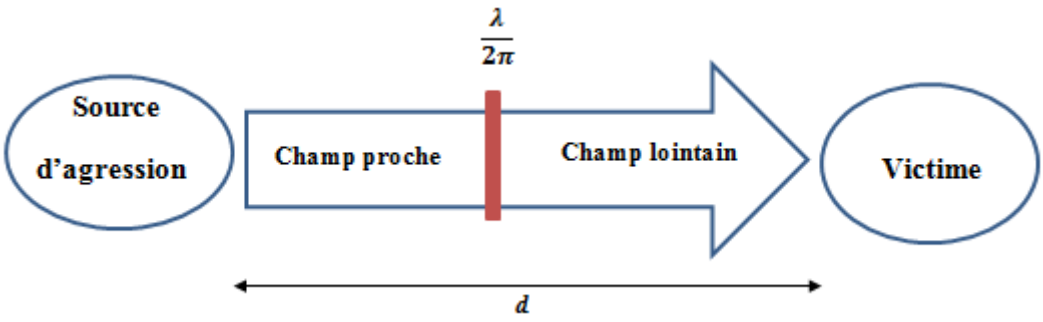


Figure 1. 19: Configuration du champ proche et champ lointain

5. Méthodes de résolution

La demande d'expertiser de grands systèmes électroniques devient de plus en plus pressante. L'espace mémoire de la simulation électromagnétique est devenu important dans ces systèmes. Il faut donc disposer d'outils et de méthodes de simulations efficaces pour analyser toute la complexité des structures étudiées.

Différentes méthodes et approches de résolution ont été développées pour modéliser le phénomène de couplage entre les ondes électromagnétiques et les structures. Les modèles étant nombreux, il est possible de les classer selon trois grandes catégories selon le rapport entre la plus grande dimension (L) de la structure étudiée et la longueur d'onde (λ) [17] :

Les méthodes asymptotiques (L>> λ): Ces méthodes sont utilisées en haute fréquence qui introduisent la notion du rayon qui permet de modéliser la propagation des champs par trajectoires rectilignes.

Les méthodes quasi-statiques (L<< λ) : Ce sont des méthodes basses fréquences, basées sur l'approximation quasi-statique, qui permet de simplifier les équations de Maxwell [17]. Parmi ces méthodes nous trouvons la théorie des lignes de transmission qui permet d'analyser les équations de Maxwell classiques et de les écrire sous forme d'équations différentielles. Ces équations décrivent la propagation du courant et de tension dans une ligne de transmission en fonction du champ électromagnétique excitateur.

Les méthodes numériques (L≈ λ) : Ce sont les méthodes les plus utilisables actuellement pour l'étude du couplage entre les ondes électromagnétiques et les circuits imprimés. C'est la raison pour laquelle nous avons les adoptés pour résoudre les équations des structures étudiés dans notre travail et nous allons les développer dans la section suivante.

6. Les méthodes numériques

Les méthodes numériques sont classées en trois groupes selon la forme des équations électromagnétiques utilisées [18] :

Les méthodes intégrales sont des méthodes fréquentielles, basées sur la résolution numérique des équations intégrales de l'électromagnétisme. Parmi ces méthodes nous pouvons citer la Méthode des Moments (MoM).

- Les méthodes variationnelles portent sur la division en éléments finis (tétraèdre élémentaire) de la structure étudiée et de l'environnement de propagation. Le champ électromagnétique (électrique ou magnétique) est déterminé à chaque nœud des tétraèdres élémentaires. Parmi ces méthodes nous trouvons la Méthode des Eléments Finis (MEF).
- Les méthodes différentielles reposent sur une discrétisation spatio-temporelle des équations de Maxwell. Parmi ces méthodes nous pouvons citer la méthode des Différences Finies dans le Domaine Temporel (FDTD) et la méthode des Matrices des Lignes de Transmission (TLM).

6.1 La méthode des Moments (Method of Moments)

La technique de la méthode des moments est une méthode fréquentielle, appliquée à des problèmes dans la théorie électromagnétique, a été présentée par R. Harrington en 1967 [19]–[21]. Cette méthode permet de résoudre efficacement le système d'équations intégrales en le transformant en un système matriciel résolu par un calculateur.

C'est une méthode adaptée à la simulation des structures de circuits imprimées dans un substrat multicouche. Cependant, son implémentation est difficile pour des structures à géométrie arbitraire ainsi que pour des structures tridimensionnelles qui incluent des matériaux non homogènes.

L'application de cette méthode commence par la formulation de l'équation intégrale de la structure, qui sera par la suite convertie en une matrice d'équations afin de résoudre la densité de courant inconnue. Une fois la densité de courant sur la surface la structure connue, le diagramme de rayonnement, la directivité et le gain peuvent être obtenus en utilisant une transformation au champ lointain. D'autres paramètres importants, tels que l'impédance d'entrée, le rapport d'onde stationnaire (ROS) et les paramètres de dispersion peuvent être calculés par de simple transformation.

Cependant, l'inconvénient de la méthode est rencontré dans sa mise en œuvre provient des intégrales divergentes dues à la densité de courant infinie à l'extrémité des rubans conducteurs d'épaisseur nulle [22], [23]. Il est important de noter qu'une densité de courant infinie n'a pas de signification physique mais découle de l'inadéquation de la méthode de résolution.

6.2 La méthode des éléments finis FEM

La modélisation par éléments finis a prouvé son efficacité pour le calcul du champ dans les structures 3-D complexes, pour lesquelles les dimensions sont de l'ordre d'une fraction de la longueur d'onde. Le modèle mathématique de la technique FEM pour l'analyse des structures a été proposé pour la première fois en 1943, par Richard Courant [24]. Mais, cette méthode n'a été utilisée pour le traitement des problèmes électromagnétiques qu'en 1968.

L'analyse par éléments finis s'effectue en quatre étapes :

- Division de la structure à étudier en un certain nombre de petites surfaces élémentaires appelés éléments, de forme triangulaire pour les problèmes 2-D ou de forme tétraédrique pour les problèmes 3-D.
- Dérivation des équations du champ, pour chaque élément, en termes de coefficients inconnus définis sur les nœuds, le long des frontières, ou sur les surfaces de l'élément utilisant des fonctions linéaires simples ou non linéaire.
- Regroupement de tous les éléments de la structure dans une matrice d'équations.

L'avantage de cette technique est que la résolution est fondée sur des petites surfaces élémentaires. Ainsi, si la structure présente différents milieux diélectriques, la méthode garde toute son efficacité. Cependant, si la structure étudiée est de grandes dimensions et/ou

complexe, le nombre de mailles augmente ce qui donne un nombre considérable d'équations à résoudre et ceci impacte le temps de calcul et l'espace mémoire nécessaire.

6.3 La méthode des matrices des lignes (TLM)

La méthode des matrices des lignes de transmission est une méthode temporelle appliquée aux équations de Maxwell. Elle s'appuie sur les similitudes qui existent d'une part, entre les équations de Maxwell vérifiées par les champs électromagnétiques d'une structure, et d'autre part les équations de Kirchhoff vérifiées par les courants et les tensions d'un réseau de lignes de transmission [17], [25].

Huygens, dans son traité de la lumière a défini le front d'onde comme la somme d'une multitude de sources de rayonnements secondaires qui produisent, en 3-D des ondelettes sphériques. Leur enveloppe constitue le front d'ondes. La technique TLM discrétise les équations des télégraphistes appliquées de façon locale. Grâce à la TLM, on appelle sources de rayonnement, les nœuds du domaine de calcul maillés.

La mise en équation du problème est effectuée en considérant le réseau maillé comme une série d'intersections orthogonales de lignes de transmissions. Chaque cellule est reliée avec ses voisines par une matrice S. Son calcul est incrémenté dans le temps, ce qui permet de suivre la propagation d'un signal dans le réseau.

De plus, des améliorations sont régulièrement apportées, telle que le maillage à pas variable, l'extension aux milieux anisotropes [26], [27] etc. On utilise cette méthode pour simuler des phénomènes de propagation d'onde dans le domaine temporel.

L'avantage de cette méthode est qu'elle ne présente pas de problème de convergence ni de stabilité. Elle est cependant exigeante en temps de calcul et en espace mémoire pour deux raisons principales :

- L'étude de structures où les champs électromagnétiques présentent de fortes discontinuités exige un maillage plus fin, ce qui nécessite l'utilisation de place mémoire relativement importante.
- Pour limiter le phénomène dû à une réponse temporelle tronquée, on doit récupérer un grand nombre d'impulsions sur une longue durée. Ceci nécessite un nombre d'itérations important entraînant une augmentation du temps de calcul.

6.4 La méthode des différences finies dans le domaine temporel

La méthode des différences finies dans le domaine temporel « FDTD » est une des méthodes les plus populaires pour la modélisation électromagnétique. Elle permet de modéliser la structure étudiée d'une manière très proche de la réalité [28], [29].

Le principe de la méthode consiste à transformer approximativement les équations différentielles par des différences finies. L'approximation d'une dérivée partielle spatiale est obtenue par une combinaison linéaire des valeurs de la fonction en certains points, proches du point d'évaluation de la dérivée partielle à évaluer. Cette méthode est basée sur le développement en série de la fonction de Taylor [30].

La résolution temporelle par la méthode des différences finies permet d'obtenir une réponse sur une large bande de fréquences. Elle permet également le traitement de la propagation dans les structures où la géométrie est complexe ainsi que dans les structures avec plusieurs milieux diélectriques. Elle prend aussi en considération les différentes pertes dans les matériaux, permettant ainsi de traiter les cas non linéaires et non isotropes [31]–[33] .

La méthode FDTD calcule la réponse transitoire d'une ligne excitée par une perturbation externe, elle nous permet d'éviter de résoudre analytiquement l'ensemble des équations integro-differentielles qui décrivent le phénomène de couplage [34]. Cependant l'inconvénient de cette méthode est l'espace mémoire important et le temps de calcul demandé pour une résolution 3D.

6.5 Etude Comparative

Dans le tableau ci-dessous, sont rassemblées les principales caractéristiques de chaque méthode numérique :

Tableau 1.2: Comparaison des méthodes numériques

Méthodes / Propriétés	**MOM**	**FEM**	**TLM**	**FDTD**
✓ **Fréquentielle** ✓ **Temporelle**	Fréquentielle	Fréquentielle	Temporelle	Temporelle
✓ **Différentielle** ✓ **Intégrale**	Intégrale	Différentielle	Différentielle	Différentielle
✓ **Large bande** ✓ **Discrète**	Discrète	Discrète	Discrète	Large bande
✓ **Temps de calcul**	Variable	Long	Variable	Variable
✓ **Consommation en mémoire**	Faible	Grande	Grande	Faible

7. Dispositifs hyperfréquences

La plupart des systèmes hyperfréquences sont composés principalement d'un ou plusieurs transistors à effet de champs (MOSFET, MESFET, HEMT) ou d'un ou plusieurs transistors bipolaires (HBT). Ce composant actif a été créé pour la première fois en 1947, il est aujourd'hui largement présent au sein de nos systèmes et appareils électroniques, ce qui en fait l'objet le plus fabriqué au monde. Nous nous intéresserons en particulier au transistor dit à effet de champ (TEC ou FET pour Field Effect Transitor), dont le rôle est simple, puisqu'il permet de moduler une concentration de charge dans un semi-conducteur sous l'action d'un champ électrique. La figure (1.20) présente les différents types de la famille TEC [35].

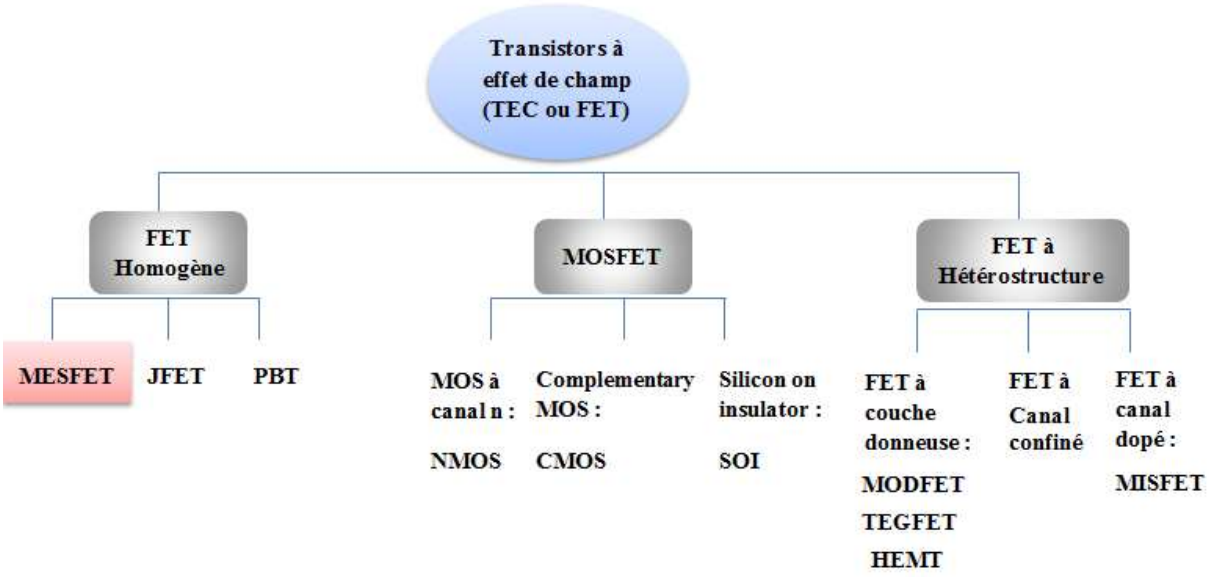


Figure 1. 20: Famille des transistors à effet de champ

7.1 Transistor MESFET

Dans ce travail de thèse, le choix s'est fait sur le transistor MEtal Semi-conducteur Field Effect a base de l'Arséniure de Gallium (MESFET GaAs) qui a reçu une très grande attention en particulier en raison de son application dans les systèmes hyperfréquences et de puissances, il est le composants très important dans la fabrication des circuits intégrés rapides et plus performants.

7.2 Domaine d'application du MESFET

Le transistor à effet de champ, à barrière Schottky, sur Arséniure de Gallium (MESFET GaAs), fonctionne efficacement dans la zone spectrale allant du gigahertz à la centaine de gigahertz. Les systèmes de communication, de détection, de contre-mesures…etc, travaillant dans cette bande font de plus en plus appel à ce nouveau composant. Les qualités de l'Arséniure de Gallium et les structures adoptées pour la réalisation technologique de ce transistor conduisent à de nouveaux circuits monolithiques, permettant des progrès considérables vers des circuits intégrés fonctionnant à très grande vitesse comme les MMIC (Microwave Monolithic Integrated Circuit).

7.3 Principe de fonctionnement du MESFET

Le principe de fonctionnement d'un transistor à effet de champ à grille Schottky de type MESFET est basé sur la modulation de la conductance entre deux contacts ohmiques source et drain, par l'action électrostatique de la grille qui joue le rôle d'une électrode de commande [36]. La variation de cette conductance est proportionnelle au nombre de porteurs libres dans le canal, et donc au courant entre drain et source Ids. C'est l'effet d'amplification transistor qui permet de transformer un faible signal appliqué sur la grille en un signal plus fort récupéré sur le drain.

Le MESFET (MEtal Semi-conducteur Field Effect Transistor) est le premier composant réalisé sur GaAs. Il comporte le plus souvent une couche active de type N, réalisée sur substrat semi-isolant (SI), deux contacts ohmiques (source et drain) et une grille métallique déposée entre source et drain dans des conditions créant une barrière de Schottky.

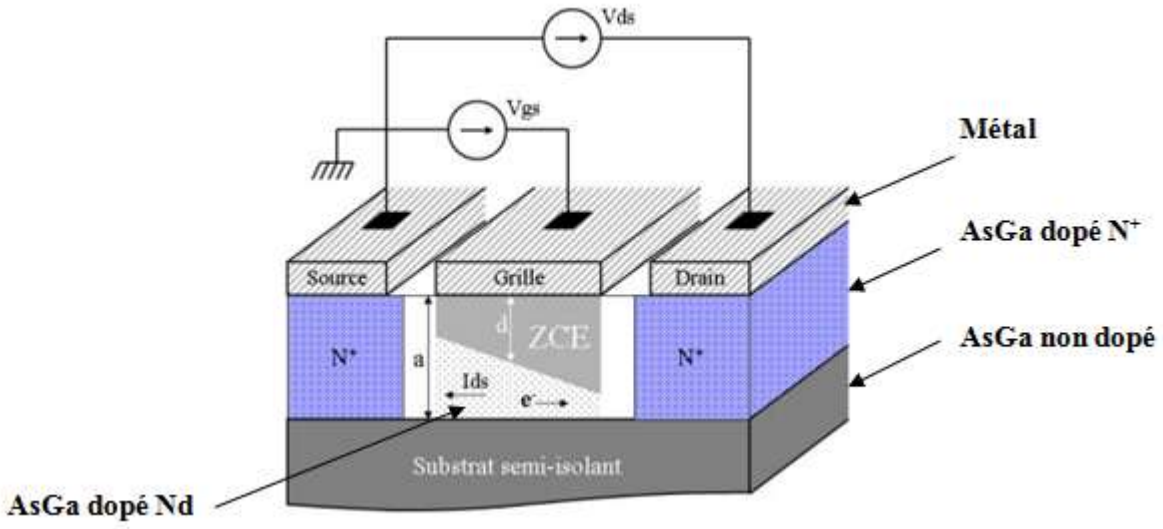


Figure 1. 21: Vue en coupe de la structure du MESFET

En fonctionnement normal, la grille est généralement polarisée négativement (Vgs0). La présence du contact Schottky crée une zone dépeuplée de porteurs libres sous la grille. La concentration des électrons mobiles est donc maximale dans la fraction restante de la couche conductrice appelée canal conducteur. En effet, lorsqu'on applique une tension Vds positive, un flux d'électrons traverse le canal de la source vers le drain correspondant à un courant Ids dans le sens inverse. Or, la section du canal conducteur disponible est limitée à la zone (a-d),

comme décrit sur la figure (1.21). Si on diminue Vgs, l'épaisseur d augmente. Par conséquent le courant Ids diminue.

Lorsque d atteint la valeur a, le canal est pincé et Ids s'annule. On se trouve ainsi en mesure de contrôler le passage du courant de sortie par la commande de grille.

8. Outils de simulation et de mesure

8.1 Logiciel Matlab

Le logiciel MATLAB, dont le nom provient de « MATrix LABoratory », est un langage de programmation bien adapté aux calculs scientifiques. Il est considéré comme le noyau d'un ensemble d'outils logiciels dédiés au calcul scientifique. C'est un logiciel très utilisé dans les universités et les laboratoires industriels, partout à travers le monde, pour le développement des techniques de calcul et de la conception basée sur les modèles.

MATLAB est destiné essentiellement à effectuer des calculs mathématiques, la visualisation et l'analyse des résultats, et l'édition de nouveaux programmes utilisateurs. Il permet également d'implémenter des équations différentielles et de développer des fonctionnalités destinées à l'implémentation matérielle.

8.2 Logiciel PSpice

L'un des logiciels les plus performants pour la conception des circuits électronique est Orcad-Capture PSpice. Ce progiciel est un éditeur de schémas à plat ou hiérarchique, basé sur l'expérience d'OrCAD en matière d'édition intuitive et rapide des schémas de l'électronique. Cet éditeur combine une interface utilisateur standard, de type Windows, et l'on peut accéder à l'éditeur de composants à partir de l'interface utilisateur d'OrCAD-Capture. Créer et éditer des composants dans une librairie ou directement dans la page du schéma est possible sans interrompre son flux de travail [37]. Ce logiciel permet un accès particulièrement vaste vers les composants électroniques à travers une librairie très fournie. L'environnement de ce logiciel permet de simuler les circuits électroniques, comme les amplificateurs, avec une précision très élevée. Pour un amplificateur, une charge (éventuellement exclusivement résistive) peut être connectée à la sortie de l'amplificateur. Au-delà de l'analyse de la sortie effectuée dans le domaine temporel, un balayage DC ou toute autre procédure peut être envisagé.

Nos circuits simulés sur ce logiciel sont représentés en mode Netlist, en utilisant les sous programmes traités par C.Paul [30], pour introduire la perturbation électromagnétique externe sur la ligne de transmission.

8.3 GTEM

La cellule GTEM (Giga Hertz Transverse Electromagnetic) a attiré beaucoup l'attention des fabricants des produits électroniques et microélectronique, et les laboratoires qui s'intéressaient à la CEM au début des années 90, et ce grâce à de nombreux avantages qu'offre cet outil par rapport à d'autres environnements de mesures [38]–[43].

La GTEM est un dispositif employé pour étudier l'interaction entre une onde électromagnétique de type TEM et un dispositif sous test. C'est un outil très utilisé par les industriels dans l'étude de la compatibilité électromagnétique, ainsi que les problèmes de susceptibilité à des fréquences allant jusqu'à 18 GHz [41], [42], voire pour certains modèles pouvant aller jusqu'à 24 GHz.

La cellule GTEM est une sorte de cellule TEM asymétrique de forme pyramidale (Figure 1.22), contenant à l'intérieur un plan conducteur suspendu de forme évasive appelé SEPTUM, sous lequel est disposé l'équipement sous test [40]



Figure 1. 22: La cellule GTEM

Les mesures s'effectuent en posant le composant ou la carte à tester ou la carte électronique en dessous de l'ouverture d'une cellule en métal « enceinte blindée » à l'intérieur

de laquelle nous trouvons un conducteur médian interne « septum ». Ce dernier permet soit la collecte des signaux émis « test en émission » soit l'agression de la carte par une onde transverse électromagnétique quasi uniforme «test en immunité ».

8.4 Picoscope 9211A

Le PicoScope est une application logicielle nous permettant d'utiliser le PC pour afficher des formes d'onde de tensions. Utilisé en conjonction avec un oscilloscope de Pico Technology, PicoScope devient un outil puissant pour l'enregistrement, le traitement et l'affichage d'un vaste choix de mesures.

Les oscilloscopes d'échantillonnage du Picoccope 9000, sont prétendus à être reliés à un PC, grâce au logiciel d'exploitation de données Pico 9000. Connectés par USB, ils sont destinés à une large gamme d'applications numériques et de télécommunications grande vitesse telles que la conception et le débogage de bus en série, l'analyse de gigue, l'analyse de communications, et les tests de caractérisation et de conformité des câbles et des connecteurs grande vitesse. Ils sont conçus pour mieux satisfaire les besoins de clients que les analyseurs de signaux numériques grande vitesse traditionnels coûteux.

Regroupant plusieurs instruments dans un petit boîtier (Figure 1.23), les oscilloscopes sur PC sont plus légers et plus mobiles que le matériel de test traditionnel.

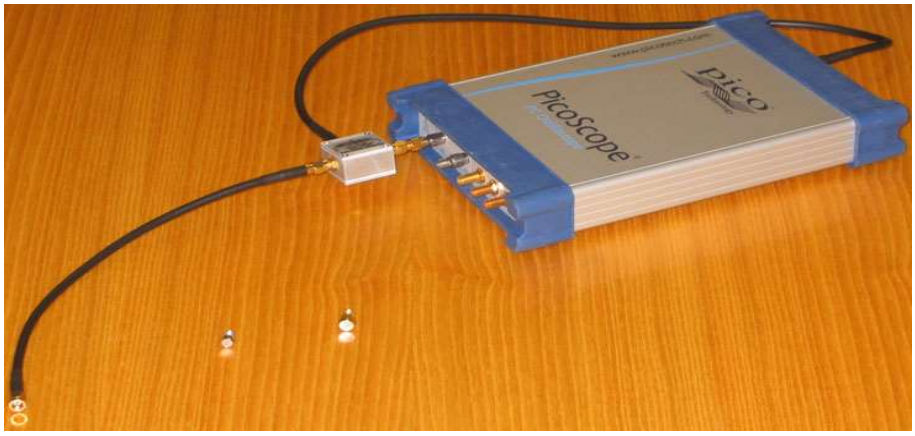


Figure 1. 23: Picoscope 9211A

9. Conclusion

Nous avons dans ce chapitre présenté des généralités sur les problèmes de la compatibilité électromagnétique. Nous avons décrit quelques sources de rayonnement électromagnétique, expliqué comment une onde électromagnétique se couple à un circuit et cité certains des modes de couplage électromagnétique. Ensuite, nous avons présenté les lignes de transmission en général et les structures planaires en particulier. Différentes techniques de discrétisation des équations de lignes sont présentées afin de choisir la technique la plus adapté aux structures microondes étudiées.

Un moyen de mesure de compatibilité électromagnétique destinées aussi bien à étudier le rayonnement émis par un circuit que sa susceptibilité électromagnétique a été présenté. C'est la cellule GTEM, qui est le moyen utilisé pour caractériser l'immunité rayonnée au niveau dispositif hyperfréquence mais aussi au niveau système. Elle offre la possibilité d'injecter des signaux RF dont la fréquence peut atteindre 24 GHz.

Dans le chapitre qui suit, nous allons nous servir de la méthode des Différences finies dans le domaine temporel (FDTD), pour résoudre les équations au niveau de certaines structures hyperfréquences.

CHAPITRE 2 : Etude théorique du couplage entre les ondes électromagnétique et les circuits microondes

SOMMAIRE

1. Introduction 32
2. Ligne de transmission en hyperfréquences 32
2.1 Modèle d'un tronçon de ligne agressé par un champ électromagnétique 33
2.2 Les paramètres linéiques de la ligne 34
2.2.1 Les paramètres primaires 34
2.2.2 Les paramètres secondaires 34
2.2.3 Facteur de qualité 35
2.3 Pertes dans la ligne 35
2.3.1 Pertes métalliques 36
2.3.2 Pertes diélectriques 37
2.3.3 Pertes par rayonnement 39
3. Equations des lignes illuminées par un champ électromagnétique externe 39
3.1 Formulation des équations du champ externe 39
3.2 Equations de lignes 43
3.3 Application de la FDTD aux équations des lignes 44
3.4 Condition de stabilité 46
4. Exemples d'application : Structures microondes chargées par des éléments linéaires et non linéaires 47
4.1 Cas d'une charge résistive 48
4.1.1 Courant et tension aux extrémités de la ligne 48
4.1.2 Résultats de simulation 49
4.2 Cas d'une charge capacitive 51
4.2.1 Equations de tension et de courant dans la charge 52
4.2.2 Résultats de simulation 52
4.3 Cas d'une charge inductive 53
4.3.1 Equations de tension et de courant dans la charge 54
4.3.2 Résultats de simulation 54
4.4 Cas d'une charge non linéaire simple (Diode) 55
4.4.1 Equations de tension et de courant dans la charge: 56
4.4.2 Résultats de simulation 57
5. Structure microonde chargée par un transistor MESFET en régime grand signal . 58
5.1 Schéma équivalent du MESFET en régime grand signal 59
5.2 Equations de tension et de courant dans la charge 61
5.3 Résolution de l'équation non linéaire 63
5.4 Résultats de simulation 63
5.5 Comparaison des codes FDTD 1D et 3D 65
6. Discussion des résultats 67
7. Conclusion 68

1. Introduction

Le chapitre précédent a permis une présentation de l'état de l'art sur l'agression électromagnétique des circuits hyperfréquences. Ce présent chapitre est entièrement consacré à l'étude de l'impact du couplage électromagnétique sur plusieurs types de circuits hyperfréquences. Nous présentons tout d'abord les équations des télégraphistes d'après la loi de Kirchoff. Ensuite, nous discrétisons ces équations en utilisant la méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD).

La technique FDTD est une méthode puissante qui permet de résoudre les équations de propagation d'une façon générale et les équations des télégraphistes en particulier .On s'intéresse à l'application et l'adaptation de cette méthode pour voir le comportement transitoire des différents modèles du couplage champ-ligne, en partant du cas simple au cas complexe. Notre étude est concentrée plus précisément sur des circuits composés par des lignes de transmissions microstrip chargées par des composants linéaires, non linéaires, et non linéaires complexes. Finalement nous présentons les résultats de simulation vérifiés par le logiciel commercial PSpice (Cadence 16.6).

2. Ligne de transmission en hyperfréquences

Après une présentation des différents types de lignes de transmission dans le premier chapitre, nous avons mis l'accent sur les lignes de transmission utilisées et étudiées dans notre travail de recherche, à savoir, les lignes micro-rubans (microstrip). Le but ici n'est pas l'étude des lignes de transmission, déjà détaillée par plusieurs travaux de recherche, mais plutôt d'étudier l'effet du couplage électromagnétique entre une onde externe et quelques circuits qui, sont basés sur les lignes microstrip chargées par éléments non linéaires complexes comme le cas des transistors microondes.

En hyperfréquence, du fait que la longueur de la ligne est en général grande devant la longueur d'onde λ. Il en résulte que la tension et le courant varient le long de la ligne. Il est donc impossible, du moins dès que la ligne n'est pas de longueur très faible devant la longueur d'onde λ, de la modéliser par un seul quadripôle. Il faut alors faire l'approximation qui revient à découper la ligne en une suite d'éléments identiques. L'élément unité est pris très petit devant λ pour qu'on puisse le représenter par un quadripôle à constantes localisées (Figure 2.1).

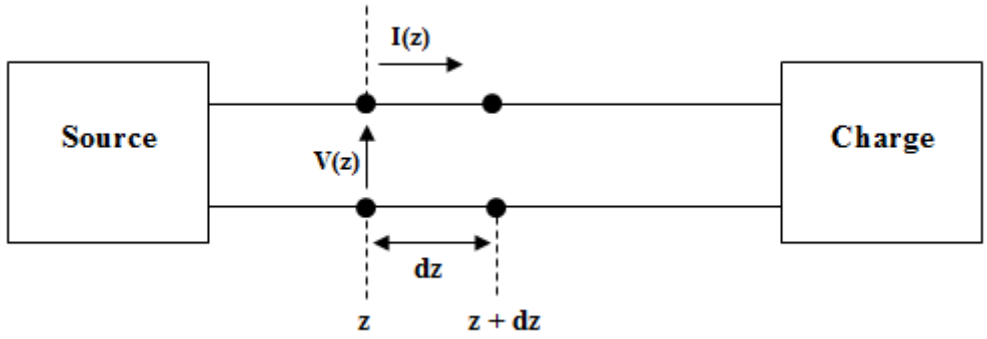


Figure 2. 1: Quadripôle à constantes localisées

2.1 Modèle d'un tronçon de ligne agressé par un champ électromagnétique

Le comportement électrique d'une ligne microstrip est généralement modélisable par le modèle des télégraphistes illustré dans la figure 2.2, où R, L, C et G sont respectivement la résistance linéique en Ω/m, l'inductance linéique en H/m, la capacité linéique en F/m et la conductance linéique en S/m. Cette ligne est subdivisée en segment d'une longueur Δz. La perturbation électromagnétique est modélisée par des sources de courant I_F et de tension V_F distribuées dans la ligne [30], [44].

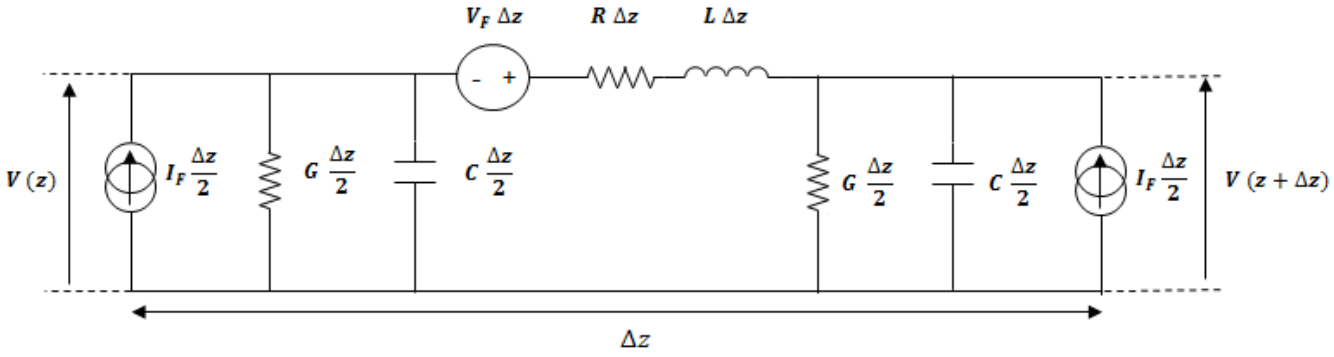


Figure 2. 2: Cellule élémentaire d'une ligne de transmission agressée par un champ électromagnétique externe

2.2 Les paramètres linéiques de la ligne

2.2.1 Les paramètres primaires

Une ligne de transmission peut être caractérisée par différents paramètres. Les paramètres primaires constituant le modèle des télégraphistes permettent de traduire le comportement d'une longueur infinitésimale de la ligne (Figure 3.2). Les paramètres en série traduisent l'effet dans la direction de la propagation : la résistance représente les pertes dans les conducteurs résistifs et l'inductance correspond à l'aptitude du conducteur à s'opposer à une variation du courant. Les éléments placés en parallèle traduisent, quant à eux, les effets du diélectrique : la capacité révèle le couplage entre les conducteurs, et la conductance correspond aux pertes liées aux fuites à travers le diélectrique non parfait.

2.2.2 Les paramètres secondaires

Il est également possible de décrire le comportement d'une ligne de transmission à l'aide de ses paramètres électriques, nommés aussi paramètres secondaires : l'impédance caractéristique Z_c et la constante de propagation γ. L'impédance caractéristique est reliée aux paramètres primaires par la relation (2.1).

$$Z_c = \sqrt{\frac{R+jL\omega}{G+jC\omega}} \approx \sqrt{\frac{L}{C}} \qquad (2.1)$$

La constante de propagation est définie par (2.2). Elle peut se décomposer en parties réelle et imaginaire où α est l'affaiblissement linéique ou la constante d'atténuation en Nep.m-1 (généralement exprimé en dB.m-1 en pratique), et β est le déphasage linéique ou la constante de phase (en rad.m-1).

$$\gamma = \sqrt{(R + jL\omega)(G + jC\omega)} = \alpha + j\beta \qquad (2.2)$$

Il faut souligner que R et G peuvent être négligés dans la formule de Z_c dans le cas où la ligne présente de faibles pertes, l'impédance caractéristique est alors simplifiée comme la racine carrée du rapport de L et C. Concernant la constante de propagation α et β peuvent être simplifiés et extraits du développement au premier ordre de la constante de propagation (voir (2.3) et (2.4)), avec ω la pulsation en rad/s, ϑ_φ la vitesse de phase en m/s et c_0 la vitesse dans la vide qui vaut environ 3,0 e8 m/s.

$$\alpha = {}^{1}/_{2}\left({}^{R}/_{Z_c} + GZ_c\right) \quad (2.3)$$

$$\beta = {}^{\omega}/_{\vartheta_\varphi} = {}^{\omega\sqrt{\varepsilon_{reff}}}\Big/_{c_0} = \omega\sqrt{LC} \quad (2.4)$$

La constante d'atténuation α est un critère important pour comparer les performances des lignes de transmission : plus l'affaiblissement linéique est élevé, moins la ligne est performante.

2.2.3 Facteur de qualité

L'affaiblissement linéique est très utile pour étudier les pertes introduites par des interconnexions : plus l'affaiblissement linéique est élevé, moins le dispositif est performant. Cependant, dans le cas des circuits utilisant des lignes de transmission, il faut s'intéresser aux déphasages engendrés par ces lignes aux fréquences de fonctionnement. Ainsi, l'affaiblissement linéique α n'est plus suffisant puisqu'il traduit les pertes par mètre c'est-à-dire les pertes pour une certaine longueur physique de la ligne de transmission. Dans le cas des circuits distribués, des lignes quart-d'onde ou demi-onde sont nécessaires lors de la conception de filtres, de réseaux d'adaptation d'impédance, de diviseurs de puissance, de déphaseurs ou encore de coupleurs, c'est la longueur électrique qui impose le fonctionnement des divers dispositifs micro-ondes. Le facteur de qualité, défini comme (2.5) [45], est alors nettement plus pertinent que l'affaiblissement linéique. En effet, il traduit les pertes par degré de phase c'est-à-dire les pertes en fonction du déphasage souhaité et donc de la longueur électrique de la ligne. D'après [46], cette définition est valable pour des facteurs de qualité suffisamment élevés, supérieurs à 5.

$$Q = 2\beta/\alpha \quad (2.5)$$

2.3 Pertes dans la ligne

Dans un milieu idéal, le signal est transmis dans une ligne de n'importe quelle longueur sans que ce dernier ne subisse d'atténuation. Mais l'isolant entre les conducteurs n'est pas parfait, et différentes pertes (faibles dans la plupart des cas) s'y situent [44], [47]. Ces pertes sont modélisées par une résistance entre les deux conducteurs. Les conducteurs eux-mêmes ont une résistance propre, cette résistance étant en série dans les conducteurs, dans notre

modèle. Il existe une troisième source de pertes, apparentée à la seconde, dans les circuits de haute fréquence, et c'est probablement la plus importante au-delà d'une centaine de MHz, il s'agit de l'effet pelliculaire (l'effet de peau) [48]. L'effet pelliculaire repousse la conduction dans la pellicule externe du conducteur. L'intérieur du conducteur ne participe alors pas à la conduction et la résistance apparente augmente puisque la section effective du conducteur diminue. Donc nous citons trois types de pertes qui peuvent conduire à l'atténuation du signal le long de l'axe de propagation: Les pertes métalliques, les pertes diélectriques et les pertes par rayonnement.

2.3.1 Pertes métalliques

Pour une ligne de transmission microstrip simple (Figure 2.3), la résistance série est formulée par [44] :

$$R_{dc} = L/\sigma W t_m \qquad (2.6)$$

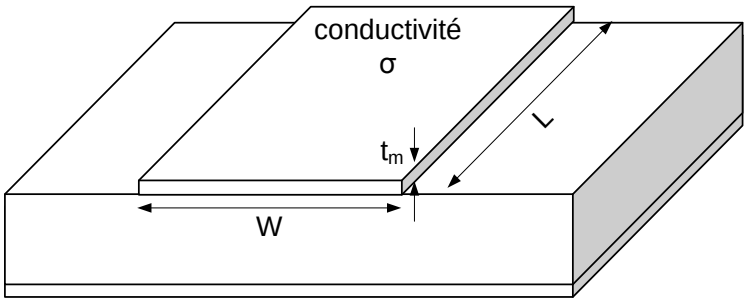


Figure 2. 3: Configuration physique et géométrique d'une bande conductrice dans une ligne de transmission microstrip

En hautes fréquences, et lorsque les dimensions du conducteur W et t_m sont largement supérieures à l'épaisseur de peau e_p, la relation (2.6) n'est plus valable. Une nouvelle approximation des pertes métalliques est définie dans la référence [44] par :

$$R_{hf} \cong L/(k\sigma e_p(W + t_m)) \qquad (2.7)$$

où $e_p$est l'épaisseur de peau et k est une constante qui varie entre 1 et 2, 1 < k < 2. Cette résistance augmente avec $\sqrt{f}$ (Figure 2.4).

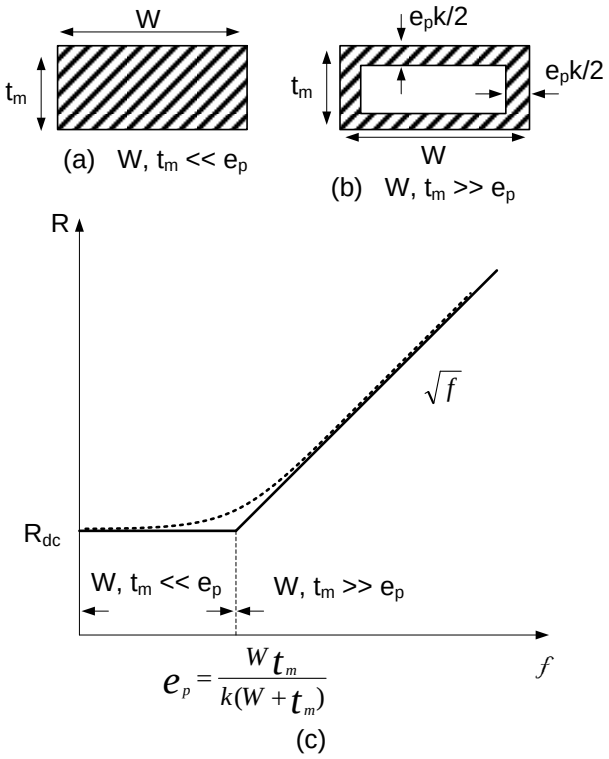


Figure 2. 4: Une approximation du modèle de la dépendance fréquentielle : (a) basse fréquence, (b) haute fréquence et (c) l'asymptote de la réponse fréquentielle de la résistance

Les auteurs des références [48], [49] démontrent que la prise en compte de la dépendance fréquentielle dans les algorithmes de calcul ne constitue aucunement une restriction.

La dépendance fréquentielle des pertes sera développée dans le troisième chapitre.

2.3.2 Pertes diélectriques

Les pertes diélectriques sont exprimées par une permittivité complexe suivant l'équation (2.8).

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon_p \tag{2.8}$$

avec :

$$\varepsilon_p = \varepsilon' tg(\delta) \tag{2.9}$$

$$\sigma_d = \varepsilon_p \omega \tag{2.10}$$

où $\sigma_d$est la conductivité diélectrique avec ε'=ε dans le cas sans pertes.

D'après la référence [50], ε' et ε_p dépendent de la fréquence. Les parties réelles et imaginaires de la permittivité ε, d'après la relation de Kronig–Kramers [51], ne sont pas indépendantes.

D'après [44], et pour des lignes multiconducteurs avec milieu homogène, la matrice capacité par unité de longueur C est liée à la matrice conductance par unité de longueur G suivant la formule (2.11).

$$G = C\,{}^{\sigma_d}\!/_{\varepsilon} \tag{2.11}$$

avec :

$${}^{\sigma_d}\!/_{\varepsilon} = \omega tg(\delta) \tag{2.12}$$

D'après la référence [47], la conductance peut être formulée par la somme de deux expressions, l'une à fréquence nulle et l'autre dépend de la fréquence (2.13).

$$G = G^{dc} + G^{d}Y^{d}(j\omega) \tag{2.13}$$

avec

$$Y^{d}(j\omega) = {}^{j\omega}\!/_{j\omega + \omega_p} \tag{2.14}$$

où $\omega_p = {}^{1}\!/_{\tau_p}$ (τ_p est une constante de temps caractérisant les pertes diélectriques), $\boldsymbol{G}^{dc}$ est la conductance continue, $\boldsymbol{G}^{d}$ est une constante dépendant du diélectrique.

Dans un milieu hétérogène (Figure 2.5), composé de plusieurs diélectriques, la relation (2.13) devient :

$$G = G^{dc} + \sum_{i=1}^{N} G_i^{d}\, Y_i^{d}(j\omega) \tag{2.15}$$

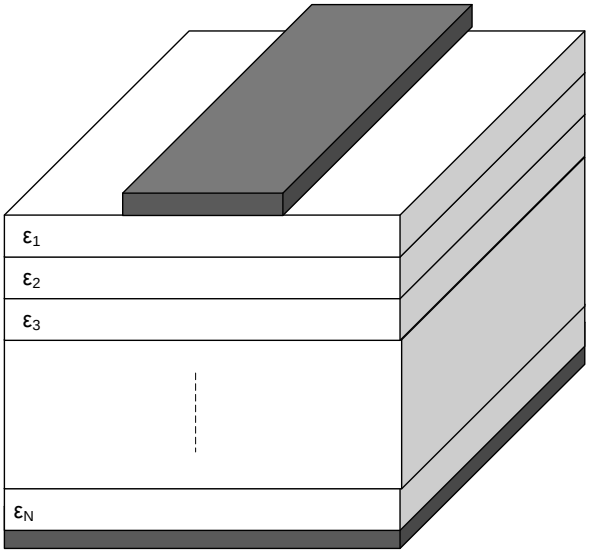


Figure 2. 5: Ligne de transmission microstrip avec diélectrique hétérogène

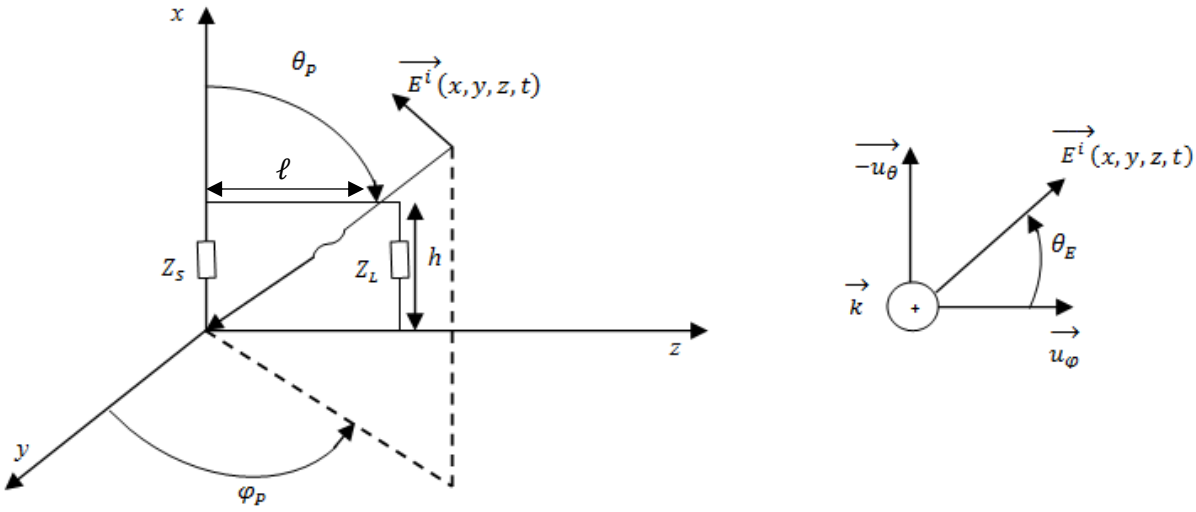
2.3.3 Pertes par rayonnement

Les pertes par rayonnement, dues au fait que chaque conducteurs de la ligne se comporte comme une antenne et peut donc rayonner. On estime que ces pertes sont amoindries en faisant en sorte que la distance séparant les deux conducteurs de la ligne soit inférieure au dixième de la longueur d'onde de l'onde transportée.

3. Equations des lignes illuminées par un champ électromagnétique externe

3.1 Formulation des équations du champ externe

La configuration de l'excitation est décrite par la figure (2.6). Le conducteur de longueur ℓ se trouve à une hauteur h d'un plan de masse et est terminée aux deux extrémités par les impédances Z_S et Z_L. Cette ligne de transmission est excitée par une onde plane d'amplitude E_0^i. L'incidence est définie par l'angle d'azimut φ_P et l'angle d'incidence θ_P. La polarisation de l'onde est définie par l'angle θ_E.



(a) (b)

Figure 2. 6: a) Angles d'incidence et d'azimut, b) Angle de polarisation

Nous commençons tout d'abord par la formulation de l'onde incidente dans le cas général ; l'expression temporelle du champ électrique incident est donnée par l'équation suivante [44], [52]–[54] :

$$E^i(x,y,z,t) = \left(e_x\, u_x\ + e_y\, u_y\ + e_z\, u_z\ \right)E_0^i\ \left(t - \tau_x\ - \tau_y\ - \tau_z\ \right) \tag{2.16}$$

Où $E_0\ (t)$ est l'amplitude de l'onde et $(u_x\,, u_y\ , u_z\ )$ les vecteurs unitaires du repère choisit.

$$e_x = sin(\theta_E)\, sin(\theta_p)$$

$$e_y = -sin(\theta_E)\, cos(\theta_p)\, cos(\varphi_p) - cos(\theta_E)\, sin(\varphi_p) \tag{2.17}$$

$$e_z = -sin(\theta_E)\, cos(\theta_p)\, sin(\varphi_p) + cos(\theta_p)\, cos(\varphi_p)$$

Le retard du champ incident suivant x, y et z est donné par :

$$\tau_x = {x\cos(\theta_p)}/{\vartheta}\,,$$

$$\tau_y = {-y\cos(\varphi_p)\sin(\theta_p)}/{\vartheta},\quad \tau_z = {-z\sin(\varphi_p)\sin(\theta_p)}/{\vartheta} \tag{2.18}$$

Avec $\boldsymbol{v}$ la vitesse de propagation de l'onde dans le milieu, est exprimée en fonction de la perméabilité μ et de la permittivité ε du milieu :

$$\vartheta = {}^{1}/_{\sqrt{\mu\varepsilon}} \tag{2.19}$$

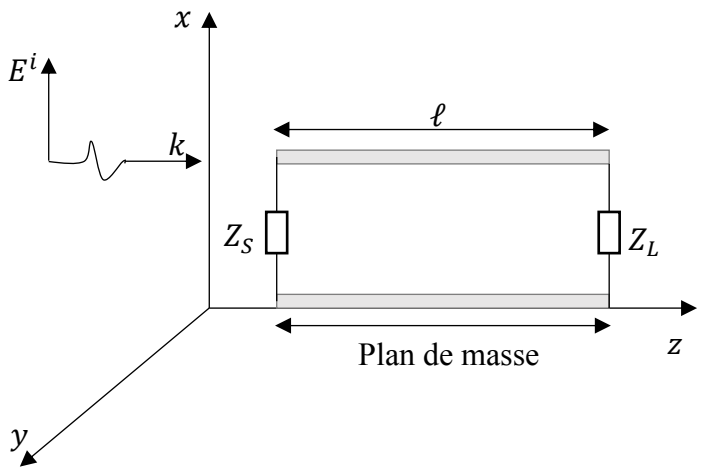
Puisque la ligne est placée au-dessus d'un plan de référence de dimensions très importantes devant celles des conducteurs, l'agression électromagnétique est définie comme le champ qui existerait à l'endroit de la ligne en l'absence des conducteurs. Dans le cas d'un couplage par une onde plane, c'est la somme des vecteurs champs incident et réfléchi qui représente le champ incident total.

$$E^{i,total} = E^{i} + E^{r} \tag{2.20}$$

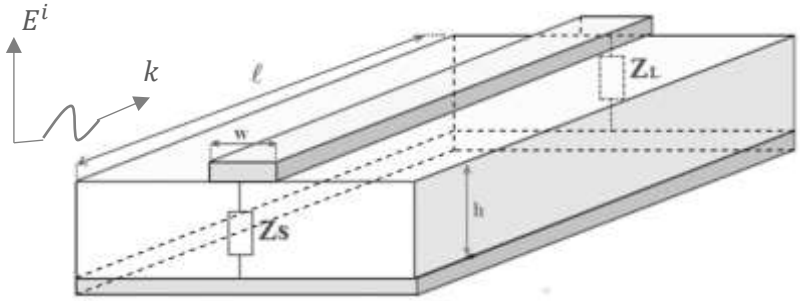
L'expression temporelle du vecteur E^{i} total déduite à partir de celle établie dans le domaine fréquentiel, se met alors sous la forme :

$$\begin{aligned} E_x^i &= e_x \left[E_0\left(t+\tau_x-\tau_y-\tau_z\right)+E_0\left(t-\tau_x-\tau_y-\tau_z\right)\right] \\ E_y^i &= e_y \left[E_0\left(t-\tau_x-\tau_y-\tau_z\right)-E_0\left(t+\tau_x-\tau_y-\tau_z\right)\right] \\ E_z^i &= e_z \left[E_0\left(t-\tau_x-\tau_y-\tau_z\right)-E_0\left(t+\tau_x-\tau_y-\tau_z\right)\right] \end{aligned} \tag{2.21}$$

Dans notre étude, nous avons choisi le cas d'un vecteur d'onde parallèle à l'axe de propagation et une polarisation verticale. Dans ce cas de figure, la propagation se fait dans le sens positif de l'axe Oz :



(a)



(b)

Figure 2. 7: a) Représentation du champ incident considéré, b) Géométrie de la ligne

Cette situation correspond à ($\theta_P = 90^\circ$, $\varphi_P = -90^\circ$ et $\theta_E = 90^\circ$) et à (e_x =1, e_y = 0 et e_z= 0). Remplaçant ces valeurs dans l'équation (2.16), le vecteur champ incident devient alors :

$$E^i(x,y,z,t) = E_0\ (t-\tau_z\ )e_x\ u_x \qquad (2.22)$$

La figure ci-dessous présente un exemple de l'allure de l'onde électromagnétique externe qui est sous forme d'un échelon, d'amplitude E_0=10KV/m avec un temps de montée de 1ns.

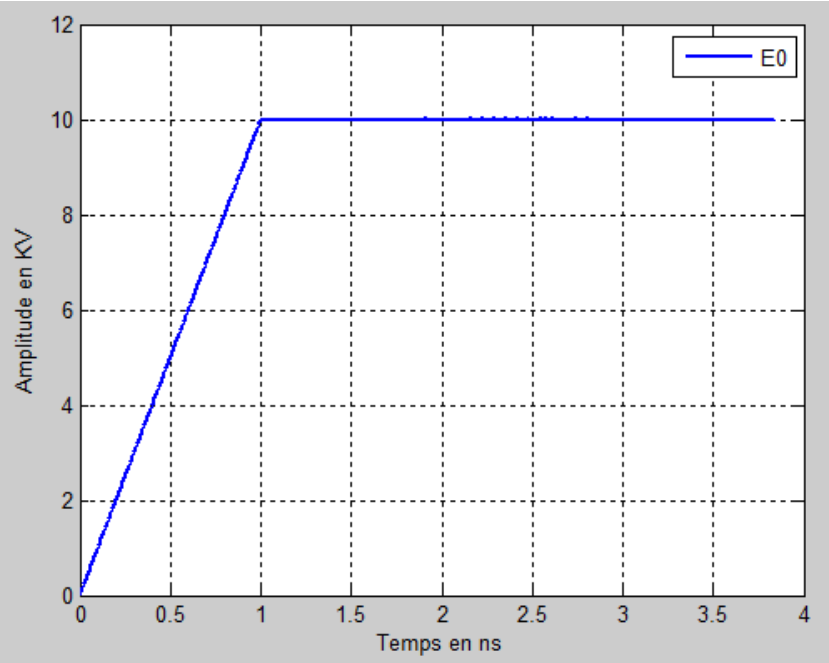


Figure 2. 8: Champ incident de type échelon

3.2 Equations de lignes

Dans une ligne de transmission et dans le cas monodimensionnel, les équations des télégraphistes, pour une ligne avec pertes illuminée par un champ électromagnétique externe, peuvent être écrites sous forme d'un système d'équations différentielles qui décrit l'évolution de la tension et du courant instantanés le long de la ligne de transmission. Le second membre de ces équations traduit l'existence du champ électromagnétique externe [52]:

$$\frac{\partial}{\partial z}V(z,t) + RI(z,t) + L\frac{\partial}{\partial t}I(z,t) = V_F(z,t) \tag{2.23}$$

$$\frac{\partial}{\partial z}I(z,t) + GV(z,t) + C\frac{\partial}{\partial t}V(z,t) = I_F(z,t) \tag{2.24}$$

Avec V_F et I_F les vecteurs tension et courant traduisant la perturbation é1ectromagnétique externe. Pour chaque conducteur de la ligne, V_F et I_F sont données par :

$$\mathrm{V_F(z,t)} = \mathrm{E_L(z,t)} - \frac{\partial}{\partial \mathrm{z}}\mathrm{E_T(z,t)} \tag{2.25}$$

$$I_F(z,t) = -C\frac{\partial}{\partial t}E_T(z,t) \tag{2.26}$$

Les grandeurs E_T et E_L sont respectivement les composantes transversale et longitudinale du champ électromagnétique incident, elles s'écrivent sous forme :

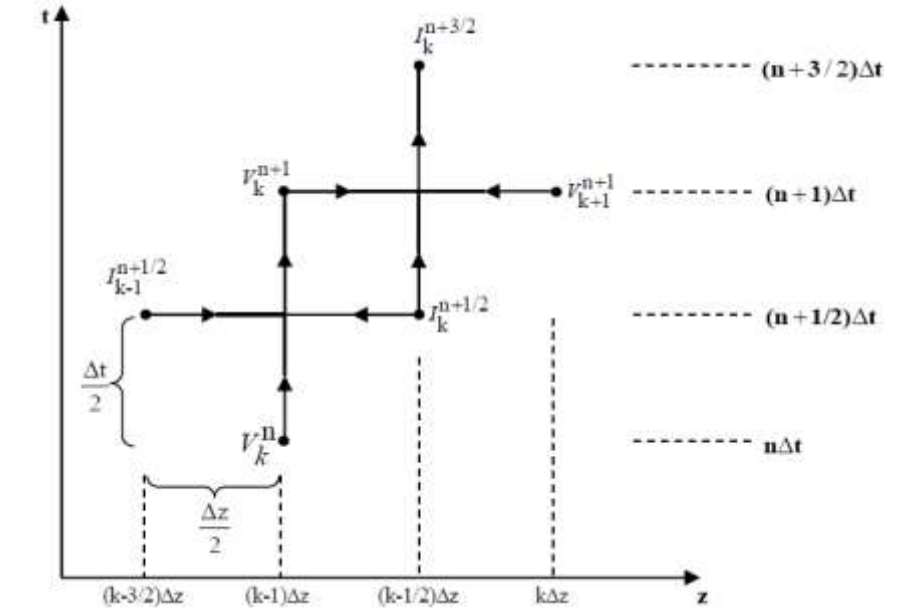
$$E_T(z,t) = \int_o^h E_x^{i,total} dx \tag{2.27}$$

$$E_L(z,t) = E_z^{i,total}(h,z,t) - E_z^{i,total}(o,z,t) \tag{2.28}$$

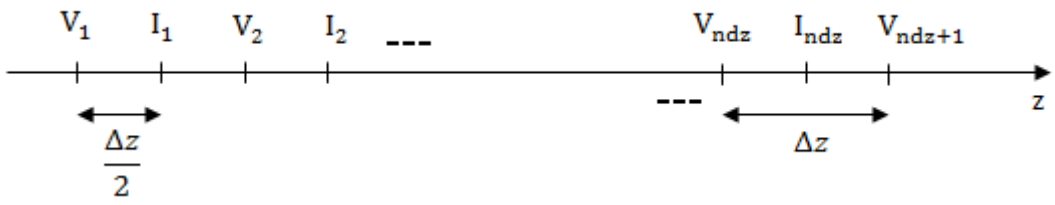
3.3 Application de la FDTD aux équations des lignes

Les méthodes numériques dans le domaine temporel ont plusieurs avantages par rapport aux méthodes fréquentielles [55]. Citons, à titre d'exemple, la simplicité de l'intégration des composantes de l'onde électromagnétique externe, des phénomènes non linéaires (simples ou complexes) et la représentation des phénomènes dans leur domaine réel. Pour cela, la méthode FDTD est retenue pour traiter les structures micro-ondes simple et complexe dans ce travail de thèse.

La méthode FDTD a été introduite pour la première fois par Yee en 1966 [56], ensuite développée par Allen Taflove et d'autres chercheurs [57]–[59]. Le principe primordial de cette technique est basé sur le cas des différences finies centrées [44], [60]. Il est nécessaire de déterminer un pas d'incrémentation Δt pour discrétiser le temps et des pas spatiaux Δx, Δy et Δz pour réaliser un maillage de l'espace. Le calcul des grandeurs de tension et de courant est introduit dans un algorithme de calcul itératif temporel qui découle du schéma aux différences centrées. Comme dans l'espace, la tension et le courant sont décalés d'un demi-pas temporel, la figure (2.9) illustre l'emplacement des courants et des tensions dans le temps et dans l'espace.



(a)



(b)

Figure 2. 9: a) Maillage FDTD, b) Découpage spatial de la ligne

La méthode des différences finies dans le domaine temporel est utilisée pour convertir les équations différentielles aux équations différences. Les nœuds de tension et de courant, le long d'un tronçon, sont intercalés entre eux et séparés de $\frac{\Delta z}{2}$ sur l'axe de la ligne et $\frac{\Delta t}{2}$ dans le temps [61], [62]. La discrétisation temporelle et spatiale des équations aux dérivées partielles du système permet la détermination du courant et de la tension tout au long de la ligne de transmission comme suit :

$$\frac{1}{\Delta z}\left[V_{k+1}^{n+1}-V_k^{n+1}\right]+\frac{L}{\Delta t}\left[I_k^{n+\frac{3}{2}}-I_k^{n+\frac{1}{2}}\right]+\frac{R}{2}\left[I_k^{n+\frac{3}{2}}+I_k^{n+\frac{1}{2}}\right]=\frac{1}{\Delta z}\left[E_{T,k+1}^{n+1}-E_{T,k}^{n+1}\right]-\frac{1}{2}\left[E_{L,k}^{n+\frac{3}{2}}+E_{L,k}^{n+\frac{1}{2}}\right] \quad (2.29)$$

$$\frac{1}{\Delta z}\left[I_k^{n+\frac{1}{2}} - I_{k-1}^{n+\frac{1}{2}}\right] + \frac{C}{\Delta t}\left[V_k^{n+1} - V_k^n\right] + \frac{G}{2}\left[V_k^{n+1} + V_k^n\right] = -\frac{C}{\Delta t}\left[E_{T,k}^{n+1} - E_{T,k}^n\right] \quad (2.30)$$

A partir de la 1ère équation des télégraphistes (2.29) indiquée ci-dessus on aura pour les nœuds des courants ;

$$I_k^{n+\frac{3}{2}} = D\left[EI_k^{n+\frac{1}{2}} - \frac{1}{\Delta z}\left(V_{k+1}^{n+1} - V_k^{n+1}\right) + \frac{1}{\Delta z}\left(E_{T,k+1}^{n+1} - E_{T,k}^{n+1}\right) - \frac{1}{2}\left(E_{L,k}^{n+\frac{3}{2}} + E_{L,k}^{n+\frac{1}{2}}\right)\right] \quad (2.31)$$

Cette équation est valable pour $1 \leq k \leq ndz$ segments.

A partir de la 2ème équation des télégraphistes (2.30) indiquées ci-dessus, et pour k=2,3,…, ndz, on a :

$$V_k^{n+1} = A\left[BV_k^n - \frac{1}{\Delta z}\left(I_k^{n+\frac{1}{2}} - I_{k-1}^{n+\frac{1}{2}}\right) - \frac{C}{\Delta t}\left(E_{T,k}^{n+1} - E_{T,k}^n\right)\right] \quad (2.32)$$

où

$$A = \left(\frac{C}{\Delta t} + \frac{G}{2}\right)^{-1},\ B = \left(\frac{C}{\Delta t} - \frac{G}{2}\right),\ D = \left(\frac{L}{\Delta t} + \frac{R}{2}\right)^{-1}, E = \left(\frac{L}{\Delta t} - \frac{R}{2}\right) \quad (2.33)$$

et

$$V_k^n \equiv V[(k-1)\Delta z, n\Delta t] \quad (2.34)$$

$$I_k^n \equiv I\left[\left(k - \frac{1}{2}\right)\Delta z, n\Delta t\right] \quad (2.35)$$

$$E_{T,k}^n \equiv E_T[(k-1)\Delta z, n\Delta t] \quad (2.36)$$

$$E_{L,k}^n \equiv E_L\left[\left(k - \frac{1}{2}\right)\Delta z, n\Delta t\right] \quad (2.37)$$

3.4 Condition de stabilité

Une condition nécessaire pour que l'algorithme de calcul produise une solution convergente est assurée par CLF (Courant Lewy Friedrichs) [19], [63]–[65]:

$$\Delta t \leq \frac{\Delta z}{\vartheta_p} \quad (2.38)$$

Où ϑ_p est la vitesse de propagation sur la ligne, définie par:

$$\vartheta_P = \sqrt{\frac{1}{LC}} \tag{2.39}$$

L'équation (2.39) détermine la vitesse de propagation sur une ligne sans pertes. Cependant, plus l'inégalité (2.38) se rapproche d'égalité, plus les calculs seront précis. Une démonstration proposée dans [66] prouve que l'on a $\Delta t\, \vartheta_P = \Delta z$, la méthode des différences finies points centrés donne la solution avec minimum d'erreur.

4. Exemples d'application : Structures microondes chargées par des éléments linéaires et non linéaires

Les structures simulées représentent une ligne microstrip uniforme, de longueur $\ell = 2{,}5cm$ et d'une largeur de $w = 20\mu m$ qui se situe sur un substrat de $\varepsilon_r = 12$, à une hauteur $h = 100\mu m$ par rapport à un plan de masse. Le calcul des paramètres par unité de longueur *L* et *C* se fait en faisant appel aux programmes, *MSTRP.for* pour les lignes micro-rubans et *PCB.for* pour les lignes coplanaires, développés par Paul dans la référence [30]. Dans notre cas, $L = 0.740818\, nH/m$ et $C = 109.502\, pF/m$. Ces paramètres correspondent à une impédance caractéristique $Z_C = 82.2517\, \Omega$ et une vitesse de propagation de $\vartheta_P = 1.1103e^{+08}$m/s.

La ligne est reliée au plan de masse à travers une impédance $Z_S = 50\Omega$ à l'entrée. Une étude de l'impact du couplage électromagnétique est faite sur différents types de charges.

L'onde incidente est une onde plane d'amplitude $E_0 = 10KV/m$, polarisée verticalement avec un angle d'incidence $\theta_P = 90^\circ$, de polarisation $\theta_E = 90^\circ$ et d'azimut $\varphi_P = -90^\circ$. Le temps de montée de cette onde est τ =100ps.

Le tableau suivant présente les valeurs des charges linéaires et non linéaires utilisées dans nos structures étudiées :

Tableau 2. 1: Paramètres de charges des structures

Composant	Valeur
Résistance R_L	50 Ω
Condensateur C_L	10 pF
Inductance L_L	50 nH
Diode D	$r_d = 10\Omega$ $I_a = 10\ nA$ $V_t = 25\ mV$ $C_{gs0} = 2\ pF$ $V_b = 0.7\ V$

4.1 Cas d'une charge résistive

Dans le cas d'une charge linéaire telle une résistance, le courant traversant la charge est le même que celui traversant la ligne (Figure 2.10).

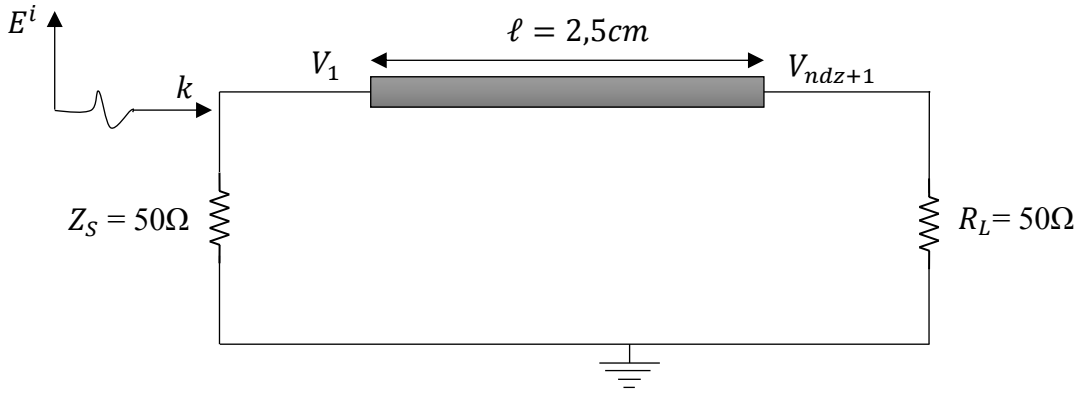


Figure 2. 10: Ligne de transmission microstrip chargée par une résistance et illuminée par un champ externe

4.1.1 Courant et tension aux extrémités de la ligne

Les grandeurs qui nous intéressent sont les tensions aux limites où $k = 1$ et $k = ndz + 1$, qui constituent un cas particulier pour le traitement des lignes de transmission en FDTD. Cette approche nécessite d'effectuer quelques changements dans la topologie de base représentant la ligne [66]. Pour cela, les point de tensions et de courants sont confondus dans

le temps et dans l'espace et sont obtenus en remplaçant Δz par $\Delta z/2$ dans l'équation (2.32). Ainsi que les courants I_0 et I_{ndz+1} sont remplacés respectivement par I_S et I_L.

Ainsi pour $k = 1$, l'équation (2.32) devient :

$$V_1^{n+1} = \left(\frac{C}{\Delta t} + \frac{G}{2} + \frac{1}{R_S\,\Delta z}\right)^{-1} \left[\left(\frac{C}{\Delta t} - \frac{G}{2} - \frac{1}{R_S\,\Delta z}\right) V_1^n - \frac{C}{\Delta t}\left(E_{T,1}^{n+1} - E_{T,1}^n\right) + \frac{2}{\Delta z} I_1^{n+\frac{1}{2}}\right] \quad (2.40)$$

et pour $k = ndz + 1$ cette équation est discrétisée à la charge :

$$V_{ndz+1}^{n+1} = \left(\frac{C}{\Delta t} + \frac{G}{2}\right)^{-1} \left[\left(\frac{C}{\Delta t} - \frac{G}{2}\right) V_{ndz+1}^n - \frac{C}{\Delta t}\left(E_{T,ndz+1}^{n+1} - E_{T,ndz+1}^n\right) + \frac{2}{\Delta z}\left(\frac{I_L^{n+1} + I_L^n}{2} - I_{ndz}^{n+\frac{1}{2}}\right)\right] \quad (2.41)$$

I_L exprime le courant qui traverse la charge, il est donné par :

$$I_L^n = V_{ndz+1}^n / R_L \text{ et } I_L^{n+1} = V_{ndz+1}^{n+1} / R_L \quad (2.42)$$

Remplaçant I_L dans l'équation (2.41), la nouvelle équation de tension à la charge devient:

$$V_{ndz+1}^{n+1} = \left(\frac{C}{\Delta t} + \frac{G}{2} + \frac{1}{R_L\,\Delta z}\right)^{-1} \left[\left(\frac{C}{\Delta t} - \frac{G}{2} - \frac{1}{R_L\,\Delta z}\right) V_{ndz+1}^n - \frac{C}{\Delta t}\left(E_{T,ndz+1}^{n+1} - E_{T,ndz+1}^n\right) + \frac{2}{\Delta z} I_{ndz}^{n+\frac{1}{2}}\right] \quad (2.43)$$

4.1.2 Résultats de simulation

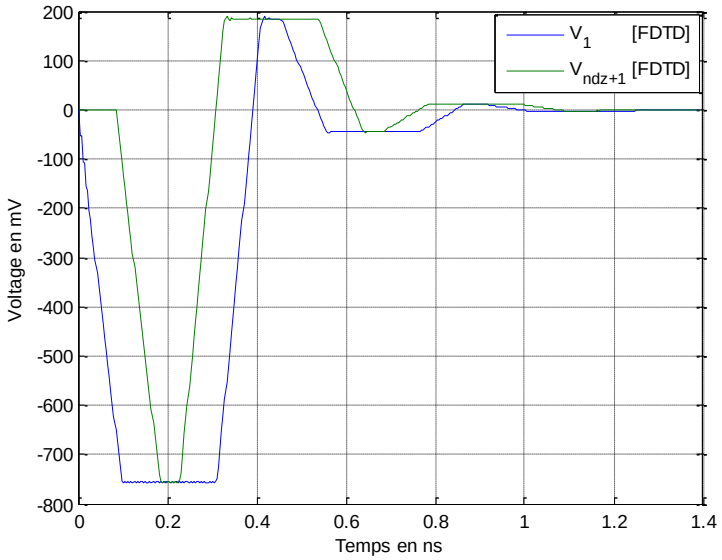
Nous avons utilisé le compilateur MATLAB R2013a pour étudier nos circuits (la ligne est considérée parfaite R = G = 0). Pour cela, nous avons développé le code de calcul FDTD pour les équations de tensions aux extrémités de la ligne (V_1 et V_{ndz+1}), et nous avons introduit les paramètres de simulations suivants :

Tableau 2. 2: Les paramètres de simulation de la méthode FDTD

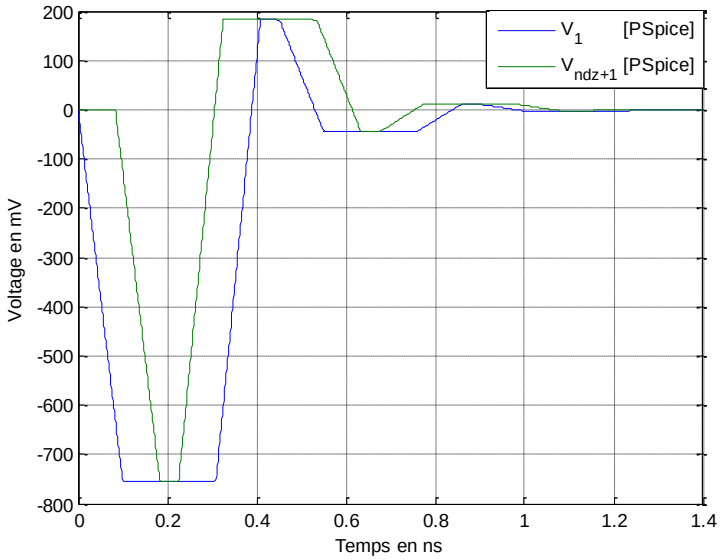
Pas de discrétisation temporelle : Δt	3.5 ps
Pas de discrétisation spatiale : Δz	0.4 mm
Nombre de segments : ndz	62

La vérification de ces codes a été réalisée en confrontant nos résultats de simulation avec ceux obtenus par le logiciel PSpice (Cadence 16.6).

La figure (2.11) montre l'évolution des tensions induites à l'entrée et à la sortie de la ligne désadaptée.



a)



b)

Figure 2. 11: Tensions d'entrée et de sortie induites par le champ externe ; cas d'une charge résistive

4.2 Cas d'une charge capacitive

On prend les mêmes paramètres de la ligne et de l'onde ainsi que de simulation pour tous les circuits suivants. Les équations de tension et de courant dans la source restent inchangeables pour tous les cas étudiés, ce qui change ce sont les équations de tension et de courant dans la charge.

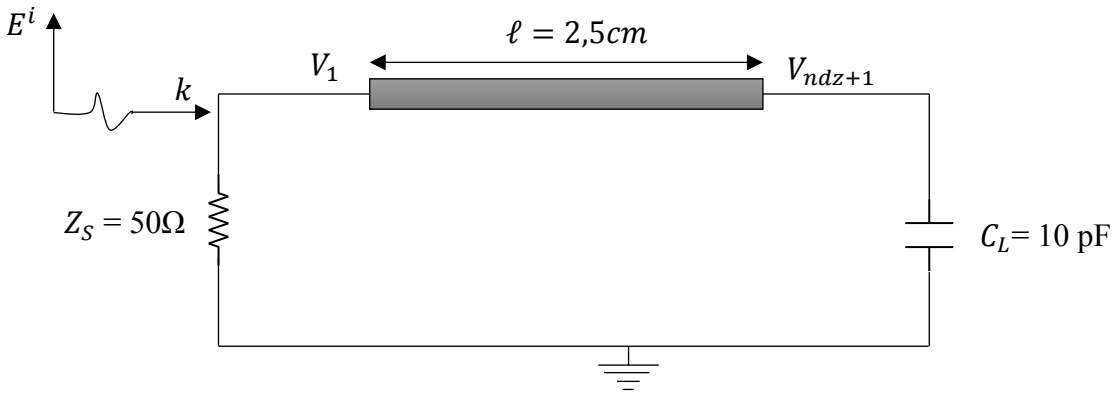


Figure 2. 11: Ligne de transmission chargée par un condensateur

4.2.1 Equations de tension et de courant dans la charge

Dans une 1ère phase nous définissons le courant qui traverse la charge :

$$V_{ndz+1}^{n+1} = \left(\frac{C}{\Delta t} + \frac{G}{2}\right)^{-1} \left[\left(\frac{C}{\Delta t} - \frac{G}{2}\right) V_{ndz+1}^{n} - \frac{C}{\Delta t}\left(E_{T,ndz+1}^{n+1} - E_{T,ndz+1}^{n}\right) + \frac{2}{\Delta z}\left(\frac{I_L^{n+1} + I_L^{n}}{2} - I_{ndz}^{n+\frac{1}{2}}\right)\right]$$

On pose

$$A = \left(\frac{C}{\Delta t} + \frac{G}{2}\right)^{-1} \text{ et } \quad B = \left(\frac{C}{\Delta t} - \frac{G}{2}\right) \tag{2.44}$$

Sur cette figure, le courant traversant le condensateur est $i = C\frac{dv}{dt}$, appliquant la FDTD sur cette équation on obtient :

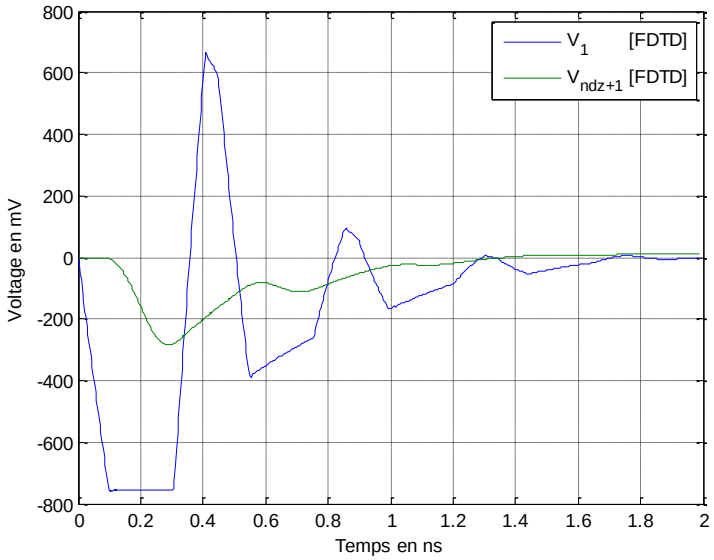
$$I_L^n = \frac{C_L\left(V_{ndz+1}^{n} - V_{ndz+1}^{n-1}\right)}{\Delta t} \quad et \quad I_L^{n+1} = \frac{C_L\left(V_{ndz+1}^{n+1} - V_{ndz+1}^{n}\right)}{\Delta t} \tag{2.45}$$

Remplaçant I_L par ses équations dans l'équation de la tension :

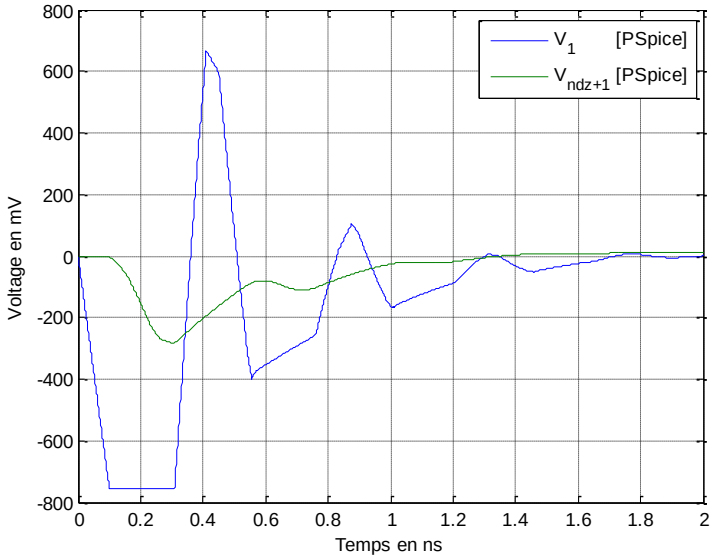
$$V_{ndz+1}^{n+1} = \left(\frac{C}{\Delta t} + \frac{G}{2} + \frac{C_L}{\Delta t\, \Delta z}\right)^{-1} \left[B\, V_{ndz+1}^{n} + \frac{C_L}{\Delta t\, \Delta z} V_{ndz+1}^{n-1} + \frac{2}{\Delta z}\, I_{ndz}^{n+\frac{1}{2}} - \frac{C}{\Delta t}\left(E_{T,ndz+1}^{n+1} - E_{T,ndz+1}^{n}\right)\right] \tag{2.46}$$

4.2.2 Résultats de simulation

Après avoir implémenté les équations du courant et de la tension discrétisées, nous obtenons les résultats de simulation présentés sur la figure (2.12).



a)



b)

Figure 2. 12: Tensions d'entrée et de sortie induites par le champ externe, cas d'une charge capacitive, a) Résultats FDTD, b) Résultats PSpice

4.3 Cas d'une charge inductive

La figure (2.13) illustre la configuration d'une ligne simple chargée par une inductance et illuminée par un champ externe.

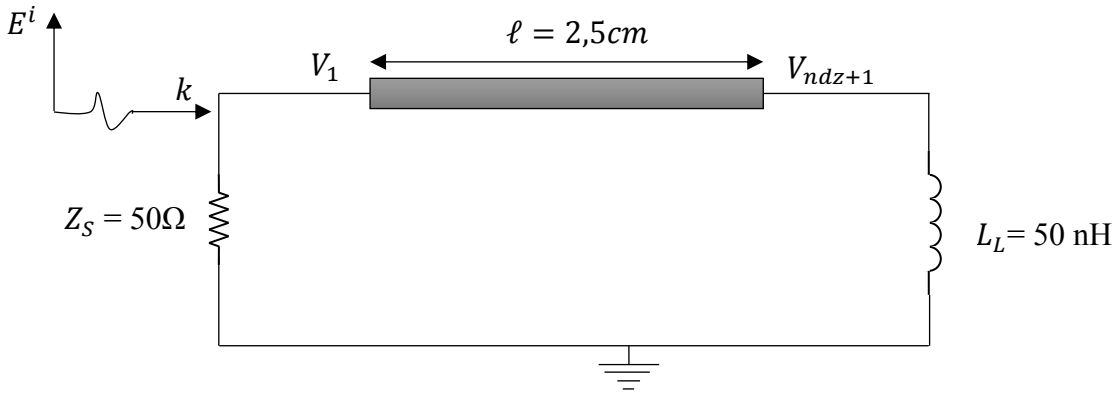


Figure 2. 13: Ligne de transmission chargée par une inductance

4.3.1 Equations de tension et de courant dans la charge

En utilisant le même raisonnement d'insertion dans le domaine de calcul FDTD, on peut insérer la densité du courant qui circule dans l'inductance à l'équation de la charge suivante :

$$V_{ndz+1}^{n+1} = A\left[B\,V_{ndz+1}^{n} - \frac{C}{\Delta t}\left(E_{T,ndz+1}^{n+1} - E_{T,ndz+1}^{n}\right) + \frac{2}{\Delta z}\left(\frac{I_L^{n+1} + I_L^{n}}{2} - I_{ndz}^{n+\frac{1}{2}}\right)\right]$$

On sait que $V_L = \frac{dI}{dt}$, en appliquant la méthode FDTD :

$$V_{ndz+1}^{n+1} = \frac{L_L\left(I_L^{n+1} - I_L^{n}\right)}{\Delta t} \qquad (2.47)$$

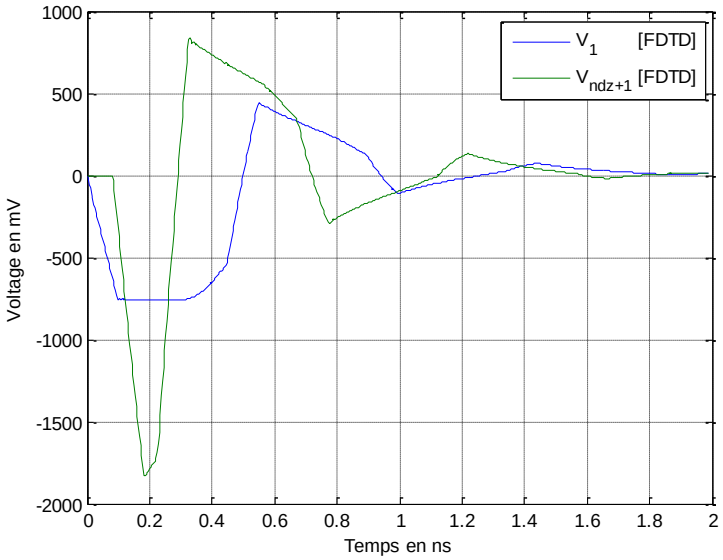
$$I_L^{n+1} = \frac{\Delta t}{L_L}\;\; V_{ndz+1}^{n+1} + \;\; I_L^{n} \qquad (2.48)$$

La tension aux bornes de la charge s'écrit sous forme :

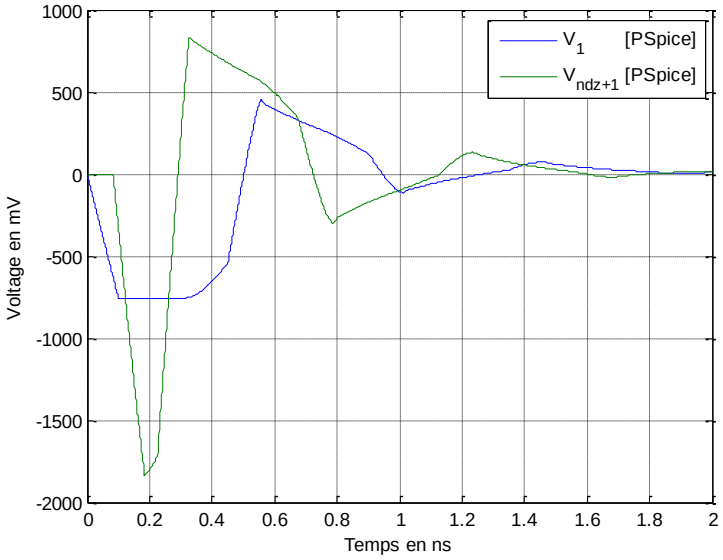
$$V_{ndz+1}^{n+1} = \left(\frac{C}{\Delta t} + \frac{G}{2} + \frac{\Delta t}{\Delta z L_L}\right)^{-1}\left[BV_{ndz+1}^{n} + \frac{2}{\Delta z}\left(I_{ndz}^{n+\frac{1}{2}} - I_{ndz+1}^{n}\right) - \frac{C}{\Delta t}\left(E_{T,ndz+1}^{n+1} - E_{T,ndz+1}^{n}\right)\right] \qquad (2.49)$$

4.3.2 Résultats de simulation

La figure (2.14) montre les courbes des tensions V_1 et V_{ndz+1} déterminées dans le cas où la ligne est chargée par une inductance.



a)



b)

Figure 2. 14: Les tensions induites à la ligne, cas d'une charge inductive. a) Résultats FDTD, b) Résultats PSpice

4.4 Cas d'une charge non linéaire simple (Diode)

Considérons à présent l'exemple d'application où la ligne est terminée par une charge non linéaire simple, présentée par une diode. Le schéma du circuit est présenté sur la figure (2.15).

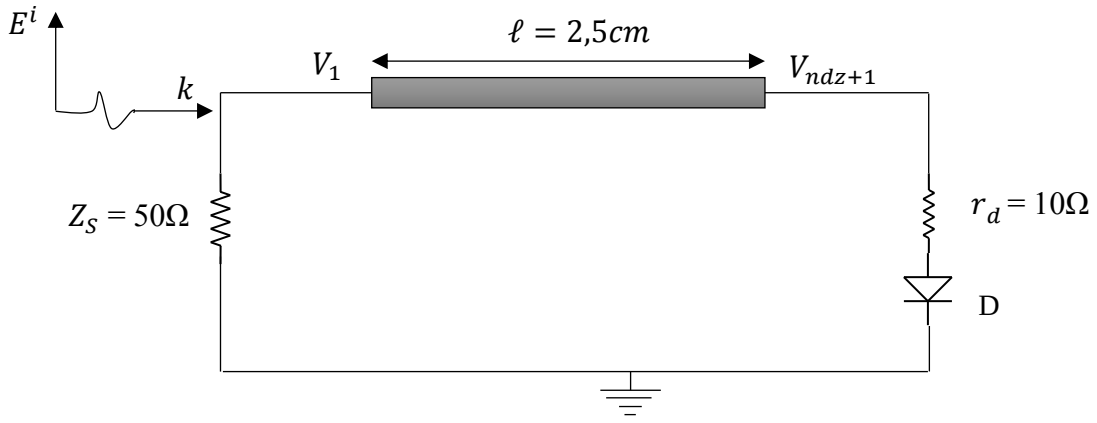


Figure 2. 15: Ligne de transmission chargée par une diode

4.4.1 Equations de tension et de courant dans la charge:

La tension aux bornes de la diode s'écrit comme suit :

$$V_{ndz+1} = R_L I_L + V_D \tag{2.50}$$

Donc :

$$V_{ndz+1}^{n+1} = R_L I_L^{n+1} + V_D^{n+1} \tag{2.51}$$

Et

$$V_{ndz+1}^{n} = R_L I_L^{n} + V_D^{n} \tag{2.52}$$

La diode représentée dans ce schéma est modélisée par une résistance non linéaire qui est caractérisée par :

$$I_D = I_a \left[exp\left(\frac{V_D}{V_T}\right) - 1 \right] \tag{2.53}$$

Ainsi :

$$I_L^{n+1} = I_D^{n+1} = I_a \left[exp\left(\frac{V_D^{n+1}}{V_T}\right) - 1 \right] \tag{2.54}$$

$$I_L^{n} = I_D^{n} = I_a \left[exp\left(\frac{V_D^{n}}{V_T}\right) - 1 \right] \tag{2.55}$$

Ainsi :

$$V_{ndz+1}^{n+1} = R_L I_a \left[exp\left(\frac{V_D^{n+1}}{V_T}\right) - 1 \right] + V_D^{n+1} \qquad (2.56)$$

et

$$V_{ndz+1}^{n} = R_L I_a \left[exp\left(\frac{V_D^{n}}{V_T}\right) - 1 \right] + V_D^{n} \qquad (2.57)$$

En remplaçant les termes de I_L^{n+1}, de I_L^n, de V_{ndz+1}^{n+1} et de V_{ndz+1}^n dans l'équation de la ligne (2.41) respectivement par les équations (2.54), (2.55), (2.56) et (2.57), on obtient l'équation (2.58) en fonction de V_D^{n+1} et de V_D^n.

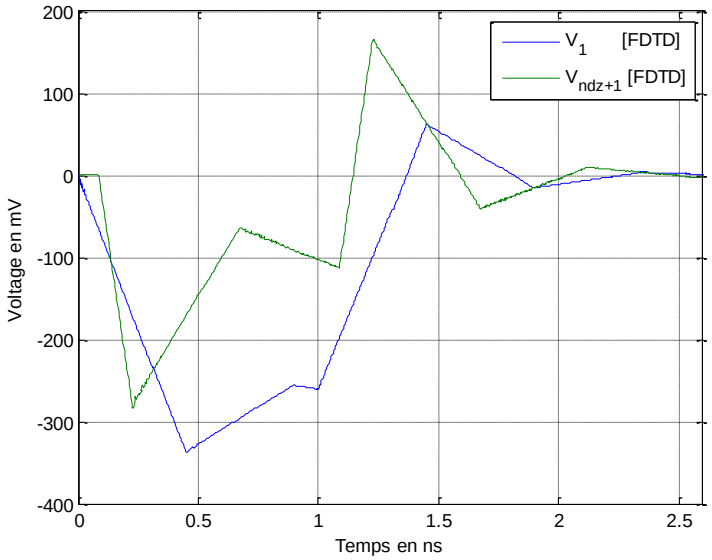
$$R_L I_a exp\left(\frac{V_D^{n+1}}{V_T}\right) - R_L I_a \; + V_D^{n+1} = \; AB\left(R_L I_a exp\left(\frac{V_D^{n}}{V_T}\right) - R_L I_a + V_D^{n}\right) -$$

$$\frac{AI_a}{\Delta z}\left[exp\left(\frac{V_D^{n+1}}{V_T}\right) + exp\left(\frac{V_D^{n}}{V_T}\right) - 2\right] + \frac{2A}{\Delta z} I_{ndz}^{n+\frac{1}{2}} - \frac{A\,c}{\Delta t}\left(E_{T,ndz+1}^{n+1} - E_{T,ndz+1}^{n}\right) \qquad (2.58)$$

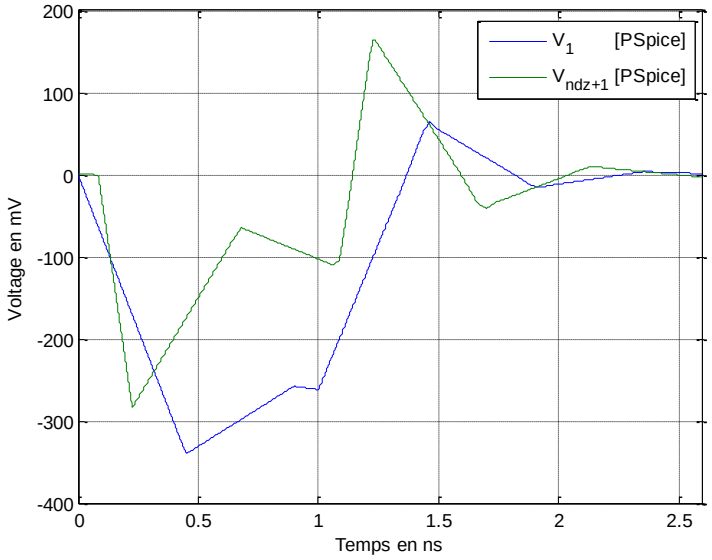
La solution de cette nouvelle équation non linéaire nous donne la valeur de la tension V_D^{n+1}, cette valeur remplacée dans l'équation (2.56), nous donne la valeur recherchée de V_{ndz+1}^{n+1}.

4.4.2 Résultats de simulation

Les résultats de simulations des tensions induites aux extrémités de la ligne sont présentés sur la figure (2.16).



a)



b)

Figure 2. 16: Les tensions d'entrée et de sortie d'une ligne chargée par une diode ;a) Simulations FDTD, b) Simulations PSpice

5. Structure microonde chargée par un transistor MESFET en régime grand signal

Dans le cas de charge non linéaire complexe (Figure 2.17), le circuit est chargé par un transistor à effet de champ à barrière Schottky à l'Arséniure de Gallium noté MESFET GaAs.

Les transistors MESFETs en GaAs sont des composants très importants dans la fabrication des circuits intégrés rapides et plus performants [36]. Ils ont reçu une très grande attention en particulier en raison de leur application dans les systèmes hautes fréquences et de puissances.

Dans cette section on va étudier le fonctionnement du transistor en régime grand signal, illuminé par le champ externe (Figure 2.17).

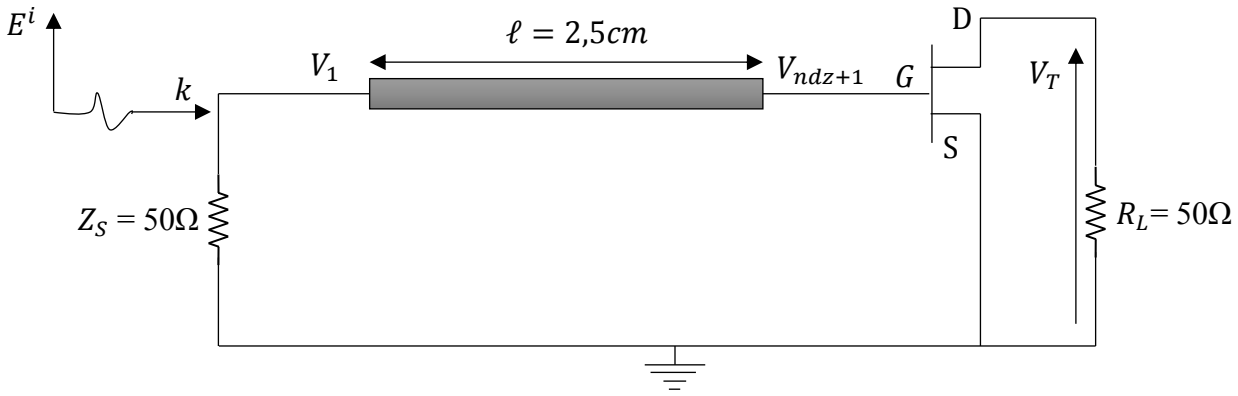


Figure 2. 17: Ligne de transmission chargée par un transistor MESFET

5.1 Schéma équivalent du MESFET en régime grand signal

La figure (2.18) illustre le modèle équivalent du transistor MESFET en régime grand signal.

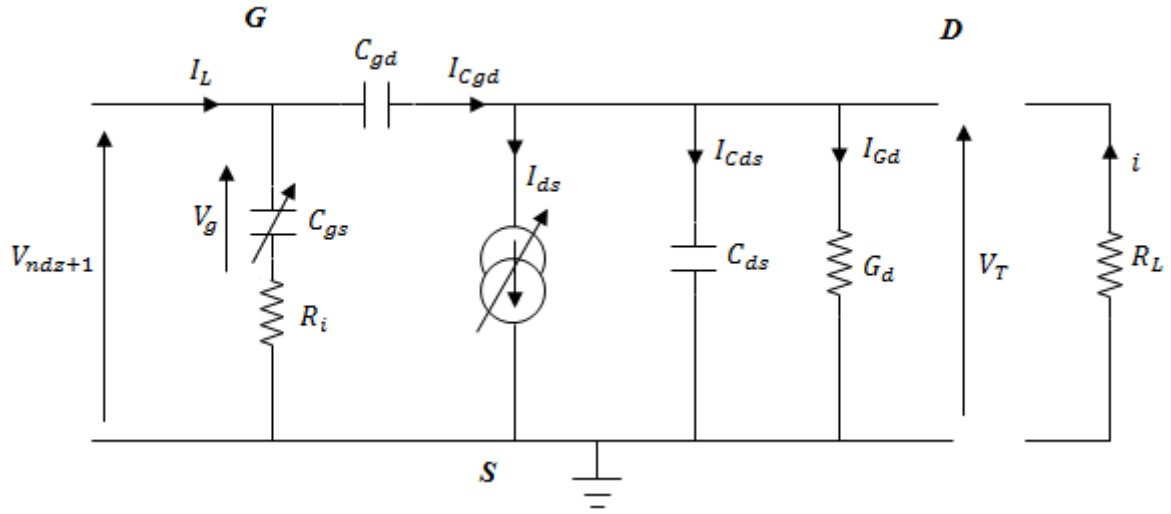


Figure 2. 18: Schéma équivalent grand signal du transistor MESFET intrinsèque

Le schéma équivalent en régime grand signal simplifié d'un transistor à effet de champ, largement traité dans la littérature [67], [68] présente deux principales non linéarités : la capacité C_{gs} et la source de courant I_{ds}. Suivant [69]–[71] :

$$C_{gs}\left(V_g(t)\right) = {C_{gs_0}}\Big/{\sqrt{1-\frac{Vg(t)}{V_b}}} \tag{2.59}$$

et

$$I_{ds}\left(V_g(t), V_{ds}(t)\right) = \left(A_0 + A_1 V_g(t) + A_2 V_g(t)^2 + A_3 V_g(t)^3\right) tanh(\alpha V_{ds}(t)) \tag{2.60}$$

Afin de couvrir une large plage de tensions nous adoptons une nouvelle expression de C_{gs} décrite dans la référence [72] :

$$C_{gs}\left(V_g(t)\right) = \begin{cases} {C_{gs_0}}\Big/{\sqrt{1-\frac{Vg(t)}{V_b}}} & \text{pour } V_g < (F_C.V_b) \\ {C_{gs_0}}\Big/{(1-F_C)^{\frac{3}{2}}}\left(1-\frac{3}{2}F_C+\frac{Vg(t)}{2V_b}\right) & \text{pour } V_g \geq (F_C.V_b) \end{cases} \tag{2.61}$$

où F_C est le coefficient déterminant la polarisation directe de la diode.

Les paramètres des transistors sont mentionnés dans le tableau ci-dessous :

Tableau 2. 3: Paramètres de transistor MESFET

Paramètres	**Valeurs**
C_{gs0}	2 pF
G_d	0.2 mS
C_{ds}	0.6 pF
C_{gd}	1.5 pF
R_i	1 Ω
V_b	0.75 V
α	1.6
F_C	0.5
A_0	0.001043
A_1	0.0011745
A_2	- 0.0001274
A_3	- 0.001

5.2 Equations de tension et de courant dans la charge

Nous insérons les équations du courant traversant la charge (2.62) et (2.63) dans l'équation de la tension suivante :

$$V_{ndz+1}^{n+1} = A\left[B\,V_{ndz+1}^{n} - \frac{C}{\Delta t}\left(E_{T,ndz+1}^{n+1} - E_{T,ndz+1}^{n}\right) + \frac{2}{\Delta z}\left(\frac{I_L^{n+1} + I_L^{n}}{2} - I_{ndz}^{n+\frac{1}{2}}\right)\right]$$

Avec

$$I_L^{n+1} = C_{gs}\left(V_g^{n+1}\right)\left[\frac{V_g^{n+1} - V_g^{n}}{\Delta t}\right] + C_{gd}\left[\frac{V_{ndz+1}^{n+1} - V_{ndz+1}^{n}}{\Delta t} - \frac{V_T^{n+1} - V_T^{n}}{\Delta t}\right] \quad (2.62)$$

$$I_L^{n} = C_{gs}\left(V_g^{n}\right)\left[\frac{V_g^{n} - V_g^{n-1}}{\Delta t}\right] + C_{gd}\left[\frac{V_{ndz+1}^{n} - V_{ndz+1}^{n-1}}{\Delta t} - \frac{V_T^{n} - V_T^{n-1}}{\Delta t}\right] \quad (2.63)$$

D'après le schéma intrinsèque du transistor, la tension V_{ndz+1}^{n+1} peut s'écrire comme suit :

$$V_{ndz+1}^{n+1} = V_g^{n+1} + R_i C_{gs}\left(V_g^{n+1}\right)\left[\frac{V_g^{n+1}-V_g^n}{\Delta t}\right] \quad (2.64)$$

Et

$$V_T^{n+1} = -R_L i^{n+1} = -R_L\left(i_{C_{ds}}^{n+1} - i_{C_{gd}}^{n+1} + i_{G_d}^{n+1} + I_{ds}^{n+1}\right) \quad (2.65)$$

Les courants dans le transistor en termes des différences finies :

$$i_{C_{ds}}^{n+1} = C_{ds}\left[\frac{V_T^{n+1}-V_T^n}{\Delta t}\right] \quad (2.66)$$

$$i_{C_{gd}}^{n+1} = C_{gd}\left[\frac{V_{ndz+1}^{n+1}-V_{ndz+1}^n}{\Delta t} - \frac{V_T^{n+1}-V_T^n}{\Delta t}\right] \quad (2.67)$$

$$i_{G_d}^{n+1} = G_d V_T^{n+1} \quad (2.68)$$

$$I_{ds}^{n+1} = \left(A_0 + A_1 V_g^{n+1} + A_2 (V_g^{n+1})^2 + A_3 (V_g^{n+1})^3\right)\tanh(\alpha V_T^{n+1}) \quad (2.69)$$

En remplaçant les expressions de V_{ndz+1}^{n+1}, I_L^{n+1}, I_L^n dans l'équation de la ligne (2.41) respectivement par les équations (2.64), (2.62) et (2.63), cela nous donne une nouvelle équation à deux inconnues V_T^{n+1} et V_g^{n+1} :

$$V_g^{n+1} + R_i C_{gs}\left(V_g^{n+1}\right)\left[\frac{V_g^{n+1}-V_g^n}{\Delta t}\right] = A\,B\,V_{ndz+1}^n + \frac{2A}{\Delta z} I_{ndz}^{n+\frac{1}{2}} - \frac{cA}{\Delta z}\left(E_{T,ndz+1}^{n+1} - E_{T,ndz+1}^n\right) - \frac{A}{\Delta z}\left[\frac{C_{gd}}{\Delta t}\left(V_g^{n+1} + R_i C_{gs}\left(V_g^{n+1}\right)\left(\frac{V_g^{n+1}-V_g^n}{\Delta t}\right)\right) + \frac{C_{gs}}{\Delta t}\left(V_g^{n+1} - V_g^{n-1}\right) + \frac{C_{gd}}{\Delta t}\left(V_T^{n-1} - V_{ndz+1}^n - V_T^{n+1}\right)\right] \quad (2.70)$$

Avec la combinaison de la nouvelle équation (2.70) mettant en relation V_g^{n+1} et V_T^{n+1} et l'équation (2.65), nous obtenons un nouveau système d'équations à partir duquel nous pouvons calculer la valeur de V_g^{n+1} et V_T^{n+1}. Une fois V_g^{n+1} et V_T^{n+1} calculées nous pouvons déduire la valeur recherchée de V_{ndz+1}^{n+1}.

5.3 Résolution de l'équation non linéaire

Pour résoudre ce nouveau système d'équations non linéaires, où la seule inconnue est la tension V_g^{n+1}, l'utilisation d'une méthode de calcul est nécessaire. Pour ce faire nous utilisons la méthode de Newton-Raphson.

L'algorithme Newton-Raphson est attribué aux deux mathématiciens britanniques du XVIIe siècle, Isaac Newton et Joseph Raphson. On utilise cet algorithme dans les cas où on a un système d'équations qui n'admet pas de solutions explicites. Dans notre cas où l'on souhaite résoudre l'équation $f(V_g^{n+1}) = 0$ qui dépend d'un seul paramètre V_g^{n+1}, la méthode de Newton-Raphson [73] utilise le chemin itératif suivant :

$$(\mathrm{V_g^{n+1}})^{\mathrm{p+1}} = (\mathrm{V_g^{n+1}})^{\mathrm{p}} - \frac{\mathrm{f(V_g^{n+1})^p}}{\mathrm{f'(V_g^{n+1})^p}} \qquad \text{pour} \quad \mathrm{p} \geq 0 \qquad (2.71)$$

où on fixe une valeur arbitraire $(\mathrm{V_g^{n+1}})^0$ puis on suit le chemin itératif (2.71) qui converge en quelques itérations vers la solution de l'équation $f(V_g^{n+1}) = 0$.

Une fois V_g^{n+1} calculée, nous pouvons trouver V_T^{n+1} et par la suite déterminer V_{ndz+1}^{n+1}.

5.4 Résultats de simulation

Nous considérons une ligne microstrip uniforme, de longueur $\ell = 2.5cm$. Le champ externe illuminant cette ligne est un échelon de $10KV$ d'amplitude et un temps de montée de 1ns. Les caractéristiques géométriques et électriques sont montrées sur la figure (2.19).

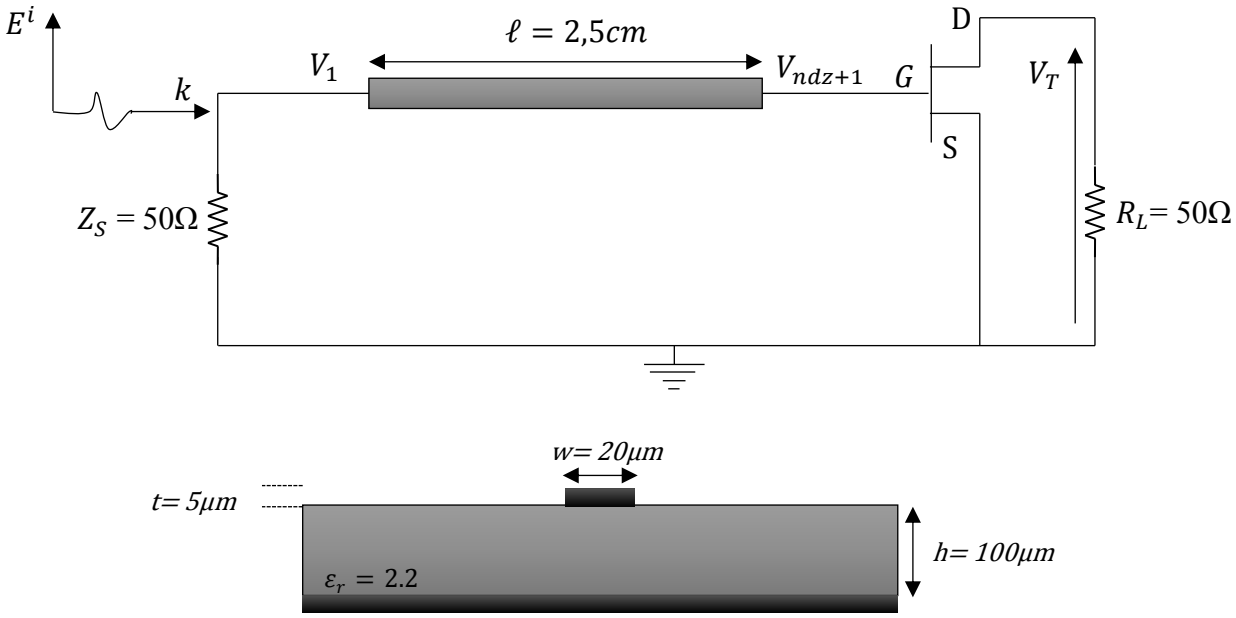
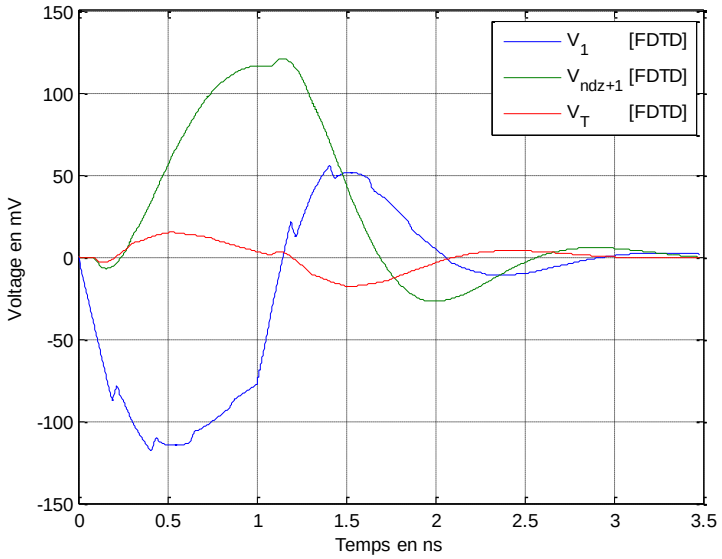
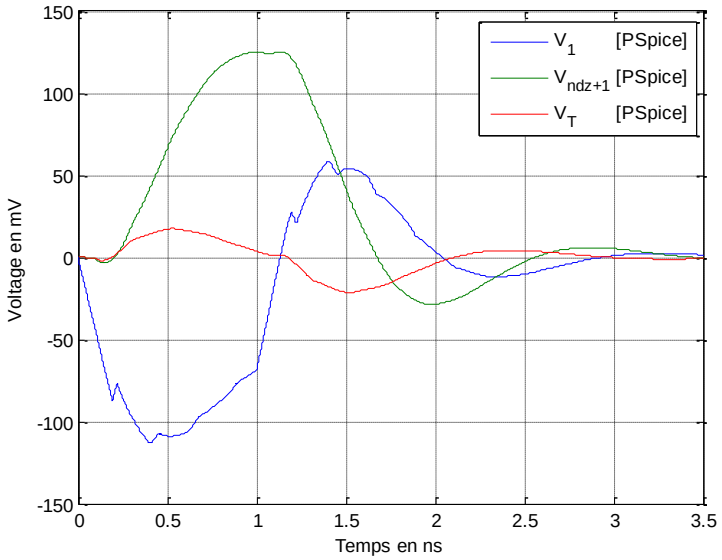


Figure 2. 19: Circuit et diemensions

Les résultats des simulations avec l'algorithme FDTD comparés avec ceux utilisant le logiciel PSpice sont présentés sur les figures (2.20a) et (2.20b).



a)

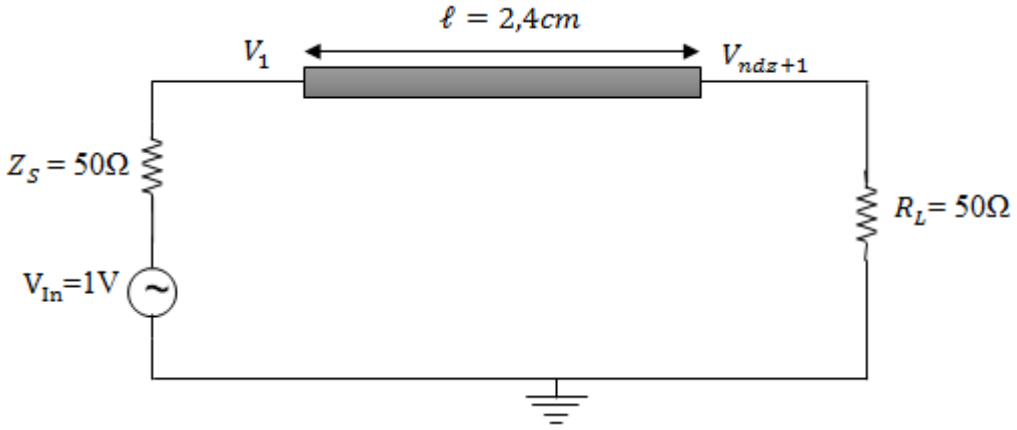


b)

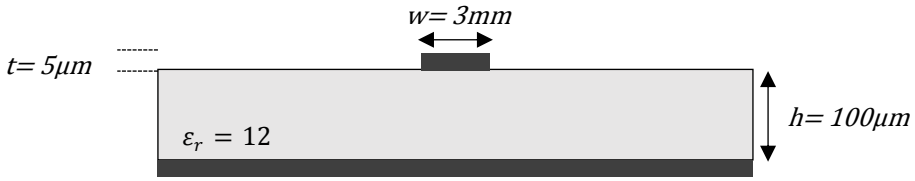
Figure 2. 20: Tensions induites aux extrémités de la ligne et à la sortie du transistor ;
a) Simulations FDTD, b) Simulations PSpice

5.5 Comparaison des codes FDTD 1D et 3D

Dans cette partie, nous présentons les simulations de notre algorithme 1D comparées à ceux du 3D dans le cas d'injection et en absence d'illumination. La structure simulée est une ligne de transmission microstrip, d'une largeur de 3mm, gravée sur un substrat de Silicium ($\mathcal{E}_r = 12$) d'une épaisseur $h = 100\ \mu m$. La longueur totale de la ligne est $\ell = 2.4\ cm$ et terminée par une charge linéaire équivalente à l'impédance caractéristique de la ligne ($R = 50\Omega$). Nous allons alors faire une comparaison des deux algorithmes (FDTD 1D et 3D) en considérant le circuit de la figure (2.21).



(a)



(b)

Figure 2. 21: a) Circuit électrique équivalent de la structure étudiée ;b) Dimensions de la ligne

La figure (2.22) présente une comparaison entre les résultats FDTD (1D) et ceux simulés avec des équations de Maxwell (FDTD 3D). On constate que les calculs FDTD sont en très bon accord avec les simulations 3D pour différents types de charges linéaires [74].

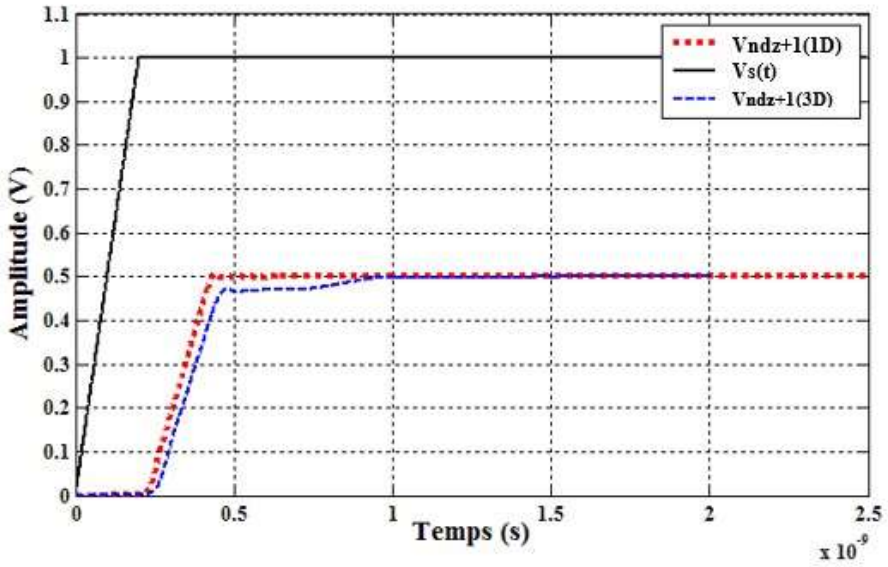


Figure 2. 22: Comparaison entre un code FDTD 1D et 3D de la tension à la charge linéaire d'une ligne microstrip simple

Malgré une légère différence, cette comparaison prouve que dans certaines configurations de circuit, l'utilisation de la méthode 1D est envisageable et permet le traitement de ces circuits tout en étant très économe en termes d'espace mémoire et de temps de calcul.

6. Discussion des résultats

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés plus particulièrement à l'étude du couplage entre les ondes électromagnétiques et les pistes des circuits imprimés qui sont terminées par plusieurs types de charges, afin de prédire les perturbations induites dans ces dernières.

L'objectif de cette étude est d'obtenir le niveau de la perturbation engendrée par une onde électromagnétique externe, en l'absence d'une source d'injection dans les structures microondes, et ainsi à estimer l'influence du couplage électromagnétique externe sur ces structures constituées par des dispositifs utilisés pour des applications hyperfréquences tels que les MESFETs.

A noter que pour la simulation des circuits agressés par le champ externe sur PSpice, des sous-programmes de couplage externe s'ajoutent à la Netlist, ce sont des codes Fortran générés par Paul Clayton [30]. Les fichiers **SPICEINC.IN, PUL.DAT** sont simulés sur Fortran pour avoir le sous-programme du couplage **SPICEINC.OUT.** Le fichier **SPICEINC.IN** contient les paramètres de la ligne (nombre total des conducteurs, longueur de ligne et type de ligne), et de l'onde externe (sens de propagation, angles de polarisation et d'incidence). Comme précité dans ce chapitre, le fichier **PUL.DAT** inclut les paramètres électriques de la ligne microstrip.

D'un point de vue général, si nous regardons les niveaux et les allures des courbes des tensions en fonction du temps, nous remarquons que les résultats obtenus par notre code FDTD et ceux obtenus par le logiciel de simulation sont en bon accord.

7. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'étude d'un outil de simulation, spécifique au domaine temporel (FDTD), utilisant la méthode des différences finies. Nous avons détaillé la formulation de base de cette technique pour une ligne de transmission microstrip, illuminée par une onde électromagnétique plane. C'est une méthode puissante qui permet de résoudre les équations de propagation d'une façon générale et les équations des télégraphistes en particulier.

Ensuite, nous avons étudié le comportement transitoire de divers circuits, agressés par un champ électromagnétique externe, le traitement des charges linéaires, non linéaires simples et non linéaires complexes, ainsi que l'implémentation de la méthode dans l'ordinateur.

Les résultats obtenus avec la méthode FDTD ont été comparés aux résultats obtenus par le logiciel commercial PSpice (OrCad 16.6) et aussi aux résultats présentés en littératures utilisant l'algorithme de calcul FDTD 3D. La comparaison des résultats montre un bon degré de concordance.

CHAPITRE 3 : Etudes théorique et expérimentale de l'agression électromagnétique des circuits microondes complexes

SOMMAIRE

1. Introduction 70
2. Ligne de Transmission Multiconducteurs (MTL) 71
2.1 Modèle à éléments distribués 71
2.2 Modèle infinitésimale d'un tronçon de ligne MTL 71
2.3 Détermination des paramètres linéiques 73
2.4 Mise en équations de la structure MTL 74
2.4.1 Pertes métalliques 75
2.4.2 Pertes diélectriques 77
3. Etude théorique sur les circuits microondes 78
3.1 Structure MTL avec pertes dépendantes de la fréquence 79
3.1.1 Circuit étudié 79
3.1.2 Résultats de simulation 80
3.2 Structures MTL chargées par des multi-MESFETs 81
3.2.1 Circuit étudié 81
3.2.2 Paramètres de la structure 81
3.2.3 Modèle électrique 82
3.2.4 Résultats et discussions 83
3.3 Structure MTL chargée par une charge mixte 90
3.3.1 Circuit étudié 90
3.3.2 Paramètres de la structure 90
3.3.3 Modèle électrique de la structure étudiée 91
3.3.4 Résultats et discussion 92
4. Etude expérimentale sur les circuits microondes 96
4.1 Introduction 96
4.2 Cellule GTEM 97
4.2.1 Description de la GTEM 97
4.2.2 Setup de test de l'immunité 98
4.2.3 Banc de mesure RF 99
4.2.4 Circuit sous test 100
4.2.5 Modèle électrique 101
4.2.6 Paramètres de la structure 102
4.2.7 Paramètres de simulation et de mesure 103
4.2.8 Résultats et discussions 104
4.3 Picoscope 9211A 107
4.3.1 Introduction 107
4.3.2 Banc de mesure 108
4.3.3 Mode TDR 108
4.3.4 Mode TDT 109
4.3.5 Circuits sous test 114
4.3.6 Résultats de mesure 115
4.4 Conclusion 107

1. Introduction

L'étude de l'immunité de circuits électroniques (leur comportement en réponse à l'agression EM) n'est pas simple. En effet, il faut tenir compte du couplage entre le signal d'agression et le circuit sous test, de la propagation de ce signal d'agression et enfin il faut étudier leur effet sur le circuit. Ainsi, il est nécessaire de connaitre le schéma interne de chaque composant constituant le circuit pour en caractériser la susceptibilité. Ces données ne sont pas toujours disponibles pour des circuits complexes mais peuvent être déterminées pour des composants simples. Notre choix s'est porté sur des composants actifs fonctionnant dans le domaine des hyperfréquences, un transistor MESFET en régime grand signal et une diode modélisée par une capacité non linéaire. Le choix est d'autant plus intéressant que ces dispositifs sont les plus utilisés dans de nombreux systèmes pour la détection des signaux hyperfréquences. L'étude de l'effet d'illumination d'une onde électromagnétique sur ces composants non linéaires devrait ainsi nous donner des indications sur les phénomènes observés lors de l'agression de circuits plus complexes. Pour analyser la susceptibilité de ces composants face à une agression électromagnétique, nous étudierons l'effet d'une onde plane polarisée verticalement, sur des structures MTL chargées par des MESFETs et des diodes.

Ce chapitre est structuré de la façon suivante :

Dans un premier temps, nous présenterons les structures MTL en technologie microstrip, à savoir le modèle de la ligne à éléments distribués, ainsi que sa mise en équation. Dans un deuxième temps, des circuits composés des lignes multiconducteurs terminées par des MESFETs et diodes seront simulés, afin d'analyser l'impact du couplage électromagnétique entre l'onde plane et ces circuits. Ensuite, nous présenterons l'étude théorique et expérimentale d'un circuit réalisé dans le laboratoire de mesure RF-EMC de l'ESEO - Angers, en utilisant le banc de mesure GTEM qui nous a permis de mener à bien notre étude. La dernière section de ce chapitre est consacrée à l'exploitation d'un matériel du laboratoire LSSC, c'est le Picoscope 9211A, cet appareil puissant est employé pour la validation des charges non linéaires complexes (MESFET & MOSFET) utilisés dans ce travail. Enfin, nous conclurons ce chapitre.

2. Ligne de Transmission Multiconducteurs (MTL)

L'étude du comportement d'un système face à une agression électromagnétique ne peut être complète sans prendre en compte la notion des lignes de transmission MTL, car elles jouent un rôle important dans l'étude de la compatibilité électromagnétique du fait qu'elles sont les voies de couplage privilégiées vers les interfaces des équipements. Ces lignes occupent une place importante dans les cartes électroniques en raison de leur facilité de réalisation et de leur souplesse d'utilisation, elles sont désormais bien connues dans la communauté CEM pour leur capacité à modéliser des architectures complexes [75].

2.1 Modèle à éléments distribués

Considérons une MTL de longueur ℓ, constituée de $n+1$ conducteurs ($n \geq 1$), dont un conducteur de référence. Comme le représente la figure (3.1), cette ligne est chargée en entrée par un ensemble d'impédances de sources, et en sortie par un ensemble d'impédances de charges. Les conducteurs sont numérotés de 0 à n, 0 désignant le conducteur de référence.

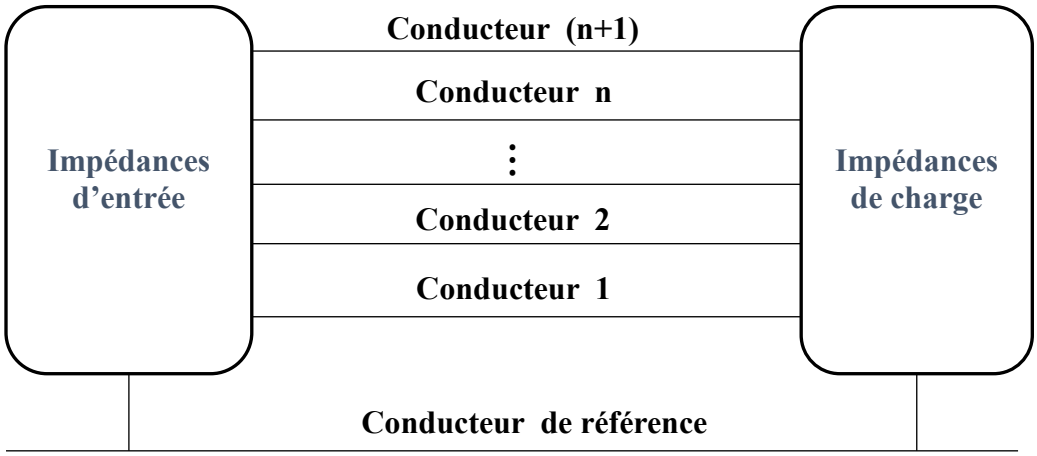


Figure 3. 1: Schéma bloc d'une ligne d'une MTL

2.2 Modèle infinitésimale d'un tronçon de ligne MTL

Afin d'évaluer le couplage entre les ondes électromagnétiques externes et lignes de transmission MTL, nous devons tout d'abord résoudre les équations de propagation dans ces lignes. Pour ce faire, nous considérons le circuit électrique équivalent schématisé dans la figure (3.2).

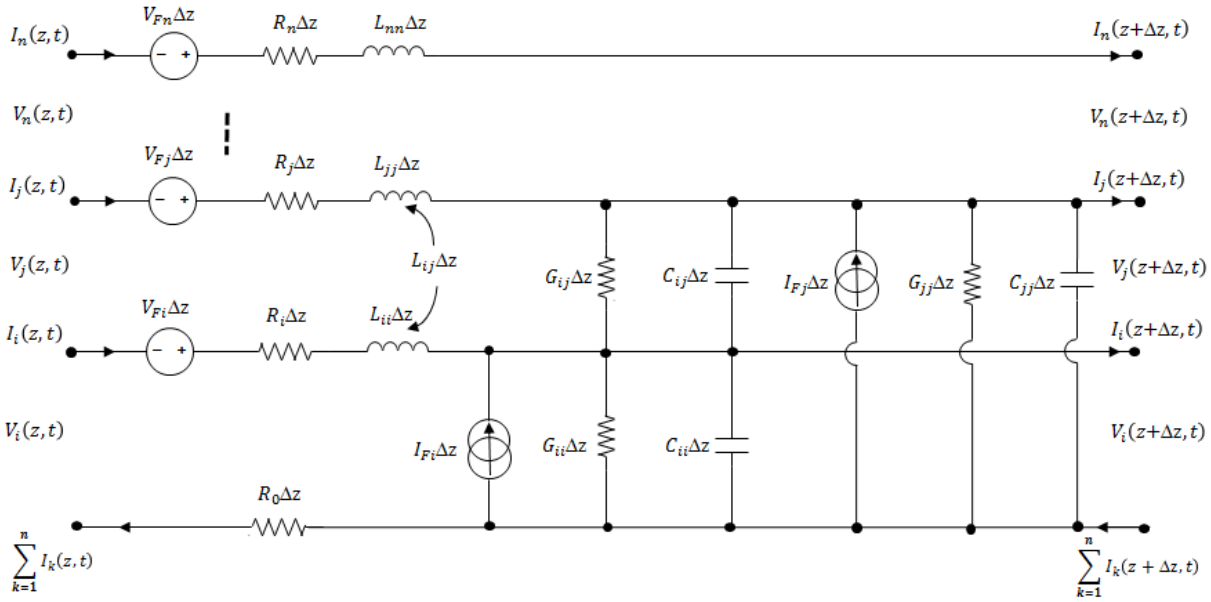


Figure 3. 2: Modèle infinitésimale d'une MTL illuminée par un champ externe

A partir de cette configuration, des vecteurs tensions et courants peuvent être définis. On notera par ailleurs $\mathbf{I_F}(z,t)$ et $\mathbf{V_F}(z,t)$ les vecteurs de taille n représentant les sources de courants et de tensions distribuées le long de la ligne [76].

Les scalaires V, I, V_F et I_F pour les lignes simples deviennent des vecteurs dans le cas d'une MTL, et les scalaires L, C, R et G deviennent des matrices carrées.

Les vecteurs N x 1, **V**, **I**, $\mathbf{V_F}$ et $\mathbf{I_F}$ comportent les N tensions $[\mathbf{V}(z,t)]_i = \mathbf{V}_i(z,t)$, $[\mathbf{V_F}(z,t)]_i = \mathbf{V_F}_i(z,t)$ et les N courants $[\mathbf{I}(z,t)]_i = \mathbf{I}_i(z,t)$, où la $i^{\text{ème}}$ ligne du vecteur **V** et noté $[\mathbf{V}]_i$. La source de courant $\mathbf{I_F}$ représente l'excitation de la ligne par le champ électrique entre les deux conducteurs. La source de tension $\mathbf{V_F}$ quant à elle, représente l'induction du champ magnétique enlacé par les conducteurs.

$$\boldsymbol{I}(z,t) = \begin{pmatrix} I_1(z,t) \\ \vdots \\ I_n(z,t) \end{pmatrix} \qquad \boldsymbol{V}(z,t) = \begin{pmatrix} V_1(z,t) \\ \vdots \\ V_n(z,t) \end{pmatrix} \tag{3.1}$$

$$\boldsymbol{I_F}(z,t) = \begin{pmatrix} I_{F1}(z,t) \\ \vdots \\ I_{Fn}(z,t) \end{pmatrix} \qquad \boldsymbol{V_F}(z,t) = \begin{pmatrix} V_{F1}(z,t) \\ \vdots \\ V_{Fn}(z,t) \end{pmatrix} \tag{3.2}$$

2.3 Détermination des paramètres linéiques

Les N x N matrices de paramètres linéiques RLCG, sont des éléments essentiels pour la détermination des vecteurs courants et tensions à partir des équations MTL. Les méthodes de calcul actuelles de ces paramètres peuvent être de nature numérique ou analytique.

En effet, les méthodes analytiques ne sont valables que pour des géométries simples, dont les formules sont connues. Elles sont utilisées pour trouver des expressions littérales plus simples quand certaines conditions géométriques sont satisfaites ; par exemple une forme de conducteurs cylindrique. Par conséquence, elles sont plus faciles à programmer et dans un temps de calcul réduit.

Contrairement aux lignes de formats cylindriques, celles à géométrie rectangulaire nécessitent une technique numérique pour établir les paramètres linéiques. Dans ce contexte, un code de calcul basé sur la méthode des moments développé par C.R PAUL [30], a été appliqué.

La technique développée par C.R PAUL [30] d'extraction des paramètres linéiques des lignes de transmission, consiste dans un premier lieu à déterminer la matrice capacité **C**. La matrice inductance **L**, peut être calculée à partir de l'inverse de la matrice capacité d'une ligne sans substrat diélectrique $\boldsymbol{C_0}$ grâce à la formule suivante [30]:

$$\boldsymbol{L} = \varepsilon_0 \mu_0 \boldsymbol{C_0^{-1}}$$

Les matrices **L** et **C** sont présentées alors par des composantes propres et mutuelles :

$$\boldsymbol{L} = \begin{pmatrix} L_{11} & L_{12} & \cdots & L_{1n} \\ L_{21} & L_{22} & \cdots & L_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{n1} & L_{n1} & \cdots & L_{nn} \end{pmatrix} \qquad \boldsymbol{C} = \begin{pmatrix} C_{11} & C_{12} & \cdots & C_{1n} \\ C_{21} & C_{22} & \cdots & C_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ C_{n1} & C_{n1} & \cdots & C_{nn} \end{pmatrix} \tag{3.3}$$

Une fois les matrices **L** **et C** déterminées la matrice G peut être obtenue à partir de la relation $\boldsymbol{G} = \frac{\sigma}{\varepsilon}\,\boldsymbol{C} = \mu\,\sigma\,\boldsymbol{L^{-1}}$.

$$\boldsymbol{G} = \begin{pmatrix} G_{11} & G_{12} & \cdots & G_{1n} \\ G_{21} & G_{22} & \cdots & G_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G_{n1} & G_{n1} & \cdots & G_{nn} \end{pmatrix} \tag{3.4}$$

La résistance des pertes métalliques peut être obtenue à partir de la longueur L, la largeur W et l'épaisseur de métallisation t_m de la ligne :

$$R_{dc} = {}^{\mathrm{L}}/_{\sigma W t_m} \tag{3.5}$$

La matrice résistance se présente alors par les éléments diagonaux de la manière suivante:

$$\boldsymbol{R} = diag(\, R_{11}\,, \quad \cdots, \quad R_{nn}) \tag{3.6}$$

2.4 Mise en équations de la structure MTL

Dans l'hypothèse d'une propagation quasi-TEM, les équations des télégraphistes aux dérivées partielles dans le domaine de Laplace pour une ligne de transmission multiconducteurs uniforme, sont données par [77]:

$$\frac{\partial}{\partial \mathrm{z}}\mathbf{V}(\mathrm{z},\mathrm{s}) + \mathbf{RI}(\mathrm{z},\mathrm{s}) + \mathrm{s}\mathbf{LI}(\mathrm{z},\mathrm{s}) = \mathbf{V}_{\mathrm{F}}(\mathrm{z},\mathrm{s}) \tag{3.7}$$

$$\frac{\partial}{\partial z}\boldsymbol{I}(z,s) + \boldsymbol{GV}(z,s) + s\boldsymbol{CV}(z,s) = \boldsymbol{I}_F(z,s) \tag{3.8}$$

Dans le cas où les pertes diélectriques et métalliques ne dépendent pas de la fréquence, l'application des lois de Kirchhoff au schéma de la figure (3.2) permet de mettre le problème sous la forme d'équations aux dérivées partielles matricielles. Les vecteurs courant **I** et tension **V** sont évalués le long de la ligne à tout instant en résolvant le système d'équations suivant [30], [78]:

$$\frac{\partial}{\partial z}\boldsymbol{V}(z,t) + \boldsymbol{RI}(z,t) + \boldsymbol{L}\frac{\partial}{\partial t}\boldsymbol{I}(z,t) = \boldsymbol{V}_F(z,t) \tag{3.9}$$

$$\frac{\partial}{\partial z}\boldsymbol{I}(z,t) + \boldsymbol{GV}(z,t) + \boldsymbol{C}\frac{\partial}{\partial t}\boldsymbol{V}(z,t) = \boldsymbol{I}_F(z,t) \tag{3.10}$$

Leurs solutions décrivent la variation du courant et de la tension en fonction du temps et de l'espace le long de la ligne. Afin d'établir ces équations, nous considérons un tronçon de ligne de longueur ℓ, compris entre z et $z + \Delta z$, composé d'éléments longitudinaux $R.\Delta z$ et $L.\Delta z$, et d'éléments transversaux $C.\Delta z$ et $G.\Delta z$. Les tensions et les courants sont respectivement $V(z,t)$ et $I(z,t)$ à l'entrée, et $V(z+\Delta z,t)$ et $I(z+\Delta z,t)$ en sortie.

Dans le cas où la dépendance fréquentielle des pertes $\boldsymbol{R}$ et $\boldsymbol{G}$ ne peuvent plus être ignorées, les équations (3.9) et (3.10) deviennent :

$$\frac{\partial}{\partial z}\boldsymbol{V}(z,t) + \boldsymbol{Z}_{int}(z,t) * \boldsymbol{I}(z,t) + \boldsymbol{L}\frac{\partial}{\partial t}\boldsymbol{I}(z,t) = \boldsymbol{V}_F(z,t) \qquad (3.11)$$

$$\frac{\partial}{\partial z}\boldsymbol{I}(z,t) + \boldsymbol{G}(z,t) * \boldsymbol{V}(z,t) + \boldsymbol{C}\frac{\partial}{\partial t}\boldsymbol{V}(z,t) = \boldsymbol{I}_F(z,t) \qquad (3.12)$$

où * représente le produit de convolution :

$\boldsymbol{Z}_{int}(z,s)\boldsymbol{I}(z,s) \Leftrightarrow \boldsymbol{Z}_{int}(z,t) * \boldsymbol{I}(z,t)$ et $\boldsymbol{G}(z,s)\boldsymbol{V}(z,s) \Leftrightarrow \boldsymbol{G}(z,t) * \boldsymbol{V}(z,t)$

2.4.1 Pertes métalliques

L'impédance interne du conducteur Z_{int}, indiquée dans l'équation (3.11), représente les pertes métalliques. Elle est composée de deux termes: la résistance et l'inductance internes. $Z_{int}(s) = R + sL_{int}(s)$ En général l'impédance est une fonction non linéaire de la fréquence modélisant le phénomène de l'effet de peau. Ainsi, pour introduire la dépendance fréquentielle des pertes métalliques, nous utilisons l'approximation de l'impédance interne de Nahman [79] où $Z_{int}(s) = A + B\sqrt{s}$, le terme s est la variable de la transformée de Laplace.

Pour une ligne de transmission multiconducteurs uniforme :

$$\mathbf{A} = {}^{1}\!/_{\sigma_m \mathbf{W} t_m} \qquad (3.13)$$

$$\mathbf{B} = \sqrt{{}^{\boldsymbol{\mu}}\!/_{\boldsymbol{\sigma}_\mathbf{m}}} \cdot {}^{\mathbf{1}}\!/_{\mathbf{2}(\mathbf{W} + \mathbf{t}_\mathbf{m})} \qquad (3.14)$$

Avec :

- σ_m : La conductivité du conducteur ;
- t_m : L'épaisseur du conducteur ;
- W : La largeur du conducteur ;
- μ : La perméabilité.

Dans le domaine temporel et en accord avec l'expression de Z_{int} dans [79], le produit de convolution $\boldsymbol{Z}_{int}(z,t) * \boldsymbol{I}(z,t)$ devient :

$$\boldsymbol{Z}_{int}(z,t) * \boldsymbol{I}(z,t) = Lap^{-1}\left(\boldsymbol{Z}_{int}(z,s)\boldsymbol{I}(z,s)\right) = Lap^{-1}\left(\boldsymbol{AI}(z,s) + \boldsymbol{B}\frac{1}{\sqrt{s}}s\boldsymbol{I}(z,s)\right) \quad (3.15)$$

Sachant que $Lap^{-1}\left(\frac{1}{\sqrt{s}}\right) = \frac{1}{\sqrt{\pi t}}$, l'équation (3.13) devient :

$$\mathbf{Z_{int}(z,t) * I(z,t) = AI(z,t) + \frac{B}{\sqrt{\pi}}\int_0^t \frac{1}{\sqrt{\xi}}\frac{\partial I(z,t-\xi)}{\partial(t-\xi)}d\xi} \quad (3.16)$$

où le terme $\boldsymbol{D}(t) = \frac{\partial \boldsymbol{I}(z,t)}{\partial t}$ est presque constant dans l'intervalle Δt [60], [80] le produit de convolution devient :

$$\mathbf{\int_0^t \frac{1}{\sqrt{\xi}}D(t-\xi)d\xi \cong \int_0^{(n+1)\Delta t}\frac{1}{\sqrt{\xi}}D[(n+1)\Delta t-\xi]d\xi \cong \sum_{m=0}^{n} D^{n+1-m}\int_{m\Delta t}^{(m+1)\Delta t}\frac{d\xi}{\sqrt{\xi}} = \sqrt{\Delta t}\sum_{m=0}^{n} D^{n+1-m}\int_m^{m+1}\frac{d\tau}{\sqrt{\tau}}} \quad (3.17)$$

En discrétisant l'équation (3.11) conformément à la formulation de la FDTD et en utilisant le développement du produit de convolution de (3.16), on trouve :

$$\mathbf{\frac{1}{\Delta z}\left[V_{k+1}^{n+1} - V_k^{n+1}\right] + \frac{1}{\Delta t}L\left[I_k^{n+\frac{3}{2}} - I_k^{n+\frac{1}{2}}\right] + \frac{1}{2}A\left[I_k^{n+\frac{3}{2}} + I_k^{n+\frac{1}{2}}\right] + \frac{B}{\sqrt{\pi\Delta t}}\sum_{m=0}^{n}\left[I_k^{n+\frac{3}{2}-m} - I_k^{n+\frac{1}{2}-m}\right]\int_m^{m+1}\frac{d\tau}{\tau} = \frac{1}{\Delta z}\left[E_{T,k+1}^{n+1} - E_{T,k}^{n+1}\right] - \frac{1}{2}\left[E_{L,k}^{n+\frac{3}{2}} + E_{L,k}^{n+\frac{1}{2}}\right]} \quad (3.18)$$

Ce qui nous donne la solution finale de (3.11) pour $1 \leq k \leq ndz$:

$$\mathbf{I_k^{n+3/2} = DEI_k^{n+1/2} - \frac{D}{\Delta z}\left(V_{k+1}^{n+1} - V_k^{n+1}\right) + \frac{D}{\Delta z}\left[E_{T,k+1}^{n+1} - E_{T,k}^{n+1}\right] - \frac{D}{2}\left[E_{L,k}^{n+\frac{3}{2}} + E_{L,k}^{n+\frac{1}{2}}\right] - \frac{\Delta z}{\sqrt{\pi\Delta t}}DBT^n} \quad (3.19)$$

avec :

$$\boldsymbol{D} = \left(\boldsymbol{L}/\boldsymbol{\Delta t} + \boldsymbol{A}/\boldsymbol{2} + \boldsymbol{2B}/\sqrt{\boldsymbol{\pi\Delta t}}\right)^{-1} \quad (3.20)$$

$$\boldsymbol{E} = \boldsymbol{L}/\boldsymbol{\Delta t} - \boldsymbol{A}/\boldsymbol{2} + \boldsymbol{2B}/\sqrt{\boldsymbol{\pi\Delta t}} \quad (3.21)$$

$$\boldsymbol{T}_k^n = \sum_{m=1}^{n} \left[\boldsymbol{I}_k^{n+\frac{3}{2}-m} - \boldsymbol{I}_k^{n+\frac{1}{2}-m} \right] \int_m^{(m+1)} \frac{d\tau}{\tau} \qquad (3.22)$$

2.4.2 Pertes diélectriques

En ce qui concerne les pertes diélectriques, nous utilisons la formule de Qingjian de la conductance $G(s) = G^{dc} + {}^{S}/_{(s+1/\tau_p)}\, G^{df}$ comme dans [47] pour introduire leur dépendance fréquentielle.

Pour une ligne de transmission multiconducteurs uniforme :

$$\mathbf{G^{dc}} = {}^{\sigma_{di}}/_{\boldsymbol{\varepsilon}}\, \mathbf{C} \qquad (3.23)$$

Avec :

- σ_{di} : La conductivité du diélectrique ;
- ε : La permittivité ;
- τ_p : La constante de temps caractéristique du substrat diélectrique.

Dans le domaine temporel, et en accord avec l'expression de *G(s)* dans [47], le produit de convolution $\boldsymbol{G}(z,t) * \boldsymbol{V}(z,t)$ devient :

$$\boldsymbol{G(z,t) * V(z,t) = Lap^{-1}\big(G(z,s)V(z,s)\big) = Lap^{-1}\left(G^{dc}V(z,s) + G^{df}sV(z,s)\right)} \qquad (3.24)$$

donc :

$$\mathbf{G(z,t) * V(z,t) = G^{dc}V(z,t) + G^{df}\int_0^t e^{-\frac{\tau}{\tau_p}} \frac{\partial V(z,t-\tau)}{\partial(t-\tau)} d\tau} \qquad (3.25)$$

où le terme $\boldsymbol{F}(t) = \frac{\partial \boldsymbol{V}(z,t)}{\partial t}$ est presque constant dans l'intervalle temporel Δt [60], [80], le produit de convolution devient :

$$\int_0^t e^{-\frac{\xi}{\tau_p}} \boldsymbol{F}(t-\xi)d\xi \cong \int_0^{(n+1)\Delta t} e^{-\frac{\xi}{\tau_p}} \boldsymbol{F}[(n+1)\Delta t - \xi]d\xi \cong$$

$$\sum_{m=0}^{n} \boldsymbol{F}^{n+1-m} \int_{m\Delta t}^{(m+1)\Delta t} e^{-\frac{\xi}{\tau_p}} d\xi = \Delta t \sum_{m=0}^{n} \boldsymbol{F}^{n+1-m} \int_m^{m+1} e^{-\frac{\Delta t}{\tau_p}\tau} d\tau \qquad (3.26)$$

Ainsi l'équation (3.12) devient :

$$\frac{1}{\Delta z}\left[\mathbf{I}_{k}^{n+\frac{1}{2}}-\mathbf{I}_{k-1}^{n+\frac{1}{2}}\right]+\frac{1}{\Delta t}\mathbf{C}\left[\mathbf{V}_{k}^{n+1}-\mathbf{V}_{k}^{n}\right]+\frac{1}{2}\mathbf{G^{dc}}\left[\mathbf{V}_{k}^{n+1}+\mathbf{V}_{k}^{n}\right]+$$

$$\mathbf{G^{df}}\sum_{m=0}^{n}\left[\mathbf{V}_{k}^{n+1-m}-\mathbf{V}_{k}^{n-m}\right]\int_{m}^{m+1}e^{-\frac{\Delta t}{\tau_p}\tau}d\tau=-\frac{1}{\Delta t}\mathbf{C}\left[\boldsymbol{E}_{T,k}^{n+1}-\boldsymbol{E}_{T,k}^{n}\right] \quad (3.27)$$

Ce qui nous donne la solution finale de (3.12) pour $2 \leq k \leq ndz$:

$$\mathbf{V}_{k}^{n+1}=\mathbf{MNV}_{k}^{n}+\mathbf{M}\frac{1}{\Delta z}\left(\mathbf{I}_{k-1}^{n+\frac{1}{2}}-\mathbf{I}_{k}^{n+\frac{1}{2}}\right)-\mathbf{MC}\frac{1}{\Delta t}\left[\mathbf{E}_{T,k}^{n+1}-\mathbf{E}_{T,k}^{n}\right]$$

$$-\mathbf{MG^{df}}\sum_{m=1}^{n}\left[\mathbf{V}_{k}^{n+1-m}-\mathbf{V}_{k}^{n-m}\right]f(m) \quad (3.28)$$

avec :

$$\mathbf{M}=\left(\frac{1}{\Delta t}\mathbf{C}+\frac{1}{2}\mathbf{G^{dc}}+\mathbf{G^{df}}f(0)\right)^{-1} \quad (3.29)$$

$$\mathbf{N}=\frac{1}{\Delta t}\mathbf{C}-\frac{1}{2}\mathbf{G^{dc}}+\mathbf{G^{df}}f(0) \quad (3.30)$$

$$f(m)=\int_{m}^{(m+1)}e^{-\frac{\Delta t}{\tau_p}\tau}d\tau \quad (3.31)$$

$$f(0)=\int_{0}^{1}e^{-\frac{\Delta t}{\tau_p}\tau}d\tau \quad (3.32)$$

3. Etude théorique sur les circuits microondes

Dans cette partie du chapitre, l'excitation externe est une onde plane de polarisation TM (Tranverse Magnétique : est un mode de propagation tel que $B_z \equiv 0$, c'est-à-dire tel que le champ magnétique est orthogonal à la direction de propagation), et ayant les mêmes caractéristiques que celle considérée dans le chapitre 2. Cette onde arrive sous incidence rasante($\theta_P = 90°$), l'azimut ($\varphi_P = -90°$) et l'angle de polarisation ($\theta_E = 90°$). Le premier point illuminé de la ligne à t = 0 est z = 0. L'amplitude de l'onde est un échelon de temps de montée de 1 ns et de valeur finale 10 KV/m.

3.1 Structure MTL avec pertes dépendantes de la fréquence

3.1.1 Circuit étudié

L'exemple traité dans cette partie, consiste en une ligne de transmission multiconducteurs uniforme, d'une longueur de 30cm, chargée par deux résistances (Figure 3.3), et illuminée par le champ électromagnétique externe. Les paramètres par unité de longueur de ligne considérée sont [81]:

$$\boldsymbol{L} = \begin{pmatrix} 494.6 & 63.3 \\ 63.3 & 494.6 \end{pmatrix} \frac{nH}{m} \quad , \quad \boldsymbol{C} = \begin{pmatrix} 62.8 & -4.9 \\ -4.9 & 62.8 \end{pmatrix} \frac{pF}{m}$$

$$\boldsymbol{R} = \begin{pmatrix} 0.1 & 0.02 \\ 0.02 & 0.1 \end{pmatrix} \frac{\Omega}{m} \quad , \quad \boldsymbol{G} = \begin{pmatrix} 0.1 & -0.01 \\ -0.01 & 0.1 \end{pmatrix} \frac{S}{m}$$

Il convient de noter que les paramètres de simulation nécessaires selon l'algorithme FDTD sont:

$$\Delta t = 4\ ps \qquad \Delta z = 1\ mm \qquad NDZ = 300 \qquad v_{pmax} = \ 1.9 \times 10^8 \frac{m}{s}$$

L'importance de ce circuit réside dans le fait qu'il regroupe à la fois deux facteurs provoquant la distorsion de la réponse. En effet, il s'agit de la prise en compte des pertes dépendantes de la fréquence et de l'impact du couplage électromagnétique externe.

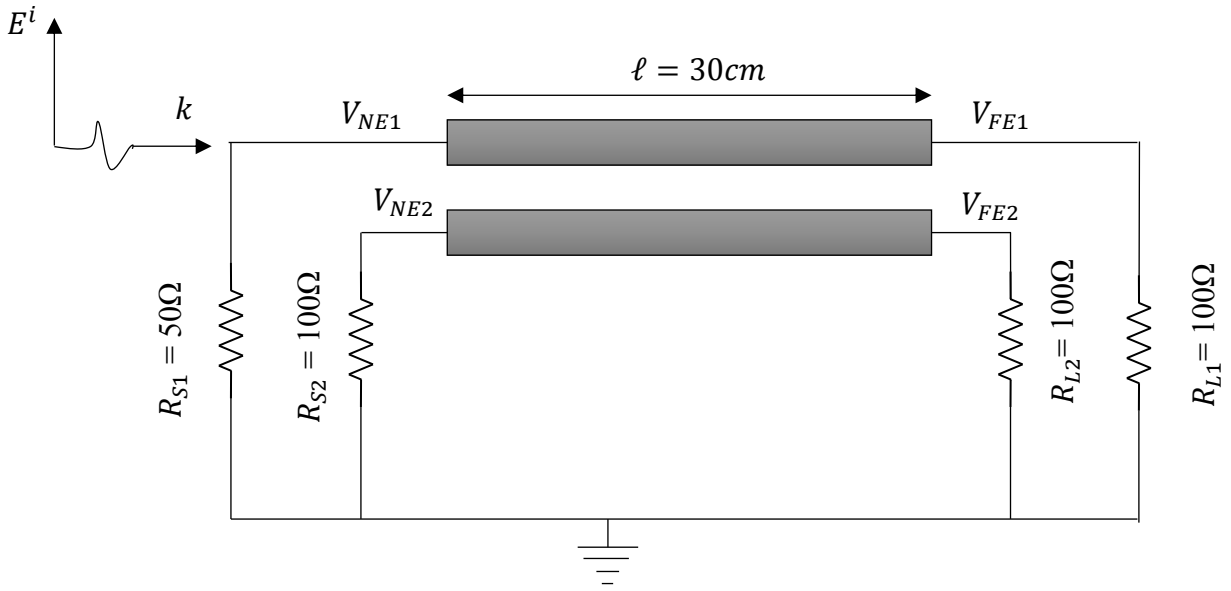


Figure 3. 3: Configuration d'une MTL chargée avec des résistances

3.1.2 Résultats de simulation

La méthode FDTD permet de résoudre les équations de la tension et du courant dans toute la ligne. On peut facilement en déduire l'impact de l'onde électromagnétique, ainsi l'effet des pertes dépendantes de la fréquence sur les extrémités des deux conducteurs. La propagation du champ électrique sur les lignes de la structure est présentée suivant les figures (3.4) et (3.5) ci-dessous :

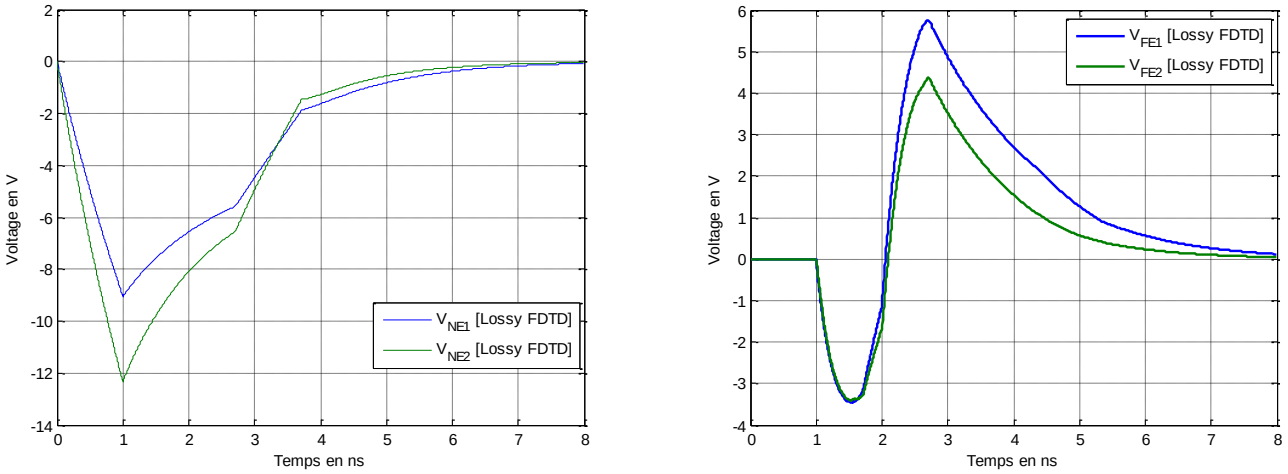


Figure 3. 4: Les tensions d'entrée et de sortie d'une MTL avec pertes dépendantes de la fréquence

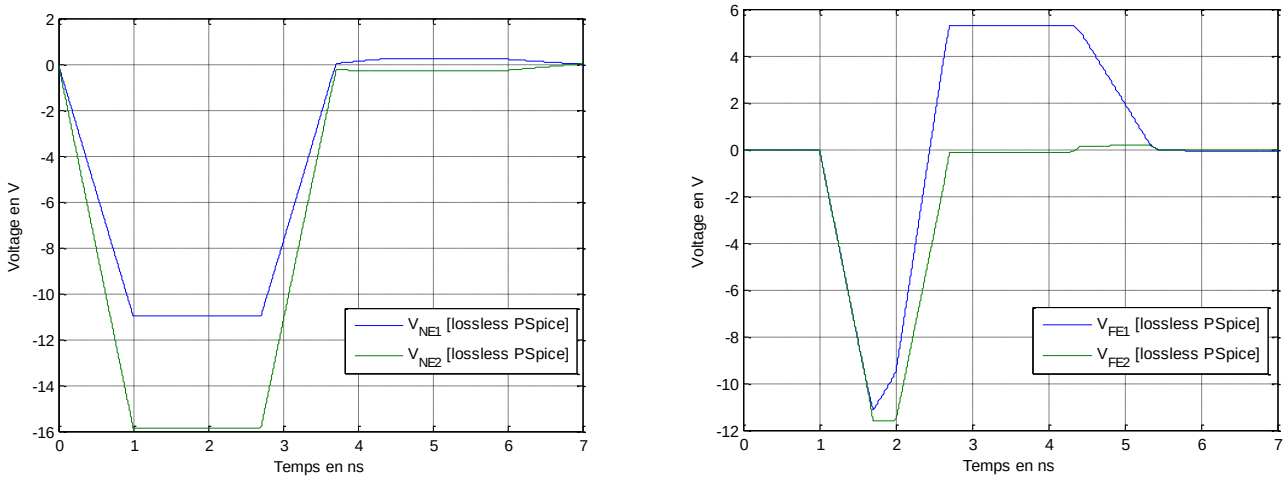


Figure 3. 5: Simulations PSpice des tensions d'entrée et de sortie de la MTL sans pertes

Etant donné que l'effet des pertes augmente généralement avec la longueur de la ligne et la fréquence de transmission, nous avons choisi d'analyser cet effet sur une ligne de longueur égale à 30cm.

D'après les figures (3.4) et (3.5), nous constatons que les pertes affectent non seulement la forme d'onde mais aussi l'amplitude du signal.

3.2 Structures MTL chargées par des multi-MESFETs

3.2.1 Circuit étudié

Les signaux microondes ont une longueur d'onde souvent plus petite que la taille des conducteurs utilisés. Comme un deuxième cas d'étude, nous avons choisi d'analyser l'effet du couplage pour un circuit de petites dimensions. C'est une MTL composée par cinq conducteurs microstrip sans pertes, d'une longueur de 2.54 cm, gravés sur un substrat de Silicium ($\varepsilon_r = 12$). Les conducteurs sont séparés par une distance de 24.64 µm. Les dimensions de la structure sont données suivant la figure ci-dessous.

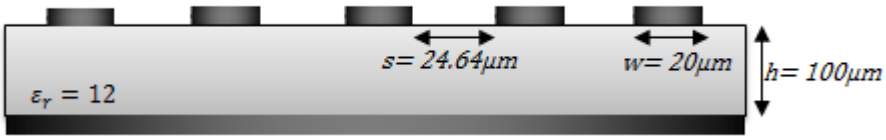


Figure 3. 6: Représentation de la MTL microstrip

3.2.2 Paramètres de la structure

Avec le schéma de discrétisation temporelle présenté dans le chapitre 2, une variation du courant entraîne une variation de tension, qui à son tour entraîne une variation de courant, et ainsi de suite, représentant ainsi très bien les phénomènes de propagation dans le volume de calcul. Cependant, l'algorithme FDTD est dispersif, c'est-à-dire qu'un signal se propageant dans le domaine de calcul FDTD subit des transformations (distorsion, atténuation) dues à la discrétisation. C'est pourquoi une bonne représentation numérique des phénomènes physiques ne peut être obtenue qu'après un choix judicieux des paramètres de discrétisation spatiale et temporelle (Δz, Δt). Le tableau ci-dessous présente les paramètres de discrétisation de la structure MTL étudié.

Tableau 3. 1: Paramètres de discrétisation spatio-temporelle

Temps max	**Δt (ps)**	**Δz(mm)**	**NDZ (cellules)**
8 ns	3.5	1	25

Les caractéristiques électriques de la structure à six conducteurs (sans pertes) peuvent être calculées numériquement en utilisant l'algorithme développé par C. Paul [30]. Ces caractéristiques sont présentées dans le tableau suivant :

Tableau 3. 2: Paramètres électriques de la structure MTL

Capacité linéique (pF/m)	$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} 30.4509 & -10.8466 & -1.95855 & -0.680753 & -0.400583 \\ -10.8466 & 34.4761 & -10.1477 & -1.74112 & -0.680753 \\ -1.95855 & -10.1477 & 34.5876 & -10.1477 & -1.95855 \\ -0.680753 & -1.74112 & -10.1477 & 34.4761 & -10.8466 \\ -0.400583 & -0.680753 & -1.95855 & -10.8466 & 30.4508 \end{pmatrix}$
Inductance linéique (nH/m)	$\mathbf{L} = \begin{pmatrix} 0.734067 & 0.307438 & 0.184249 & 0.121470 & 0.0849788 \\ 0.307438 & 0.729398 & 0.305467 & 0.183377 & 0.121470 \\ 0.184249 & 0.305467 & 0.728728 & 0.305467 & 0.184249 \\ 0.121470 & 0.183377 & 0.305467 & 0.729399 & 0.307438 \\ 0.0849788 & 0.121470 & 0.184249 & 0.307438 & 0.734067 \end{pmatrix}$
Vitesse de propagation (m/s)	$v_{pmax} = 2.5179 \times 10^8$

3.2.3 Modèle électrique

Afin d'illustrer le phénomène de couplage entre l'onde plane externe et cette structure micro-onde, notre choix est donc porté sur l'analyse d'une ligne uniforme microstrip. Prenons le cas de la figure (3.7) où nous avons une ligne de transmission à six conducteurs terminée à l'entrée par des résistances égales à 50Ω. A la sortie de la ligne, chaque conducteur est chargé par un transistor MESFET relié à la masse à travers une résistance de 50Ω. Le choix de 50Ω représente un cas souvent rencontré en pratique.

Le circuit équivalent de la structure est présenté suivant la figure (3.7).

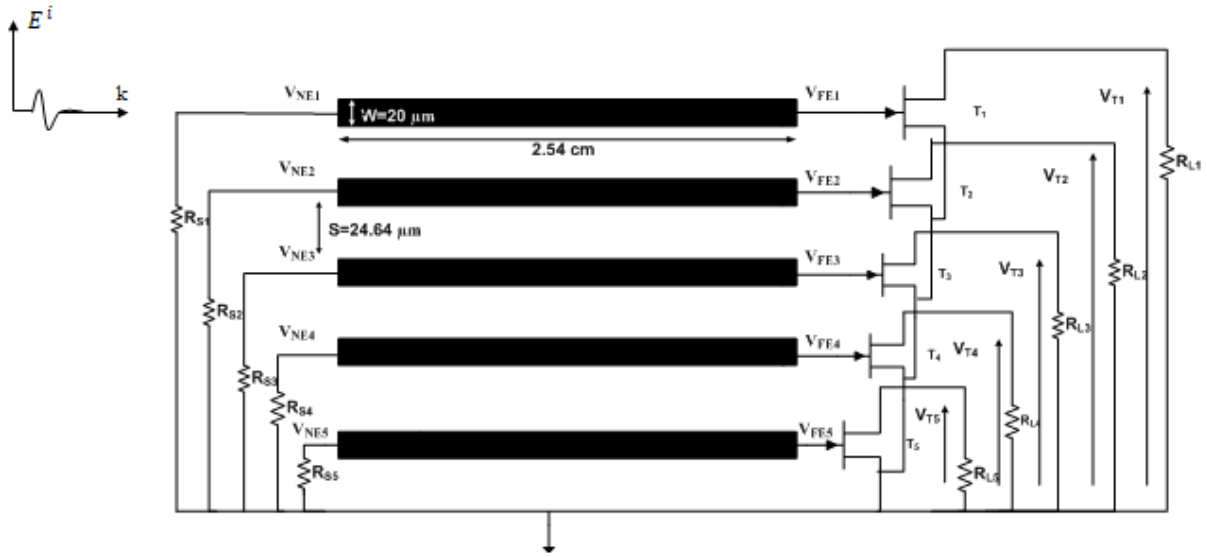
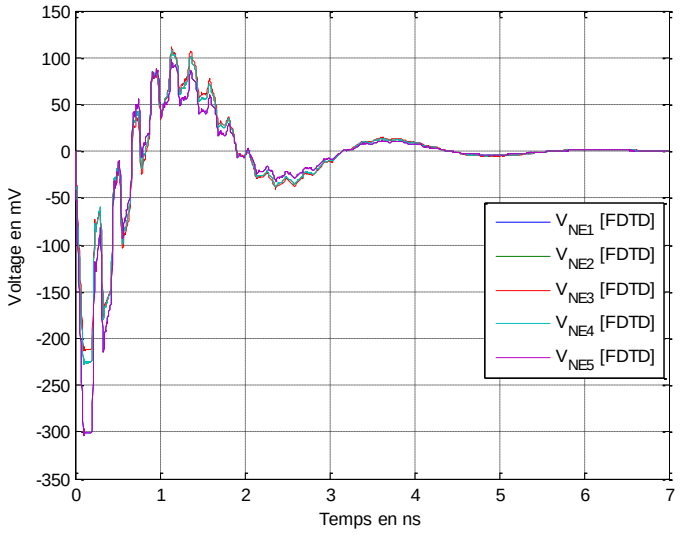


Figure 3. 7 : Configuration de la MTL chargées par des multi-MESFETs

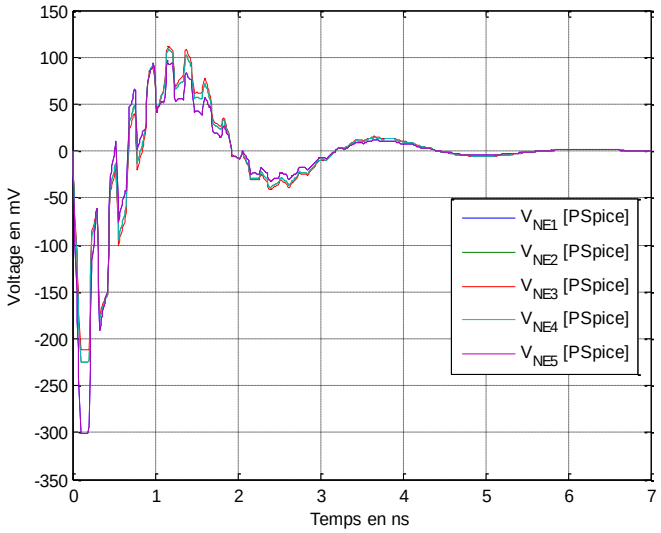
3.2.4 Résultats et discussions

La méthode FDTD simule la tension et le courant dans chaque point de la ligne. On peut facilement en déduire les tensions induites sur les extrémités des conducteurs et à la sortie du transistor. Sur les graphiques suivants, nous comparons les simulations de notre algorithme FDTD et celles du logiciel commercial PSpice (Cadence 16.6) pour deux différentes valeurs du temps de montée de l'onde plane incidente (0.1ns et 1ns).

La figure (3.8) montre le niveau de la tension induite, à l'entrée des conducteurs, pour un temps de montée de l'onde incidente $\tau_r = 0.1ns$.



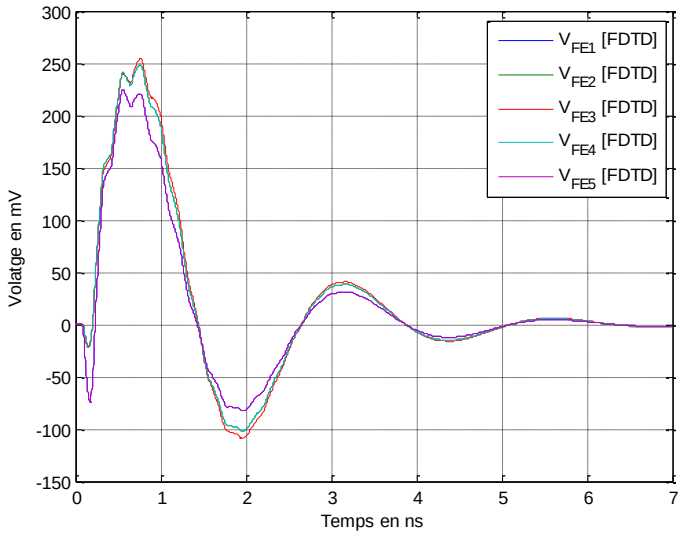
a)



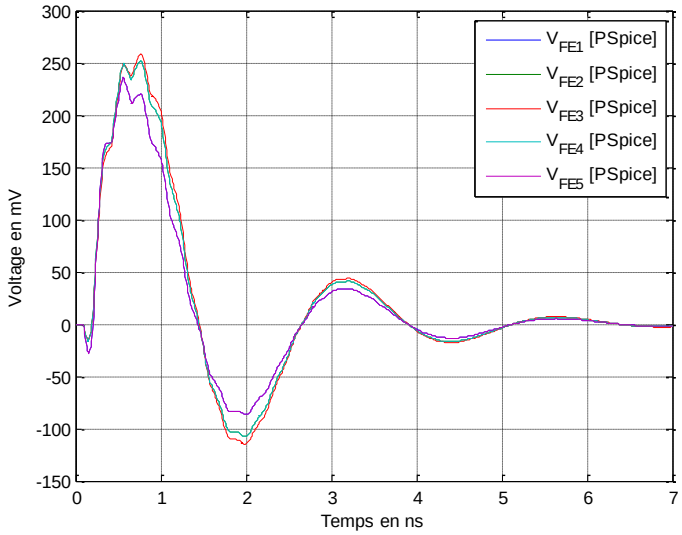
b)

Figure 3. 8: Tensions induites à l'entrée de la ligne pour un temps de montée de 0.1ns. a) Résultats FDTD, b) Résultats PSpice

Nous présentons dans la figure (3.9) les tensions induites à la sortie des conducteurs pour la même valeur du temps de montée.



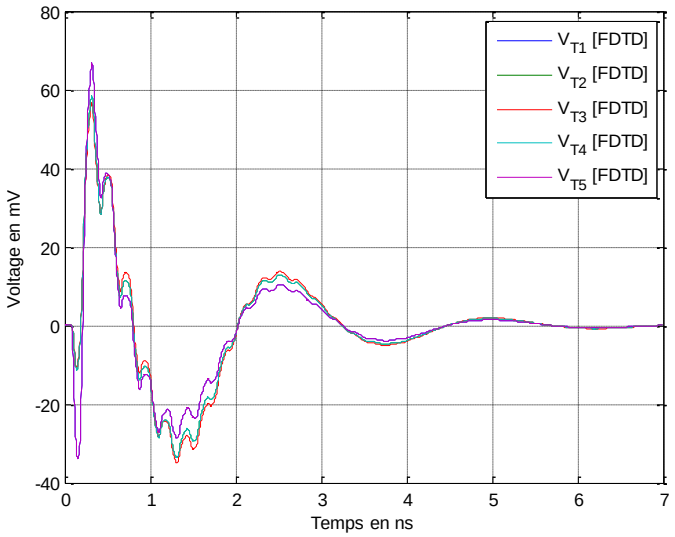
a)



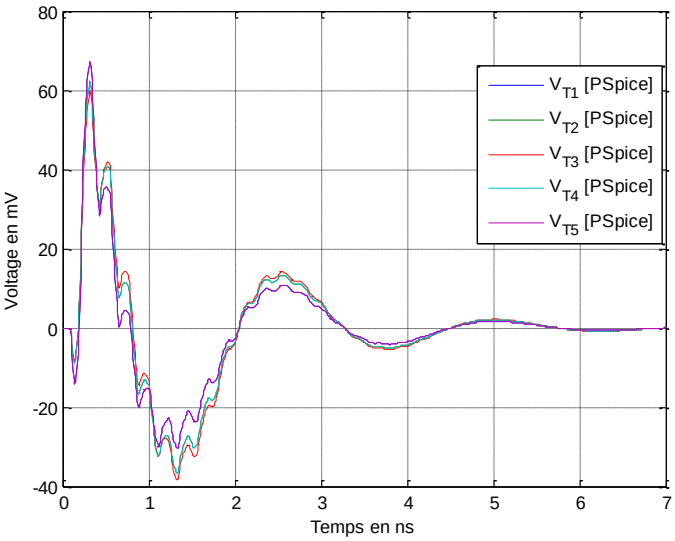
b)

Figure 3. 9: Tensions induites à la sortie de la ligne ; a) Simulations FDTD comparées par b) PSpice

Comme illustré dans la figure (3.10), le niveau de tension à la sortie du transistor MESFET (tension de drain) reste faible par rapport aux tensions induites aux extrémités de la ligne.



a)

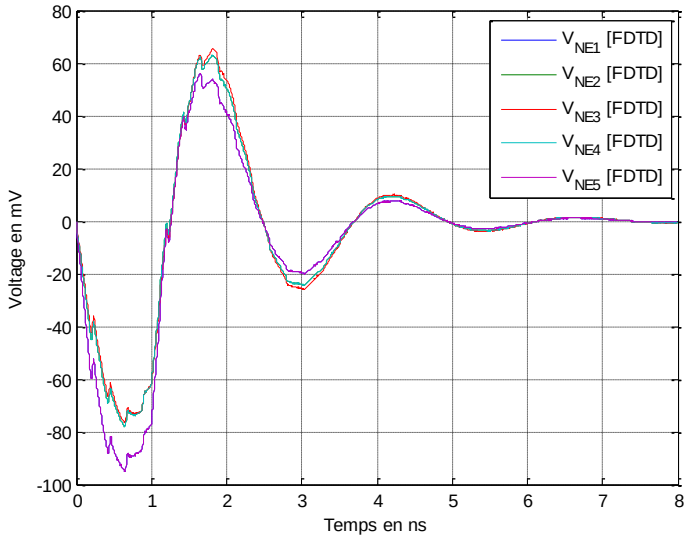


b)

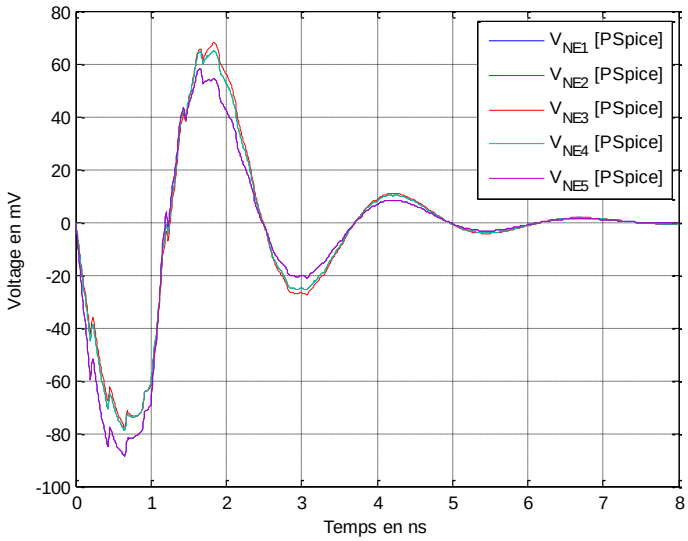
Figure 3. 10: Tension à la sortie du transistor MESFET ; a) FDTD, b) PSpice

Les résultats des figures suivantes sont simulés pour un temps de montée de 1ns.

Nous remarquons que si le temps de montée de l'onde incidente est augmenté, les tensions induites aux extrémités de la MTL deviennent stables. Le temps de montée est donc un facteur très important pour assurer la stabilité du signal.

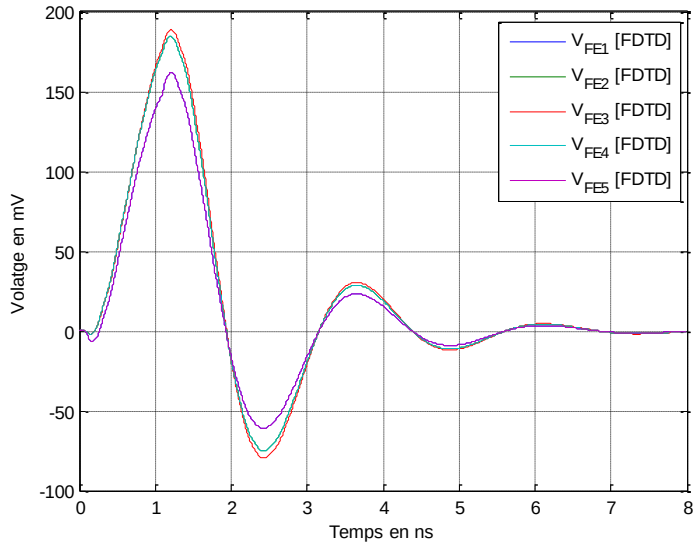


a)

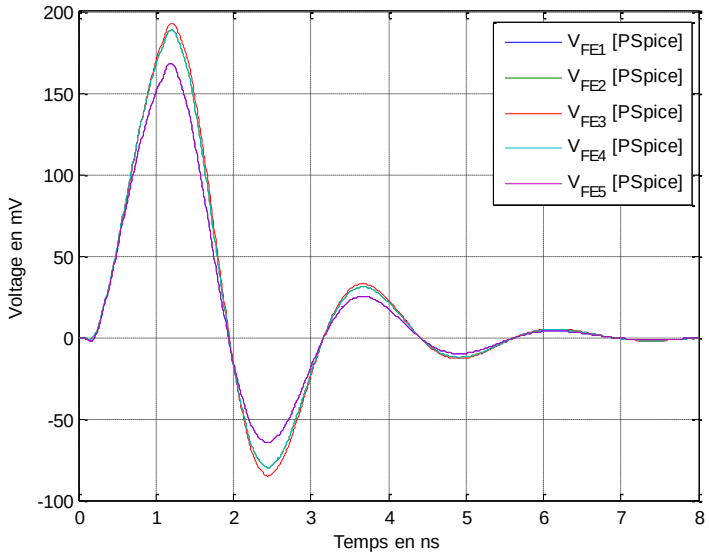


b)

Figure 3. 11: Tensions induites à l'entrée de la MTL pour un temps de montée de 1ns ; a) Simulations FDTD, b) Simulations PSpice

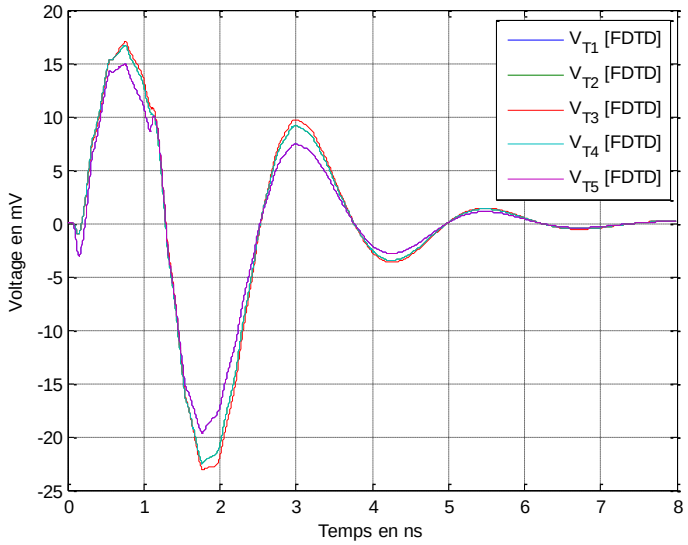


a)

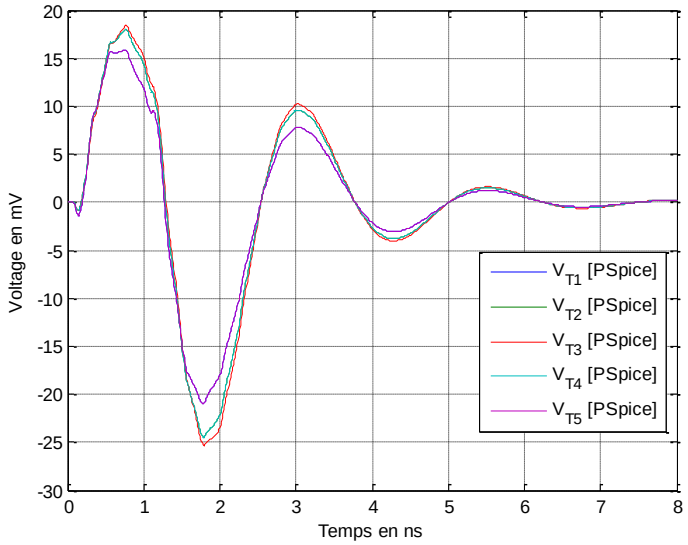


b)

Figure 3. 12: Tensions induites à la sortie de la MTL pour un temps de montée de 1ns; a) Résultats FDTD, b) Résultats PSpice



a)



b)

Figure 3. 13: Tensions de sortie V_T des transistors MESFETs ; a) Simulations FDTD, b) Simulations PSpice

Les résultats des simulations des codes FDTD, concordent avec ceux de simulation utilisant le logiciel PSpice. Ce qui prouve la performance de nos codes FDTD.

Nous avons constaté la distorsion et de la dégradation des formes d'onde le long d'une ligne de transmission dû à des réflexions causées par la désadaptation des impédances et la non linéarité des charges.

D'après les figures (3.10) et (3.13), on remarque que l'amplitude de la tension induite au niveau du drain du transistor MESFET réagit à la variation du temps de montée de l'onde incidente. Plus le temps de montée de la tension d'entrée est réduit, plus l'amplitude de la tension de sortie du transistor est importante. Par conséquent le fonctionnement des transistors peut être affecté si, par exemple, ils sont intégrés dans des circuits logiques où les temps de montée sont très faibles.

A l'issue de l'étude de ce circuit et compte tenu de sa complexité, le programme de calcul développé présente une grande souplesse accompagnée d'une bonne précision des résultats.

3.3 Structure MTL chargée par une charge mixte

3.3.1 Circuit étudié

Le 3ème circuit étudié est représenté sur la figure (3.14), où la configuration de l'onde plane incidente et du transistor sont identiques à la 1ère application de ce chapitre. Ici nous avons considéré une MTL composée par trois conducteurs microstrip gravés sur un substrat de permittivité relative $\varepsilon_r = 12$ ce qui correspond à un matériau de type silicon. Les conducteurs sont séparés par une distance de 24.64µm. Les paramètres géométriques de la structure sont donnés suivant la figure ci-dessous :

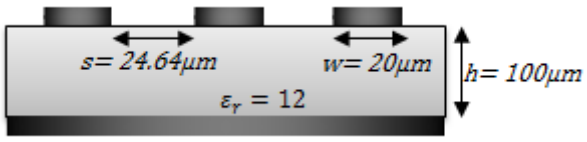


Figure 3. 14: Vue en coupe de trois conducteurs microstrip

3.3.2 Paramètres de la structure

A partir des paramètres géométriques des trois rubans définis dans la figure (3.14), les paramètres linéiques **L** et **C** sont calculés par la même méthode numérique utilisée dans la 1ère application et présentés ci-dessous:

Tableau 3. 3: Caractéristiques électriques de la structure étudiée

Capacité linéique (pF/m)	$\boldsymbol{C} = \begin{pmatrix} 127.006 & -42.5212 & -7.32693 \\ -42.5212 & 141.558 & -42.5204 \\ -7.32693 & -42.5212 & 127.006 \end{pmatrix}$
Inductance linéique (nH/m)	$\boldsymbol{L} = \begin{pmatrix} 733.267 & 308.227 & 185.888 \\ 308.227 & 729.413 & 308.228 \\ 185.888 & 308.228 & 733.268 \end{pmatrix}$
Vitesse de propagation (m/s)	$\boldsymbol{v_{pmax}} = 1.2741 \times 10^8$

3.3.3 Modèle électrique de la structure étudiée

La figure (3.15) montre la structure physique de la ligne de transmissions à étudier dans cette partie. Cette ligne est terminée par une charge mixte, constituée d'un transistor MESFET en configuration source commune relié à la masse par une résistance de 50Ω, et deux diodes en série avec deux résistances de 10Ω. Cette configuration est schématisée dans la figure ci-dessous.

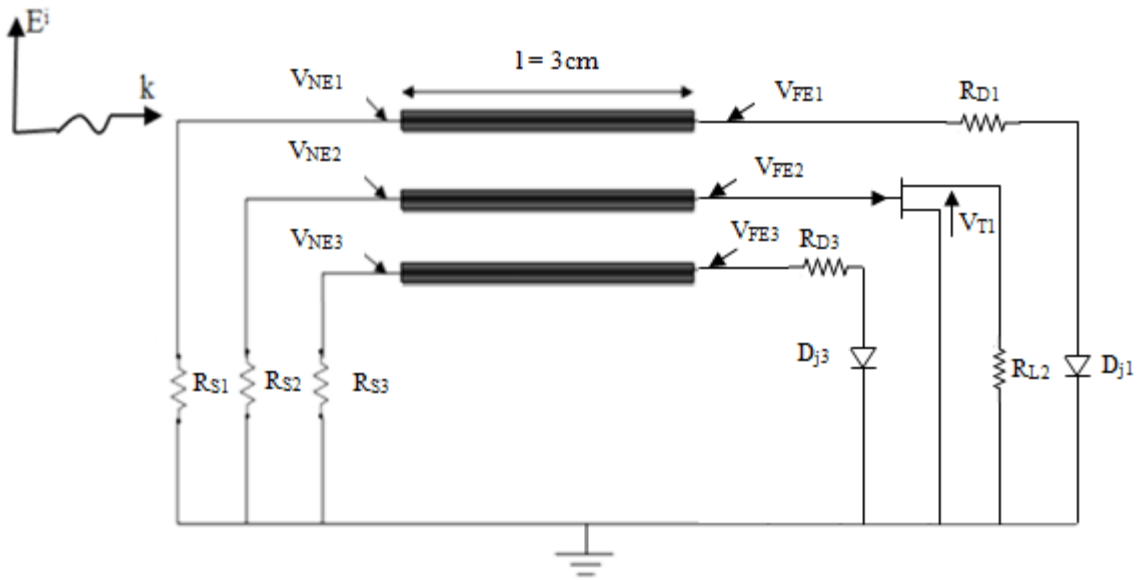


Figure 3. 15: Schéma électrique d'une MTL terminée par une charge non linéaire mixte

Le transistor est modélisé par son schéma équivalent intrinsèque en régime grand signal déjà détaillé dans le chapitre précédent. Les diodes sont modélisées par des capacités non linéaires qui sont caractérisées par:

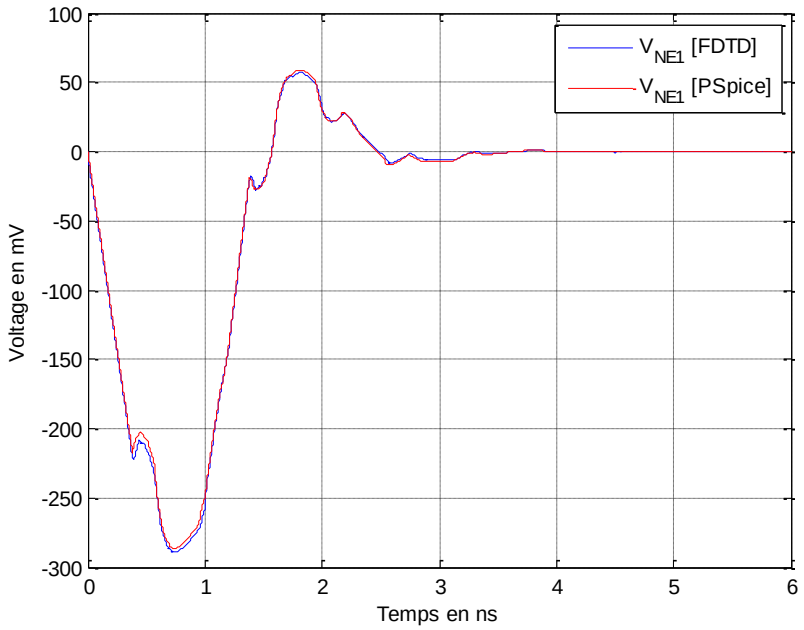
$$\boldsymbol{C_j = C_{j0}\left(1 - \frac{v_{ds}}{V_J}\right)^{M_J}} \tag{3.33}$$

Où $C_{jo} = 2\,pF$ est la capacité de polarisation de la jonction drain-source, $V_J = 0.7\,V$ est le potentiel interne de la jonction et $M_J = 0.5$ est le coefficient de gradation.

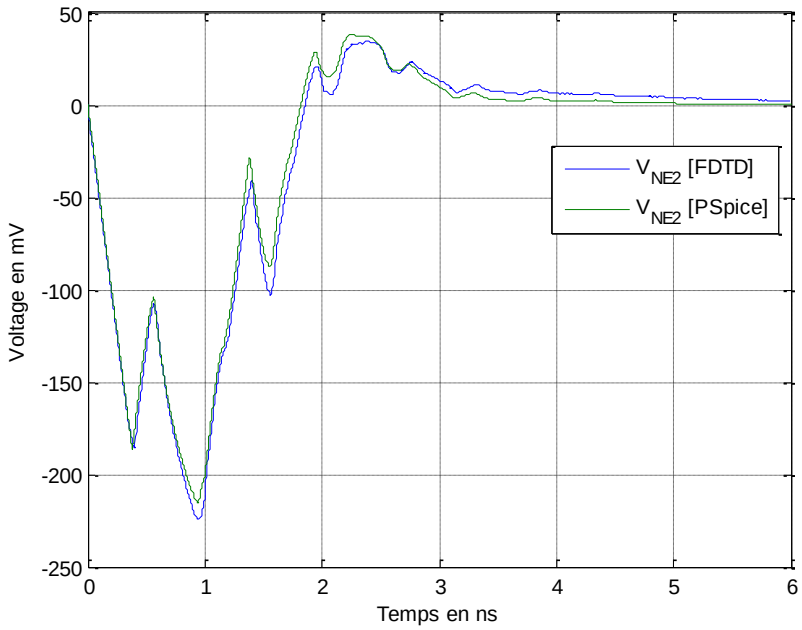
3.3.4 Résultats et discussion

Nous avons illuminé la structure étudiée par un signal échelon d'amplitude E_0= 10kV, pour un temps de montée de 1ns. Le code FDTD permet de calculer et de présenter la tension aux extrémités de la ligne et celle du drain du transistor et de la diode.

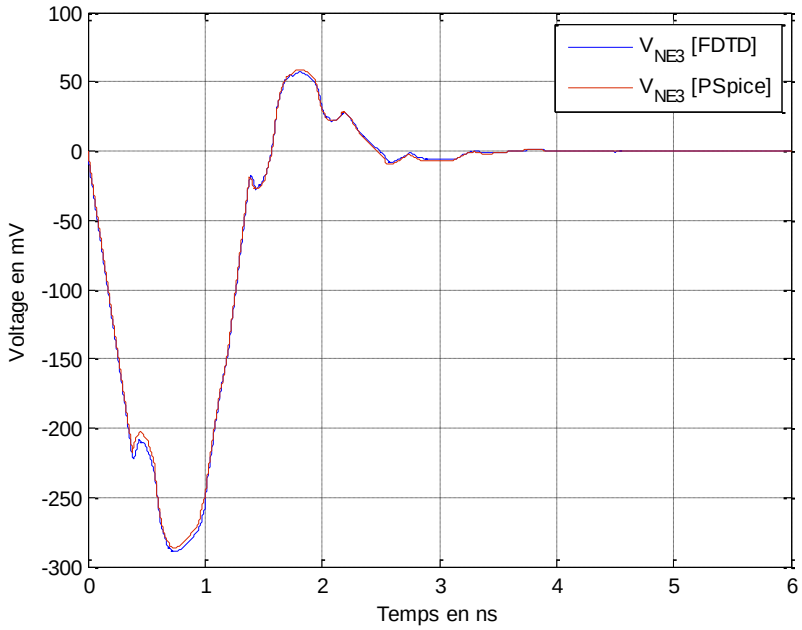
La figure (3.16), présente les résultats obtenus par la méthode FDTD et PSpice des tensions induites en fonction du temps à l'entrée de la structure MTL.



a)

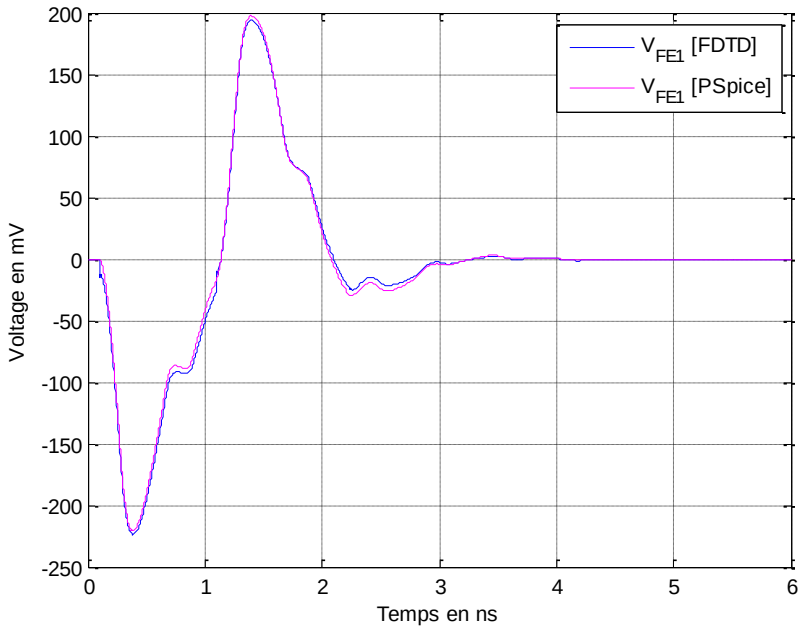


b)

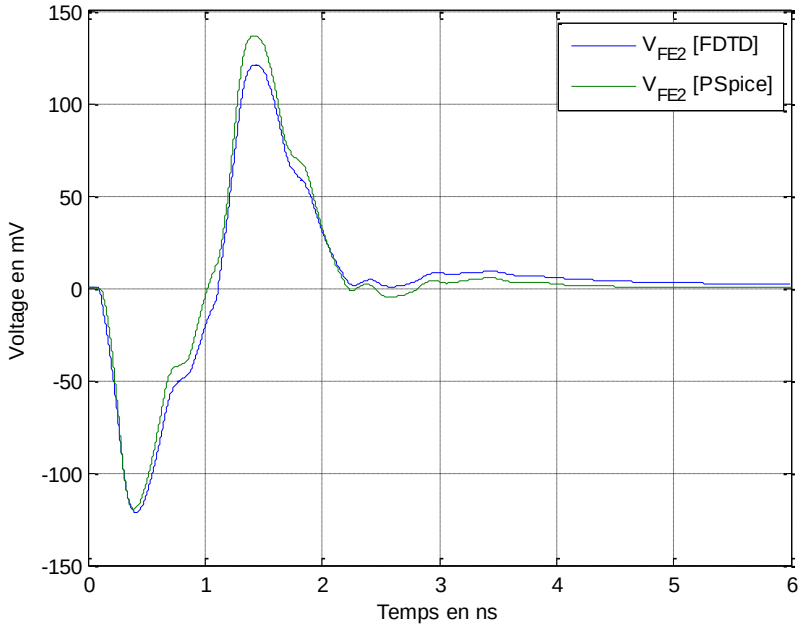


b)

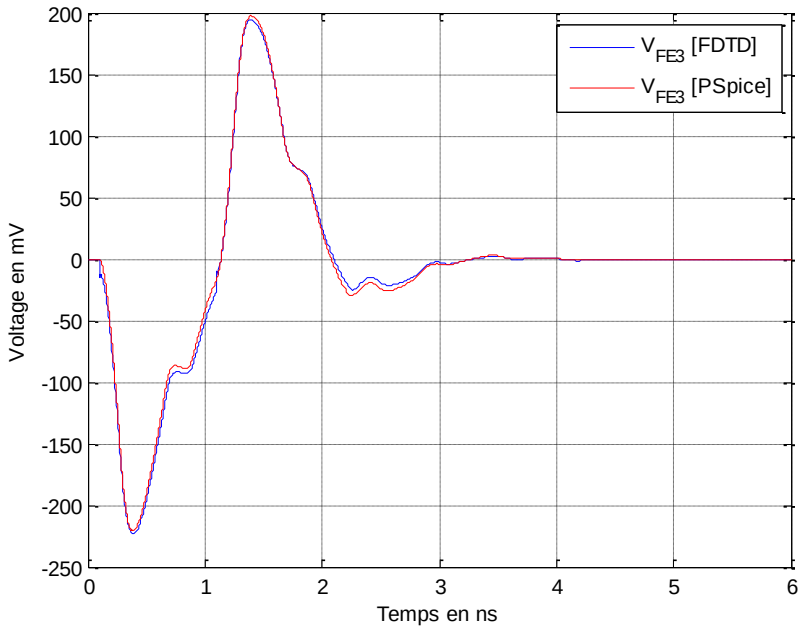
Figure 3. 16: Tensions d'entrée de la ligne; Résultats FDTD comparés avec ceux obtenus par PSpice.


V_{FE1} [FDTD]
V_{FE1} [PSpice]
Voltage en mV
Temps en ns
200
150
100
50
0
-50
-100
-150
-200
-250
0
1
2
3
4
5
6

a)


V_{FE2} [FDTD]
V_{FE2} [PSpice]
Voltage en mV
Temps en ns
150
100
50
0
-50
-100
-150
0
1
2
3
4
5
6

b)



b)

Figure 3. 17: Tensions de sortie de la ligne; resultats FDTD comparés avec ceux obtenus par PSpice.

La figure (3.17) est le résultat de simulations FDTD et PSpice de la tension aux bornes de la charge. Différents effets ont déjà été observés lors de l'illumination des éléments non linéaires tels que des diodes ou des transistors. L'effet le plus souvent observé est un phénomène de détection du signal d'agression.

Cette détection conduit généralement à une modification des points de fonctionnement, c'est-à-dire de la valeur moyenne de la tension aux bornes du composant et du courant le traversant. Sachant que la totalité des circuits électroniques utilisent des diodes et des transistors, comme par exemple les amplificateurs opérationnels, une modification de leur point de fonctionnement peut conduire à l'apparition d'offsets sur le signal de sortie des circuits. Comme de nombreuses applications analogiques sont basées sur l'utilisation d'amplificateurs opérationnels (AOps), la création d'offsets peut conduire à leurs mise en saturation et une diminution de la dynamique du circuit [82].

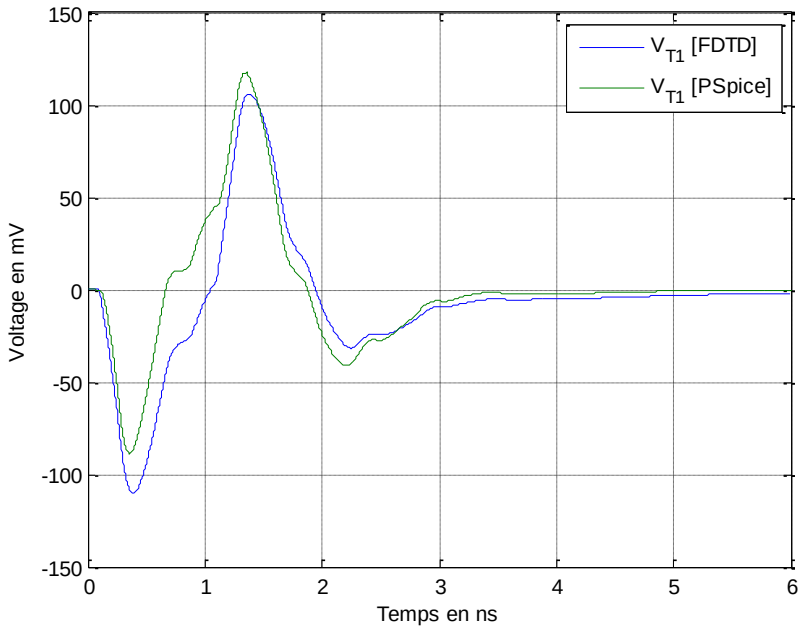


Figure 3. 18: Tension de transistor (ou de drain) évaluée par la FDTD et comparée par PSpice

Dans l'ensemble, les résultats de tensions induites obtenus par la FDTD, sont en bonne corrélation avec le logiciel commercial PSpice dans tout l'intervalle temporel d'analyse. Cet accord valide l'exactitude des codes FDTD développés sous MATLAB pour déterminer le comportement électromagnétique des structures microondes avec N conducteurs, chargées par des éléments localisés linéaires, non linéaires ou non linéaires complexes sur les deux extrémités, en tenant compte des conditions aux limites dans le domaine de calcul global. En effet, les amplitudes et les formes d'onde sont quasiment identiques.

4. Etude expérimentale sur les circuits microondes

4.1 Introduction

L'étude expérimentale sur les circuits hyperfréquences est effectuée à l'école supérieure d'électronique de l'Ouest à Angers, au laboratoire RF-EMC sous l'encadrement de Mr. Mohamed Ramdani et Mr. Mohamed Amellal.

Au niveau de la caractérisation de l'immunité des circuits électroniques, il existe plusieurs méthodes standardisées. Pour valider notre étude théorique avec une onde électromagnétique plane uniforme, nous avons utilisé une cellule GTEM pour agresser notre

circuit imprimé. L'utilisation de la cellule GTEM va nous permettre de créer un champ électromagnétique uniforme présentant un mode transverse électromagnétique.

Après une brève description du banc de mesure RF (la cellule GTEM + le générateur RF) nous présentons des simulations FDTD effectuées avec Matlab et des mesures de la cellule afin de caractériser le champ électromagnétique généré à l'intérieur. Puis nous décrivons la méthodologie de mesure pour la validation du code FDTD.

4.2 Cellule GTEM

4.2.1 Description de la GTEM

La cellule GTEM [40] est une variante haute fréquence de la cellule TEM aussi connue sous le nom de cellule de Crawford [83], [84]. La cellule GTEM est une sorte de cellule TEM asymétrique de forme pyramidale (Figure 3.19), contenant à l'intérieur un plan conducteur suspendu de forme évasive appelé SEPTUM, sous lequel est disposé l'équipement sous test [85].

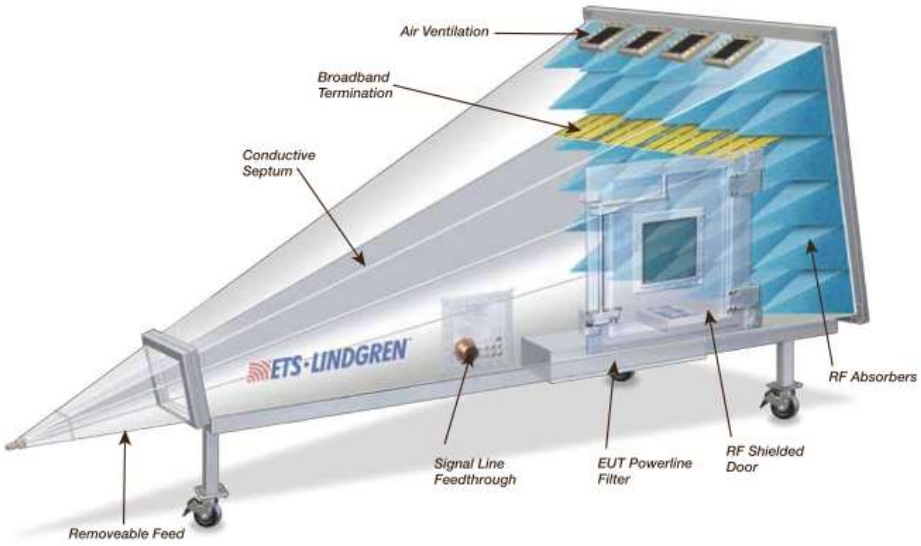


Figure 3. 19: Design de la cellule GTEM

Dans les cellules GTEM, le conducteur intérieur, ou le septum, est situé centralement à l'intérieur. Pour la cellule GTEM, le septum est dans le tiers supérieur de la cellule, procurant ainsi un plus grand volume d'essai sous le conducteur intérieur. Le septum se termine par deux types de charges. Pour les basses fréquences on utilise des charges liées directement à la

paroi de la cellule GTEM et pour les hautes fréquences on utilise une charge sous forme d'absorbants RAM (Radiation-Absorbent Material).

4.2.2 Setup de test de l'immunité

Dans cette partie, nous citons les équipements utilisés pour caractériser l'immunité du circuit sous test. Il faut dans un premier temps définir le type de mesure que l'on souhaite effectuer, à savoir avec ou sans déplacement de la sonde d'injection. Le générateur de signal doit être configuré sur le mode souhaité, signal harmonique ou modulé par exemple. L'unité de la puissance doit également être configurée afin de prévenir des erreurs. L'appareil qui sert pour l'analyse du critère de susceptibilité doit aussi bien entendu être programmé avant de démarrer la mesure. Une configuration typique pour les tests d'immunité comprend les équipements suivants:

- Logiciel de commande (LabWindows CVI);
- Générateur de signal RF (Agilent N5183A);
- Amplificateurs de puissance ;
- Coupleur directionnel ;
- Wattmètre ;
- GTEM ;
- Sonde de champ (pour la procédure d'étalonnage uniquement)

La figure (3.20) représente le montage de ces équipements.

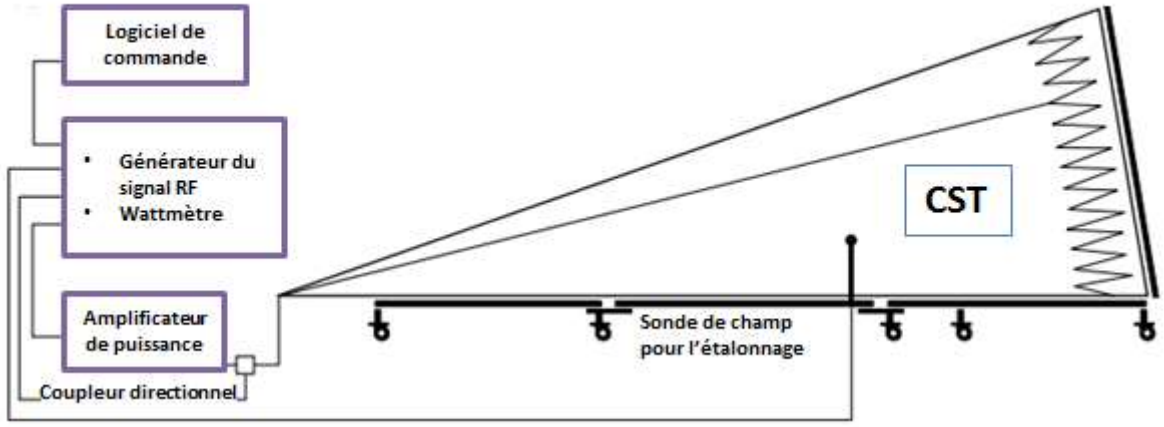


Figure 3. 20: Synoptique de mesure en immunité par la cellule GTEM

4.2.3 Banc de mesure RF

Le banc de mesure CEM est le noyau du laboratoire ESEO-EMC. Il permet d'effectuer des mesures d'immunité et d'émission conduite ou rayonnée. Sa partie agression conduite repose entièrement sur le principe de la méthode d'injection directe de puissance DPI (Direct Power Injection). La figure (3.21) présente l'ensemble des appareils de mesure et de contrôle du banc de mesure RF.



Figure 3. 21: Banc de mesure RF du laboratoire ESEO-CEM

Le banc de mesure RF est la partie responsable à la génération de la perturbation RF. Cette partie est constituée des équipements suivants :

- Un générateur RF (Agilent N5183A) capable de générer une forme d'onde représentative du signal d'agression. Sa puissance de sortie maximale est de 23 dBm et sa bande de fréquences est de 250 kHz à 20 GHz.

- Trois amplificateurs de puissance RF (Prâna AP32DT120, Milmega AS0104, Atlanthys ATL-AMP4G18G-8) pour amplifier le signal issu du générateur. Chacun des amplificateurs couvre une bande de fréquence précise avec un gain différent.

Le Prâna a une bande de fréquences de 10kHz à 1GHz et une puissance maximale de 20 W. Le Milmega dispose d'une bande de fréquences entre 800 MHz et 4 GHz et une puissance maximale de 30W. Enfin l'Atlanthys possède une bande de fréquences allant de 4 GHz à 18 GHz et une puissance maximale de 8W. Tous les trois présentent une impédance d'entrée/ sortie de 50 W. De plus, ils disposent aussi d'un coupleur bi-directionnel intégré, ce qui permet de mesurer la puissance réfléchie et incidente avec un facteur de couplage de - 48 dB. Le chevauchement des bandes de fréquences des différents amplificateurs permet d'amplifier le signal RF sur presque toute la bande de fréquences du générateur.

- Deux coupleurs unidirectionnels (Agilent 86205A, Agilent 773D) avec un facteur de couplage respectif de - 16 dB et - 20 dB. Ils couvrent une bande de fréquences entre 300 kHz et 6 GHz pour le premier et entre 2 GHz et 18 GHz pour le second.

- Un wattmètre double canal 18 GHz (Agilent E4419B) et deux sondes (Agilent E9304A) pour la mesure des puissances incidente et réfléchie. Les deux sondes permettent de relever les puissances en temps réel. Leur bande de fréquences est de 9 kHz à 18 GHz.

- Un switch RF 20 GHz (Agilent L4490A) qui permet de modifier la configuration de l'architecture de la partie RF. Il est important de noter que le gain des amplificateurs de puissance n'est pas linéaire sur toutes leurs bandes de fréquences respectives. Par conséquent, une boucle de correction des valeurs de puissances relevées est mise en place au niveau du logiciel de gestion et d'acquisition des mesures. Cette dernière permet de corriger après chaque lecture au wattmètre la puissance délivrée par le générateur RF. La même procédure est appliquée pour prendre en considération les coefficients d'atténuation des différents dispositifs.

4.2.4 Circuit sous test

Dans cette partie, nous étudions l'agression de notre circuit imprimé par une onde plane uniforme, nous réalisons expérimentalement l'exemple d'une MTL uniforme, chargée par des transistors et une diode (Figure 3.22). La ligne est d'une longueur égale à 3cm.



a) Vue top b) Vue Bottom

Figure 3. 22: Configuration d'une MTL uniforme terminée par une charge mixte

4.2.5 Modèle électrique

Les équations discrétisées de ce modèle ont été implémentées sous MATLAB. Le programme développé permet l'étude de la variation des tensions et des courants aux deux extrémités de la ligne en fonction des différents paramètres de l'onde plane (angle d'incidence (θ_P), angle de polarisation (θ_E), angle d'azimut (φ_P) et amplitude (E^i)), et des paramètres de la ligne microruban (longueur (ℓ), largeur (w), épaisseur (e), hauteur (h) et charges aux extrémités de la ligne (Z_S et Z_L)). Afin de valider ce modèle, des comparaisons sont réalisées en premier lieu avec des logiciels de simulation électromagnétique puis avec des mesures effectuées à l'aide d'une cellule GTEM. La figure (3.23) présente le modèle électrique du circuit sous test.

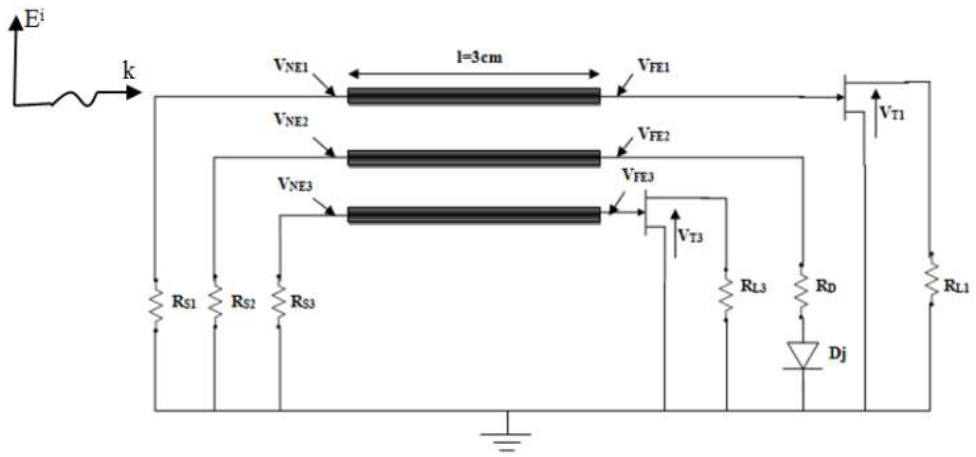


Figure 3. 23: Circuit électrique équivalent de la structure MTL avec une charge mixte

4.2.6 Paramètres de la structure

La structure à étudier est une ligne MTL microstrip d'impédance caractéristique $Z_C = 50\Omega$ d'une longueur $\ell = 3\,cm$, d'une largeur $w = 3\,mm$ et d'une épaisseur $t = 35\,\mu m$. Cette ligne se situe à une hauteur $h = 1.64\,mm$ par rapport au plan de masse. L'entrée de la ligne est connectée à des impédances de 50 Ω et la sortie est terminée par des charges non identiques complexes.

Les paramètres électriques de la structure MTL à quatre conducteurs sans pertes, sont présentés dans le tableau ci-dessous.

Tableau 3. 4 : Paramètres électriques de la structure étudiée

Capacité linéique (pF/m)	$\boldsymbol{C} = \begin{pmatrix} 120.276 & -0.45951 & -0.10285 \\ -0.45951 & 120.278 & -0.45951 \\ -0.10285 & -0.45951 & 120.276 \end{pmatrix} pF/m$
Inductance linéique (nH/m)	$\boldsymbol{L} = \begin{pmatrix} 0.313116 & 0.0063895 & 0.0015995 \\ 0.0063895 & 0.313111 & 0.0063894 \\ 0.0015995 & 0.0063894 & 0.313116 \end{pmatrix} nH/m$
Temps de propagation (ns)	$\boldsymbol{T_D} = 0.23823$

4.2.7 Paramètres de simulation et de mesure

La simulation consiste à étudier la variation de la tension induite dans la ligne en fonction de la fréquence de l'onde d'excitation. Cette étude est réalisée en variant la fréquence de 50 MHz jusqu'à 4 GHz avec un pas de 50 MHz.

Nous avons essayé d'adapter les paramètres de simulation à ceux de mesure afin d'avoir un certain niveau de corrélation entre les deux résultats obtenus. Ces paramètres sont cités dans le tableau suivant :

Tableau 3. 5: Les différents paramètres des études théorique et expérimentale

Paramètres de simulations	**Temps max**	**Δt (ps)**	**Δz(mm)**	**NDZ (cellules)**
	6 ns	4	1	30
Paramètres de mesure	**Fréquence**	**Puissance injectée**	**Type d'illumination**	
	De 50MHz à 4GHz	40 dBm	Vertical	

A l'emplacement de l'élément sous test nous avons placé une carte PCB de 10 x 10cm de dimension. Cette carte a été développée en veillant à ce que seule la ligne soit illuminée par le champ de la cellule GTEM. Pour cela, les connecteurs SMA sont déposés de l'autre côté de la carte. La figure (3.24) présente l'emplacement de la carte sur la GTEM.

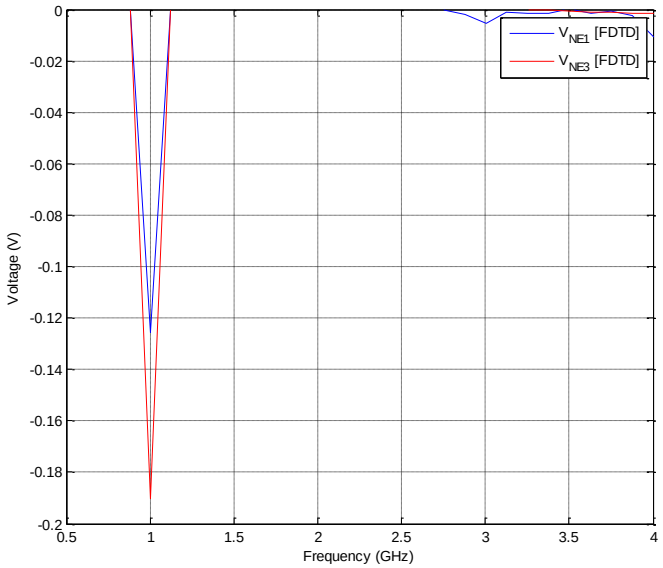
Avec l'avènement des systèmes numériques, l'analyse temporelle commence cependant à gagner du terrain sur l'analyse harmonique, mais souvent on utilise la théorie de Fourier, et après analyse harmonique, on déduit le comportement temporel par transformation de Fourier.



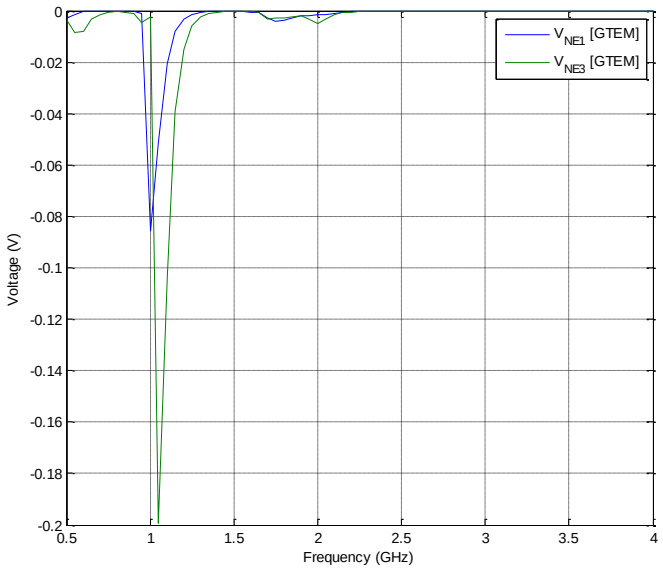
Figure 3. 24:Montage du circuit dans la GTEM

4.2.8 Résultats et discussions

Nous mentionnons que notre choix de conducteurs est arbitraire. Les variations des tensions induites en fonction de la fréquence à l'entrée de la ligne (V_{NE}) sont reportées sur la figure (3.25) et à la sortie de la ligne (V_{FE}) sont présentées sur la figure (3.26). Ces figures illustrent les tensions induites aux extrémités de la ligne et à la sortie du transistor. D'un point de vue général, si nous regardons les niveaux et les allures des courbes des tensions en fonction de la fréquence, nous remarquons que les résultats obtenus par notre code simulé et ceux obtenus par la cellule GTEM sont en bon accord malgré les quelques différences qui apparaissent dues principalement aux transformés de notre algorithme du domaine temporel au domaine fréquentiel, aux parasites causés par les soudures et les conditions de mesure.



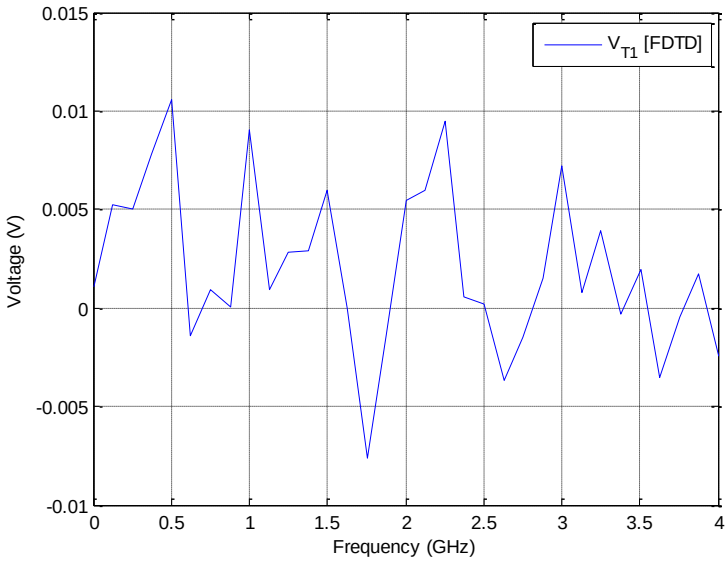
a)



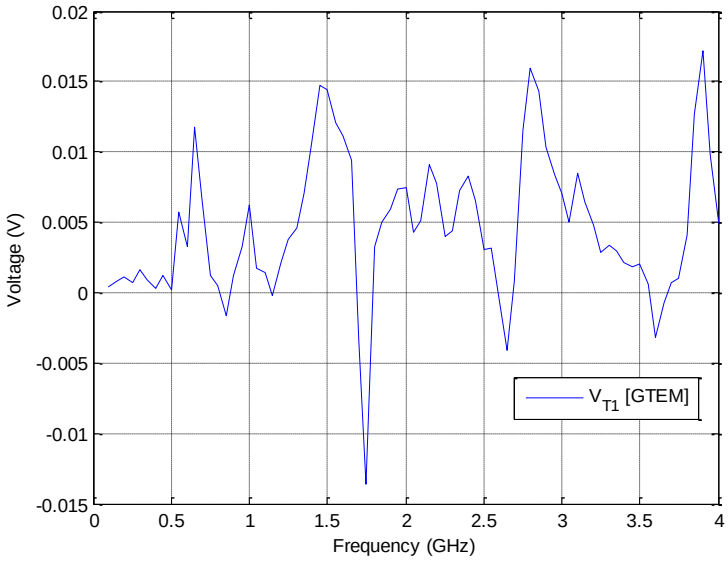
b)

Figure 3. 25: tensions induites à l'entrée des conducteurs 1 et 3 ; a) Résultat FDTD, b) Résultats GTEM

La figure (3.26) ci-dessous montre les résultats de simulations et de mesure de tension à la sortie du transistor (tension de drain):



a)



b)

Figure 3. 26: Tension à la sortie du transistor ; a) Résultats de simulation, b) Résultats de mesure

En résumé, cette section décrit le comportement du circuit lorsqu'il est agressé par des ondes électromagnétiques. Comme on le sait, les résultats obtenus par l'algorithme FDTD sont dans le domaine temporel, au contraire de ceux obtenus avec la cellule GTEM (domaine

fréquentiel), c'est pourquoi nous avons utilisé l'algorithme de transformée de Fourier rapide (FFT) pour qu'on puisse comparer les deux résultats.

Nous devons souligner aussi que nous avons utilisé une GTEM de 100MHz – 18GHz, mais les mesures n'ont été significatives que dans la bande de 100 MHz - 4GHz probablement dû au mode Quasi-TEM de la structure étudiée.

La validation de l'approche FDTD repose sur la mesure de l'immunité de la carte électronique. L'agression se faisant sur chaque piste de la carte, sera transmise aux différents composants connectés aux extrémités de la ligne, entraînant ainsi le dysfonctionnement d'un ou plusieurs composants constituant la carte suivant leur niveau de robustesse. Cependant il suffit qu'un seul composant soit mis en échec pour que l'immunité de la carte soit remise en cause. L'idée est donc d'effectuer une série de mesures sur la carte en injectant la perturbation à chaque fois sur l'entrée de la ligne et en connectant les sorties avec des impédances de 50Ω afin de relever la variation de tension induite à l'entrée de la ligne. Le même setup de mesure se répète pour obtenir les résultats à la sortie de la ligne.

4.3 Picoscope 9211A

4.3.1 Introduction

L'objectif de cette partie du chapitre consiste à valider les modèles des charges non linéaires complexes utilisées dans notre travail de thèse. Nous avons donc traité deux cas de figure : Une ligne de transmission microstrip chargée par une résistance, et une deuxième ligne chargée par un MESFET.

Pour cela, nous avons réalisé une partie des mesures au laboratoire LSSC à la FST où nous avons utilisé un Picoscope 9211A en modes TDR (Time Domain Reflectometer) et TDT (Time Domain Transmission) afin de valider notre travail. En effet, cet appareil permet d'effectuer des mesures dans le domaine temporel d'une manière directe.

Les résultats des simulations obtenus par le Picoscope 9211A ont été comparés qualitativement à ceux en mode injection (en l'absence du champ externe), basés sur la technique FDTD.

4.3.2 Banc de mesure

Le principe de l'analyse temporelle consiste évidemment à étudier les signaux, ondes de tension et de courant, en fonction du temps. Le générateur est soit un échelon, soit une impulsion de tension (plus rarement), et l'on mesure à l'aide d'un Picoscope les ondes de tension transmises ou réfléchies. Le mode permettant d'effectuer ce travail se nomme « Time Domain Reflectometer » (TDR), soit réflectomètre dans le domaine temporel [86][87]. Bien que se nommant réflectomètre, cet appareil permet bien en pratique de mesurer les ondes de tension réfléchies et transmises. Pour la mesure des ondes transmises, nous faisons référence à TDT pour « Time Domain Transmission ».

4.3.3 Mode TDR

La réflectométrie est une méthode de contrôle non destructif. Elle repose sur un principe similaire au radar : émission d'une onde se propageant dans le milieu à caractériser, puis analyse des ondes réfléchies comme mentionné dans la figure ci-dessous [88]:

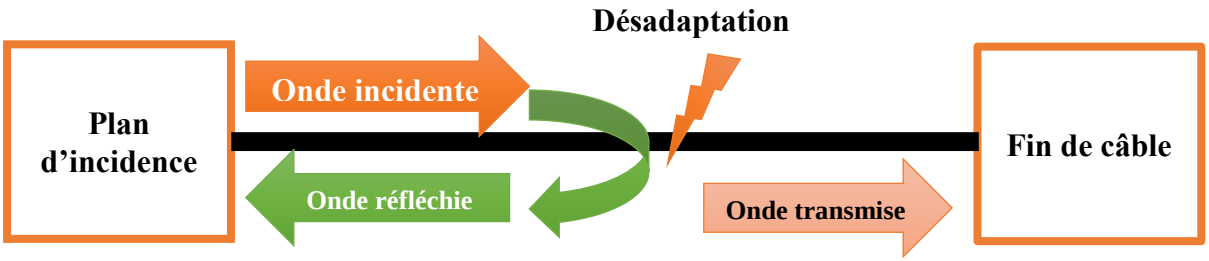


Figure 3. 27: Principe de la réflectométrie

C'est une méthode haute-fréquence, qui consiste à injecter un signal dans une ligne de transmission, puis à mesurer et analyser le signal réfléchi en ce même point. Cette technique affiche de bonnes performances quand il s'agit de détecter des dégradations importantes de la ligne (court-circuit ou circuit ouvert).

Dans le cas d'une ligne sans pertes, si on injecte une impulsion d'amplitude E_0 dans la ligne, on pourra alors mesurer une onde réfléchie d'amplitude $E_0.\ |\Gamma_L|$ et retardée de $2.T_D = 2.\frac{\ell}{V_g}$ par rapport au signal injecté (ℓ. Est la longueur du câble et V_g représente le signal injecté à l'entrée du câble) L'amplitude et le signe du signal réfléchi renseignent sur la

nature du défaut. Un circuit ouvert se caractérise par le coefficient de réflexion Γ_L = +1 et un court-circuit par Γ_L = −1. Les figures ci-dessous schématisent le montage du circuit à tester en mode TDR :

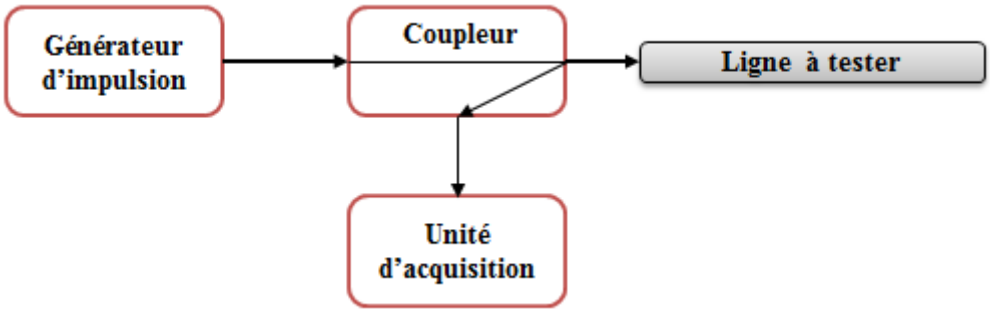


Figure 3. 28: Principe du mode TDR

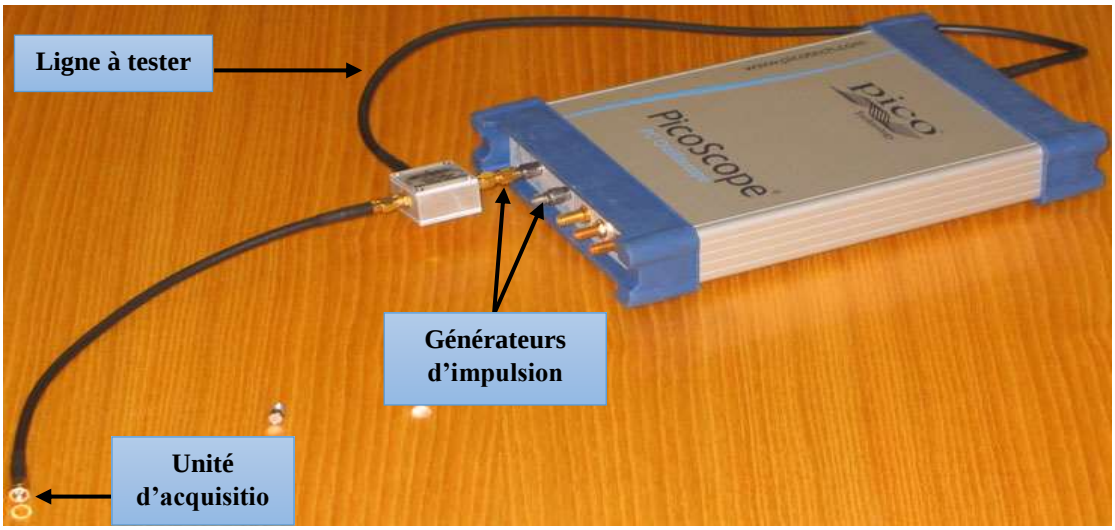


Figure 3. 29: Montage en mode TDR

4.3.4 Mode TDT

Pour la mesure des ondes transmises, nous faisons référence à TDT « Time Domain Transmission ». C'est une technique qui permet de mesurer la réponse d'un système en envoyant un signal à l'entrée du système et mesurer le gain de transmission.

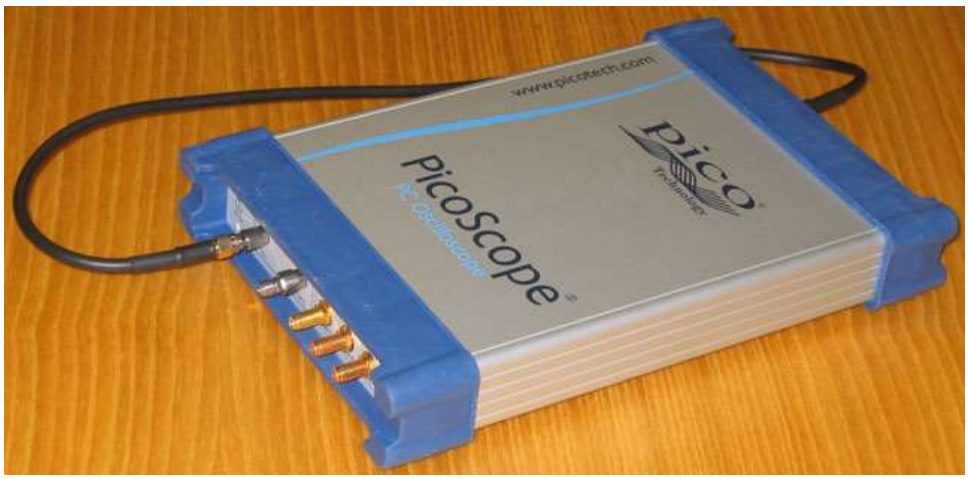
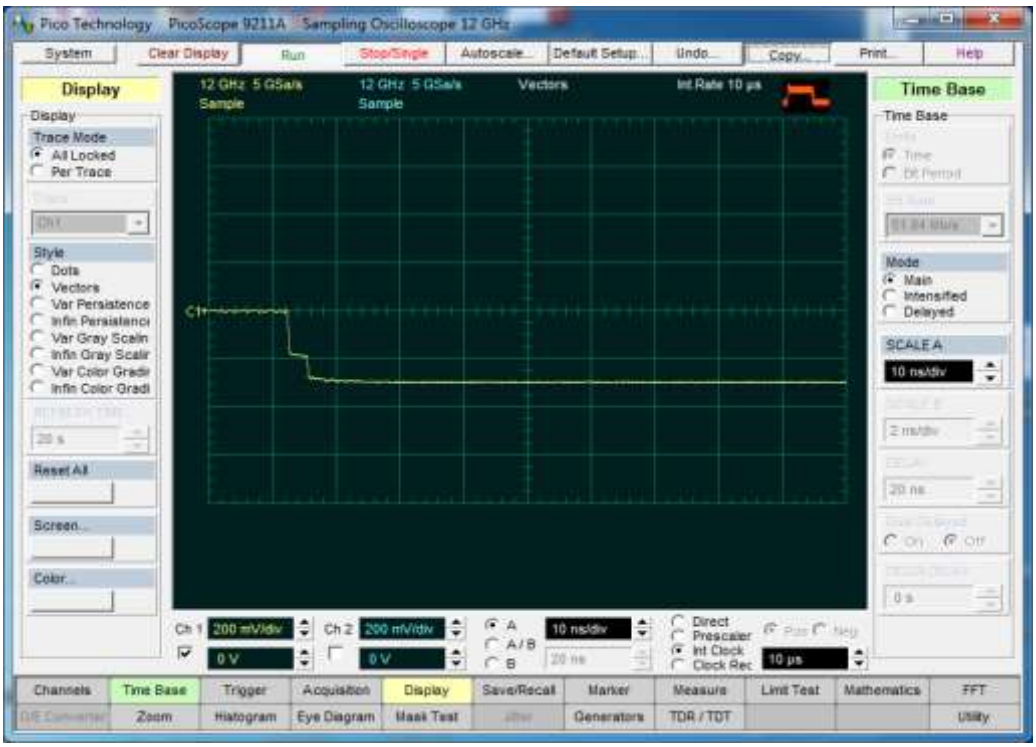


Figure 3. 30: Montage du TDT

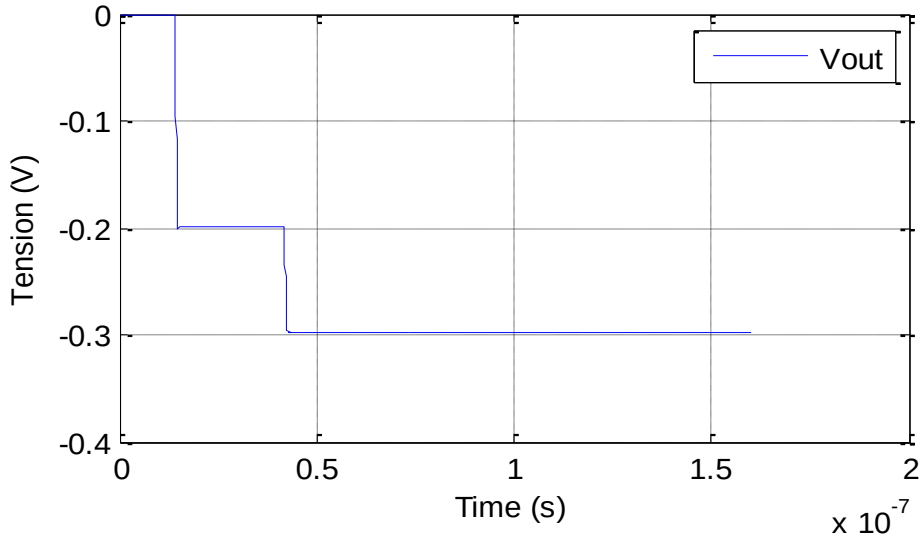
La première étape des mesures TDR/TDT est le calibrage qui permet d'éliminer les sources d'erreur telles que les délais et les distorsions générées par les lignes de transmission. Le calibrage se fait en trois types de réflexions de l'onde qui varient du circuit ouvert (open) au court-circuit (short). La réflexion change suivant l'impédance rencontrée. La représentation temporelle des signaux récupérés au niveau de la sortie des lignes de transmission sont comparés et vérifiés avec nos résultats de simulation réalisés à l'aide de la technique FDTD implémenté sur MATLAB. Ces résultats sont présentés dans les figures ci-dessous.

Le générateur interne envoie un signal échelon négatif d'amplitude 0.4V, cette dernière est divisée par 2 grâce au diviseur de puissance résistif installé entre la ligne de transmission et le générateur [89].

Dans ce cas la ligne est terminée par une résistance de valeur infinie, ce qui engendre des réflexions au niveau du signal à la sortie de la ligne, illustrées sur les figures (3.31a) et (3.31b).



a)



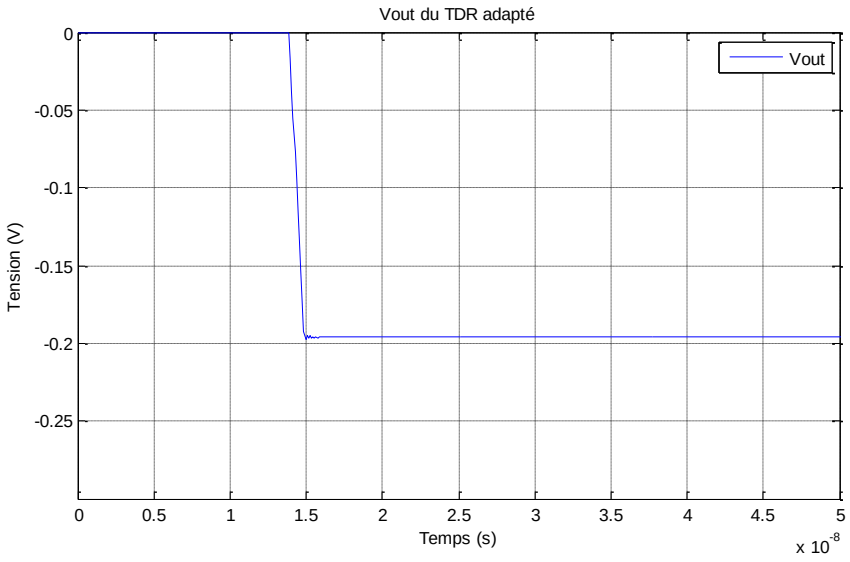
b)

Figure 3. 31: Signal TDR mesuré pour $Z_L = \infty$: a) Picoscope, b) Approche FDTD

Nous connectons une résistance de 50Ω à la fin du câble de test, le système sera adapté, on constate donc par les différents outils dans les figures (3.32a) et (3.32b), qu'il n'y a pas de réflexions.



a)



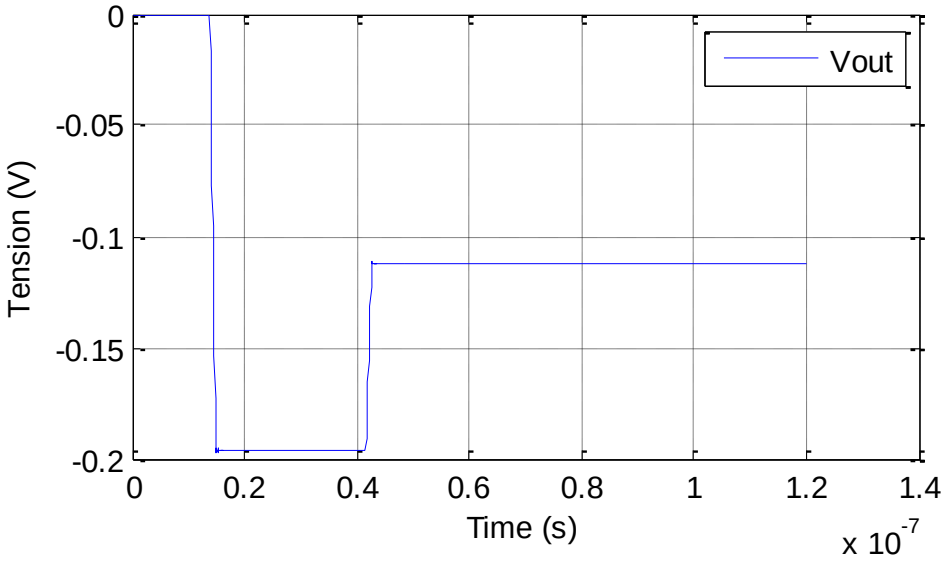
b)

Figure 3. 32: Signal TDR mesuré pour $Z_L = 50\ \Omega$: a) Picoscope, b) Approche FDTD

Dans ce montage, nous connectons le composant court-circuit (Short) à la fin du câble de test. On observe sur la figure (3.33a) et (3.33b), qu'il y'a une onde réfléchie d'amplitude de -100 mV et de signe opposé.



a)

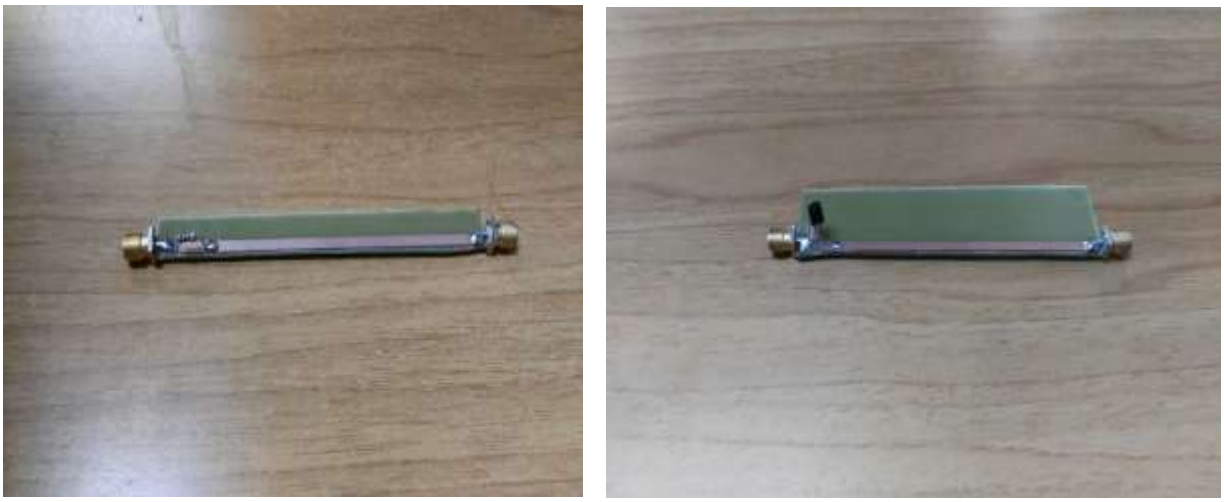


b)

Figure 3. 33: Signal TDR mesuré pour $Z_L = 0\ \Omega$: (a) Picoscope, (c) Approche FDTD

4.3.5 Circuits sous test

Les structures étudiées dans cette section représentent une ligne de transmission microstrip uniforme, de longueur $\ell = 10\ cm$ et d'une largeur de $w = 3\ mm$ qui se situe sur un substrat de $\varepsilon_r = 4.5$, à une hauteur $h = 1.6\ mm$ par rapport au plan de masse. La première ligne est reliée au plan de masse à travers une impédance linéaire simple à la sortie et la deuxième est terminée à la charge par un transistor MESFET. Ces deux lignes sont présentées sur les figures (3.34a) et (3.34b).



a) b)

Figure 3. 34: Ligne microstrip uniforme chargée par : a) Résistance, b) MESFET

Nous avons excité ces structures par un signal échelon négatif d'amplitude $0.4\ V$, fournie par un générateur de résistance interne $R_g = 50\Omega$, avec un temps de monté de 50 ps. Les résultats tirés du Picoscope sont comparés avec nos algorithmes basés sur la FDTD.

Le circuit équivalent de la structure est présenté suivant la figure ci-dessous :

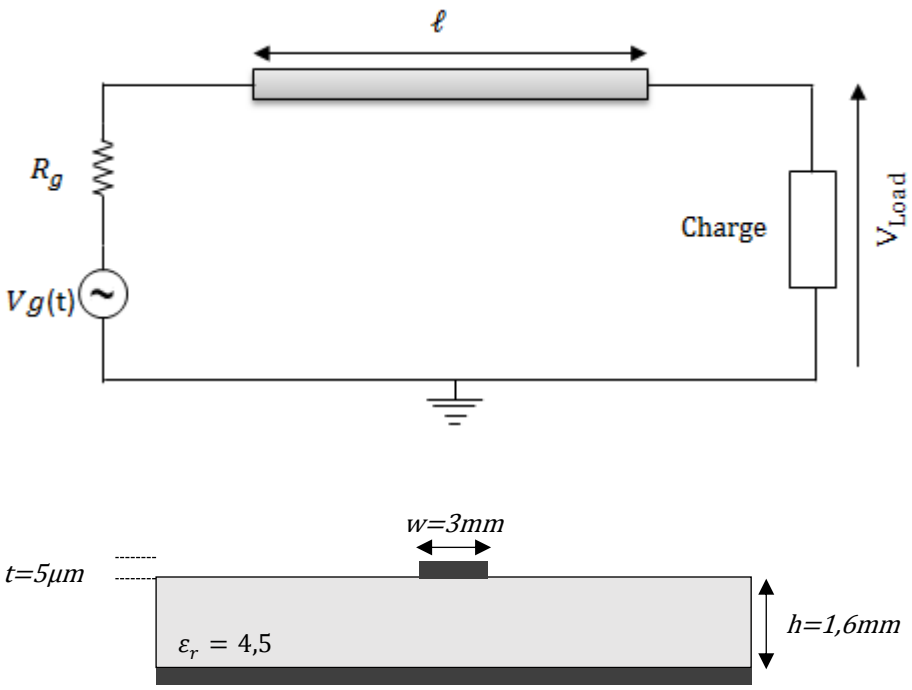
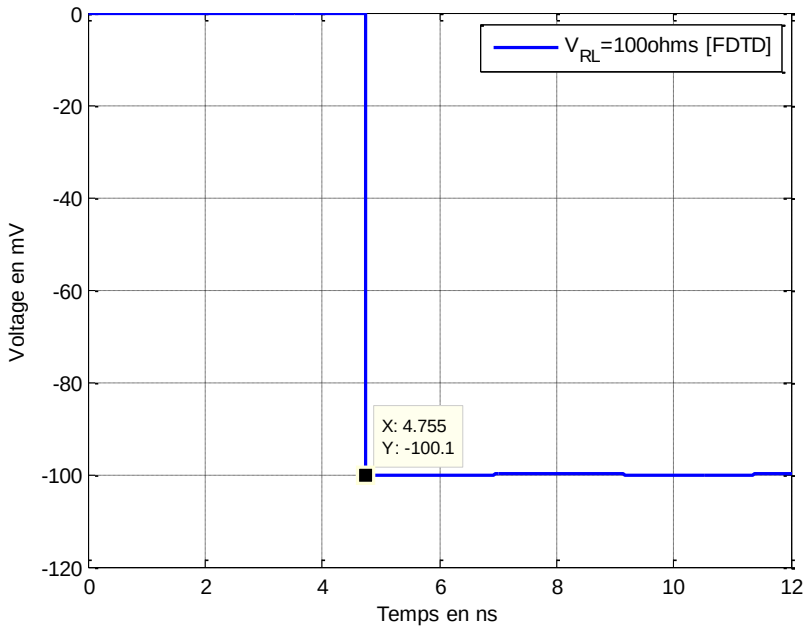


Figure 3. 35: schéma équivalent de la structure et dimensions de la ligne

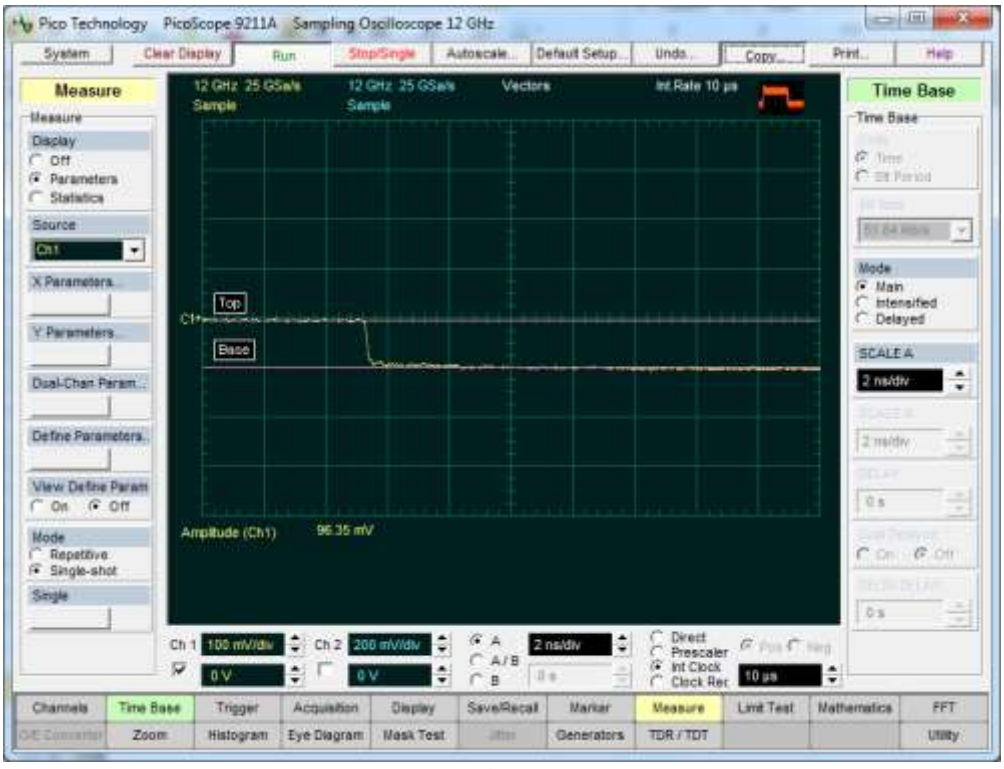
4.3.6 Résultats de mesure

Dans un premier temps, on considère le cas le plus simple, une ligne de transmission uniforme simple chargée par une impédance linéaire. Nous avons choisi de tester deux valeurs distinctes de l'impédance linéaires $Z_1 = 100\Omega$ et $Z_2 = 220\Omega$.

La tension mesurée dans le premier cas de la charge linéaire est présentée sur les figures suivantes :



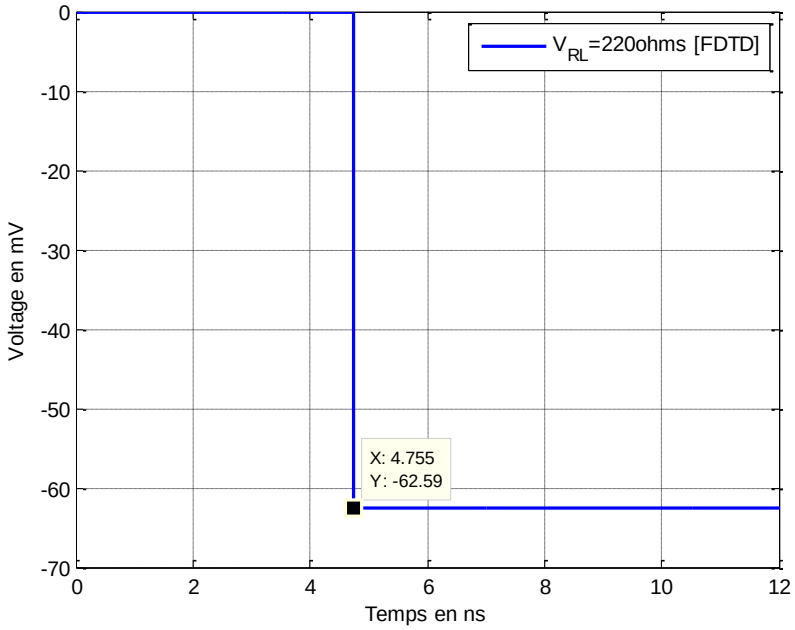
a)



b)

Figure 3. 36: Tension de sortie d'une ligne de transmission chargée par R_L=100 Ω ; a) Résultat FDTD, b) Résultat Picoscope

Les figures présentées ci-dessous montrent les résultats de tension de sortie d'une ligne simple chargée par une impédance linéaire de 220 Ω.



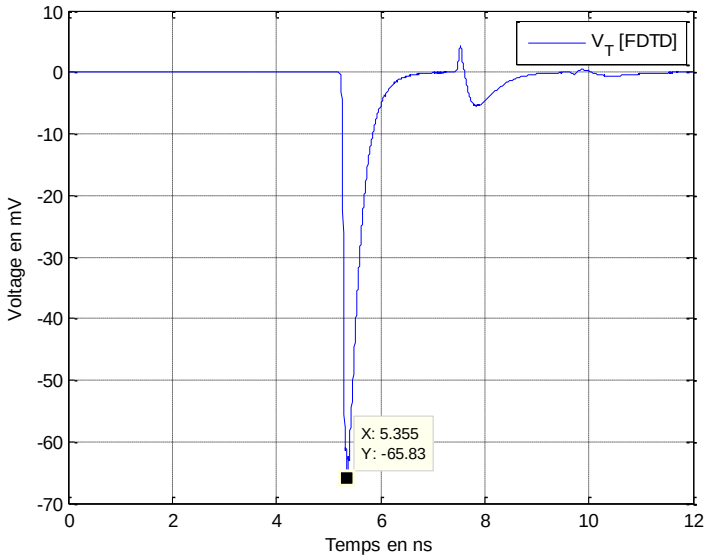
a)



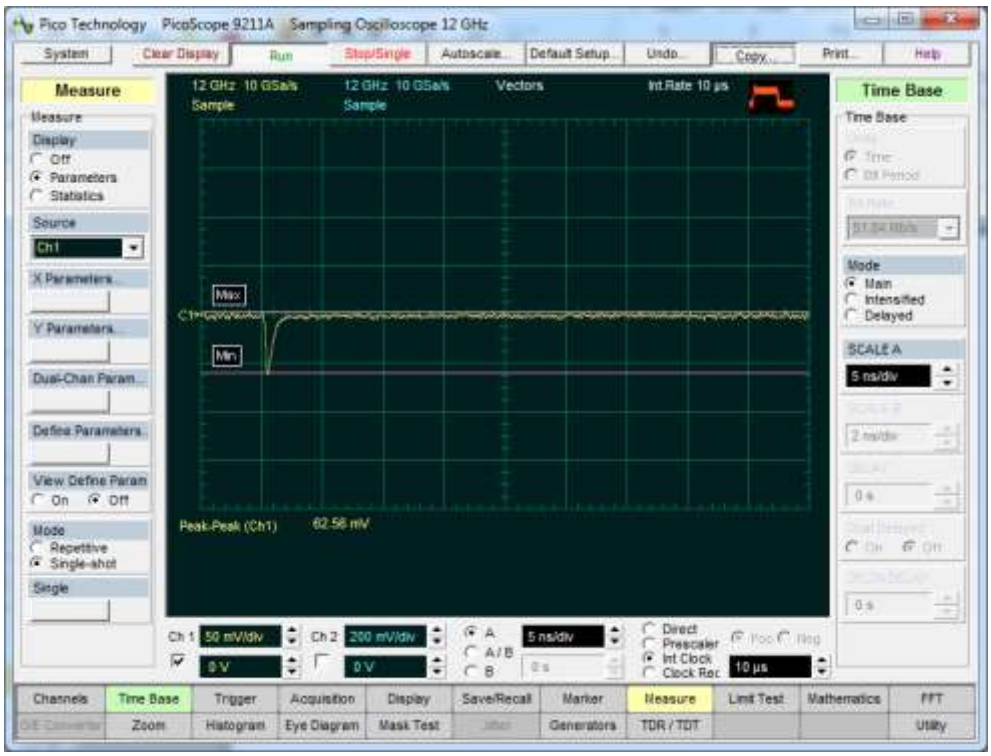
b)

Figure 3. 37: Tension de sortie d'une ligne de transmission chargée par R_L=220 Ω ; a) Résultat FDTD, b) Résultat Picoscope.

Les réponses temporelles de la ligne uniforme chargée par un MESFET, qui sont obtenues par le Picoscope et notre algorithme FDTD sont présentées sur les figure (3.38a) et (3.38b).



a)



b)

Figure 3. 38: Tension à la charge d'une ligne terminée par un MESFET; a) Résultat FDTD, b) Résultat Picoscope.

Les différentes courbes des résultats théoriques et expérimentaux font clairement apparaître un bon degré de concordance, ce qui prouve le bon choix du modèle du MESFET utilisé.

Les parasites et les imperfections apparaissant sur les signaux tirés du Picoscope qui sont de faibles amplitudes, sont dus aux soudures et aux conditions de mesure.

4.4 Conclusion

Dans ce dernier chapitre, nous avons présenté le développement de la technique FDTD et son application à l'étude de l'effet du couplage entre les ondes électromagnétiques externes et les structures MTL avec et sans pertes, terminées par des éléments non linéaires complexes. Pour mener à bien ce travail, nous avons utilisé un banc de mesure électromagnétique en zone de champ proche qui permet par l'intermédiaire de sondes, d'injecter un signal d'agression électromagnétique à chaque piste du circuit et de visualiser le comportement du circuit face à cette agression. Aussi, nous avons validé le modèle du transistor MESFET à travers des mesures réalisées par le Picoscope en injection. Nous avons considéré deux types de circuits de mêmes dimensions physiques mais de charges différentes:

- Une ligne de transmission microstrip chargée par une impédance linéaire de deux valeurs distinctes : 100Ω et 220Ω ;
- Une ligne de transmission microstrip terminée par un transistor MESFET.

Nous avons excité les deux circuits étudiés par un signal échelon. Le programme FDTD permet de calculer et de présenter la tension aux bornes des charges. Les réponses temporelles de la ligne obtenues par cette méthode confrontées à celles du Picoscope 9211A montrent un accord satisfaisant, ce qui confirme le bon choix du modèle du MESFET utilisé.

Le point fort de cette étude est que l'algorithme développé, qui est d'une grande simplicité et maniabilité, permet le traitement de circuits microondes très complexes tout en étant très économe en espace mémoire et en temps de calcul. La complexité des circuits traités le confirme.

Par ailleurs, il est important de signaler que les dimensions physiques des circuits doivent respecter le mode quasi-TEM. Dans notre cas, l'épaisseur du diélectrique est très

petite électriquement, ce qui nous permet de classer les champs dans ce type de circuits en mode quasi-TEM.

CONCLUSION GENERALE

L'avancée technologique rend les circuits électroniques plus susceptibles aux perturbations électromagnétiques. En outre, la conception de systèmes électroniques de plus en plus complexes et diversifiés, augmente l'apparition des sources et des mécanismes de défaillance. Dans le domaine des microondes, Les perturbations extrêmement fortes introduisent la destruction des éléments sensibles tels que les transistors à effet de champ ou les diodes, etc. Par conséquent, prédire le comportement électromagnétique d'un système électronique et se prémunir des dysfonctionnements est désormais une nécessité. Avec un tel contexte, la maîtrise des contraintes CEM devient une charte de qualité, et la prédiction des risques CEM un signe de performance.

Les travaux présentés dans cette thèse, s'inscrivent dans la thématique de la compatibilité et la susceptibilité électromagnétique des systèmes électroniques non linéaires complexes dans gamme des microondes. Nous nous sommes intéressés alors au développement d'un algorithme de calcul numérique, basé sur la méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD). L'intérêt de cette technique réside dans le fait de pouvoir prendre en compte des problèmes électromagnétiques dans des structures très complexes, et de les simuler dans le domaine physique réel à savoir le domaine temporel.

En effet, nos travaux de thèse ont proposé une étude CEM du phénomène du couplage électromagnétique entre des ondes externes et des circuits électroniques microondes, suivie d'une étude expérimentale de ce phénomène réalisée dans la cellule GTEM. Les principaux résultats obtenus s'articulent autour des points suivants :

- Développement d'un code temporel d'évaluation du couplage électromagnétique dans les circuits très complexes, basé sur la résolution des équations MTL (Multiconductor Transmission Line en anglais) à l'aide de la technique FDTD.

- Réalisation et mesure CEM d'un circuit microonde non linéaire complexe dans une cellule GTEM.

- Validation des modèles de charges utilisés dans ces travaux de thèse à l'aide d'un Banc de mesure temporel basé sur le concept de Réflectométrie « Picoscope 9211A ».

Ainsi, le premier chapitre a été focalisé sur l'état de l'art concernant l'origine des problèmes de couplage électromagnétique, dans lequel nous avons présenté les différents types de lignes de transmission les plus utilisées, décrites par leurs caractéristiques physiques et géométriques. Plusieurs points ont été traités au cours de ce chapitre, notamment les modes de couplage électromagnétique, les différents dispositifs électroniques dédiés aux applications microondes, les méthodes électromagnétiques fréquentielles et temporelles et plus précisément les méthodes numériques, ainsi qu'une présentation générale des outils de simulation logiciels et expérimentales utilisés dans ces travaux de thèse.

Parmi les méthodes numériques que nous avons présenté dans ce chapitre, une technique de modélisation fondée sur l'approche FDTD a été étudié. Elle a permis, à partir de la résolution couplée des équations des télégraphistes, dans le domaine temporel, de comprendre la réalité physique à deux niveaux différents (ligne de transmission et circuit). C'est ainsi qu'a été développée la modélisation des structures microondes à caractère non linéaire complexe, prenant en compte des pertes dépendantes de la fréquence et des éléments distribués et localisés.

Le deuxième chapitre a été principalement réservé à l'application de la méthode FDTD sur plusieurs exemples de structures microondes, chargées par des éléments localisés linéaires, non linéaires et non linéaires complexes. Ainsi, nous avons développé des modèles non linéaires de charges (dans notre cas les transistors MESFET et les diodes) en termes de différences finies, d'une part pour pouvoir traiter le couplage électromagnétique dans des circuits complexes, et d'autre part pour pouvoir traiter des charges différentes les unes des autres (charges asymétriques ou mixtes). Les résultats obtenus sont comparés à ceux obtenus par le logiciel PSpice, la confrontation des résultats montre un accord satisfaisant. Les applications de ce code à l'étude des structures microondes, en présence du champ électromagnétique externe montrent l'efficacité de la FDTD pour la modélisation de telles structures.

Dans le troisième chapitre, qui contient deux parties, la première a été consacrée à l'étude théorique où l'accent a été mis sur le développement des codes FDTD pour trois structures microondes complexes :

- Une structure multiconducteur prenant en compte les pertes métalliques et diélectriques dépendantes de la fréquence, chargée par des éléments linéaires et illuminée par le champ électromagnétique externe ;
- Une structure multiconducteurs chargée par des multi-MESFETs et illuminée par le champ électromagnétique externe ;
- Une structure multiconducteurs chargée par des charges mixtes et illuminée par le champ EM externe.

La deuxième partie de ce chapitre a concerné l'étude du comportement électromagnétique de la structure chargée par des charges non linéaires complexes mixtes, face l'agression électromagnétique. Le circuit choisi est une structure MTL microstrip uniforme, chargée par deux transistors MESFET et une diode. Afin de vérifier et comparer les résultats théoriques et expérimentaux, nous avons réalisé des mesures RF de ce circuit. Cette comparaison nous a permis de valider notre algorithme basé sur la technique FDTD. Pour ce faire, un banc de mesure GTEM a été utilisé pour prédire le comportement électromagnétique du circuit lors d'injection d'un signal d'agression. L'agression se faisant dans la cellule GTEM sur chaque piste de la carte, sera transmise aux différents composants connectés aux extrémités de la ligne. Les résultats obtenus par la cellule GTEM sont dans le domaine fréquentiel ce qui nous a conduit à développer un algorithme pour la conversion de notre code FDTD du domaine temporel au domaine fréquentiel. En dehors des différences causées par cette transformation (temporel/fréquentiel) et les influences des conditions de mesure, la comparaison entre les résultats de simulation et ceux issues des mesures montre un bon niveau de concordance en général.

D'après ces travaux de thèse, nous avons relevé un point important à élaborer par la suite. Il s'agit d'ajouter une partie expérimentale pour la validation des modèles des charges utilisés. Il faut également préciser que pour ce type d'étude le banc de mesure dans le domaine temporel, Picoscope 9211A est un outil particulièrement utile. Nous avons pu constater lors de la mesure de la tension injectée sur le circuit que les résultats obtenus par nos algorithmes FDTD sont en bon accord avec ceux mesurés par le Picoscope, ce qui montre la bonne modélisation des charges utilisées (MESFET).

LISTE DES PUBLICATIONS

Cette thèse a fait l'objet des publications suivantes :

Revues :

- I. Zerrouk, M. Amellal, A. Amharech, M. Ramdani, and H. Kabbaj, "Theoretical and Experimental Analysis of Electromagnetic Coupling into Microwave Circuit," *Int. J. Electr. Comput. Eng.*, vol. 9, no. 1, Feb. 2019.

- I. Zerrouk, H. Kabbaj, and A. Amharech, "Transient Response of Lossy Multiconductor Transmission Line, Terminated in Complex Nonlinear Loads and Illuminated by an External Electromagnetic Field," *Int. J. Sci. Eng. Res.*, vol. 6, no. 11, pp. 931–938, 2015.

Conférences :

- Zerrouk, H. Kabbaj, and A. Amharech, "Time domain analysis of incident field coupling to a microwave circuit: FDTD approach & PSpice validation," in *2017 Mediterranean Microwave Symposium (MMS)*, 2017, pp. 1–4.

- ZERROUK, H. KABBAJ, A. AMHARECH. «Study of the electromagnetic coupling effect to a non-uniform multiconductor transmission line terminated in the nonlinear loads» oral communication in the 3rd International Conference on WIreless Technologies, embedded and intelligent Systems (WITS-2016), Ibn Tofail University, (ENSA) Kenitra-Morocco, (April 21th-22th, 2016).

- I. ZERROUK, H. KABBAJ, A. AMHARECH, I. ALAOUI ABDELLAOUI. «L'impact du couplage électromagnétique sur les circuits électroniques micro-ondes non linéaires complexes» Oral communication in the 2nd Edition of international symposium in the monitoring and industrial systems (CIMSI'2014), pp. 432-435, at ENSA-MARRAKECH-Morocco (25th -26th December 2014).

- I. ALAOUI ABDELLAOUI, H. KABBAJ, A. AMHARECH, I. ZERROUK «Etude temporelle des circuits micro-ruban chargés par des composants électroniques non linéaires et complexes en télécommunications» Oral communication in the 2nd Edition of international symposium in the monitoring and industrial systems (CIMSI'2014), pp. 423-426, at the ENSA – MARRAKECH-Morocco (25th -26th December 2014).

Références Bibliographiques

Bibliographies

[1] M. Ramdani, E. Sicard, A. Boyer, S. Ben Dhia, J. J. Whalen, T. H. Hubing, M. Coenen, and O. Wada, "The electromagnetic compatibility of integrated circuits?Past, present, and future," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 51, no. 1, pp. 78–100, 2009.

[2] S. Vauchamp, "Contribution à la caractérisation de sources fortes puissances: Mesure instantanée de champ électromagnétique par signature d'un objet neutre (méthode Michelson)," Limoges, 2008.

[3] I. Zerrouk, H. Kabbaj, and A. Amharech, "Transient Response of Lossy Multiconductor Transmission Line, Terminated in Complex Nonlinear Loads and Illuminated by an External Electromagnetic Field," *Int. J. Sci. Eng. Res.*, vol. 6, no. 11, pp. 931–938, 2015.

[4] I. Zerrouk, H. Kabbaj, and A. Amharech, "Time domain analysis of incident field coupling to a microwave circuit: FDTD approach & PSpice validation," in *2017 Mediterranean Microwave Symposium (MMS)*, 2017, pp. 1–4.

[5] I. Zerrouk, M. Amellal, A. Amharech, M. Ramdani, and H. Kabbaj, "Theoretical and Experimental Analysis of Electromagnetic Coupling into Microwave Circuit," *Int. J. Electr. Comput. Eng.*, vol. 9, no. 1, Feb. 2019.

[6] F. Eryani, "Etude de transmissions ligne microruban, ligne à fente avec HFSS," 2001.

[7] C. P. Wen, "Coplanar waveguide: A surface strip transmission line suitable for nonreciprocal gyromagnetic device applications," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1969, vol. 17, no. 12, pp. 1087–1090.

[8] O. Picon, L. Cirio, C. Ripoll, G. Baudoin, J.-F. Bercher, and M. Villegas, "Les antennes: Théorie, conception et applications," 2009.

[9] P. A. Rizzi, "Microwave engineering: passive circuits," 1988.

[10] P. F. Combes, "Micro-ondes: Lignes, guides et cavités: cours et exercices," 1996.

[11] A. Cheldavi, "Exact analysis of coupled nonuniform transmission lines with exponential power law characteristic impedance," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2001, vol. 49, no. 1, pp. 197–199.

[12] S. Uysal, C. W. Turner, and J. Watkins, "Nonuniform transmission line codirectional couplers for hybrid MIMIC and superconductive applications," in *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, 1994, vol. 42, no. 3, pp. 407–414.

[13] D. Raicu, "Universal taper for compensation of step discontinuities in microstrip lines," in *IEEE microwave and guided wave letters*, 1991, vol. 1, no. 9, pp. 249–251.

[14] R. C. J.P. Clavery, J. David, E. Vatus, T.H. Vuong, "Propagation d'une onde électromagnétique à travers un matériau de permittivité et perméabilité non homogène," in *JNM 99, 11ème journées nationales micro-ondes*, 1999, pp. 5–7.

[15] L. Bouchelouk, "Conception et validation de sondes pour les mesures en champ proche," Paris 11, 2006.

[16] E. Conil, "Propagation électromagnétique en milieu complexe: du champ proche au champ lointain," Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG, 2005.

[17] T. Modeling, M. N. S. Member, and L. C. Agba, "A Simple Introduction to the I-," vol. 37, no. 8, pp. 991–999, 1990.

[18] J. B. H. Slama, "Modélisation du rayonnement électromagnétique des circuits d'électronique de puissance. Application à un hacheur.," Ecole Centrale de Lyon, 1997.

[19] R. F. Harrington, "Matrix methods for field problems," *Proc. IEEE*, vol. 55, no. 2, pp. 136–149, 1967.

[20] R. Harrington, "Origin and development of the method of moments for field computation," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 32, no. 3, pp. 31–35, 1990.

[21] K. Alkhalifeh, G. Hislop, N. A. Ozdemir, and C. Craeye, "Efficient MoM simulation of 3-d antennas in the vicinity of the ground," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, no. 12, pp. 5335–5344, 2016.

[22] C. Craeye, B. Parvais, and X. Dardenne, "MoM simulation of signal-to-noise patterns in infinite and finite receiving antenna arrays," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, no. 12, pp. 3245–3256, 2004.

[23] D.-F. Yu, S.-Y. He, X. Chen, G.-Q. Zhu, and H.-C. Yin, "Simulation of electromagnetic scattering for 3-D impedance surface using MoM-PO method," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 8, pp. 3988–3991, 2012.

[24] D. B. Davidson, *Computational electromagnetics for RF and microwave engineering*. Cambridge University Press, 2010.

[25] A. Duffy, H. Sasse, and J. Li, "Transmission Line Matrix (TLM) simulation of the propagation of partial discharge phenomenon in transmission lines," in *Electrical Materials and Power Equipment (ICEMPE), 2017 1st International Conference on*, 2017, pp. 76–79.

[26] M. A. F. Mattos, "Lightning-Transmission Line Current Transient TLM Numerical Simulation," in *Electromagnetic Compatibility, 2009 20th International Zurich Symposium on*, 2009, pp. 125–128.

[27] M. Schoeman and P. Meyer, "On the structure and packing of the moment matrix in problems supporting simultaneous electric and magnetic surface currents," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 41, no. 6, pp. 500–505, 2004.

[28] T. Iwasaki and H. Suga, "Design of electromagnetically coupled microstrip slot antenna by FDTD-equivalent circuit method," in *Microwave Conference, 2000 Asia-Pacific*, 2000, pp. 731–734.

[29] L. L. Lion, M. Y. Muh, and A. Ferendeci, "Equivalent circuit parameter extraction of microstrip coupling lines using FDTD method," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2000. IEEE*, 2000, vol. 3, pp. 1488–1491.

[30] C. R. Paul, "Analysis of Multiconductor Transmission Lines, 1994." Wiley.

[31] A. Z. Elsherbeni and V. Demir, *The finite-difference time-domain method for electromagnetics with MATLAB simulations*. The Institution of Engineering and Technology, 2016.

[32] C. Twizere, S. R. Ngoga, K. J. Bosco, D. Charles, and R. Musabe, "FDTD simulation and GPR study in Rwanda tropical soil using permittivity variation," in *Advanced Ground Penetrating Radar (IWAGPR), 2017 9th International Workshop on*, 2017, pp. 1–4.

[33] M. Zang, M. Clemens, C. Cimala, J. Streckert, and B. Schmuelling, "Simulation of Inductive Power Transfer Systems Exposing a Human Body With Two-Step Scaled-Frequency FDTD Methods," *IEEE Trans. Magn. MAG*, vol. 53, no. 6, p. 7201804, 2017.

[34] C. R. Paul, "Incorporation of terminal constraints in the FDTD analysis of transmission lines," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 36, no. 2, pp. 85–91, 1994.

[35] O. VANBESIEN, "Modèles linéaires et non linéaires des composants actifs pour la CAO. Hyperfréquences," *Cours DESS, Sept.*, 2003.

[36] S. Belhour, "Simulation du transistor à effet de champ a grille Schottky à l'arséniure de gallium MESFET GaAs," 2007.

[37] "Site du fournisseur du logiciel Orcad® en France, http://www.artedas.fr/OrCAD/capture.php." .

[38] B. E. M. C. Publication, "INTERNATIONAL STANDARD," pp. 0–6, 2002.

[39] B. E. Roseberry and R. B. Schulz, "A parallel-strip line for testing RF susceptibility," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 7, no. 2, pp. 142–150, 1965.

[40] D. Hansen, P. Wilson, D. Koenigstein, and H. Schaer, "A broadband alternative EMC test chamber based on a TEM-cell anechoic-chamber hybrid concept," *Rev. générale l'électricité*, no. 11, pp. 30–35, 1991.

[41] V. Verhagen, "Analysis of an asymmetric TEM-cell for immunity testing," in *Electromagnetic Compatibility, 1990. Seventh International Conference on*, 1990, pp. 157–161.

[42] E. De and C. Gtem, "Modélisation Électromagnétique des Discontinuités Uni-axiales . A mes Parents Boualem et Zineb-Rahma ," 2007.

[43] A. Nothofer, A. Martin, D. Bozec, A. Marvin, and L. McCormack, *The use of GTEM cells for EMC measurements*. National Physical Laboratory, 2003.

[44] C. R. Paul, "Publications By the Author Concerning Transmission Lines," *Anal. Multiconductor Transm. Lines*, vol. 1987, no. 1978, pp. 556–558, 2008.

[45] H. P. Hsu, "On The General Relation Between/spl alpha/and Q (Correspondence)," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 11, no. 4, p. 258, 1963.

[46] H. Golde and C. Yeh, "On" A relation between $α$ and Q"," *Proc. IEEE*, vol. 51, no. 3, p. 484, 1963.

[47] Q. Yu and O. Wing, "Computational models of transmission lines with skin effects and dielectric loss," *IEEE Trans. Circuits Syst. I Fundam. Theory Appl.*, vol. 41, no. 2, pp. 107–119, 1994.

[48] N. Elouazzani, D. Tahri, and H. Kabbaj, "Analyse temporelle des lignes de

transmission non uniformes avec effet de peau," in *Annales des télécommunications*, 1999, vol. 54, no. 5–6, pp. 331–340.

[49] A. Amharech and H. Kabbaj, "Wideband impedance matching in transient regime of active circuit using lossy nonuniform multiconductor transmission lines," *Prog. Electromagn. Res.*, vol. 28, pp. 27–45, 2012.

[50] R. E. Matick, "Transmission lines for digital and communication networks: an introduction to transmission lines high-frequency and high-speed pulse characteristics and applications," 1995.

[51] S. Ramo, J. R. Whinnery, and T. Van Duzer, *Fields and waves in communication electronics*. John Wiley & Sons, 2008.

[52] C. R. Paul and S. A. Nasar, *Introduction to electromagnetic fields*. McGraw-Hill, 1987.

[53] H. Kabbaj and N. Elouazzani, "Étude du couplage d'une onde électromagnétique externe et d'une ligne de transmission aérienne non uniforme," in *Annales des télécommunications*, 2000, vol. 55, no. 5–6, pp. 248–257.

[54] H. Kabbaj, "Étude temporelle du couplage d'une onde," in *Annales des télécommunications*, 2002, vol. 57, no. 1–2, pp. 38–58.

[55] A. Taflove and S. C. Hagness, *Computational electrodynamics: the finite-difference time-domain method*. Artech house, 2005.

[56] K. Yee, "Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 14, no. 3, pp. 302–307, 1966.

[57] A. Taflove and M. E. Brodwin, "Numerical solution of steady-state electromagnetic scattering problems using the time-dependent Maxwell's equations," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 23, no. 8, pp. 623–630, 1975.

[58] A. Taflove, "Application of the finite-difference time-domain method to sinusoidal steady-state electromagnetic-penetration problems," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, no. 3, pp. 191–202, 1980.

[59] K. Umashankar and A. Taflove, "A novel method to analyze electromagnetic scattering of complex objects," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, no. 4, pp. 397–405, 1982.

[60] K. S. Kunz and R. J. Luebbers, *The finite difference time domain method for electromagnetics*. CRC press, 1993.

[61] A. Orlandi and C. R. Paul, "FDTD analysis of lossy, multiconductor transmission lines terminated in arbitrary loads," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 38, no. 3, pp. 388–399, 1996.

[62] K. Afrooz and A. Abdipour, "Efficient method for time-domain analysis of lossy nonuniform multiconductor transmission line driven by a modulated signal using FDTD technique," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 54, no. 2, pp. 482–494, 2012.

[63] K. Li, M. A. Tassoudji, R. T. Shin, and J. A. Kong, "Simulation of electromagnetic radiation and scattering using a finite difference-time domain technique," *Comput. Appl. Eng. Educ.*, vol. 1, no. 1, pp. 45–63, 1992.

[64] L. T. Pillage, R. A. Rohrer, and C. Visweswariah, *Electronic circuit and system simulation methods*. McGraw-Hill New York, 1995.

[65] T. Namiki and K. Ito, "A new FDTD algorithm free from the CFL condition restraint for a 2D-TE wave," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1999. IEEE*, 1999, vol. 1, pp. 192–195.

[66] D. Orzan, "Couplage externe et interne entre un champ électromagnétique et un réseau de lignes multifilaires," 1998.

[67] S. M. Sze and K. K. Ng, *Physics of semiconductor devices*. John wiley & sons, 2006.

[68] C.-N. Kuo, B. Houshmand, and T. Itoh, "Full-wave analysis of packaged microwave circuits with active and nonlinear devices: An FDTD approach," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 45, no. 5, pp. 819–826, 1997.

[69] E. Allamndo and Y. Bonnaire, "Nonlinearities of the GaAs submicrometer FET: New mode of characterization and modelization," in *Microwave Conference, 1988. 18th European*, 1988, pp. 243–248.

[70] J. W. Bandler, Q.-J. Zhang, S. Ye, and S. H. Chen, "Efficient large-signal FET parameter extraction using harmonics," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 37, no. 12, pp. 2099–2108, 1989.

[71] S. M. Sze, *Semiconductor devices: physics and technology*. John Wiley & Sons, 2008.

[72] H. H. Su, C. W. Kuo, and T. Kitazawa, "A novel approach for modeling diodes into FDTD method," in *PIERS Proceedings*, 2011, pp. 20–23.

[73] M. Minoux, "Programmation mathématique--théorie et algorithmes. Secondeédition," *Tec Doc*, 2008.

[74] I. A. Abdallaoui, "Contribution à l'analyse CEM globale de structures et de circuits. Application aux antennes Vivaldi en présence d'un système non linéaire pour la récupération d'énergie: une approche FDTD," Normandie Université, 2018.

[75] S. Bertuol, M. Ridel, I. Junqua, and J.-P. Parmantier, "Evolution des modèles de réseaux de lignes de transmission multiconducteurs," in *CEM 2016: 18 ème Colloque international et Exposition sur la Compatibilité Electromagnétique*, 2016.

[76] A. C. Cangellaris, "Distributed equivalent sources for the analysis of multiconductor transmission lines excited by an electromagnetic field," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 36, no. 10, pp. 1445–1448, 1988.

[77] J. A. Roden, C. R. Paul, W. T. Smith, and S. D. Gedney, "Finite-difference, time-domain analysis of lossy transmission lines," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 38, no. 1, pp. 15–24, 1996.

[78] A. K. Agrawal, H. J. Price, and S. H. Gurbaxani, "Transient response of multiconductor transmission lines excited by a nonuniform electromagnetic field," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, no. 2, pp. 119–129, 1980.

[79] N. Nahman and D. Holt, "Transient analysis of coaxial cables using the skin effect approximation A+ Bsqrt ${$s$}$," *IEEE Trans. Circuit Theory*, vol. 19, no. 5, pp. 443–451, 1972.

[80] J. H. Beggs, R. J. Luebbers, K. S. Yee, and K. S. Kunz, “Finite-difference time-domain implementation of surface impedance boundary conditions,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 40, no. 1, pp. 49–56, 1992.

[81] A. R. Djordjevic and T. K. Sarkar, “Analysis of time response of lossy multiconductor transmission line networks,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 35, no. 10, pp. 898–908, 1987.

[82] F. Fiori and P. S. Crovetti, “Linear voltage regulator susceptibility to conducted EMI,” *Ind. Electron.*, vol. 4, pp. 1398–1403, 2002.

[83] A. EL Abbazi, “Etude et réalisation d’une nouvelle cellule TEM à support rotatif pour des mesures CEM des circuits intégrés : Application du modèle ICEM,” pp. 1–201, 2006.

[84] F. B. J. Leferink, “A triple-TEM cell: Three polarizations in one setup,” in *Proc. 10th International Symposium on EMC, Zurich*, 1993, pp. 573–578.

[85] J. Tao, “Travaux scientifiques,” *Habilit. à Dir. des Rech. Univ. Savoie*, 1999.

[86] M. K. Smail, L. Pichon, M. Olivas, F. Auzanneau, and M. Lambert, “Detection of defects in wiring networks using time domain reflectometry,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 46, no. 8, pp. 2998–3001, 2010.

[87] M.-K. Sma\"\il, T. Hacib, L. Pichon, and F. Loete, “Detection and location of defects in wiring networks using time-domain reflectometry and neural networks,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 47, no. 5, pp. 1502–1505, 2011.

[88] M. Franchet, “Réflectométrie appliquée à la détection de défauts non francs dans les torons de câbles,” Université Paris-Est, 2012.

[89] Y. H. M. Thayoob, S. Sulaiman, and A. M. Ariffin, “Analysis of wave propagation in time domain reflectometry circuit simulation model,” *PECon2010 - 2010 IEEE Int. Conf. Power Energy*, pp. 276–281, 2010.

Annexes

Annexes

A. Annexes 1 - REALISATION DU LAYOUT D'UNE STRUCTURE MTL SOUS ALTIUM DESIGNER

La réalisation du Layout de la structure MTL présentée dans la partie 4.2.4, a été effectuée avec le logiciel Altium Designer. Cet outil permet la saisie de schémas électriques et la réalisation du routage associé. Il présente une interface ergonomique et offre une large gamme de fonctionnalités qui simplifient son utilisation.

La figure A.1 décrit le flot typique de conception d'un circuit imprimé (PCB) sous Altium Designer. Un projet PCB contient 2 documents :

- Une schématique, décrivant le schéma électrique de l'application. Les composants électriques sont représentés par des symboles et reliés par des interconnexions électriques.
- Un document PCB, décrivant le placement physique des composants sur la carte et le routage des interconnexions.

Le substrat utilisé pour l'implémentation de notre structure MTL est un substrat FR4, de permittivité relative $\mathcal{E}_r = 4.5$. Nous avons placé tous les composants de la carte sur la face top et définir un plan de masse sur l'autre face du PCB. La figure A.2 montre une vue générale du Layout de la structure étudiée.

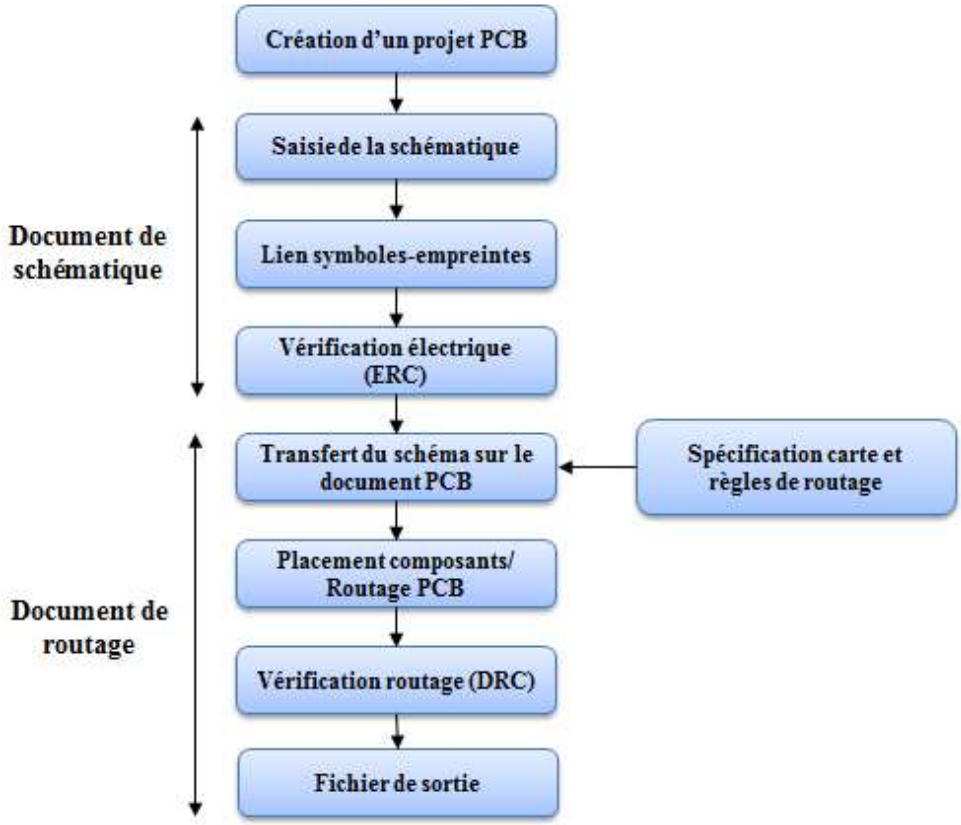
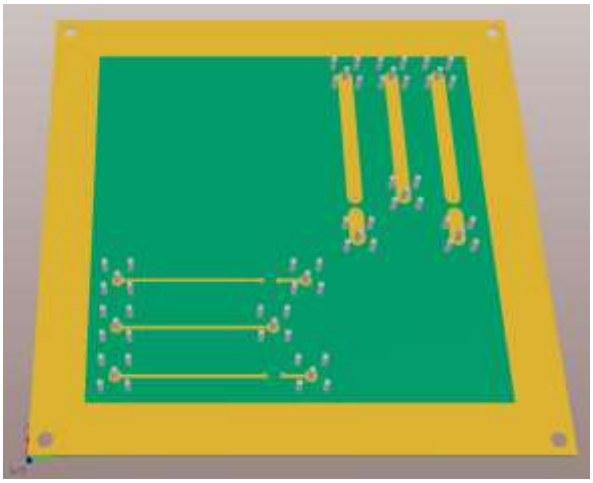


Figure A. 1:Flot de la conception d'un PCB

Ces deux documents sont liés. A chaque composant électronique, on associe un symbole électrique et une empreinte sur un circuit imprimé. La première phase consiste à définir le schéma électrique. On sélectionne dans une librairie les différents symboles électriques des composants, on leur attribue des empreintes et on les relie. Après une validation électrique, le document de routage PCB, qui a été au préalable spécifié, est mis à jour en fonction de la schématique. Les empreintes des composants sont déposées aléatoirement sur la surface de routage, les interconnexions entre les circuits apparaissent sous forme de liens virtuels. Les 2 étapes qui suivent sont :

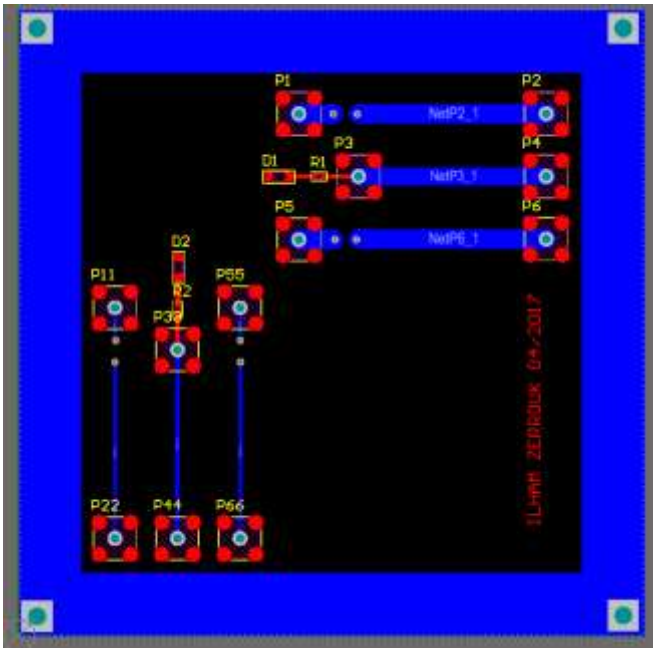
- Le placement des composants sur la carte.
- Le routage des interconnexions, qui vont être matérialisées par des lignes métalliques.



a) Face Bottom 3D



b) Face Top 3D



c) Vue 2D

Figure A. 2: Layout de la ligne MTL terminée par une charge mixte

B. ANNEXES 2 - KIT D'ACCESSOIRES TDR/TDT INCLUS AVEC LES MODELES PICOSCOPE 9211A

Le calibrage des appareils de mesure est nécessaire partout où ils sont utilisés dans des domaines liés à la qualité et la précision. La moindre des erreurs de mesure peut affecter considérablement l'exactitude des résultats souhaités. Le kit de calibrage utilisé dans notre appareil de mesure est présenté dans la figure B.1.



Figure B. 1: Kit du calibrage du Picoscope 9211A

Ce Kit est constitué aux éléments suivants :

- Câble de précision de 30 cm ;
- Câble de précision de 80 cm ;
- 0 Ω (ligne en court-circuit) ;
- Terminateur 50 Ω ;
- Connecteur ;
- Diviseur de puissance résistif ;
- Clé SMA.

C. ANNEXES 3 - LOGICIEL DE GESTION DES INSTRUMENTS DE MESURES RF

Le logiciel manipulant l'ensemble des instruments de mesures dans l'ESEO - Angers, a été développé dans le cadre de plusieurs projets sous le langage de programmation LabWindows CVI (CVI : C for Virtual Instrumentation). Le logiciel se présente sous la forme d'une interface graphique de commande présentée à la figure C.1. Cette interface est répartie en plusieurs sections qui permettent de définir les paramètres de la mesure. On peut ainsi définir les caractéristiques de la perturbation, sa puissance, sa bande de fréquence, son domaine d'amplitude et le type de balayage à mettre en place. Une section permet de choisir le type de critère d'immunité à utiliser et de configurer ses paramètres, ainsi que le mode de test à appliquer. Enfin, un ensemble de témoins permettent de superviser en temps réel la mesure en cours (Tensions induites, courants induits, puissance transmise, état de la carte sous test...).

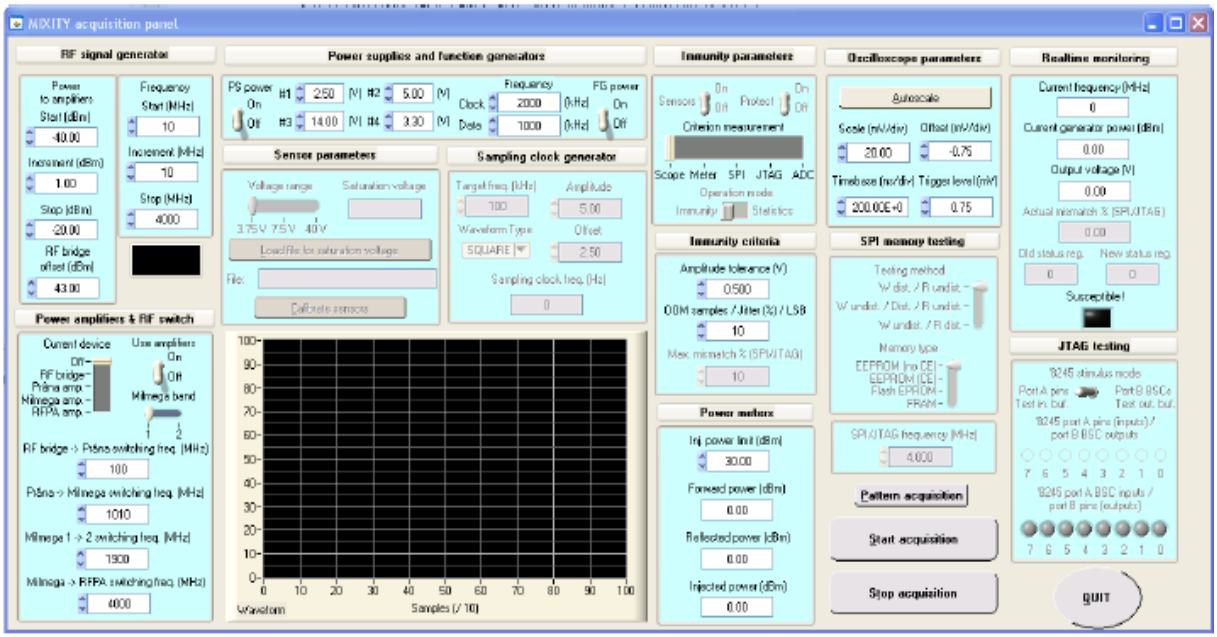


Figure C. 1: Interface graphique de commande

D. Annexes 4 - Netlists du programme PSpice représentant les schémas électriques

La représentation en Netlist d'une ligne de transmission simple sans pertes, agressée par un champ externe et chargée par un MESFET.

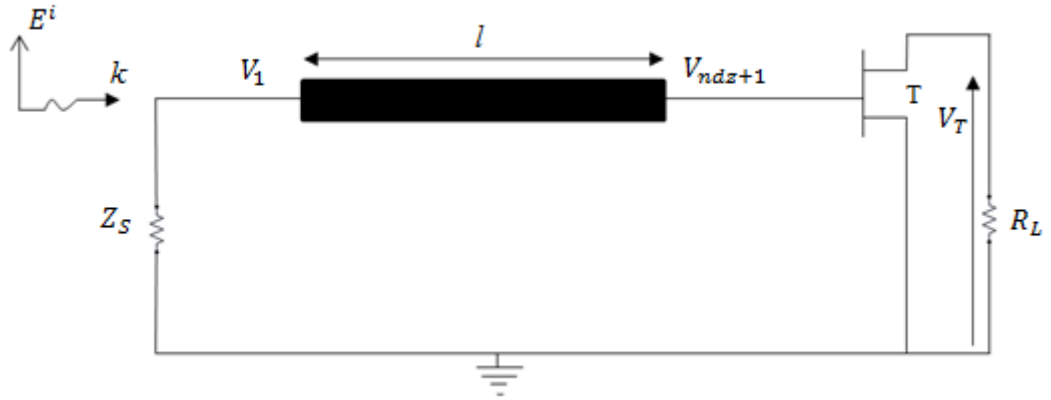


Figure D. 1:Ligne de transmission agressée par un champ externe et chargée par un MESFET

Netelist tiré du PSpice (OrCad 16.6)

```
V0 100 0 pwl (0 0 1n 10e3v 10n 10e3v)
RS 101 0 50ohm
B 2001 201 0     Bfet
.model Bfet Gasfet (cgd=1.5p cgs=2p cds=0.6e-12 vbi=0.75 beta=0.00025
+alpha=1.6 vto=-2.0v)
RL 2001 0 50ohm
V101  101  301
EC101  301  0  POLY( 1)
+ (501,0)
+0
+   1.000000E+00
FC101  0  501  POLY( 1)
+ V101
+0
+   1.000000E+00
V201  201  401
EC201  401  0  POLY( 1)
+ (601,0)
+0
+   1.000000E+00
FC201  0  601  POLY( 1)
+ V201
+0
+   1.000000E+00
**********LINE   1
RL101  501  701   8.22517E+01
```

```
RR101  601  801   8.22517E+01
T1101  911  0  921  0  Z0= 8.22517E+01  TD= 2.25168E-10
R1101  921  0   8.22517E+01
E1101  911  0  POLY(2)  (601,0)  (801,601)  0  1  -1
T2101  931  0  941  0  Z0= 8.22517E+01  TD= 2.25168E-10
R2101  941  0   8.22517E+01
E2101  931  0  POLY(2)  (501,0)  (501,701)  0  1  1
T3101  100  0  951  0  Z0= 8.22517E+01  TD= 2.25168E-10
R3101  951  0   8.22517E+01
T4101  100  0  961  0  Z0= 8.22517E+01  TD= 3.08559E-10
R4101  961  0   8.22517E+01
T5101  100  0  971  0  Z0= 8.22517E+01  TD= 8.33910E-11
R5101  971  0   8.22517E+01
EL101  701  0  POLY(3)  (921,0)  (100,0)  (961,0)
+  0  1  -2.00000E-04   2.00000E-04
ER101  801  0  POLY(3)  (941,0)  (951,0)  (971,0)
+  0  1   2.00000E-04  -2.00000E-04
.print tran v(101) v(201) v(2001)
.Probe
.Tran 0.01ns 4ns
.end
```

Résumé

Les exigences de la compatibilité électromagnétique (CEM) pour les circuits microondes sont de plus en plus sévères et imposent aux industriels de nouvelles contraintes de conception. Afin de réaliser des circuits électroniques plus denses et plus performants, il s'agit d'une part, à faire cohabiter plusieurs types de composants sur des surfaces plus petites, fonctionnant à des fréquences de plus en plus élevées. D'autre part, il est intéressant de développer des modèles capables de protéger ces composants contre les effets des agressions électromagnétiques. Cependant, cette cohabitation pourrait générer des problèmes de CEM. Ainsi, le spectre électromagnétique prépondérant et diversifié engendre le dysfonctionnement voir la détérioration des circuits électroniques avoisinant. De plus, les circuits électroniques microondes deviennent de plus en plus rapides à cause des bandes de fréquences de plus en plus élargies. L'analyse fréquentielle seule ne peut répondre à un certain nombre d'interrogations dans ces circuits. Une analyse temporelle devient nécessaire pour résoudre et répondre à toutes les problématiques avec une haute précision.

Dans cette perspective, les travaux présentés dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre des études en compatibilité électromagnétique CEM des circuits électroniques microondes non linéaires complexes. Ils abordent la problématique de la CEM des circuits microondes au travers de la modélisation des champs électromagnétiques incidents sur une large bande de fréquence, ainsi que certains effets liés à l'apparition de tensions de couplage. L'objectif est donc d'étudier théoriquement et expérimentalement, l'influence des ondes électromagnétiques externes sur des circuits et des composants utilisés dans le domaine des microondes. La méthode de calcul adoptée est la différence finie dans le domaine temporel (FDTD) pour ses performances indiscutables dans ce domaine. La validation des modèles proposés est effectuée à travers des mesures expérimentales réalisées dans la cellule GTEM (Giga Hertz Transverse Electromagnetic) mais aussi par le logiciel commercial PSpice (Cadence 16.6).

Mots clés : Compatibilité électromagnétique(CEM), Circuits microondes, couplage électromagnétique, Onde plane, champ proche, Finite Difference in the Time Domain (FDTD), MESFET.

Abstract

The requirements of the electromagnetic compatibility (EMC) for the microwave circuits are more and more severe and impose on the industrialists new design constraints. In order to achieve denser and more efficient electronic circuits, the industrialists aim, on the one hand, to coexist several types of components on smaller surfaces and operating at increasingly higher frequencies. On the other hand, they want to develop models able to protect these components against the effects of electromagnetic aggression. However, this cohabitation could generate problems of EMC. Thus, the preponderant and diversified electromagnetic spectrum causes malfunction or deterioration of the neighboring electronic circuits. In addition, the microwave electronic circuits are becoming ever and ever faster because of increasingly wide frequency bands. Frequency analysis alone cannot answer a certain number of questions in these circuits. A temporal analysis becomes necessary to solve and answer all the problems with a high precision.

In this perspective, the work presented in this thesis is part of the EMC studies of complex non-linear microwave electronic circuits. They address the problem of EMC of microwave circuits through the modeling of electromagnetic fields incident over a wide frequency band, as well as some effects related to the appearance of coupling voltages. The objective is to study theoretically and experimentally the influence of external electromagnetic waves on circuits and components used in the microwave field. The method of calculation adopted is finite difference in the time domain (FDTD) for its indisputable performance in this field. The validation of the proposed models is carried out through experimental measurements carried out in the GTEM cell (Giga Hertz Transverse Electromagnetic) but also by the commercial software PSpice (Cadence 16.6).

Key words: Electromagnetic compatibility (EMC), Microwave circuits, Electromagnetic coupling, Plane wave, Near field, Finite Difference in the Time Domain (FDTD), MESFET