



N° d'ordre.....

## THESE DE DOCTORAT

Présentée par

**Mme : Loubna TANI**

**Spécialité : Télécommunications**

**Sujet de la thèse : Analyse Temporelle et Etude Statistique du Problème de la Diaphonie Dans les Circuits Planaires Rapides**

**Thèse présentée et soutenue le 26/10/2017 devant le jury composé de :**

Nom Prénom	Titre	Etablissement	
ACHIBAT Taoufik	PES	FST - Fès	Président
EL KHAMLIHI DRISSI Khalil	PES	UCA - France	Rapporteur
BENALI Abdelhamid	PES	ENSA - Oujda	Rapporteur
TAHRI Driss	PES	FST - Fès	Rapporteur
KERROUM Kamal	PES	UCA - France	Examineur
BENBASSOU Ali	PES	EST-Fès	Examineur
EL OUAZZANI Nabih	PES	FST - Fès	Directeur de thèse

Laboratoire d'accueil : **Laboratoire Signaux, Systèmes et Composants**



Etablissement : **Faculté des Sciences et Techniques - Fès**

## *Dédicaces*

*« Les mots manquent aux émotions. »-Victor Hugo-*

*À mes Parents, à mon Mari,  
À ma Sœur et ma Famille,  
À mon Professeur qui m'a Soutenue*

# Remerciements

*« Plus on partage, plus on possède. Voilà le miracle. » -Léonard Nimoy-*

*La rédaction des remerciements me donne l'impression de vivre la fin d'une époque ! Une époque qui sans l'aide de tout mon entourage professionnel et personnel n'aurait pu aboutir. J'ai donc une forte dette envers vous tous et ne saurais jamais vous remercier comme il se doit pour votre soutien, votre confiance et vos encouragements. Il est impossible de citer toutes les personnes envers lesquelles je suis reconnaissante. Mes remerciements s'adressent donc tout d'abord à l'ensemble des personnes qui m'ont entouré et dont le nom n'apparaît pas dans la liste ci-dessous. Ces dernières se reconnaitront.*

*Ce travail s'est déroulé au sein du Laboratoire Signaux, Systèmes et Composants (LSSC) au sein de la Faculté des Sciences et Techniques (FST)- Fès. À ce titre, je souhaite remercier le département Génie Electrique (GE), son précédent responsable Mr. ABARKAN Hussein, et l'actuel responsable Mr. LAHBABI Mhammed pour m'avoir accueillie au sein du laboratoire.*

*Ma première pensée est pour mon directeur de thèse Mr. EL OUZZANI Nabih, qui sans lui je n'aurais jamais pu aboutir ce travail. Je le remercie vivement pour son investissement personnel et l'intérêt qu'il a porté sur ce travail, tant du point de vue scientifique que des relations humaines et notamment sur la qualité pédagogique de son enseignement, la patience dont il fait preuve et sa curiosité insatiable pour de nouveaux domaines.*

*Je suis sensible à l'honneur que m'a fait Mr. ACHIBAT Taoufik d'accepter de présider le jury de cette thèse.*

*J'adresse mes plus vifs remerciements à Mr. EL KHAMLIHI DRISSI Khalil, professeur à l'Université Clermont-Auvergne, à Mr. BENALI Abdelhamid, professeur à l'ENSA-Oujda, et à Mr. TAHRI Driss professeur à la FST-Fès, pour avoir été rapporteurs de cette thèse. Ils constituent une garantie importante de la qualité de ce travail dans la mesure où ce sont des spécialistes reconnus du domaine de la Compatibilité Electromagnétique (CEM). Aussi, leurs*

## Remerciements

---

*remarques ont contribué à la qualité de ce document. Je témoigne également ma gratitude à Mr. KERROUM Kamal et Mr. BENBASSOU Ali de participer dans ce jury en tant qu'examineurs.*

*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 tiens à remercier chaleureusement l'ensemble des doctorants et collègues du Laboratoire Signaux, Systèmes et Composants (LSSC) pour les moments agréables passés en leur compagnie et leurs contributions au fait que ce travail fut également une belle aventure humaine.*

*Je remercie tous mes proches et tous ceux qui m'ont soutenue, aidée dans la vie quotidienne et réussi à me remotiver pour relever la tête. Merci à mes parents, mon mari, ma sœur et ma belle famille pour leur soutien inépuisable. Aujourd'hui, c'est une consécration pour nous tous. J'espère avoir été à la hauteur.*

*Merci à mon mari, mon binôme et mon partenaire de toujours, présent dans tous mes moments de doute, de malheur et de bonheur malgré la distance. J'espère ne pas l'avoir traumatisé avec la CEM et mes projets d'articles au plein milieu de la nuit. Qu'il me pardonne pour le temps que je n'avais pas passé avec lui.*

*Je voudrais remercier particulièrement ma sœur, qui a toujours fait en sorte de me faire sentir en famille même loin des miens.*

*Je dédie cette thèse à vous Papa et Maman, en souhaitant qu'elle effacera tous les torts que j'ai pus faire par le passé. Merci à vous que j'aime de tout mon cœur.*

**« Il y a dans la vie des instants de bonheur qu'aucun poème ne peut résumer. »**

**-Jean Tétreau-**

# **Table des Matières**

# Table des Matières

<b>Remerciements</b> .....	i
<b>Table des Matières</b> .....	iii
<b>Table des Figures</b> .....	v
<b>Liste des Tableaux</b> .....	vii
<b>Liste des Abréviations</b> .....	ix
<b>Introduction Générale</b> .....	19
<b>Chapitre I</b> .....	22
<b>I. Contexte Général et Choix de l'Outil de Simulation</b> .....	23
I.1. Introduction .....	23
I.2. Circuits Planaires Rapides .....	24
I.2.1.Présentation .....	24
I.2.2.Différentes Technologies des Circuits Planaires.....	25
I.2.2.1.Circuits Coplanaires .....	25
I.2.2.2.Circuits Microruban .....	26
I.2.2.3.Circuits Planaires Multicouches.....	26
I.3.Méthodes de Simulation Electromagnétique .....	27
I.3.1.Positionnement du Problème .....	27
I.3.2.Comparaison des Performances des Méthodes Temporelles et Fréquentielles.....	29
I.3.2.1.Propriétés des Méthodes Temporelles.....	29
I.3.2.2.Propriétés des Méthodes Fréquentielles .....	30
I.3.3.Méthodes Rigoureuses (Full-Wave) .....	31
I.3.3.1.Définition.....	31
I.3.3.2.Méthode des Moments (MoM) .....	31
I.3.3.3.Méthode des Eléments Finie (FEM) .....	32
I.3.3.4.Méthode des Différences Finies (FDTD).....	33
I.3.3.5.Méthode des Lignes de Transmission (TLM) .....	34
I.3.4.Etude Comparative .....	35

I.3.5.Particularités des Lignes de Transmission Planaires.....	35
I.3.6.Choix de l'Algorithme FDTD pour Résoudre les Equations de Lignes.....	36
I.4.Application de la FDTD aux Equations de Lignes .....	36
I.4.1.Equations d'une Ligne Simple.....	36
I.4.2.Principe des Différences Finies .....	38
I.4.3.Résolution des Equations de Lignes par la Méthode FDTD.....	40
I.4.3.1.Lignes de Transmission Multiconducteurs (MTL) Uniformes sans Pertes .....	40
I.4.3.2.Lignes de Transmission Multiconducteurs (MTL) non Uniformes sans Pertes .....	45
I.5.Calcul des Paramètres Linéiques .....	47
I.6.Paramètres et Propriétés de l'Excitation.....	47
I.7.Conclusion.....	49
 <b>Chapitre II</b> .....	 50
<b>II.Diaphonie dans les Circuits Planaires : Etude et Propriétés</b> .....	51
II.1.Introduction.....	51
II.2.Description Générale de la Compatibilité Electromagnétique (CEM) .....	52
II.2.1.Présentation .....	52
II.2.2.Perturbations et Modes de Transmission.....	52
II.2.2.1.Définition.....	52
II.2.2.2.Couplage par Conduction .....	53
II.2.2.3.Couplage par Rayonnement.....	55
II.3.Couplage par Diaphonie.....	56
II.3.1.Définition .....	56
II.3.2.Description de la Diaphonie dans les Circuits Planaires.....	57
II.3.2.1.Diaphonie Capacitive Dominante .....	57
II.3.2.2.Diaphonie Inductive Dominante .....	58
II.3.2.3.Paradiaphonie (NEXT) et Transdiaphonie (FEXT).....	58
II.4.Etude Temporelle de la Diaphonie dans un Circuit Planaire.....	59
II.4.1.Choix et Description du Circuit.....	59
II.4.2.Illustration de la diaphonie .....	60
II.5.Paramètres Agissant sur la Diaphonie.....	61
II.5.1.Influence des Charges.....	61
II.5.2.Influence De l'Excitation.....	63
II.6.Conclusion .....	65
 <b>Chapitre III</b> .....	 66
<b>III. Etude Statistique de la Diaphonie dans les Circuits Planaires</b> .....	67
III.1.Introduction .....	67

---

III.2.Contexte Aléatoire de l'Etude.....	68
III.2.1.Concepts Probabiliste et Statistique .....	68
III.2.2.Fonction de Densité de Probabilité (PDF).....	68
III.2.2.1.Loïs de Probabilité à Densité sur un Intervalle.....	68
III.2.2.2.Loi Normale (Loi de Laplace-Gauss).....	69
III.2.2.3.Loi Uniforme.....	70
III.3.Circuits et Conditions de Transmission .....	70
III.3.1.Signaux Considérés.....	70
III.3.2.Interconnexions des Circuits .....	72
III.4.Excitations à Occurrence Déterministe.....	73
III.4.1.Excitation Monosource d'une Ligne (MTL) Uniforme.....	73
III.4.2.Excitation Multisource d'une Ligne (MTL) Uniforme .....	76
III.5.Excitations à Occurrence Aléatoire.....	77
III.5.1.Contexte .....	77
III.5.2.Excitation d'une Ligne (MTL) Uniforme .....	77
III.5.2.1.Impulsions Légèrement Décalées.....	77
a.Occurrences Equiprobables .....	77
b.Occurrences non Equiprobables .....	81
III.5.2.2.Impulsions Fortement Décalées.....	83
a.Occurrences Equiprobables .....	83
b.Occurrences non Equiprobables .....	85
III.5.3.Excitation d'une Ligne (MTL) non Uniforme.....	86
III.5.3.1.Circuit Etudié .....	86
III.5.3.1.Occurrences Selon la Loi Uniforme .....	88
III.5.3.2.Occurrences Selon la Loi Normale.....	91
III.6.Conclusion .....	94
<b>Chapitre IV .....</b>	<b>96</b>
<b>IV.Réduction de la Diaphonie à l'Aide des Pistes de Protection .....</b>	<b>97</b>
IV.1.Introduction .....	97
IV.2.Circuit Etudié et Illustration de la Diaphonie .....	99
IV.3.Piste de Protection à Géométrie Uniforme .....	100
IV.3.1.Piste de Protection Court-Circuitée.....	100
IV.3.2.Ligne Pseudo Adaptée .....	102
IV.3.3.Ligne Chargée par un Réseau $50\Omega$ .....	103
IV.4.Piste de Protection à Géométrie non Uniforme .....	105
IV.4.1.Piste à Profil Sinusoïdal .....	105
IV.4.2.Piste à Profil Linéaire.....	108

---



IV.4.2.1.Ligne à Structure Symétrique.....	108
IV.4.2.2.Ligne à Structure Asymétrique .....	110
IV.5.Conclusion.....	115
<b>Conclusion Générale et Perspectives .....</b>	<b>117</b>
<b>Références Bibliographiques .....</b>	<b>119</b>
<b>Annexes.....</b>	<b>125</b>
Annexe A .....	126
❖Equations de Maxwell.....	126
Annexe B .....	127
❖Effet du temps du temps de montée/descente sur le spectre de l'excitation.....	127
<b>Publications et Communications .....</b>	<b>131</b>
<b>Abstract .....</b>	<b>1319</b>
<b>Résumé de la thèse.....</b>	<b>131</b>

# **Table des Figures**

# Table des Figures

<b>Figure I.1:</b> Ligne coplanaire.....	25
<b>Figure I.2 :</b> Lignes des champs électrique et magnétique du mode quasi TEM .....	25
<b>Figure I.3 :</b> Circuit microruban .....	26
<b>Figure I.4 :</b> Exemple de coupe transversale d'un circuit multicouche .....	27
<b>Figure I.5 :</b> Exemple d'éléments finis nodaux 2D (triangle) et 3D (tétraèdre).....	32
<b>Figure I.6 :</b> Cellule de Yee (3D) .....	33
<b>Figure I.7 :</b> Méthode de calcul de H et de E .....	34
<b>Figure I.8 :</b> Choix de la méthode de simulation en fonction de la dimension du système.....	36
<b>Figure I.9 :</b> Modèle à constantes réparties .....	37
<b>Figure I.10 :</b> Points d'évaluation de la dérivée centrée.....	39
<b>Figure I.11 :</b> Ligne de transmission multiconducteur (MTL) .....	40
<b>Figure I.12 :</b> Discrétisation spatiale de la ligne.....	41
<b>Figure I.13 :</b> Traitement des extrémités de la ligne.....	42
<b>Figure I.14 :</b> Calcul des tensions et courants selon saute-mouton .....	43
<b>Figure I.15 :</b> Modèle d'une ligne non uniforme. ....	45
<b>Figure I.16 :</b> Schéma d'une jonction de deux tronçons adjacents .....	46
<b>Figure I.17 :</b> Impulsion de forme trapézoïdale.....	48
<b>Figure I.18 :</b> Représentation asymptotique de l'enveloppe spectrale de l'excitation .....	48
<b>Figure II.1:</b> Couplage en mode différentiel .....	54
<b>Figure II.2:</b> Couplage en mode commun.....	54
<b>Figure II.3:</b> Couplage par impédance commune .....	55
<b>Figure II.4:</b> Illustration du problème de l'impédance commune .....	55
<b>Figure II.5:</b> Couplage par diaphonie capacitive .....	57
<b>Figure II.6:</b> Couplage par diaphonie inductive.....	58
<b>Figure II.7:</b> Couplage par diaphonie sur un circuit.....	58
<b>Figure II.8:</b> (a) Schéma du circuit de la ligne coplanaire (b) Section transversale de la ligne. (c) Tension de la source. ....	59
<b>Figure II.9:</b> Tensions NEXT et FEXT induites sur le conducteur victime.....	61
<b>Figure II.10:</b> Niveaux de diaphonie selon le cas étudié (a) Ligne adaptée. (b) $R_{NE}=50\Omega$ et $R_{FE}=CO$ . (c) $R_{NE}=CO$ et $R_{FE}=50\Omega$ .....	63
<b>Figure II.11:</b> Niveaux de diaphonie NEXT et FEXT pour $\ell=10\text{cm}$ . (a) $\tau_1=1\text{ns}$ . (b) $\tau_2=1\text{ns}$ .....	64

<b>Figure III.1:</b> Exemple d'un tracé d'une carte électronique.....	67
<b>Figure III.2:</b> Quelques courbes représentant la densité de probabilité de la loi Normale.....	70
<b>Figure III.3:</b> Fonction de densité de probabilité uniforme.....	70
<b>Figure III.4 :</b> Exemple des codes NRZ et Manchester.....	72
<b>Figure III.5:</b> Schéma bloc d'une ligne de transmission multiconducteur à excitation multisource.....	73
<b>Figure III.6:</b> Circuit étudié. (a) Source $V_{S2}$ activée. (b) Source $V_{S1}$ activée. (c) schéma de la section transversale de la ligne.....	74
<b>Figure III.7:</b> la tension de la source .....	74
<b>Figure III.8:</b> Tensions NEXT et FEXT avec $V_{S2}$ comme excitation.....	75
<b>Figure III.9:</b> Tensions NEXT et FEXT avec $V_{S1}$ comme excitation.....	75
<b>Figure III.10:</b> Excitation de la ligne par deux sources .....	76
<b>Figure III.11:</b> Tensions NEXT et FEXT avec $V_{S1}$ et $V_{S2}$ activées .....	76
<b>Figure III.12:</b> Méthode de génération aléatoire des deux impulsions.....	78
<b>Figure III.13:</b> (a) Tension NEXT après 3000 tirages. (b) Tension FEXT après 3000 tirages .....	79
<b>Figure III.14:</b> (a) Histogramme des niveaux max de la tension NEXT à l'instant 0.1 ns. ....	80
<b>Figure III.15:</b> Génération aléatoire des impulsions .....	81
<b>Figure III.16:</b> (a) Histogramme des niveaux max de la tension NEXT à l'instant 0.1 ns. ....	82
<b>Figure III.17:</b> Génération aléatoire des impulsions .....	83
<b>Figure III.18:</b> (a) Histogramme des niveaux max de la tension NEXT à l'instant 0.1 ns. (b) Histogramme des niveaux max de la tension FEXT à l'instant 0.5ns .....	84
<b>Figure III.19:</b> (a) Histogramme des niveaux max de la tension NEXT à l'instant 0.1 ns. (b) Histogramme des niveaux max de la tension FEXT à l'instant 0.5ns .....	85
<b>Figure III.20:</b> Circuit et dimensions.....	87
<b>Figure III.21:</b> Occurrences aléatoires des impulsions.....	89
<b>Figure III.22:</b> (a) Tension NEXT après 3000 tirages. (b) Tension FEXT après 3000 tirages .....	90
<b>Figure III.23:</b> (a) Histogramme des niveaux max de la tension FEXT à l'instant 0.55ns. (b) Histogramme des niveaux max de la tension NEXT à l'instant 1ns.....	91
<b>Figure III.24:</b> Occurrences aléatoires des impulsions.....	92
<b>Figure III.25:</b> (a) Histogramme des niveaux max de la tension FEXT à l'instant 0.55ns. (b) Histogramme des niveaux max de la tension NEXT à l'instant 1ns.....	93
<b>Figure IV.1:</b> Règle des 3w.....	97
<b>Figure IV.2:</b> Disposition d'une piste de protection .....	98
<b>Figure IV.3:</b> (a) Circuit de la ligne. (b) section transversale de la ligne .....	99
<b>Figure IV.4:</b> (a) Tension NEXT. (b) Tension FEXT.....	100
<b>Figure IV.5:</b> Circuit de la ligne avec une piste de protection uniforme court-circuitée.....	101

<b>Figure IV.6:</b> (a) Tension NEXT. (b) Tension FEXT.....	102
<b>Figure IV.7:</b> Circuit de la ligne pseudo adaptée.....	102
<b>Figure IV.6:</b> (a) Tension NEXT. (b) Tension FEXT.....	103
<b>Figure IV.9:</b> Circuit de la ligne chargée par un réseau $50\Omega$ .....	104
<b>Figure IV.10:</b> (a) Tension NEXT. (b) Tension FEXT.....	104
<b>Figure IV.12:</b> Circuit de la ligne avec une piste de protection à profil sinusoïdal.....	105
<b>Figure IV.11:</b> Modèle d'une ligne sinusoïdale. ....	106
<b>Figure IV.13:</b> (a) Tension NEXT. (b) Tension FEXT.....	107
<b>Figure IV.14:</b> Circuit de la ligne symétrique avec une piste à profil linéaire .....	108
<b>Figure IV.15:</b> (a) Tension NEXT. (b) Tension FEXT.....	109
<b>Figure IV.16:</b> Ligne asymétrique: piste de protection proche du conducteur victime.....	110
<b>Figure IV.17:</b> (a) Tension NEXT. (b) Tension FEXT.....	111
<b>Figure IV.18:</b> Ligne asymétrique: piste de protection proche du conducteur agresseur.....	112
<b>Figure IV.19:</b> (a) Tension NEXT. (b) Tension FEXT.....	113

# Liste des Tableaux

# Liste des Tableaux

<b>Tableau I.1</b> : Comparaison des méthodes numériques .....	35
<b>Tableau III.1:</b> Comparaison de tous les cas traités.....	86
<b>Tableau III.2:</b> Inductances linéiques des différents tronçons de la ligne non uniforme .....	87
<b>Tableau III.3:</b> Capacités linéiques des différents tronçons de la ligne non uniforme .....	88
<b>Tableau III.4:</b> Comparaison de tous les cas traités.....	94
<b>Tableau IV.1:</b> Tableau récapitulatif.....	105
<b>Tableau IV.2:</b> Dimensions de chaque tronçon de la piste sinusoïdale.....	106
<b>Tableau IV.3:</b> Dimensions des tronçons de la ligne non uniforme.....	108
<b>Tableau IV.4:</b> Dimensions des tronçons de la ligne non uniforme asymétrique .....	110
<b>Tableau IV.5:</b> Dimensions des tronçons de la ligne non uniforme asymétrique .....	112
<b>Tableau IV.6:</b> Niveaux de réduction relatifs aux différentes pistes.....	114

## **Liste des Abréviations**



# Liste des Abréviations

**ASK** : Amplitude Shift Keying

**C.E.M** : Compatibilité Electromagnétique

**CFL** : Courant-Friedrichs Lewy

**CHS** : Crosstalk Harnessed Signaling

**FDTD** : Méthode des Différences Finies Temporelles (Finite Difference Time Domain)

**FEM** : Méthode des Éléments Finis (Finite Element Method)

**FEXT**: Far End Crosstalk ( Transdiaphonie)

**FSK** : Frequency Shift Keying

**HTCC** : High Temperature Cofired Ceramic

**MoM** : Méthode des Moments (Method of Moment)

**M.T.L** : Lignes de Transmission Multiconducteurs MTL (Multiconductor Transmission Lines)

**NEXT**: Near End Crosstalk ( Paradiaphonie)

**NRZ** : Non Return to Zero

**PCB** : Printed Circuit Board

**PDF** : Fonction de densité de probabilité (Probability Density Function)

**PSK** : Phase Shift Keying

**RF**: Radiofrequence

**TEM** : Transverse Electric-Magnetic

**TLM** : Méthode des Lignes de Transmission (Transmission Line Matrix)

# **Introduction Générale**

# Introduction Générale

Actuellement, les structures planaires intéressent de plus en plus les industriels, les chercheurs et les développeurs. L'utilisation des technologies planaires est nécessaire pour concevoir des circuits toujours plus performants tout en répondant aux contraintes en termes de poids, d'encombrement, de consommation de puissance et de coût [1].

Les circuits rapides microondes à structure planaire ont progressivement investi presque tous les secteurs d'activité : les recherches scientifiques, spatiales et environnementales, les avancées dans les télécommunications terrestres, maritimes ou par satellite, les recherches nucléaires, armes intelligentes, etc [2].

Cette évolution technologique ne pourrait aboutir que par une meilleure compréhension des divers mécanismes de conception, de réalisation, et surtout de fiabilité. Ainsi, garantir les performances souhaitées, indépendamment de l'environnement d'utilisation, devient aujourd'hui l'enjeu majeur pour les industriels concernés.

Un des éléments clés de la réussite des challenges d'intégration et d'évolution technologique est la maîtrise des problèmes liés à la compatibilité électromagnétique (CEM) [3]. Ce phénomène pose la contrainte générale de la coexistence des différents composants électroniques dans un même support, et devient de plus en plus crucial au fil du temps et de la multiplication d'éléments de plus en plus sensibles.

Dans le domaine de la compatibilité électromagnétique, le phénomène de la diaphonie est parmi les thèmes principaux étudiés lors de la conception des systèmes électroniques, afin d'assurer le bon fonctionnement du circuit. Ce phénomène électromagnétique peut fortement dégrader les performances et nuire à l'intégrité des signaux [3].

En effet, le développement croissant des cartes électroniques très sophistiquées et la complexité des fonctions exigées non seulement rendent la conception une opération très délicate, mais aussi obligent les concepteurs à revoir en permanence leurs méthodes d'analyse et de simulation des effets non désirables, en particulier la diaphonie. Le problème est d'autant plus amplifié que le nombre d'entrées/sorties et de signaux injectés ne cesse de croître. Par conséquent, l'étude déterministe de ce phénomène présente des restrictions quant à la représentation du cas réel. L'introduction de l'aspect aléatoire s'avère très utile et permet de mieux décrire les propriétés de la diaphonie.

Dans ce contexte nous proposons une étude statistique, dans le domaine temporel, du phénomène de la diaphonie concernant les lignes de transmission uniformes et non uniformes. Son intérêt réside dans la prise en compte de l'occurrence aléatoire des sources afin de bien comprendre l'évolution des niveaux diaphoniques et avoir par la suite une idée globale et exacte dans un cas réel.

Pour compléter l'étude, nous sommes amenés à considérer des techniques de réduction de la diaphonie, notamment dans une situation où l'architecture de la carte ne permet ni modification ni changement dans le layout.

Afin de réaliser l'étude de la diaphonie au sein de circuits complexes planaires, les concepteurs disposent de méthodes, souvent à caractère numérique, permettant à la fois la simulation et l'optimisation.

Les méthodes numériques dites "rigoureuses" ou encore "full-wave" sont des outils mathématiques utilisés pour résoudre les relations régissant les phénomènes électromagnétiques [4]. La résolution des équations de Maxwell, sous la forme différentielle ou intégrale, permet alors de comprendre le comportement temporel et fréquentiel des systèmes électromagnétiques.

Par ailleurs, lorsque le schéma électrique et la structure géométrique du circuit présentent des caractéristiques simples, il est alors possible, voire recommandé, de faire appel à des méthodes approchées. Contrairement aux méthodes numériques rigoureuses, en utilisant de tels outils, la procédure de simulation et de conception gagne énormément en temps de calcul et en espace mémoire, tout en offrant une bonne précision.

Ainsi, notre intérêt s'est porté sur l'application des équations de lignes MTL (Multiconductor Transmission Lines) établies sous l'hypothèse du mode TEM ou quasi-TEM (Transverse Electric-Magnetic) pour l'étude des interconnexions assimilées à des lignes de transmission [5].

La méthode de résolution dans le cas d'une ligne planaire multiconducteur repose sur l'algorithme des différences finies en une seule dimension (FDTD). Tous les aspects liés à la propagation et aux contraintes diaphoniques sont facilement traités avec une grande souplesse [6] [7].

Le mémoire de thèse est organisé en 4 chapitres :

Dans le premier chapitre, nous présentons d'une manière succincte les différentes structures des circuits planaires rapides. Ensuite, nous détaillons l'état de l'art des méthodes numériques principalement celles dédiées à l'analyse électromagnétique (analyse temporelle et

fréquentielle). C'est également dans ce chapitre que nous présentons la modélisation des lignes de transmission non uniformes, suivie du développement du code de résolution des équations MTL à l'aide de l'algorithme des différences finies (FDTD) en 1D (une dimension).

Dans le second chapitre, des notions générales relatives à la compatibilité électromagnétique sont présentées. L'accent est mis sur une étude approfondie de la diaphonie ayant pour objectif de montrer l'aspect globale du phénomène. Comme application, nous considérons l'analyse de la diaphonie dans une ligne à trois conducteurs basée sur l'utilisation du code proposé.

L'analyse des configurations multisource et monosource représente le sujet d'investigation du troisième chapitre. Les sources perturbatrices de la ligne uniforme ou non uniforme commutent aléatoirement soit d'une façon synchrone ou asynchrone, nécessitant une analyse statistique de l'évolution des différents niveaux diaphoniques induits.

Le quatrième et dernier chapitre est consacré au problème de réduction de la diaphonie dans les circuits planaires en présentant d'abord plusieurs techniques. Ensuite, nous proposons une solution basée sur l'insertion des pistes de protection à profil non uniforme selon une variation sinusoïdale ou linéaire de la largeur. Plusieurs configurations sont testées afin de déterminer celle qui offre davantage de protection.

La conclusion générale présente une synthèse du travail de recherche accompli en montrant plusieurs voies d'investigation future à explorer.

## Chapitre I

# Contexte Général et Choix de l'Outil de Simulation

# I. Contexte Général et Choix de l'Outil de Simulation

## I.1. Introduction

De nos jours, l'électronique intégrée connaît un essor croissant qui se manifeste dans l'utilisation de produits électroniques dans tous les domaines. Ainsi, les circuits imprimés sont présents dans divers domaines tels que les télécommunications, le transport et la domotique. Les circuits sur lesquels s'est portée notre attention sont en technologie planaire, d'où la dénomination de circuits planaires rapides. Les PCB (Printed Circuit Board) représentent le support d'implémentation des composants électroniques selon différentes technologies afin de réaliser les fonctions optimisées.

Cette technologie met en œuvre un substrat, qui correspond à une plaque diélectrique, sur laquelle un motif est gravé sur une fine couche de métallisation (généralement du cuivre). Cette métallisation peut être située sur au moins l'une des faces externes du substrat. Il peut également y avoir plusieurs couches de métal et de substrat, cela correspond à un circuit dit multicouche.

Outre les aspects liés au progrès technologiques, il faut tenir compte de l'influence de ces circuits sur leur environnement. Ces différentes contraintes doivent être modélisées avec précision de façon à parvenir à une mise au point rapide des systèmes et garantir les performances souhaitées. Les problèmes et les applications dépendent étroitement du type de la technologie de réalisation (microruban, coplanaire,...).

L'état de l'art des méthodes de modélisation des problèmes électromagnétiques, montre qu'il est question principalement de méthodes numériques dites "rigoureuses" ou encore "full-wave". Ces méthodes reposent sur un certain nombre de concepts, de principes, d'hypothèses, etc. qui permettent de les classer en plusieurs familles, elles mêmes décomposées et constituées en sous-classes.

Il est possible dans de nombreux cas, de contourner les contraintes liées au temps de calcul et à l'espace mémoire en choisissant des méthodes approchées conduisant à des résultats de bonne précision en un temps très réduit.

Connaissant la structure des circuits à étudier, nous avons opté pour le développement d'un code de simulation en résolvant les équations MTL.

## I.2. Circuits Planaires Rapides

### I.2.1. Présentation

Le développement des systèmes électroniques (informatiques, multimédias, ...) a engendré ces dernières années, pour des raisons d'encombrement et de coût, une course à la miniaturisation qui s'est traduite notamment par de très grands progrès dans la taille des structures. Les systèmes des télécommunications n'échappent pas à cette tendance.

Dans ces conditions, l'activité de recherche s'est énormément consacrée à l'étude de circuits intégrés associés à des structures planaires. Pour un grand nombre de raisons technologiques, les circuits planaires rapides qui ont récemment subi d'importants développements technologiques, sont très attractifs pour leur faible coût de réalisation accompagné d'un faible encombrement, et d'une consommation de puissance très réduite.

Le concept des circuits planaires rapides, a été introduit au Japon en 1969 par Okoshi et Al. [8] comme une approche pour analyser, en premier lieu, les circuits intégrés microondes à deux dimensions. Presque en même temps, Ridella, Bianco, et leurs groupes [9], en Italie, présentaient la théorie fondamentale et générale pour une classe de structures qu'ils ont appelée « N-port Distributed Planar Structures ». Quelques années plus tard, des chercheurs aux USA, ont énormément contribué à l'étude des circuits planaires, en publiant des articles et des livres détaillés [8] [9].

La technique des circuits planaires a révolutionné les domaines de l'électronique et plus récemment [10], celui des télécommunications, où elle se prête particulièrement bien à la réalisation des lignes à structure fermée (ces structures sont totalement isolées de l'extérieur par des parois métalliques) ou ouverte (structures planaires: telles que les lignes de transmissions, les résonateurs planaires, guides d'ondes...). Ces évolutions se sont naturellement confrontées à différentes contraintes, à savoir :

- La miniaturisation des circuits électroniques : Elle se traduit par la conception de circuits les plus compacts possibles avec les problèmes de compatibilité électromagnétique associés.
- L'optimisation des bandes de fréquences utiles : En effet, pour éviter tout problème d'interférence, il est nécessaire de choisir et d'organiser les bandes de fréquences avec une précision maximale.
- La minimisation des coûts de production : Certains produits sont destinés à une large diffusion, ce qui impose l'utilisation de matériaux et de procédés de fabrication les moins coûteux possibles.



## I.2.2. Différentes Technologies des Circuits Planaires

### I.2.2.1. Circuits Coplanaires

Une structure coplanaire est constituée de trois rubans métalliques placés sur le même plan à une distance constante du substrat diélectrique. Le conducteur central véhicule le signal micro-onde. Les deux rubans latéraux servent de plans de masse et sont séparés du ruban central par des fentes coplanaires. La figure I.1 présente le schéma d'une ligne de transmission coplanaire sur un substrat diélectrique. 'w' représente la largeur du conducteur central, 'h' l'épaisseur du substrat et 't' l'épaisseur des conducteurs métalliques.

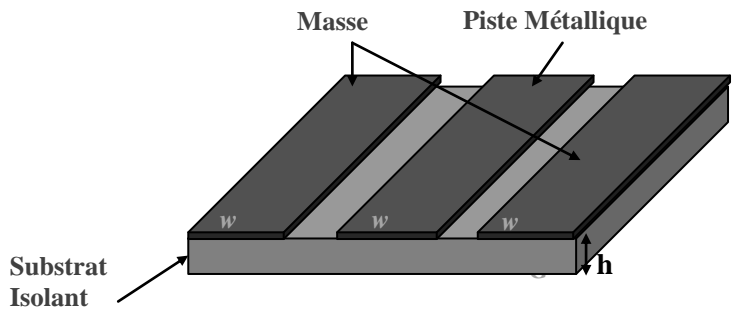


Figure I.1: Ligne coplanaire

La répartition du champ électromagnétique est présentée sur la figure I.2.

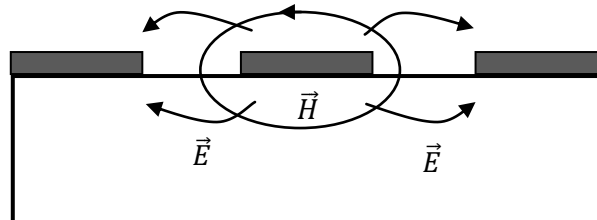


Figure I.2 : Lignes des champs électrique et magnétique du mode quasi TEM

Ce type de circuits peut être utilisé en mode quasi-TEM (Transverse Electric-Magnetic). Il s'adapte bien au branchement d'éléments discrets parallèles sans percement du substrat. Les chercheurs ont utilisé l'analyse quasi-statique, en supposant que le substrat diélectrique est fortement épais et infini, cette hypothèse n'est valable que pour de grandes valeurs de constante diélectrique  $\epsilon_r$ .

En ce qui concerne les inconvénients et les limitations de cette technologie, nous pouvons citer le rayonnement qui est plus fort que celui dans les structures microruban. Les pertes sont donc plus importantes et les coefficients de qualité à vide plus faibles.

### I.2.2.2. Circuits Microruban

La deuxième grande famille technologique concerne les structures microruban. Ce type de circuits est constitué d'un ruban conducteur placé sur une face d'un matériau diélectrique dont l'autre face constitue un plan de masse (figure I.3).

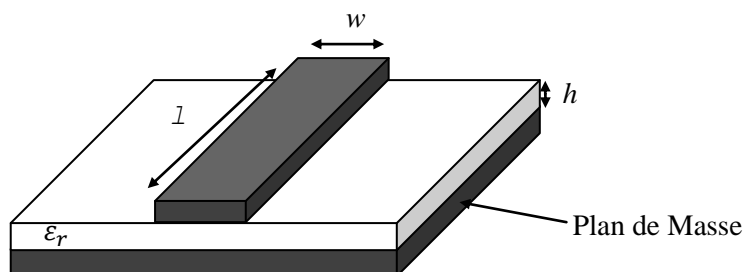


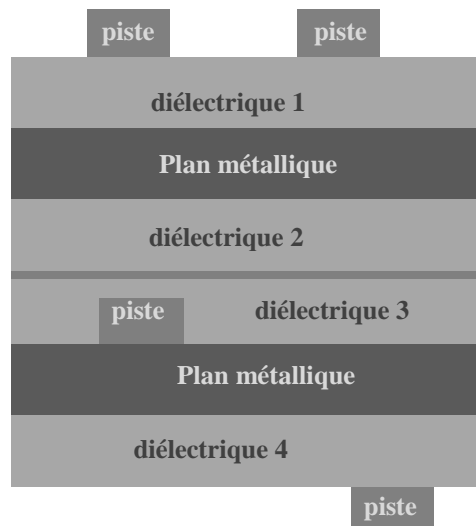
Figure I.3 : Circuit microruban

La propagation du champ électromagnétique sur une ligne microruban n'est pas purement transverse électromagnétique TEM à cause de la différence de milieu de part et d'autre du circuit.

Les structures microruban sont les plus employées pour la simple raison qu'elles sont faciles à réaliser et qu'elles reposent sur des modèles mathématiques bien connus. Néanmoins, les pertes par rayonnement et la dépendance fréquentielle de la vitesse de propagation qui caractérisent cette technologie sont souvent à l'origine des décalages entre les résultats expérimentaux et la simulation.

### I.2.2.3. Circuits Planaires Multicouches

Ces circuits sont basés sur la technologie multicouche LTCC (Low-Temperature Cofired Ceramic). Elle permet la création de circuits ou de boîtiers à trois dimensions avec la possibilité de réaliser des circuits monolithiques [11]. Le principe est basé sur un empilement successif de fines couches de diélectriques et de conducteurs. Les lignes sur des niveaux différents peuvent être reliées par ce que l'on appelle des vias au moment de la réalisation. Ces différentes "feuilles" sont ensuite cuites, à 850°C pour le HTCC (High Temperature Cofired Ceramic), afin de former une structure compacte et homogène.



**Figure I.4 : Exemple de coupe transversale d'un circuit multicouche**

Très proche du HTCC (High Temperature Cofired Ceramic), cette technologie offre la possibilité d'utiliser les conducteurs à basse résistivité (or, cuivre, argent) car la cuisson est inférieure à leur température de fusion [12].

A l'aide de cette technologie, il est directement possible d'intégrer dans le substrat des éléments passifs. Elle est donc très compacte et offre une réalisation aisée de circuits à trois dimensions. Ainsi, elle sera facile à intégrer avec d'autres éléments en permettant de placer les accès sur le dessus ou le dessous de la structure.

En revanche, elle n'apporte pas une réelle diminution des pertes qui pénalisent les circuits planaires. De plus, cette technologie est basée sur des films épais, la précision de gravure n'est pas très bonne et lors du recuit du substrat, les dimensions des lignes peuvent être modifiées, défavorisant ainsi cette technologie pour les applications millimétriques.

## I.3. Méthodes de Simulation Electromagnétique

### I.3.1. Positionnement du Problème

Actuellement, la plupart des simulateurs électromagnétiques se basent sur une résolution des équations aux dérivées partielles. Ces simulateurs ont jusqu'à présent bénéficié d'une augmentation de la puissance informatique disponible compensant les exigences de calcul nécessitées par la croissance de la complexité des objets à modéliser, même si la taille des problèmes cruciaux augmente beaucoup plus rapidement que la puissance informatique [13].

Différentes techniques et méthodes de modélisation permettent de résoudre des problèmes électromagnétiques dans le domaine temporel ou fréquentiel. La mise au point d'une technique ou d'une méthode de modélisation répond à un certain nombre de questions lors de l'analyse d'un problème. Elle permet de formuler la situation mathématiquement en identifiant les

inconnues et en proposant une méthodologie pour la résolution qui par la suite devra être implémentée d'un point de vue informatique.

Parmi l'ensemble des méthodes de modélisation des problèmes électromagnétiques, nous distinguons trois grandes familles: Certaines dites «numériques» basées sur une résolution numérique permettant l'analyse d'objets électriquement petits et s'adaptent à toutes les géométries multidimensionnelles (1D, 2D, 3D), tandis que d'autres dites «asymptotiques» basées sur des approximations hautes fréquences permettant l'analyse d'objets électriquement grands. Enfin, d'autres méthodes dites «hybrides» sont basées sur un, voire plusieurs couplages entre les deux familles de méthodes mentionnées précédemment et permettent ainsi d'élargir le domaine d'analyse et le champ d'application.

Cependant, le choix d'une méthode plus qu'une autre se justifie par un certain nombre de critères qui doivent permettre d'identifier et de formuler clairement le problème posé. Parmi ces critères, il y a :

- type de structure : antennes, circuits planaires, cavités, . . .
- type de régime : statique, quasi-statique, dynamique.
- structure ouverte.
- géométrie de la structure :
  - Simple: formes rectangulaires (arêtes, coins)
  - Complexe : formes polygonales, courbes.
- rayonnement en zone de champ proche : Diaphonie . . .
- type de milieu : linéaire, dispersif, à pertes, anisotrope, . . .
- domaine d'analyse : temporel ou fréquentiel.

Toutes ces questions doivent permettre de choisir une ou plusieurs méthodes, c'est-à-dire celle(s) la (les) mieux adaptée(s) pour résoudre le problème rencontré.

Une méthode repose sur deux notions fondamentales, la formulation d'une part et le domaine d'analyse d'autre part. La formulation est une étape incontournable dans l'application de la méthode de résolution, tandis que le domaine d'analyse constitue le domaine de résolution du problème. L'ensemble de la démarche doit reposer sur une définition rigoureuse des concepts et fournir une méthodologie pour construire un modèle du phénomène.

Comme nous l'avons expliqué, les méthodes numériques interviennent lorsque les méthodes analytiques et les méthodes hybrides deviennent impuissantes face à des expressions mathématiques dépourvues de solutions analytiques simples.

Le classement des méthodes numériques est établi en se basant sur les critères "explicite" et "implicite", différentiel et intégral, temporel et fréquentiel ainsi que volumique et surfacique [14]. Les critères harmonique et temporel sont les plus employées.

Parmi les méthodes numériques les plus répandues, nous pouvons citer la Méthode des Moments MoM (*Method of Moment*), la Méthode des Éléments Finie FEM (*Finite Element Method*), la Méthode des Différences Finies Temporelles FDTD (*Finite Difference Time Domain*), la Méthode des Lignes de Transmission TLM (*Transmission Line Matrix*) etc. Elles fournissent une solution approchée en résolvant numériquement les équations de Maxwell, sous forme différentielle ou intégrale. Ces méthodes nécessitent une discrétisation complète de l'espace de calcul (surface ou volume) à laquelle s'ajoute une discrétisation temporelle si l'outil est de nature temporelle.

Toutes ces méthodes sont basées sur des concepts et des hypothèses qui leurs sont propres et conviennent par conséquent à un cas précis. C'est donc l'analyse d'un problème électromagnétique qui va permettre d'identifier et de définir clairement un type de formulation appropriée et les processus à mettre en œuvre pour la résolution.

### **I.3.2. Comparaison des Performances des Méthodes Temporelles et Fréquentielles**

#### **I.3.2.1. Propriétés des Méthodes Temporelles**

Les méthodes dites temporelles sont des méthodes qui permettent d'analyser directement dans le temps un phénomène dynamique, à partir de ses équations gouvernantes, de ses conditions aux frontières et de ses conditions initiales.

La résolution du problème se fait en fonction de la variable temporelle, pas à pas, suivant un schéma temporel donné, c'est-à-dire que l'état du système à un instant donné est déterminé à partir de l'état du système déjà évalué aux instants précédents. A chaque pas temporel, la solution est calculée simultanément pour l'ensemble des points du domaine considéré.

Les méthodes temporelles sont particulièrement bien adaptées à la caractérisation sur une large bande de fréquences, et aussi pour les problèmes non-linéaires et non-stationnaires, comme, par exemple, la réponse d'un matériau sous l'effet d'une excitation de très fort niveau ou la propagation d'une onde de choc.

À la différence des méthodes fréquentielles, les méthodes temporelles conviennent particulièrement à la résolution de problèmes qui comprennent des phénomènes rapides, transitoires ou impulsionnels. De tels phénomènes sont en effet caractérisés par une réponse impulsionnelle de courte durée et donc par un contenu fréquentiel à très large bande [14]. Leur

description fréquentielle est en général inappropriée parce que souvent approximative et très coûteuse. Les méthodes temporelles présentent donc l'avantage de produire des résultats pour toute une bande de fréquences donnée en une seule simulation.

Les méthodes temporelles ont aussi des limitations:

- Le choix de la valeur du pas temporel paraît extrêmement critique pour assurer la stabilité et la précision des résultats. La recherche bibliographique n'a pas permis de relever un critère optimal pour ce choix. Il est à noter, toutefois, que le pas doit être assez petit pour tenir compte des variations les plus rapides du signal et que la durée totale doit être suffisamment longue pour tenir compte des plus lentes. Donc, en plus des problèmes éventuels de stabilité et de précision des schémas, la valeur du pas temporel peut engendrer un effort important en temps de calcul et en stockage.
- Certaines conditions aux frontières peuvent être plus facilement prises en compte dans le domaine fréquentiel que dans le domaine temporel. Ainsi, le cas d'une surface dont les propriétés de réflexion acoustique dépendent de la fréquence peut être plus directement implémenté dans le domaine fréquentiel, alors que la prise en compte dans une méthode temporelle demanderait plus d'efforts (transformée de Fourier inverse de la condition fréquentielle de réflexion suivie de manipulations mathématiques).

### **I.3.2.2. Propriétés des Méthodes Fréquentielles**

Les méthodes basées sur l'analyse fréquentielle sont plus efficaces pour traiter des milieux dispersifs ou à pertes, c'est-à-dire des milieux dont les paramètres dépendent de la fréquence. Elles sont aussi mieux adaptées à la caractérisation sur une bande étroite et conviennent bien aux phénomènes continus et stationnaires [14].

Cependant, elles sont peu efficaces pour la caractérisation sur une large bande de fréquences, ce qui nécessiterait plusieurs exécutions pour compléter le domaine spectral. En outre, elles ne peuvent traiter efficacement des phénomènes transitoires ou impulsionnels.

Pour de tels phénomènes, des modèles conçus dans le domaine temporel seraient plus appropriés puisque ceux-ci servent à résoudre les équations de propagation d'ondes directement dans le temps sans approximations simplificatrices. De tels modèles permettent aussi l'analyse de phénomènes non linéaires que ne peuvent traiter efficacement les méthodes fréquentielles.

De plus une description dans le domaine fréquentiel est coûteuse et parfois approximative, vu que la bande à couvrir est très étendue (très large bande). Il peut donc être plus judicieux

d'analyser certains problèmes par des méthodes de résolution temporelles, en les décrivant directement à partir de leurs équations gouvernantes et des conditions aux limites

Les méthodes fréquentielles ne peuvent pas décrire exactement les comportements non linéaires puisque c'est le principe de linéarité inhérent à ces méthodes qui permet la conversion de la variable temps en variable fréquence par le biais de la transformée de Fourier. Pour appliquer une méthode spectrale, il faut faire des approximations et utiliser des outils mathématiques complexes pour décrire les lois de comportement et la réponse, alors que l'application d'une méthode dans le domaine temporel est a priori naturelle.

### **I.3.3. Méthodes Rigoureuses (Full-Wave)**

#### **I.3.3.1. Définition**

Les équations de Maxwell, sous forme différentielle ou intégrale, sont définies sur une partie de l'espace, appelé domaine d'étude, fini et donc limité par des frontières (ANNEXE A). Il convient donc de préciser ce domaine d'étude et de définir les conditions aux limites que les champs doivent satisfaire.

Les équations associées aux conditions aux limites étant posées, il est nécessaire d'ajouter, pour que le modèle soit complet, une relation qui permet de tenir compte du comportement des matériaux composant le système étudié. La résolution analytique du modèle mathématique ainsi défini est souvent impossible. La solution analytique n'est accessible que dans des cas très simples.

Nous avons alors recours à une méthode de discrétisation de ces équations qui consiste à rechercher une solution dans un espace de dimension finie. Ce dernier doit être choisi de manière à limiter les erreurs de discrétisation. Cela aboutit alors à un modèle numérique qui génère un système matriciel souvent de grande taille que l'on construit et résout à l'aide d'un ordinateur. Nous appelons ces méthodes, les méthodes rigoureuses.

Les méthodes rigoureuses fournissent un système d'équations linéaires qu'il s'agit de résoudre et dont le nombre d'équations augmente lorsque la structure est de grande dimension.

#### **I.3.3.2. Méthode des Moments (MoM)**

La méthode MoM est une méthode générale qui transforme une équation différentielle ou intégrale en un système d'équations linéaires que l'on peut résoudre par des techniques matricielles [15].

La fonction inconnue  $f$  est exprimée sous la forme d'une combinaison linéaire de fonctions de base (ou test) connues  $f_n$ , pondérées par des coefficients inconnus  $\alpha_n$ , Eq.(I.1). La procédure

de la méthode des MoM consiste à minimiser l'erreur résiduelle sur les fonctions de base. C'est une procédure générale, relativement facile à mettre en œuvre.

$$f = \sum \alpha_n f_n \quad (I.1)$$

Une des contraintes majeures de cette méthode est le choix des fonctions de base  $f_n$  qui doivent être appropriées pour exprimer la solution et approcher au mieux la fonction inconnue  $f$  à déterminer.

Les fonctions de base doivent satisfaire certains critères ; elles appartiennent au domaine des opérateurs et sont généralement définies sur des sous-domaines de la solution [16], ce qui augmente la taille des matrices. Un choix judicieux des fonctions de base peut rapidement donner une solution tandis qu'un mauvais choix peut considérablement compliquer le problème voire ne pas le résoudre.

### I.3.3.3. Méthode des Éléments Finie (FEM)

La méthode des éléments finis (FEM) est une approche variationnelle des équations de Maxwell dont la solution est trouvée numériquement par la décomposition en éléments finis sur des sous-domaines du volume de calcul. Dans la plupart des applications, il n'est pas possible d'utiliser des fonctions définies sur le domaine entier.

Une solution consiste alors à approcher le domaine de calcul par cellule, pouvant prendre des formes variées. Les triangles (2D) ou tétraèdres (3D) sont des éléments simples qui optimisent l'approximation d'éléments complexes (figure I.5).

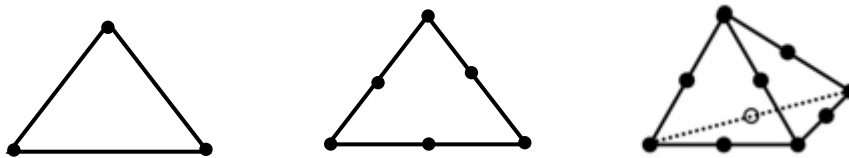


Figure I.5 : Exemple d'éléments finis nodaux 2D (triangle) et 3D (tétraèdre).

Elle permet d'étudier le comportement d'objets à géométrie complexe et de tenir compte de lois de comportement de matériaux complexes (matériaux inhomogènes, anisotropes), notamment pour une modélisation fine des interactions proches et des phénomènes locaux statiques et dynamiques. Il existe de nombreux ouvrages sur cette méthode, tant sur les aspects mathématiques [17] que techniques [18].

Comme toute méthode numérique, le volume de calcul doit être limité par des conditions aux limites absorbantes (Couches aux Limites Absorbantes (CLA), Perfect Match Layer (PML)) pour tenir compte du domaine extérieur et simuler l'espace libre dans le cas de problèmes ouverts. Tout comme la méthode des moments, il n'existe pas de critère sur la



dimension maximale des cellules du maillage. Cette dimension conditionne simplement la précision sur les résultats obtenus [19].

### I.3.3.4. Méthode des Différences Finies (FDTD)

La méthode des différences finies (FDTD) [20] est une méthode classique de résolution des équations aux dérivées partielles proposée par Yee en 1966. Son succès est principalement dû à sa simplicité d'implémentation qui consiste à remplacer une équation aux dérivées partielles par son approximation aux différences finies, échantillonnée dans un espace cartésien. Les opérateurs différentiels sont remplacés et approchés par des différences finies centrées, c'est-à-dire un développement de Taylor à l'ordre 1 voire à des ordres supérieurs.

En électromagnétisme, cette méthode repose sur la mise en forme discrète des équations de Maxwell et nécessite une discrétisation de l'espace d'analyse à laquelle s'ajoute une discrétisation temporelle. C'est donc une méthode volumique dont les inconnues sont les composantes du champ électromagnétique.

L'analyse dans le domaine temporel s'appuie sur un schéma dans le temps et dans l'espace de la cellule de Yee [21], La région modélisée est représentée par deux grilles de points discrets intercalés d'une demi-maille. Une grille contient les points où sont calculés les champs magnétiques et les autres où sont évalués les champs électriques.

Chaque composante du champ magnétique est entourée de quatre composantes du champ électrique comme le montre la maille élémentaire de la figure I.6.

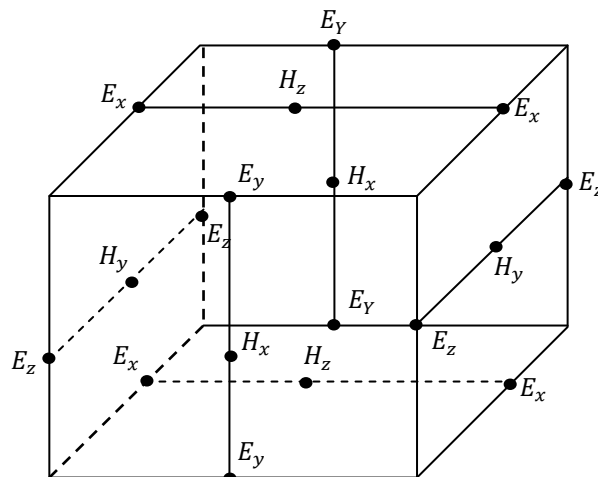


Figure I.6 : Cellule de Yee (3D)

Les valeurs de  $\vec{E}^n$  et  $\vec{H}^{n+1/2}$  sont déterminées dans le temps de façon itérative et en alternance, on parle de modèle «saute-mouton» (figure I.7).  $\Delta t$  représente le pas temporel, lorsque le temps est uniquement discrétisé pour des instants supérieurs à 0.

Cette façon de calculer le champ électromagnétique représente bien la réalité physique dans la mesure où une variation du champ électrique engendre une variation du champ magnétique qui, à son tour, provoque une variation du champ électrique et ainsi de suite.

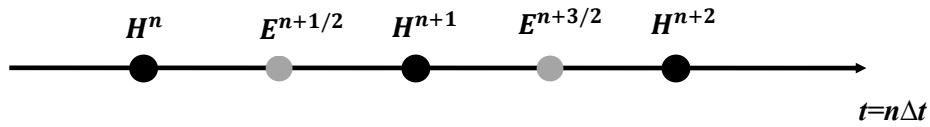


Figure I.7 : Méthode de calcul de H et de E

Cette méthode est par conséquent moins consommatrice en ressources matérielles à l'exception de la modélisation des problèmes électromagnétiques exigeant un maillage raffiné. Cependant, les performances dont dépend cette méthode peuvent être contrôlées en agissant sur ces principales caractéristiques, dont la stabilité, la convergence vers la solution exacte, la dispersion numérique et la précision. Tous ces paramètres sont étroitement liés aux dimensions des cellules élémentaires [22].

Comme les précédentes méthodes, elle peut être associée à d'autres techniques pour produire des algorithmes explicites, implicites et hybrides [23] [24]. Des logiciels commerciaux développés à partir de la méthode FDTD existent également sur le marché, tels que : GORF, CST MICROWAVE STUDIO et ADS (Advanced Design System).

### I.3.3.5. Méthode des Lignes de Transmission (TLM)

La méthode TLM [25], [26], [27] est basée sur l'analogie entre la propagation des ondes électromagnétiques dans un milieu et la propagation des tensions et courants dans un réseau de lignes de transmission. Elle peut être considérée comme un modèle numérisé du principe d'Huygens, c'est à dire une superposition d'ondes locales matérialisées par un réseau de lignes de transmission.

Cette méthode présente une grande similitude avec la méthode FDTD, bien que les principes de base soient fondamentalement différents. Ces deux méthodes discrétisent l'espace et le temps de façon similaire.

Tout comme la méthode FDTD, la méthode TLM repose sur une discrétisation spatiale et temporelle du volume d'analyse. Le domaine d'analyse doit aussi être limité par de nombreux nœuds dont la topologie est similaire à celle de la cellule de Yee. Cependant, en TLM les composantes des champs électromagnétiques sont déterminés aux mêmes instants contrairement à la FDTD où elles sont déterminées à des endroits et des instants décalés.

### I.3.4. Etude Comparative

Les principales caractéristiques de chaque méthode sont résumées dans le tableau suivant :

<i>Méthodes</i>	<b>FDTD</b>	<b>FEM</b>	<b>MOM</b>	<b>TLM</b>
<i>Propriétés</i>				
<b>Différentielle</b> <b>Intégrale</b>	Différentielle	Différentielle	Intégrale	Différentielle
<b>Harmonique</b> <b>Temporelle</b>	Temporelle	Harmonique	Harmonique	Temporelle
<b>Large bande</b> <b>Discrète</b>	Large bande	Discrète	Discrète	Discrète
<b>Temps de calcul</b>	Variable	Long	Variable	Variable
<b>Consommation en mémoire</b>	Faible	Grande	Faible	Grande

**Tableau I.1: Comparaison des méthodes numériques**

Comme nous l'avons expliqué, il existe une grande variété de méthodes de modélisation du phénomène électromagnétique. Chacune possède des avantages et des inconvénients en fonction du problème traité. Elles peuvent être classifiées suivant plusieurs critères (tableau I.1).

Les méthodes rigoureuses offrent l'avantage appréciable de donner la solution quasi-exacte du problème électromagnétique pour lequel elles sont employées, mais elles sont souvent plus exigeantes en temps de calcul et en consommation en mémoire. Dans ce contexte, il est essentiel de considérer attentivement le problème à résoudre, avant d'envisager un quelconque processus de résolution : un problème bien posé est un problème à moitié résolu.

L'utilisation d'une méthode plus qu'une autre nécessite donc une connaissance des différentes possibilités et une bonne analyse du problème particulièrement la géométrie de la structure étudiée.

### I.3.5. Particularités des Lignes de Transmission Planaires

Les interconnexions, assimilées à des lignes de transmission planaires, représentent les structures les plus répandues des systèmes ouverts.

En général, les méthodes de simulation de ce type de structures sont choisies suivant l'ordre de grandeur du rapport de la taille caractéristique du système, notée  $a$ , sur la longueur d'onde  $\lambda$

permettant de dimensionner le problème. Outre, la relation entre la longueur d'onde et les dimensions, la complexité de la structure peut conditionner le choix de la méthode. La figure suivante montre approximativement comment ce choix se fait :

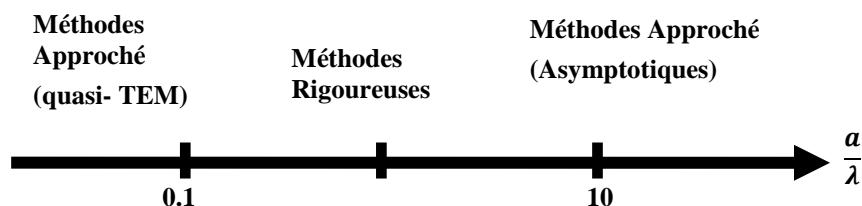


Figure I.8 : Choix de la méthode de simulation en fonction de la dimension du système

Les méthodes approchées, offrent une bonne précision et permettent de contourner les contraintes majeures des outils Full-Wave, à savoir le temps de calcul et l'espace mémoire. Dans notre cas, nous nous sommes intéressés à l'approximation quasi-TEM selon laquelle les équations de lignes décrivent le phénomène de propagation.

### I.3.6. Choix de l'Algorithme FDTD pour Résoudre les Equations de Lignes

La méthode F.D.T.D (Finite Difference - Time Domain) ou la méthode des différences finies dans le domaine temporel, est une approche numérique employée pour analyser les systèmes régis par les équations aux variables spatiales et temporelles [28].

Le succès considérable de cette méthode, largement répandue et qui joue toujours un rôle important dans l'analyse numérique, tient de sa simplicité, notamment pour la conception du maillage, et la vitesse de résolution du système d'équations qui en découle.

Cette méthode, lorsqu'elle est appliquée aux équations MTL, a l'avantage de fournir à chaque pas de temps la tension ou le courant en tout point de l'espace discrétisé. La méthode étant entièrement explicite, il n'y a aucun problème de résolution de système linéaire et la place mémoire requise et le temps de calcul sont simplement proportionnels à la taille du domaine discrétisé, en l'occurrence, une piste au sein d'une carte électronique à titre d'exemple.

Dans le souci de modéliser au mieux le problème de diaphonie dans les PCB, plusieurs critères pouvant garantir la réussite de l'opération sont retenus : Dimension de la ligne, discrétisation des équations selon saute-mouton et stabilité de l'algorithme.

## I.4. Application de la FDTD aux Equations de Lignes

### I.4.1. Equations d'une Ligne Simple

La théorie des lignes de transmission repose sur un système d'équations linéaires qui découle des équations de Maxwell par intégration du champ électromagnétique et en faisant

une hypothèse de quasi-stationnarité. Les équations différentielles obtenues décrivent l'évolution d'un courant et d'une tension sur la ligne en fonction du temps et de l'espace.

La différence principale entre la théorie des circuits et la théorie des lignes de transmission est la taille électrique. L'analyse de ce type de circuits suppose que les dimensions physiques d'un réseau sont beaucoup plus petites que la longueur d'onde électrique, alors que les lignes de transmission peuvent être une fraction de la longueur d'onde, voire plusieurs longueurs d'onde [31].

Une ligne de transmission simple est une structure comprenant en général au moins deux conducteurs parallèles proches l'un de l'autre et dont la géométrie transversale est uniforme ou non uniforme sur toute la longueur. Si les dimensions transversales sont faibles devant la plus petite longueur d'onde, les ondes circulant sont de type TEM ou quasi-TEM. Les champs électrique E et magnétique H sont transverses et leurs composantes longitudinales sont nulles. Le rapport E/H est constant

L'onde électromagnétique peut se propager grâce aux échanges d'énergie électrique et d'énergie magnétique. Ces effets se modélisent respectivement par la présence d'une capacité linéique C et une inductance linéique L. Les pertes par effet de Joule sont modélisées par une résistance linéique R, qui peut être sensible à la fréquence. La conductance G traduit les pertes dues au diélectrique.

Les quatre constantes du modèle à éléments répartis, montré sur la figure I.9, sont appelées paramètres primaires et suffisent pour modéliser le comportement d'une ligne de transmission. Sachant que nous avons des structures à géométrie rectangulaire, les paramètres linéiques sont souvent calculés grâce à des méthodes numériques.

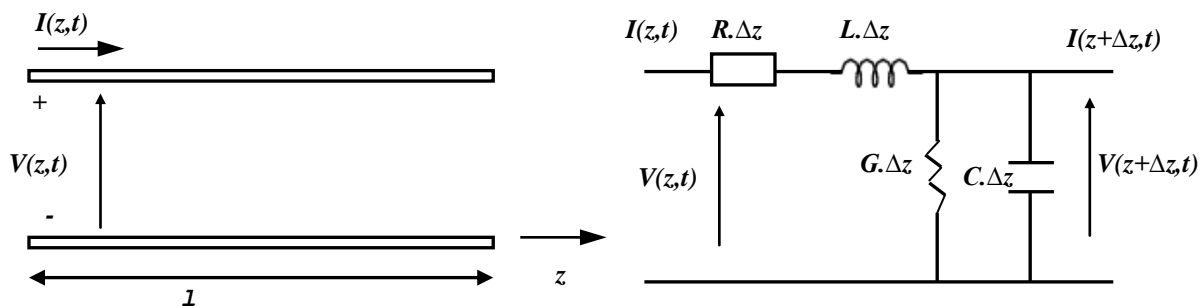


Figure I.9 : Modèle à constantes réparties

À partir du circuit de la figure I.9 et en appliquant les lois de Kirchhoff nous obtenons :

$$V(z, t) - R\Delta z I(z, t) - L\Delta z \frac{\partial}{\partial t} I(z, t) - V(z + \Delta z, t) = 0 \quad (I.2)$$

$$I(z, t) - G\Delta z V(z + \Delta z, t) - C\Delta z \frac{\partial}{\partial t} V(z + \Delta z, t) - I(z + \Delta z, t) = 0 \quad (I.3)$$

En appliquant le principe de la dérivée aux relations (I.2) et (I.3), nous obtenons les

équations différentielles décrivant l'évolution de la tension et du courant instantanés le long de la ligne de transmission :

$$\frac{\partial}{\partial z} V(z, t) + L \frac{\partial}{\partial t} I(z, t) + RI(z, t) = 0 \quad (I.4)$$

$$\frac{\partial}{\partial z} I(z, t) + C \frac{\partial}{\partial t} V(z, t) + GV(z, t) = 0 \quad (I.5)$$

## I.4.2. Principe des Différences Finies

L'élaboration de l'algorithme FDTD nécessite un rappel du principe mathématique de base. Pour mieux comprendre la méthode des différences finies, considérons une fonction unidimensionnelle  $f(x)$  et indéfiniment dérivable sur un intervalle donné (figure I.10). La méthode des différences finies consiste alors à résoudre numériquement une équation différentielle de n'importe quel ordre. Notre but est d'exprimer la dérivée première  $f^{(1)}(x_0)$  en fonction des valeurs de la fonction  $f$  aux points  $x_0 + \Delta x$ ,  $x_0$  et  $x_0 - \Delta x$ .

La méthode des différences finies repose principalement sur le développement des séries de Taylor pour exprimer la valeur d'une fonction à un point  $x_0 \pm \Delta x$  en fonction de  $f(x_0)$ ,  $f^{(n)}(x_0)$  et de  $\Delta x$ . Cela se traduit par les deux relations suivantes :

$$f(x_0 + \Delta x) = f(x_0) + \Delta x \frac{df(x_0)}{dx} + \frac{\Delta x^2}{2!} \frac{d^2f(x_0)}{dx^2} + \frac{\Delta x^3}{3!} \frac{d^3f(x_0)}{dx^3} + \dots \quad (I.6)$$

$$f(x_0 - \Delta x) = f(x_0) - \Delta x \frac{df(x_0)}{dx} + \frac{\Delta x^2}{2!} \frac{d^2f(x_0)}{dx^2} - \frac{\Delta x^3}{3!} \frac{d^3f(x_0)}{dx^3} + \dots \quad (I.7)$$

Le réarrangement des expressions (I.6) et (I.7) par les opérations d'addition et de soustraction conduit à trois importantes relations pour approcher la dérivée première ainsi que les erreurs qui en résultent.

La première possibilité consiste à approcher  $f^{(1)}(x_0)$  par les valeurs de la fonction  $f$  aux points  $x_0 + \Delta x$  et  $x_0$ , et cela conduit à la relation suivante :

$$\frac{df(x_0)}{dx} = \frac{f(x_0 + \Delta x) - f(x_0)}{\Delta x} + \frac{\Delta x^1}{2!} \frac{d^2f(x_0)}{dx^2} + \frac{\Delta x^2}{3!} \frac{d^3f(x_0)}{dx^3} + \dots \quad (I.8)$$

En se limitant à la première dérivée, cette relation se résume à :

$$\frac{df(x_0)}{dx} \approx \frac{f(x_0 + \Delta x) - f(x_0)}{\Delta x} \quad (\text{Différences Finies à droite}) \quad (I.9)$$

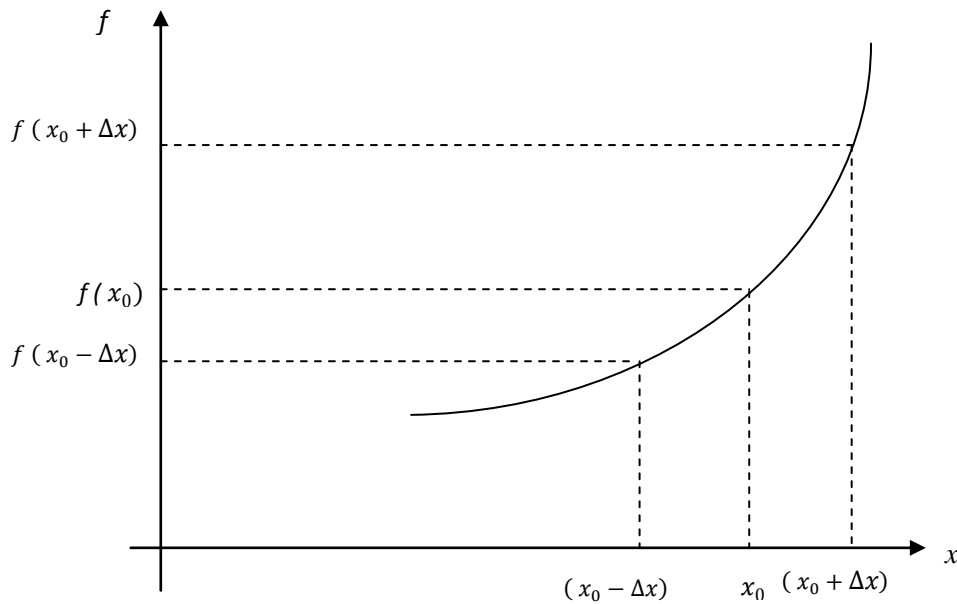


Figure I.10 : Points d'évaluation de la dérivée centrée

L'approximation de la dérivée par des différences finies à droite entraîne le rejet de toutes les dérivées partielles d'ordre supérieur ou égal à deux. Cette opération marque la première source d'erreur par la technique des différences finies. En décidant de ne garder que la dérivée seconde, l'erreur commise serait d'ordre un par rapport à  $\Delta x$ .

Supposons que l'on désire approcher la dérivée  $f^{(1)}(x_0)$  au point  $x_0$  par les valeurs de la fonction  $f$  aux points  $x_0$  et  $x_0 - \Delta x$ , après quelques transformations, nous obtenons :

$$\frac{df(x_0)}{dx} = \frac{f(x_0) - f(x_0 - \Delta x)}{\Delta x} + \frac{\Delta x^1}{2!} \frac{d^2 f(x_0)}{dx^2} - \frac{\Delta x^2}{3!} \frac{d^3 f(x_0)}{dx^3} + \dots \quad (\text{I.10})$$

En se limitant à la première dérivée, cette relation se résume à :

$$\frac{df(x_0)}{dx} \approx \frac{f(x_0) - f(x_0 - \Delta x)}{\Delta x} \quad (\text{Différences Finies à gauche}) \quad (\text{I.11})$$

Comme la précédente approximation, le schéma par différences finies à gauche conduit à une erreur de premier ordre par rapport à  $\Delta x$ . Les relations (I.10) et (I.11) montre que les deux approximations conduisent à deux erreurs de même ordre par rapport à  $\Delta x$ , de même amplitude mais de signe opposés.

La troisième, qui est en même temps la dernière possibilité, consiste à approcher la dérivée première par la différence membre entre les relations (I.6) et (I.7). En effectuant les mêmes réarrangements, il est en résulte la relation suivante :

$$\frac{df(x_0)}{dx} = \frac{f(x_0 + \Delta x) - f(x_0 - \Delta x)}{2\Delta x} + \frac{\Delta x^2}{2 \cdot 3!} \frac{d^3 f(x_0)}{dx^3} + \frac{\Delta x^5}{2 \cdot 5!} \frac{d^5 f(x_0)}{dx^5} + \dots \quad (\text{I.12})$$

L'expression pratique se traduit alors :

$$\frac{df(x_0)}{dx} \approx \frac{f(x_0 + \Delta x) - f(x_0 - \Delta x)}{2\Delta x} \quad (\text{Différences Finies centrées}) \quad (\text{I.13})$$

Contrairement aux deux premières approximations, l'erreur introduite est d'ordre 2 par rapport à  $\Delta x$ . Il est directement visible que l'erreur due à cette troisième approximation est faible devant les approximations à droite et à gauche car le pas  $\Delta x$  est strictement inférieur à un. La conséquence immédiate est que dans la plus part des approximations par la technique des différences finies, la troisième possibilité est la plus employée.

### I.4.3. Résolution des Equations de Lignes par la Méthode FDTD

#### I.4.3.1. Lignes de Transmission Multiconducteurs (MTL) Uniformes sans Pertes

Dans les systèmes électroniques, une ligne de transmission multiconducteur (MTL), est une structure regroupant  $(n+1)$  conducteurs dont un de retour (figure I.11).

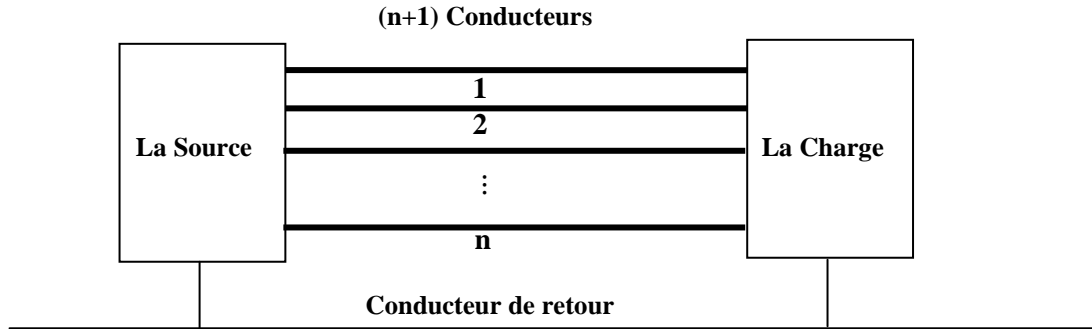


Figure I.11 : Ligne de transmission multiconducteur (MTL)

Les tensions et les courants sont décrits par des équations aux dérivées partielles selon la formulation matricielle suivante:

$$\frac{\partial}{\partial z} \mathbf{V}(z, t) + \mathbf{L} \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{I}(z, t) = 0 \quad (\text{I.14})$$

$$\frac{\partial}{\partial z} \mathbf{I}(z, t) + \mathbf{C} \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{V}(z, t) = 0 \quad (\text{I.15})$$

$\mathbf{L}$  et  $\mathbf{C}$  représentent les matrices inductance et capacité de la ligne. Les matrices résistance  $\mathbf{R}$  et conductance  $\mathbf{G}$  sont nulles puisque les pertes métalliques et diélectriques sont négligées.

$\mathbf{V}$  et  $\mathbf{I}$  sont les  $(n \times 1)$  vecteurs colonnes de tensions et de courants le long de la ligne. La position le long de la ligne est notée  $z$  et le temps est noté  $t$ .

$$\mathbf{V}(z, t) = \begin{bmatrix} V_1(z, t) \\ \vdots \\ V_i(z, t) \\ \vdots \\ V_n(z, t) \end{bmatrix} \quad \mathbf{I}(z, t) = \begin{bmatrix} I_1(z, t) \\ \vdots \\ I_i(z, t) \\ \vdots \\ I_n(z, t) \end{bmatrix}$$



Nous nous intéressons à présent à la discrétisation spatiotemporelle des équations de lignes selon l'algorithme de la FDTD. Pour ce faire, nous divisons l'axe de la ligne en NDZ cellules de longueur  $\Delta z$  chacune. De même, nous divisons le temps total de la solution en NDT intervalles de longueur  $\Delta t$ . Nous entrelaçons les (NDZ+1) points de tension  $V_1, V_2, \dots, V_{NDZ}, V_{NDZ+1}$ , et les NDZ points de courant  $I_1, I_2, \dots, I_{NDZ}$ . Les points de tension et de courant sont séparés par  $\Delta z/2$  (figure I.12).

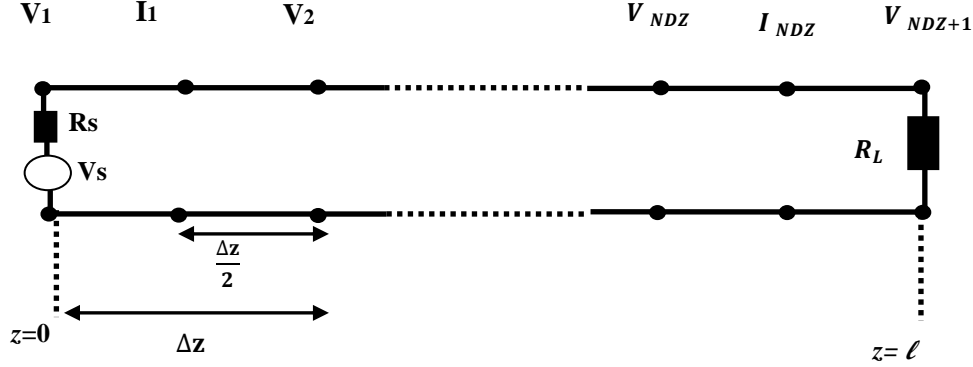


Figure I.12 : Discrétisation spatiale de la ligne

La discrétisation des équations (I.14) et (I.15) conduit à :

$$\frac{V_{k+1}^{n+1} - V_k^{n+1}}{\Delta z} + L \frac{I_k^{n+\frac{3}{2}} - I_k^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta t} = 0 \quad (\text{I.16})$$

$$\frac{I_k^{n+\frac{1}{2}} - I_{k-1}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta z} + C \frac{V_k^{n+1} - V_k^n}{\Delta t} = 0 \quad (\text{I.17})$$

On note:

$$V_k^n = V[(k-1)\Delta z, n\Delta t] \quad (\text{I.18})$$

$$I_k^n = I[(k-1/2)\Delta z, n\Delta t] \quad (\text{I.19})$$

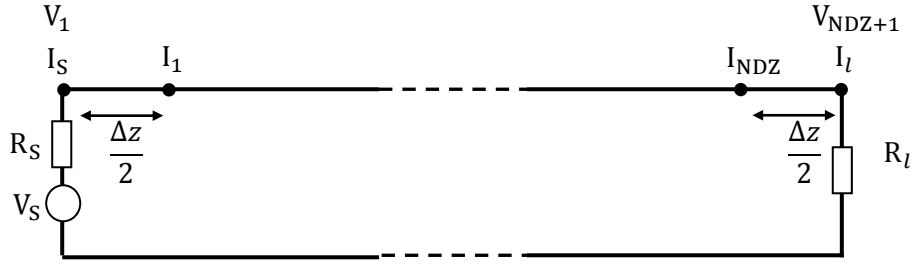
- **Conditions aux limites**

La figure I.13 montre la disposition des courants  $I_s$  de la source et  $I_l$  de la charge. L'équation (I.17) est discrétisée à la source en considérant un pas de  $\frac{\Delta z}{2}$  entre  $I_s$  et  $I_1$  et en prenant la moyenne temporelle des instants  $n\Delta t$  et  $(n+1)\Delta t$  pour évaluer  $I_s$  à l'instant  $(n+\frac{1}{2})\Delta t$  :

$$\frac{1}{\frac{\Delta z}{2}} \left[ I_1^{n+\frac{1}{2}} - \frac{I_s^{n+1} - I_s^n}{2} \right] + \frac{1}{\Delta t} C [V_1^{n+1} - V_1^n] = 0 \quad (\text{I.20})$$

De même, elle est discrétisée à la charge en suivant la même démarche:

$$\frac{1}{\frac{\Delta z}{2}} \left[ \frac{I_l^{n+1} - I_l^n}{2} - I_{NDZ}^{n+\frac{1}{2}} \right] + \frac{1}{\Delta t} C [V_{NDZ+1}^{n+1} - V_{NDZ+1}^n] = 0 \quad (\text{I.21})$$


**Figure I.13 : Traitement des extrémités de la ligne**

La résolution de ces équations donne les relations de récurrence à la source et à la charge :

$$\mathbf{V}_1^{n+1} = \mathbf{V}_1^n - \frac{2\Delta t}{\Delta z} \mathbf{C}^{-1} \mathbf{I}_1^{n+1/2} + \frac{\Delta t}{\Delta z} \mathbf{C}^{-1} [\mathbf{I}_s^{n+1} + \mathbf{I}_s^n] \quad (\text{I.22})$$

$$\mathbf{V}_{\text{NDZ}+1}^{n+1} = \mathbf{V}_{\text{NDZ}+1}^n + \frac{2\Delta t}{\Delta z} \mathbf{C}^{-1} \mathbf{I}_{\text{NDZ}}^{n+1/2} - \frac{\Delta t}{\Delta z} \mathbf{C}^{-1} [\mathbf{I}_l^{n+1} + \mathbf{I}_l^n] \quad (\text{I.23})$$

Les contraintes au niveau de la source et au niveau de la charge peuvent avoir n'importe quelle forme générale :

$$\mathbf{I}_s(t) = f[\mathbf{V}_1(t)] \quad (\text{I.24})$$

$$\mathbf{I}_l(t) = f[\mathbf{V}_{\text{NDZ}+1}(t)] \quad (\text{I.25})$$

Nous considérons le cas de charges résistives régies par les équations de Thévenin généralisées, telles que :

$$\mathbf{V}_1(t) = \mathbf{V}_s(t) - \mathbf{R}_s \mathbf{I}_s(t) \quad \text{à } z=0 \quad (\text{I.26})$$

$$\mathbf{V}_{\text{NDZ}+1}(t) = \mathbf{R}_l \mathbf{I}_l(t) \quad \text{à } z=l \quad (\text{I.27})$$

- **Relations de récurrence du code**

En remplaçant les équations (I.26) et (I.27) dans (I.22) et (I.23) respectivement, nous obtenons les tensions aux extrémités en fonction des sources connectées. D'autre part, la résolution de (I.16) et (I.17) permet de fournir les tensions et courants le long de la ligne à tout instant. Finalement, les équations de récurrence qui en résultent sont [33] :

$$\mathbf{V}_1^{n+1} = \left(\frac{\Delta z}{\Delta t} \mathbf{R}_s \mathbf{C} + 1\right)^{-1} \times \left[\left(\frac{\Delta z}{\Delta t} \mathbf{R}_s \mathbf{C} - 1\right) \mathbf{V}_1^n - 2\mathbf{R}_s \mathbf{I}_1^{n+\frac{1}{2}} + (\mathbf{V}_s^{n+1} + \mathbf{V}_s^n)\right] \quad (\text{I.28})$$

$$\mathbf{V}_{\text{NDZ}+1}^{n+1} = \left(\frac{\Delta z}{\Delta t} \mathbf{R}_l \mathbf{C} + 1\right)^{-1} \times \left[\left(\frac{\Delta z}{\Delta t} \mathbf{R}_l \mathbf{C} - 1\right) \mathbf{V}_{\text{NDZ}+1}^n - 2\mathbf{R}_l \mathbf{I}_{\text{NDZ}}^{n+\frac{1}{2}} + (\mathbf{V}_l^{n+1} + \mathbf{V}_l^n)\right] \quad (\text{I.29})$$

– Pour :  $k = 2, \dots, \text{NDZ}$  :

$$\mathbf{V}_k^{n+1} = \mathbf{V}_k^n - \frac{\Delta t}{\Delta z} \mathbf{C}^{-1} (\mathbf{I}_k^{n+\frac{1}{2}} - \mathbf{I}_{k-1}^{n+\frac{1}{2}}) \quad (\text{I.30})$$

– Pour :  $k = 1, \dots, \text{NDZ}$

$$\mathbf{I}_k^{n+3/2} = \mathbf{I}_k^{n+1/2} - \frac{\Delta t}{\Delta z} \mathbf{L}^{-1} (\mathbf{V}_{k+1}^{n+1} - \mathbf{V}_k^{n+1}) \quad (\text{I.31})$$

L'utilisation de ces équations de récurrence suit le principe du "saute - mouton" comme le montre la figure I.14.

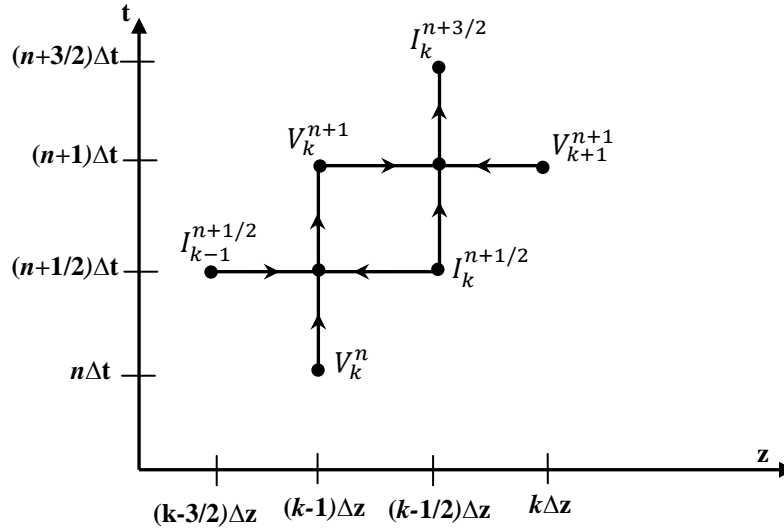


Figure I.14 : Calcul des tensions et courants selon saute-mouton

### ❖ Stabilité Numérique de l'Algorithme FDTD

Le premier problème à régler pour éviter l'instabilité numérique réside dans le fait qu'en une itération temporelle, l'onde ne doit pas traverser plus d'une cellule. Ainsi, l'algorithme ne peut propager l'onde que d'un nœud vers un nœud adjacent. Le pas de discrétisation temporelle devra donc être choisi suffisamment petit pour éviter cette erreur. La condition suivante a été démontrée selon le critère de stabilité de Courant-Friedrichs Lewy (CFL):

$$\Delta t \leq \left[ Vp \sqrt{\frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2}} \right]^{-1} \quad (\text{I.32})$$

où :

$\Delta x$ ,  $\Delta y$  et  $\Delta z$  représentent les pas de discrétisation de l'espace de modélisation ;  $Vp$  est la vitesse de propagation de l'onde dans le milieu.

Cette relation représente la limite supérieure du pas temporel en fonction de la vitesse maximale de propagation dans le milieu. Dans le cas d'un code unidimensionnel nous avons :

$$\Delta t \leq \frac{\Delta z}{Vp} \quad (\text{I.33})$$

Nous utilisons une analyse modale dans le but de déterminer les différentes vitesses de propagation afin d'en choisir la plus grande. Pour ce faire, nous réalisons le découplage des équations selon [33].

#### • Découplage des équations MTL

Nous définissons les transformations modales de tensions et courants comme suit:

$$\mathbf{V}(z, t) = T_V \mathbf{V}_m(z, t) \quad (\text{I.34})$$

$$\mathbf{I}(z, t) = T_I \mathbf{I}_m(z, t) \quad (\text{I.35})$$

En les remplaçant dans (I.14) et (I.15) :

$$\frac{\partial}{\partial z} \mathbf{V}_m(z, t) + \mathbf{T}_V^{-1} \mathbf{L} \mathbf{T}_I \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{I}_m(z, t) = 0 \quad (\text{I.36})$$

$$\frac{\partial}{\partial z} \mathbf{I}_m(z, t) + \mathbf{T}_I^{-1} \mathbf{C} \mathbf{T}_V \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{V}_m(z, t) = 0 \quad (\text{I.37})$$

Supposons que nous puissions trouver  $\mathbf{T}_V$  et  $\mathbf{T}_I$  qui diagonalisent simultanément  $\mathbf{L}$  et  $\mathbf{C}$  :

$$\mathbf{T}_I^{-1} \mathbf{C} \mathbf{T}_V = \mathbf{C}_m \quad (\text{I.38})$$

$$\mathbf{T}_V^{-1} \mathbf{L} \mathbf{T}_I = \mathbf{L}_m \quad (\text{I.39})$$

D'où :

$$\mathbf{L}_m = \begin{pmatrix} L_{m_1} & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & L_{m_n} \end{pmatrix} \quad \mathbf{C}_m = \begin{pmatrix} C_{m_1} & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & C_{m_n} \end{pmatrix}$$

On aboutit au découplage des équations de ligne en mettant en évidence les différents modes:

$$\frac{\partial}{\partial z} \mathbf{V}_m(z, t) + \mathbf{L}_m \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{I}_m(z, t) = 0 \quad (\text{I.40})$$

$$\frac{\partial}{\partial z} \mathbf{I}_m(z, t) + \mathbf{C}_m \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{V}_m(z, t) = 0 \quad (\text{I.41})$$

Après développement :

$$\frac{\partial}{\partial z} V_{m_1}(z, t) + L_{m_1} \frac{\partial}{\partial t} I_{m_1}(z, t) = 0 \quad (\text{I.42})$$

$$\frac{\partial}{\partial z} I_{m_2}(z, t) + C_{m_2} \frac{\partial}{\partial t} V_{m_2}(z, t) = 0 \quad (\text{I.43})$$

⋮

$$\frac{\partial}{\partial z} V_{m_n}(z, t) + L_{m_n} \frac{\partial}{\partial t} I_{m_n}(z, t) = 0 \quad (\text{I.44})$$

$$\frac{\partial}{\partial z} I_{m_n}(z, t) + C_{m_n} \frac{\partial}{\partial t} V_{m_n}(z, t) = 0 \quad (\text{I.45})$$

Chaque mode correspond à une onde qui se propage à sa propre vitesse. Par conséquent, la vitesse de chaque mode peut être obtenue grâce à la relation suivante :

$$V_{pm_i} = \frac{1}{\sqrt{L_{m_i} C_{m_i}}} \quad (\text{I.46})$$

Afin de respecter la condition CFL, nous considérons la plus grande vitesse modale, d'où :

$$V_{\max} = \text{Sup}(V_{pm_i}) \quad \Delta t \leq \frac{\Delta z}{V_{\max}} \quad (\text{I.48})$$

$V_{\max}$  est la vitesse modale maximale le long de la ligne.

### I.4.3.2. Lignes de Transmission Multiconducteurs (MTL) non Uniformes sans Pertes

Les lignes non uniformes possèdent des propriétés intrinsèques intéressantes. Les problèmes de discontinuités dans les circuits à changement brusque d'impédances caractéristiques peuvent être réduits par l'introduction des lignes non uniformes. Un tronçon de ligne non uniforme peut remplacer une suite de plusieurs tronçons uniformes [35].

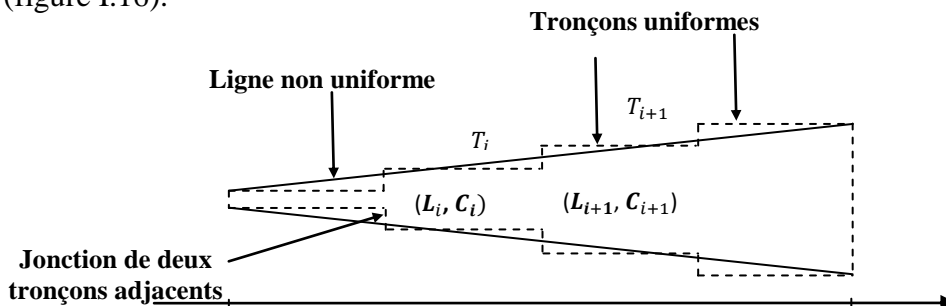
La configuration par la variation de l'un des paramètres que sont l'épaisseur de substrat  $h$  et la largeur  $w$  des pistes affecte l'impédance caractéristique, la constante de propagation ainsi que la longueur d'onde effective. Les variations de  $h$  et de  $w$  sont généralement exploitées pour concevoir des circuits microondes ou pour réduire les discontinuités dans les interconnexions. Selon la variation de l'impédance caractéristique le long de la direction de propagation, nous distinguons le profil linéaire, exponentiel, sinusoïdal et parabolique.

Comme nous l'avons fait pour les lignes uniformes, nous allons réaliser la discrétisation spatiotemporelle grâce au code développé à partir de la méthode des différences finies FDTD. Nous considérons alors une ligne de transmission à paramètres linéiques variables en fonction de la position ( $z$ ) le long de l'axe de propagation. Le système d'équations aux dérivées partielles s'écrit sous la forme suivante:

$$\frac{\partial}{\partial z} \mathbf{V}(z, t) + \mathbf{L}(z) \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{I}(z, t) = 0 \quad (\text{I.49})$$

$$\frac{\partial}{\partial z} \mathbf{I}(z, t) + \mathbf{C}(z) \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{V}(z, t) = 0 \quad (\text{I.50})$$

L'application de la technique de la FDTD repose principalement sur la division de la ligne non uniforme en plusieurs tronçons uniformes de sections différentes comme le montre la figure I.15. L'application de l'algorithme général doit tenir compte de la jonction entre deux tronçons adjacents du fait que les paramètres linéiques de la ligne changent d'un tronçon à l'autre (figure I.16).



$L_i$  : Matrice inductance du tronçon  $T_i$ ,

$C_i$  matrice capacité du tronçon  $T_i$

Figure I.15 : Modèle d'une ligne non uniforme.

Le traitement de la jonction repose sur le modèle en  $\pi$  montré sur la figure I.16. La jonction a toujours lieu au niveau d'un nœud de tension en considérant les capacités des deux tronçons adjacents.

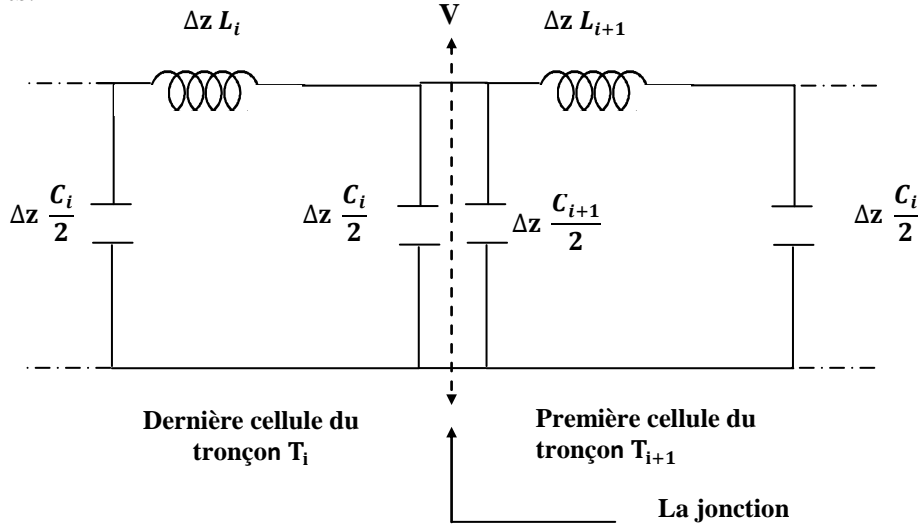


Figure I.16 : Schéma d'une jonction de deux tronçons adjacents

En se basant sur ce modèle et en discrétisant les équations de la ligne dans le temps et dans l'espace, nous obtenons les relations de récurrence suivantes [35]:

–Pour :  $k = 1 \dots \text{NDZ}$

$$\mathbf{I}_K^{n+3/2} = \mathbf{I}_K^{n+1/2} - \frac{\Delta z}{\Delta t} \mathbf{L}_i^{-1} (\mathbf{V}_{k+1}^{n+1} - \mathbf{V}_k^{n+1}) \quad (\text{I.51})$$

–Pour :  $k = 2 \dots \text{NDZ}$

$$\mathbf{V}_k^{n+1} = \mathbf{V}_k^n - \frac{2\Delta t}{\Delta z} (\mathbf{C}_i + \mathbf{C}_{i+1})^{-1} (\mathbf{I}_K^{n+\frac{1}{2}} - \mathbf{I}_{K-1}^{n+\frac{1}{2}}) \text{ Au niveau de la jonction } T_i - T_{i+1} \quad (\text{I.52})$$

$$\mathbf{V}_k^{n+1} = \mathbf{V}_k^n - \frac{\Delta t}{\Delta z} \mathbf{C}^{-1} (\mathbf{I}_K^{n+\frac{1}{2}} - \mathbf{I}_{K-1}^{n+\frac{1}{2}}) \text{ Ailleurs} \quad (\text{I.53})$$

L'indice  $i$  est relatif au tronçon  $T_i$ .

Le problème des conditions aux limites et l'introduction des équations de charges sont traités d'une façon similaire à celle appliquée dans le cas des lignes uniformes en utilisant évidemment les paramètres du premier tronçon pour le calcul de la tension à l'entrée de la ligne et les paramètres du dernier au niveau de la charge. Ainsi, nous disposons de toutes les données nécessaires à l'exécution de l'algorithme.

### ❖ Stabilité Numérique de l'Algorithme FDTD (Lignes non Uniformes)

Il suffit pour assurer la stabilité de la solution pour les lignes MTL non uniformes de choisir la plus grande vitesse modale de propagation  $V_{\text{MAX}}$  parmi celles de tous les tronçons constituant la ligne [33].

$$V_{MAX} = \text{Sup}(V_{max}) \quad (\text{I.54})$$

D'où :

$$\Delta t \leq \frac{\Delta z}{V_{MAX}} \quad (\text{I.55})$$

## I.5. Calcul des Paramètres Linéiques

La résolution des équations de lignes, permet de déterminer les grandeurs tension et courant en tout point, à condition que les paramètres linéiques soient rigoureusement déterminés. Les méthodes de calcul actuelles des paramètres peuvent être de nature numérique ou analytique.

Les méthodes analytiques ne sont valables que pour des géométries simples, où l'on dispose de formules connues. Elles permettent lorsque certaines conditions de géométrie sont réunies, par exemple une forme cylindrique des conducteurs, de trouver des expressions littérales plus simples, donc plus faciles à programmer et avec un temps d'entrée de données et de calcul très rapide.

Contrairement aux lignes à géométrie cylindriques, celles à géométrie rectangulaire nécessitent une approche numérique pour déterminer les paramètres linéiques. Dans ce contexte, deux logiciels de calcul basés sur la méthode des moments, TRACE ANALYZER [36] et C.R PAUL [33], ont été appliqués

La technique développée par C.R PAUL [33] d'extraction des paramètres linéiques des lignes de transmission parvient d'abord à la détermination de la matrice capacité  $\mathbf{C}$ . La matrice inductance  $\mathbf{L}$  se déduit de la matrice capacité  $\mathbf{C}_0$  d'une ligne sans substrat diélectrique grâce à la relation  $\mathbf{L} = \varepsilon_0 \mathbf{C}_0 \mu_0$  (La procédure complète de calcul est bien détaillée dans la référence [33]). Malheureusement, la technique de C.R PAUL se limite aux cas des lignes symétriques. Par ailleurs, le logiciel TRACE ANALYZER nous a permis de déterminer les paramètres linéiques dans le cas des lignes symétriques et asymétriques en considérant différentes configurations. Le logiciel TRACE ANALYZER repose principalement sur les étapes détaillées dans [36]. Il en résulte que les matrices  $\mathbf{RLGC}$  peuvent être exprimées selon des formats les plus utilisés par les outils de simulation commerciaux comme HSPICE, MATLAB et ADS.

## I.6. Paramètres et Propriétés de l'Excitation

Le choix du signal source ou l'excitation dépend de plusieurs facteurs parmi lesquels, le type de la structure et la bande de fréquences. L'excitation traduit un signal numérique qui se propage dans la ligne [37].

Numériquement, nous pouvons choisir une forme arbitraire de l'excitation, mais il est judicieux de considérer celle qui satisfait certaines conditions, telles que la largeur de la bande

spectrale, la durée temporelle et la forme d'onde. Notre choix s'est porté sur une impulsion de forme trapézoïdale traduisant l'excitation réelle comme le montre la figure I.17. Chaque impulsion est caractérisée par une amplitude  $A$ , un temps de montée  $\tau_r$ , un temps de descente  $\tau_f$  et une largeur définie par rapport à 50% de l'amplitude  $A$ .

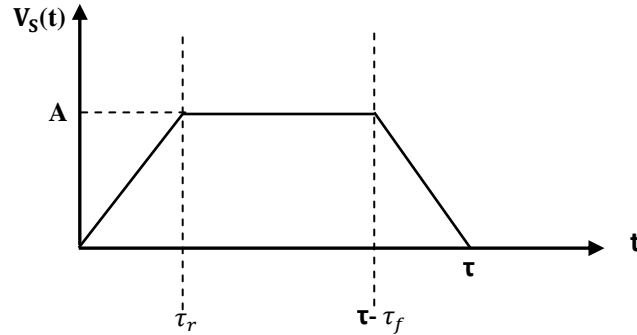


Figure I.17 : Impulsion de forme trapézoïdale

La représentation spectrale se déduit facilement de celle d'un signal périodique de forme trapézoïdale. Le calcul de l'enveloppe spectrale est détaillé dans l'annexe B en considérant  $\tau_r = \tau_f$ . La figure I.18 donne son allure.

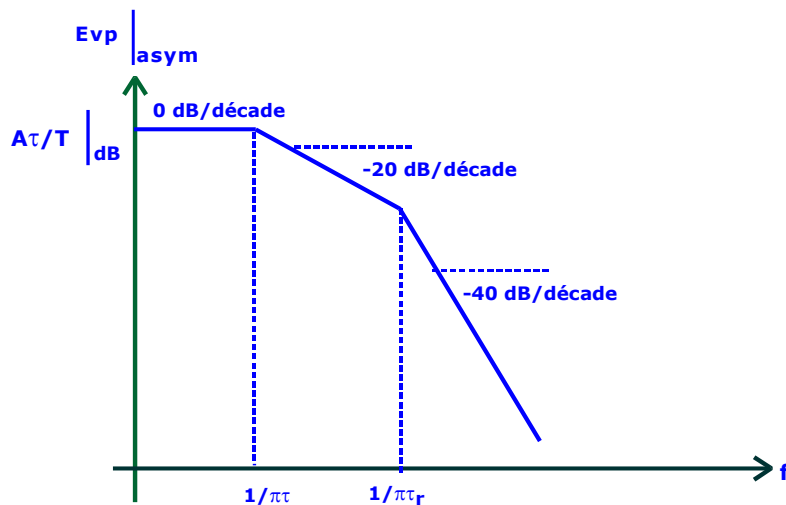


Figure I.18 : Représentation asymptotique de l'enveloppe spectrale de l'excitation

A partir du graphe de la représentation asymptotique de l'enveloppe du développement unilatéral (figure I.18), nous remarquons que la présence de fréquences élevées dans le spectre est due principalement au temps de montée  $\tau_r$  en négligeant l'effet des fréquences supérieures à  $1/\pi\tau_r$ . Les impulsions ayant un temps de montée très faible auront un contenu fréquentiel dans une zone plus haute que celle ayant un temps de montée plus grand.

Ainsi, afin d'éliminer les hautes fréquences du spectre et réduire les émissions, conduites ou rayonnées, d'un circuit logique, il faut augmenter le temps de montée du signal d'horloge et/ou



le signal de données.

## **I.7. Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons exposé le cadre scientifique et technique dans lequel se sont inscrits nos travaux. Dans un premier temps, nous avons focalisé notre présentation sur les systèmes électroniques et plus particulièrement sur les circuits planaires rapides. Nous avons aussi rappelé les différents types de circuits planaires dont nous avons cité les caractéristiques, les avantages et les inconvénients, ainsi que leurs structures et leurs utilisations.

Dans un second temps, nous avons présenté un état de l'art des méthodes de modélisation des problèmes électromagnétiques dans les circuits imprimés. A partir de leurs caractéristiques et des domaines d'intervention, nous avons soulevé certains points forts et faibles de chaque classe de méthodes.

Afin d'éviter le problème du temps de calcul et de l'espace mémoire, nous avons choisi d'appliquer la méthode approchée des équations de lignes. La méthode de résolution dans le cas des lignes multiconducteurs repose sur l'algorithme FDTD, et ce pour des lignes uniformes et non uniformes. La mise en place du code est complétée par l'étude de la stabilité et du traitement des charges ainsi que la détermination des paramètres linéiques.

## **Chapitre II**

# **Diaphonie dans les Circuits Planaires : Etude et Propriétés**

## **II. Diaphonie dans les Circuits Planaires : Etude et Propriétés**

### **II.1. Introduction**

L'essor important que connaissent les applications utilisant des systèmes électroniques, que ce soit notamment dans le domaine des télécommunications ou autres, permet aux industriels d'offrir des solutions techniques et économiques concurrentielles. Ce développement se manifeste par des performances croissantes, une intégration poussée et des coûts attractifs.

Néanmoins, ces tendances liées au progrès technologiques ne pourraient aboutir que par la maîtrise des divers mécanismes de ces systèmes électroniques, en assurant un bon fonctionnement, indépendamment de l'environnement d'utilisation.

En effet, depuis de nombreuses années, les problèmes liés à la compatibilité électromagnétique CEM des systèmes et circuits électroniques sont au cœur des préoccupations des concepteurs. Assurer le bon fonctionnement de ces derniers, sans qu'ils soient perturbés par un tiers, ou qu'ils perturbent eux-mêmes leurs voisinages, devient vital à tous les niveaux de conception et de réalisation [38].

L'exemple des circuits planaires rapides illustre parfaitement ce défi. D'une part, l'augmentation des vitesses amplifie les phénomènes introduits par les désadaptations et réduit sensiblement les marges sur les timings. D'autre part, l'accroissement de la densification des cartes multiplie les phénomènes de diaphonie.

La diaphonie est donc un aspect indissociable dont il faut tenir compte dans la conception des circuits électroniques afin d'assurer un bon voisinage entre les différents éléments d'un équipement ou d'un système donné [39].

Ce chapitre porte alors sur l'étude d'un des problèmes de compatibilité électromagnétique le plus contraignant, à savoir le phénomène de la diaphonie dans les circuits planaires rapides.

Dans un premier temps, des notions générales relatives à la compatibilité électromagnétique sont données. Les principales sources de perturbation sont introduites tout en expliquant les différents modes de couplage entre agresseur et victime. Ensuite, nous présenterons plusieurs aspects de la diaphonie en fonction du phénomène physique mis en jeu.

Le chapitre se tourne finalement vers une analyse temporelle de la diaphonie dans une ligne de transmission multiconducteur en tenant compte de plusieurs paramètres.

## II.2. Description Générale de la Compatibilité Electromagnétique (CEM)

### II.2.1. Présentation

La CEM est apparue au début du vingtième siècle lorsque les communications par voie hertzienne ont commencé à s'intensifier. C'est une discipline scientifique et technique qui permet de lutter contre les perturbations et assurer que le rayonnement électromagnétique d'un système électrique n'affecte pas le fonctionnement d'autres dispositifs.

L'Union Européenne propose la définition suivante pour décrire la compatibilité électromagnétique [40]: c'est "l'aptitude d'un dispositif, d'un appareil ou d'un système à fonctionner dans son environnement électromagnétique de façon satisfaisante et sans produire lui-même des perturbations électromagnétiques".

A partir de cette définition, deux notions fondamentales peuvent être dégagées :

- Ne pas créer des troubles majeurs dans le fonctionnement des appareils voisins situés dans l'environnement de l'appareil ou du système qui joue le rôle d'une source de perturbation.
- Ne pas être perturbé par l'environnement électromagnétique chargé dans lequel est situé l'appareil ou le système considéré comme la victime de la perturbation.

Cependant, il existe une autre notion, qui n'apparaît pas directement dans la définition de la CEM : C'est la notion du canal. Ce dernier véhicule les perturbations de l'agresseur vers la victime. Il peut se manifester sous deux aspects suivant sa nature. Il peut être un milieu comme le vide ou l'air ou bien un matériau non conducteur, nous parlons alors de couplage rayonné. Le canal peut aussi être un conducteur électrique, auquel cas nous parlons de mode conduit lorsque la perturbation est acheminée vers la victime par un support conducteur (pistes, câbles).

### II.2.2. Perturbations et Modes de Transmission

#### II.2.2.1. Définition

Une interférence électromagnétique est la perturbation d'un système par un autre circuit ou phénomène extérieur. Littéralement, l'interférence n'est pas le signal perturbateur lui-même mais le fait qu'il se couple avec un système suffisamment vulnérable pour être affecté. Ainsi, les problèmes de CEM sont traités en termes de sources et de victimes, et en s'interrogeant sur les chemins de couplage [41].

L'Union Européenne définit la notion de perturbations par des phénomènes électromagnétiques susceptibles de créer des troubles de fonctionnement d'un dispositif, d'un

appareil ou d'un système. Une perturbation électromagnétique peut être un bruit électromagnétique, un signal non désiré ou une modification du milieu de propagation lui-même.

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

Comme expliqué auparavant, les perturbations électromagnétiques se propagent de la source à la victime via le canal de propagation. A ce stade, il est important de distinguer entre mode de couplage et type de couplage. Il existe deux modes de couplage, couplage par conduction et couplage par rayonnement [37]

### **II.2.2.2. Couplage par Conduction**

Lorsque l'on s'intéresse aux perturbations conduites, il est pratique de définir un modèle de liaisons électriques entre les différents éléments, le tout référencé à un potentiel commun qui existe dans tous les cas (plan de masse, terre idéale, châssis). Ces éléments peuvent représenter un équipement complet, mais aussi des sous-ensembles d'un même équipement. Les liaisons peuvent véhiculer des signaux quelconques c'est-à-dire un signal RF ou un signal d'alimentation. Les courants parasites peuvent parcourir ces liaisons ainsi que la référence de potentiel, selon généralement trois modes de propagations :

#### **❖ 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 travers l'équipement et revient en opposition de phase sur l'autre conducteur (figure II.1). Les alimentations et les signaux électroniques sur deux conducteurs sont transmis en mode différentiel.

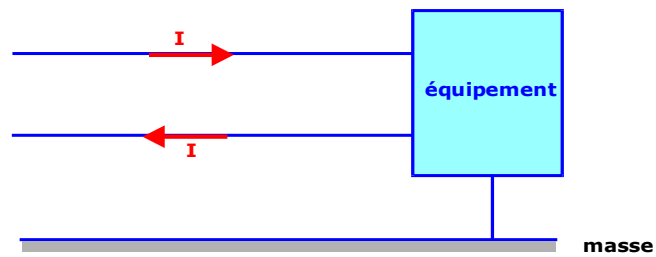


Figure II.1: Couplage en mode différentiel

### ❖ 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 II.2)

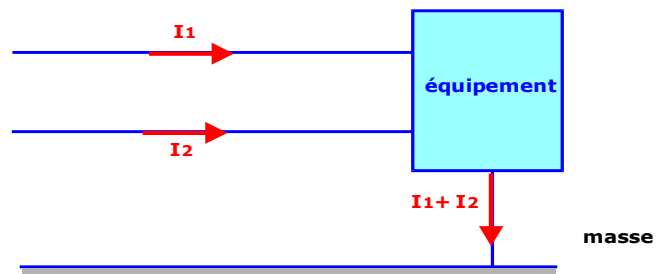


Figure II.2: Couplage en mode commun

Un courant en mode commun circule dans le conducteur et est induit généralement par le couplage d'un champ externe avec la boucle formée par le conducteur, le plan de sol et les diverses impédances que relie le matériel à la masse. Le problème principal en CEM se trouve presque toujours dans le mode commun.

### ❖ Couplage par Impédance Commune

Dans un couplage par conduction, en mode commun la propagation s'effectue essentiellement par les circuits de masse et de terre, pouvant entraîner 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 II.3).

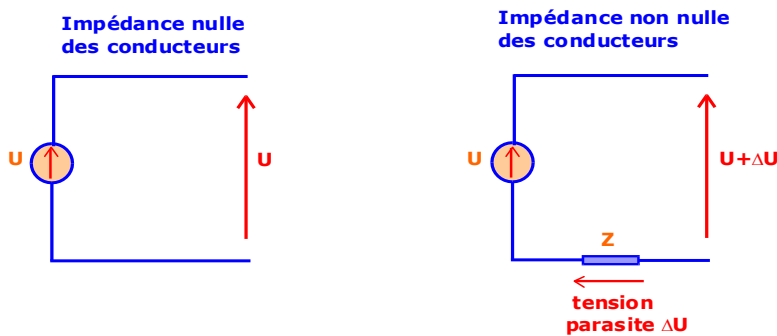


Figure II.3: Couplage par impédance commune

Les conducteurs de masse sont tous raccordés à la masse de l'installation puis à la terre par des conducteurs d'impédance dépendant de la fréquence de la perturbation. Une différence de potentiel apparaît alors entre les différentes masses ainsi qu'entre les masses et la terre (figure II.4)

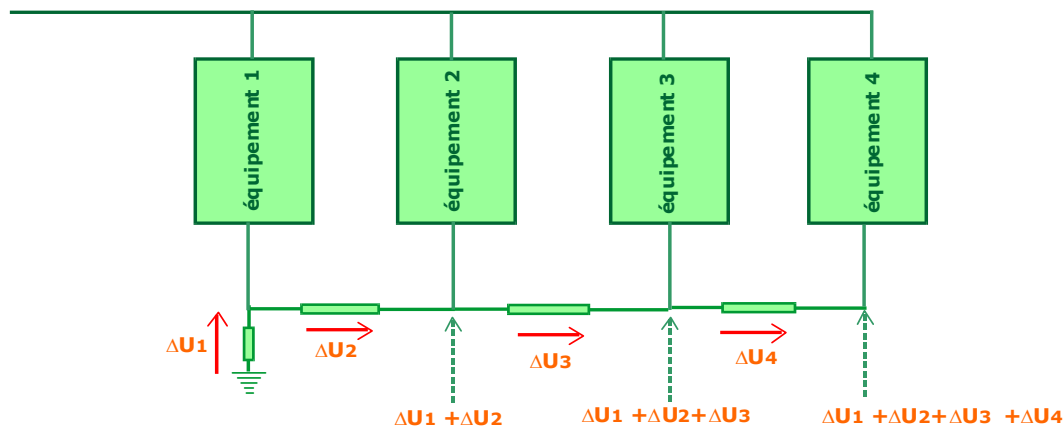


Figure II.4: Illustration du problème de l'impédance commune

Nous pouvons s'affranchir de ce problème en agencant le tracé du circuit imprimé de manière à éviter les tronçons communs. Nous relierons alors les masses en un seul point. Nous appelons cette configuration le câblage étoilé, parfois difficile à réaliser de manière pratique.

Nous voyons que lors de la conception d'un système, il convient de porter une attention particulière au branchement des conducteurs communs aux différents circuits, et plus spécialement aux alimentations. Lorsqu'une connexion en étoile devient physiquement impossible, les éléments branchés en série sur une même ligne se perturbent l'un l'autre.

### II.2.2.3. Couplage par Rayonnement

Les perturbations électromagnétiques peuvent également se propager sans qu'il existe de conducteurs communs entre la source et la victime, c'est le cas du couplage par rayonnement.

Le couplage rayonné est évoqué lorsque le support de propagation de la perturbation est un diélectrique. Ce type de couplage peut se faire en champ proche ou en champ lointain selon la distance séparant la source de la victime et la longueur d'onde considérée.

### ❖ Couplage en Champ Lointain

Nous supposons que les courants et tensions induits dans la "victime" ne provoquent pas de modification dans les caractéristiques d'émission de l'élément perturbateur. Ceci est vérifié si le couplage entre les deux éléments est faible. Il n'a donc, dans la majorité des situations une importance significative que si les longueurs mises en jeu sont grandes. Nous parlons alors dans ce cas de couplage champ piste. Il concerne soit le champ électrique ou le champ magnétique et peut s'effectuer en mode commun ou en mode différentiel.

### ❖ Couplage en Champ Proche

La zone de rayonnement en champ proche correspond à des distances largement inférieures à la longueur d'onde où le champ magnétique et le champ électrique peuvent être considérés séparément. Les couplages en champ électrique ou magnétique peuvent être représentés respectivement par des liaisons capacitives ou des inductances mutuelles. Quand le phénomène implique des connexions électriques, il s'agit alors de couplage piste à piste ou de diaphonie capacitive ou inductive.

## II.3. Couplage par Diaphonie

### II.3.1. Définition

Le développement réalisé par les industriels de l'électronique est essentiellement caractérisé par des appareils de plus en plus performants et des dimensions de plus en plus réduites. La création des cartes électroniques numériques rapides à très forte densité nécessite une remise en cause permanente des méthodes de conception, de façon à garantir la maîtrise du comportement des appareils dans des environnements électromagnétiques sévères.

La diaphonie, également appelée "Crosstalk", est toute tension ou courant non désiré et créée par couplage entre les fils dans les câbles ou entre les pistes sur les PCB (Printed Circuit Board) [41] [42]. Elle peut avoir deux origines :

- Lorsqu'un conducteur est soumis à une différence de potentiel, la capacité de couplage injecte un courant perturbateur sur le conducteur voisin, nous parlons alors de diaphonie capacitive.
- Un conducteur, parcouru par un courant, génère un champ magnétique qui règne dans la zone où se trouve la boucle formée par le conducteur voisin et la masse, c'est la diaphonie inductive.

Lorsque nous étudions ce phénomène dans les circuits planaires, nous considérons l'influence d'un ou plusieurs conducteurs appelés agresseurs sur un conducteur appelé victime.



Les perturbations du couplage par diaphonie impactent fortement les performances d'un système électronique. Selon la gravité de la défaillance causée, l'effet de la diaphonie sur les circuits intégrés peut être classé en trois niveaux [43] :

Le premier niveau consiste en une perte temporaire de fonctionnalité dont l'effet disparaît avec la suppression de la perturbation. Le second est similaire au précédent sauf que la récupération du fonctionnement nominal requiert une remise à zéro de l'équipement. Enfin, l'endommagement du composant et la perte de fonctionnalité représentent le dernier niveau.

D'une manière globale, l'effet de la perturbation dépend de la nature du circuit sous test. Ainsi, le comportement des circuits numériques vis-à-vis de ces perturbations est sensiblement différent de celui des circuits analogiques [43]. Pour un circuit analogique, l'apparition des effets de la perturbation, comme un décalage du signal utile ou une fluctuation de la tension d'alimentation, varie en fonction du mode de fonctionnement dans la bande de fréquences du composant et hors bande [44] [45]. Ces conséquences présentent un caractère temporaire. Une fois la perturbation disparue, le comportement du composant redevient souvent nominal.

Ce n'est forcément pas le même comportement observé au sein des composants numériques. Plusieurs problèmes dus notamment aux perturbations du couplage par diaphonie peuvent être relevés. Nous citons à titre d'exemple, le seuil de commutation, la variation du front d'horloge, le problème de masse et la miniaturisation des circuits imprimés associée à la réduction des tensions d'alimentation, etc. Cela rend les circuits intégrés vulnérables face aux interférences électromagnétiques.

### II.3.2. Description de la Diaphonie dans les Circuits Planaires

#### II.3.2.1. Diaphonie Capacitive Dominante

Une variation brusque de la tension entre un conducteur et un plan de masse ou entre deux conducteurs, génère un champ électrique. Ce champ induira un courant sur le conducteur voisin par effet capacitif et donc une tension perturbatrice comme le montre la figure II.5 [45].

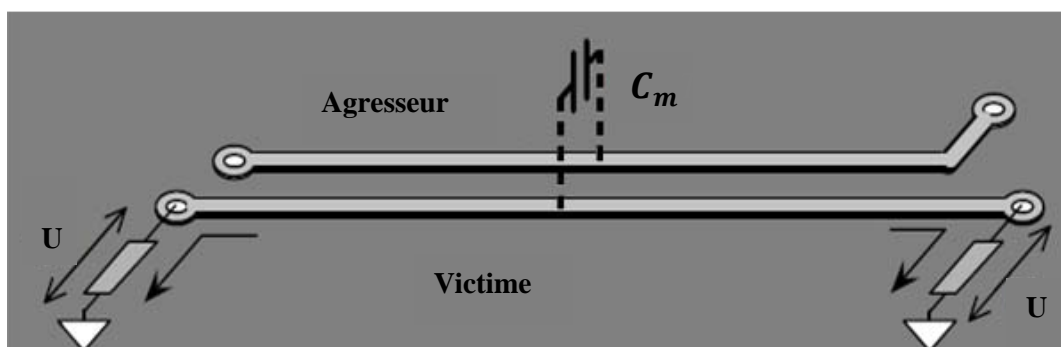


Figure II.5: Couplage par diaphonie capacitive

### II.3.2.2. Diaphonie Inductive Dominante

Appelée aussi couplage magnétique, elle a pour origine une variation de courant qui génère un flux d'induction magnétique. La piste victime représente alors une boucle aux bornes de laquelle le flux induit une tension perturbatrice. En pratique, cela revient à considérer l'inductance mutuelle entre le conducteur perturbateur et la victime (figure II.6).

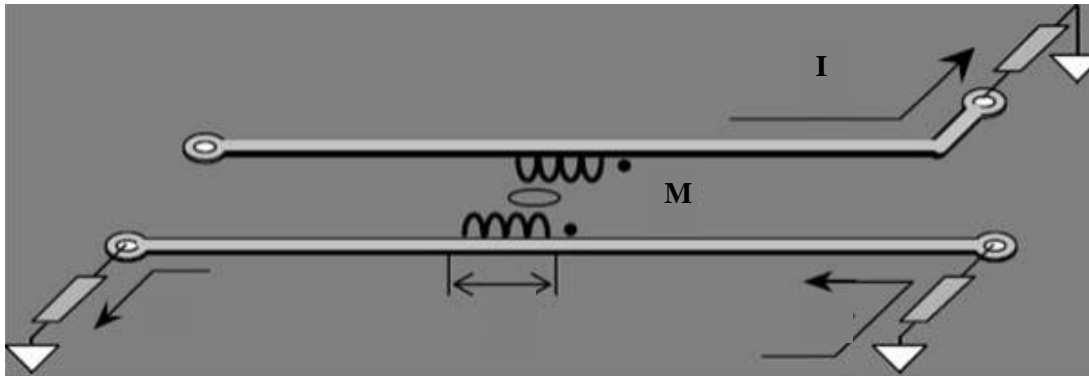


Figure II.6: Couplage par diaphonie inductive

Dans un cas réel des lignes couplées, les deux types de diaphonie sont présents et sont étroitement liés. Cependant, en fonction du comportement de la source (courant ou tension), une des diaphonies sera prépondérante sur l'autre.

### II.3.2.3. Paradiaphonie (NEXT) et Transdiaphonie (FEXT)

Considérons deux pistes parallèles disposées sur le substrat d'un circuit planaire, le plan de masse adossé au substrat constitue la référence de potentiel du circuit. Une source connectée à l'extrémité de la piste, notée (1) sur la figure II.7, génère des impulsions. La piste, notée (2), est connectée à chacune de ses extrémités sur une impédance quelconque en entrée et en sortie d'un circuit logique. Le courant et la tension appliqués sur la piste (1) produisent par influence sur la piste (2) un champ magnétique et un champ électrique introduisant un flux magnétique et des charges électriques [45].

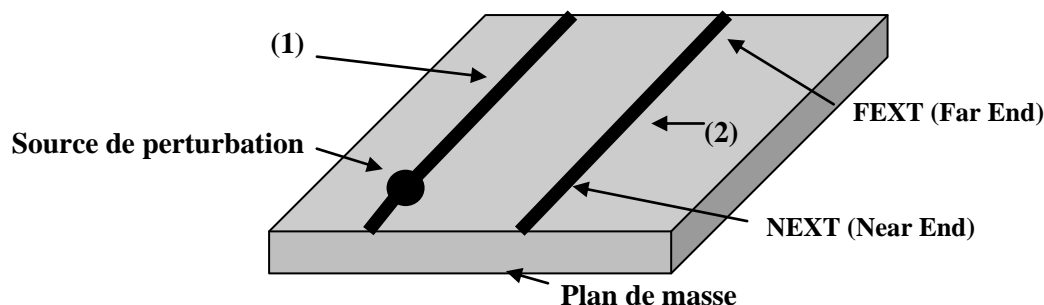


Figure II.7: Couplage par diaphonie sur un circuit entre deux pistes

Par ce procédé, le courant qui traverse la capacité de couplage circule dans le conducteur victime dans les deux sens. D'après la loi de Lenz, la tension induite aux bornes de

l'inductance mutuelle entraîne la création d'un courant qui parcourt le conducteur victime dans le sens inverse au courant sur la ligne active.

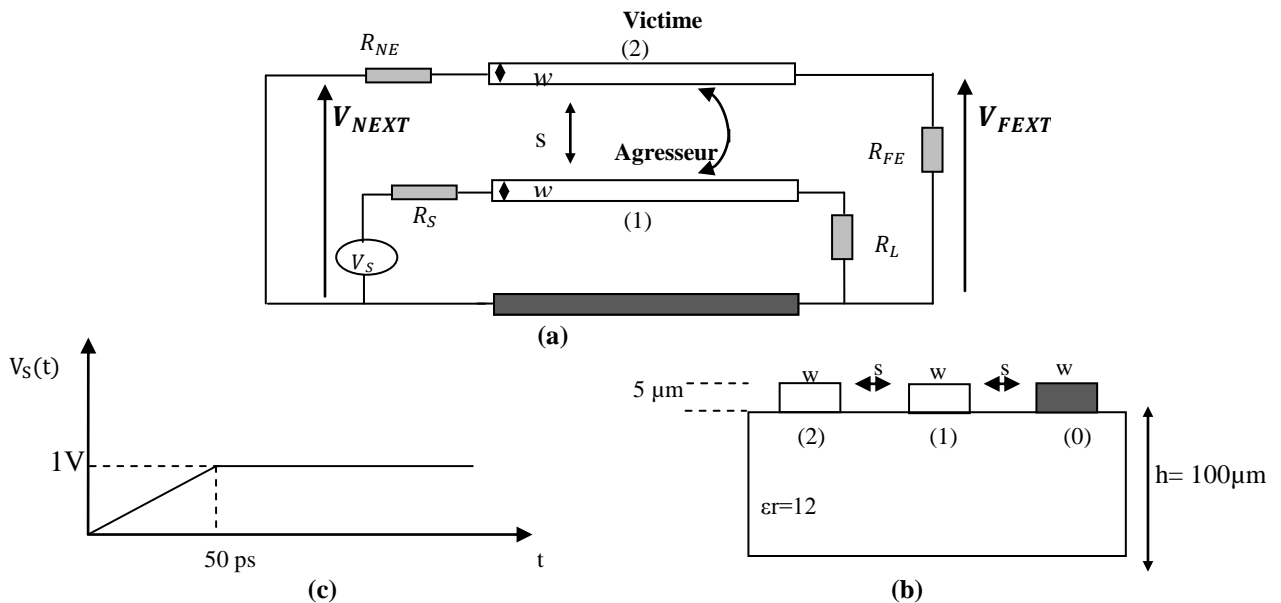
La diaphonie dont le courant retourne vers la source est nommée par la suite paradiaphonie (Near End Crosstalk) appelée NEXT. Celle dont le courant parcourt la victime dans le même sens que le courant agresseur est appelée télédiaphonie ou transdiaphonie (Far End Crosstalk) appelée FEXT. Une tension induite peut donc être observée au début et à la fin de la ligne victime. Dans de nombreuses situations l'étude de la diaphonie peut être abordée à l'aide de circuits équivalents représentatifs des phénomènes de couplage.

## II.4. Etude Temporelle de la Diaphonie dans un Circuit Planaire

### II.4.1. Choix et Description du Circuit

L'étude de la diaphonie sur une carte électronique nécessite la mise en œuvre de multiples étapes. Cela commence par l'étude du circuit pour détecter les éventuelles zones de couplage.

Pour bien comprendre les perturbations engendrées par la diaphonie, notre choix c'est donc porté sur l'analyse d'une ligne uniforme coplanaire. Prenons le cas de la figure II.8 où nous avons une ligne de transmission à trois conducteurs avec une largeur de  $w=20\mu\text{m}$ , séparés par  $s=20\mu\text{m}$  et placés sur un côté d'un substrat de silicium ( $\epsilon_r = 12$ ) d'une épaisseur  $h=100\mu\text{m}$ . La longueur totale de la ligne est  $l = 10\text{cm}$  et terminée par des résistances égales à  $50\Omega$ . Le choix de  $50\Omega$  représente un cas souvent rencontré en pratique. La source est un échelon de niveau de  $1\text{V}$  avec un temps de montée de  $50\text{ps}$  [46] [47].



**Figure II.8: (a) Schéma du circuit de la ligne coplanaire (b) Section transversale de la ligne. (c) Tension de la source.**

## II.4.2. Illustration de la diaphonie

Les données géométriques de la ligne sont extraites pour calculer les matrices capacité et inductance linéiques selon la démarche indiquée dans [33]. La simulation temporelle est effectuée à l'aide du code développé dans le premier chapitre en faisant appel à la méthode des différences finies FDTD pour résoudre les équations de lignes de façon à obtenir les tensions NEXT et FEXT induites sur le conducteur victime.

Les matrices capacité et inductance sont :

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 134.693 & -67.3467 \\ -67.3467 & 97.6102 \end{bmatrix} \text{ pF/m}$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 0.805775 & 0.538783 \\ 0.538783 & 1.077570 \end{bmatrix} \text{ } \mu\text{H/m}$$

En appliquant la relation (I-46) nous obtenons les deux vitesses modales :  $V_{m1} = 1.20476 \times 10^8$  m/s et  $V_{m2} = 1.17649 \times 10^8$  m/s.

Afin d'assurer la stabilité de la solution, nous exigeons que les pas de discrétisation temporel  $\Delta t$  et de discrétisation spatiale  $\Delta z$  satisfassent la condition CFL donnée en (I.48). Nous divisons la longueur totale de ligne  $l$  en NDZ sections de longueur  $\Delta z$  chacune [46].

$$\Delta z = l / \text{NDZ} \quad (\text{II.1})$$

Et nous divisons le temps total d'exécution de la simulation, en NDT intervalles de longueur  $\Delta t$  chacun :

$$\Delta t = \frac{\text{temps de solution finale}}{\text{NDT}} \quad (\text{II.2})$$

Connaissant la condition CFL nous avons :

$$\Delta t \leq \frac{\Delta z}{V_{m1}} \quad (\text{II.3})$$

Alors :

$$\text{NDT} \geq \frac{\text{NDZ} \times \text{temps de solution finale} \times V_{m1}}{\text{longueur}} \quad (\text{II.4})$$

La discrétisation spatiale a été choisie de telle sorte à avoir  $\text{NDZ} = 166$  et  $\text{NDT} = 2000$  correspondant à  $\Delta z = 2.4096 \times 10^{-4}$  m et  $\Delta t = 2.0001 \times 10^{-12}$  s.

La figure II.10 présente les variations des tensions NEXT et FEXT induites sur le conducteur victime.

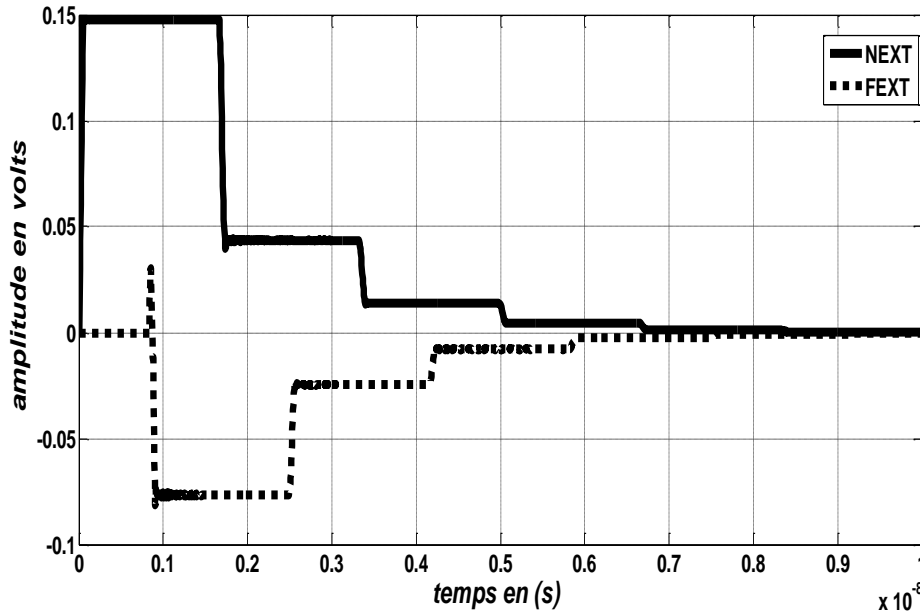


Figure II.9: Tensions NEXT et FEXT induites sur le conducteur victime

A l'examen des courbes de la figure II.9, nous constatons que :

- Les tensions de diaphonie NEXT et FEXT présentent des niveaux qui ne peuvent pas être négligés ( $V_{NEXT} = 0.15V$  et  $V_{FEXT} = 0.048V$ ).
- Les deux tensions présentent des réflexions multiples avant le régime permanent dues à la désadaptation d'impédance.

## II.5. Paramètres Agissant sur la Diaphonie

### II.5.1. Influence des Charges

Nous avons déjà présenté les tensions de diaphonie (NEXT et FEXT) induites dans le cas d'une ligne de transmission coplanaire chargée par des résistances  $50\Omega$ . Le but est maintenant d'étudier ce phénomène en considérant plusieurs types de charges selon les 3 configurations suivantes:

- Le circuit étudié est celui du paragraphe II.4 (figure II.8). Les valeurs des résistances aux extrémités de la ligne sont remplacées par les éléments diagonaux  $Z_{cn}$  de la matrice impédance caractéristique  $Z_C$ . L'élément impédance  $Z_{cn}$  se calcule grâce à la relation suivante [48]:

$$Z_{cn} = \sqrt{\frac{L_{nn}}{C_{nn}}} \quad n = 1,2 \quad (\text{II.5})$$

Par conséquent, les deux éléments  $Z_{c1}$  et  $Z_{c2}$  sont :

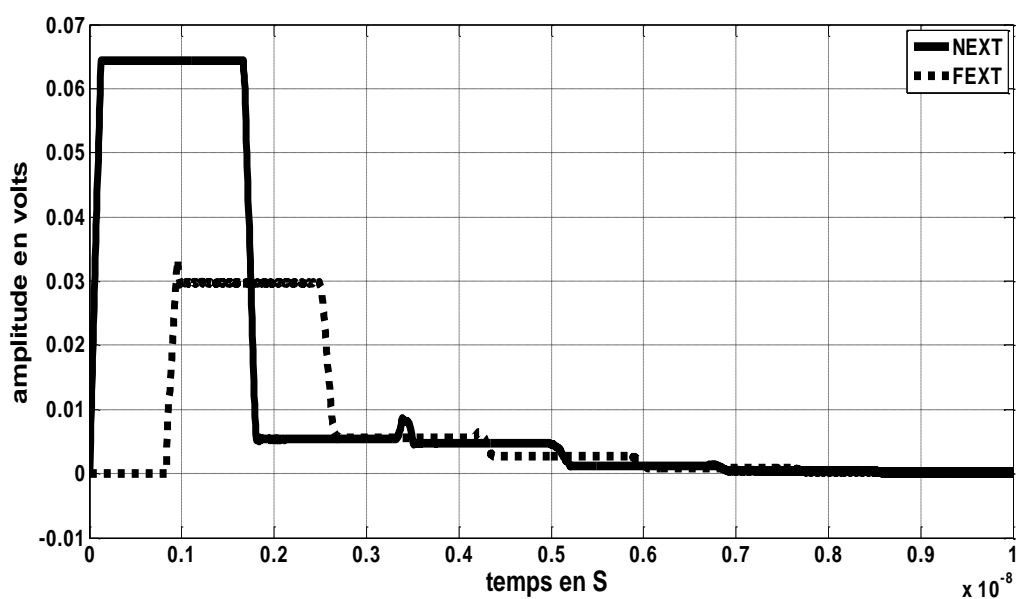
$$Z_{c1} = \sqrt{\frac{L_{11}}{C_{11}}} \quad \text{et} \quad Z_{c2} = \sqrt{\frac{L_{22}}{C_{22}}} \quad (\text{II.6})$$

La matrice diagonale représentant la matrice impédance caractéristique est :

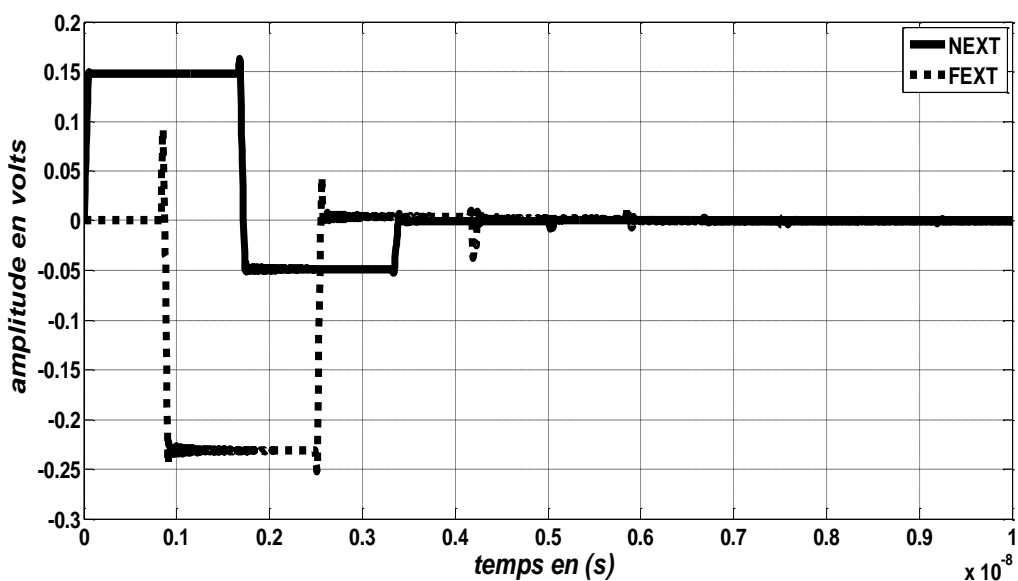
$$Z_c = \begin{pmatrix} Z_{c1} & 0 \\ 0 & Z_{c2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 773 & 0 \\ 0 & 105 \end{pmatrix} \Omega \quad (III.7)$$

- Dans la deuxième configuration, les tests de diaphonie présentés sont réalisés en remplaçant seulement la résistance  $R_{FE}$  à l'extrémité du conducteur victime par un circuit ouvert :  $R_{NE} = 50\Omega$  et  $R_{FE} \equiv$  Circuit ouvert (CO).
- Enfin,  $R_{NE}$  représente un circuit ouvert :  $R_{NE} \equiv$  Circuit ouvert (CO) et  $R_{FE} = 50\Omega$ .

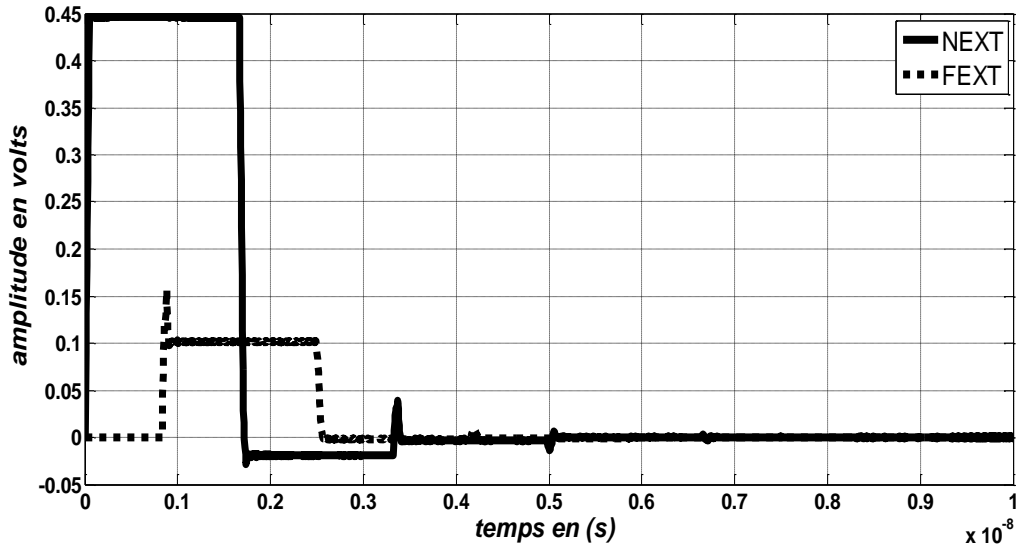
La figure II.10 présente les niveaux des tensions NEXT et FEXT induites sur le conducteur victime pour les trois configurations.



(a)



(b)



(c)  
**Figure II.10: Niveaux de diaphonie selon le cas étudié (a) Ligne adaptée.**

**(b)  $R_{NE} = 50\Omega$   $R_{FE} \equiv CO$ . (c)  $R_{NE} \equiv CO$   $R_{FE} = 50\Omega$**

Les résultats de simulation présentés sur la figure II.10 montrent que :

- Pour une ligne chargée par des impédances adaptées, les tensions NEXT et FEXT présentent des niveaux relativement faibles ( $V_{NEXT} = 0.065V$  et  $V_{FEXT} = 0.03V$ ).
- Le circuit ouvert au niveau de la résistance  $R_{FE}$  est émulé par une charge à haute impédance, ce qui entraîne une augmentation des perturbations de la diaphonie FEXT.
- La valeur élevée de la résistance  $R_{NE}$  conduit à des niveaux de diaphonie NEXT importants.
- Le couplage par diaphonie est prédominant dans le cas des lignes avec des charges à haute impédance.

## II.5.2. Influence De l'Excitation

La question de la relation entre le temps de montée de l'excitation et les niveaux diaphoniques induits est souvent soulevée d'une façon ambiguë. En effet, les travaux menés dans ce sens ne fournissent guère une réponse satisfaisante et ne permettent pas de trancher clairement sur la problématique [49]. Il est important, dans le cadre de cette étude consacrée entièrement à la diaphonie, de réussir à conclure sur l'effet de ce paramètre. Nous allons alors réaliser quelques tests en considérant le circuit de la figure II.8

Comme première opération, la ligne de longueur  $l=10cm$ , est excitée par une source de type échelon de 1V en considérant deux temps de montée différents  $\tau_1=1ns$  et  $\tau_2=2ns$ . La figure

II.11 montre l'évolution des tensions NEXT et FEXT induites sur le conducteur victime.

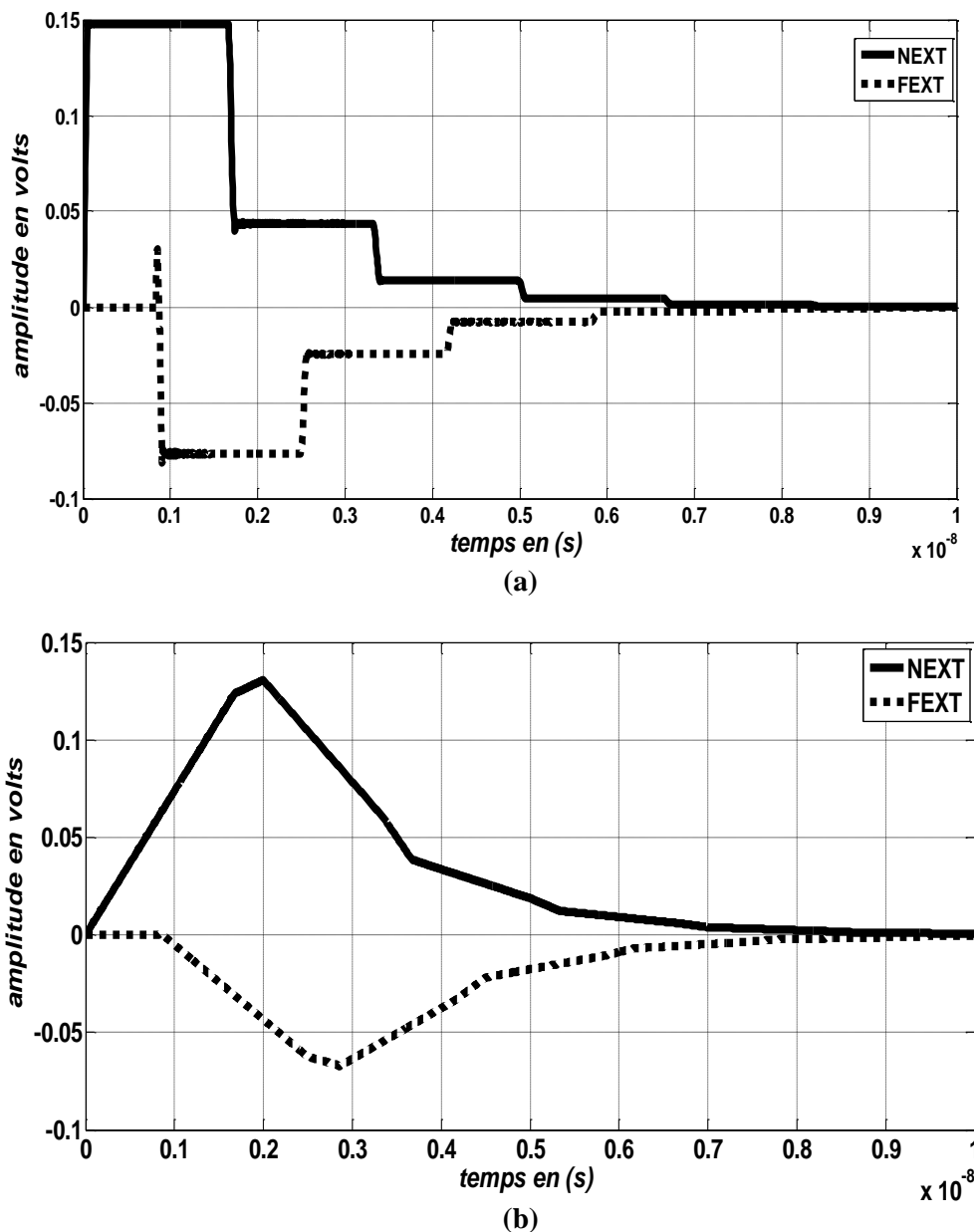


Figure II.11: Niveaux de diaphonie NEXT et FEXT pour  $l=10\text{cm}$   
 (a)  $\tau_1=1\text{ns}$  (b)  $\tau_2=2\text{ns}$

Il est clair que les niveaux diaphoniques sont quasiment constants pour des variations du temps de montée entre 50 ps et 1 ns. D'autre part les niveaux ont bien diminué quand le temps de montée est passé à 2 ns.

Nous remarquons alors que tant que l'intervalle de variation du temps de montée reste limité, les niveaux induits sont presque identiques.



## II.6. Conclusion

Dans le cadre de ce chapitre, des notions générales liées à la compatibilité électromagnétique ont été présentées. L'étude de ses aspects permet de comprendre les sources possibles des interférences électromagnétiques ainsi que les modes de couplage.

Après avoir montré l'accroissement des contraintes de CEM avec l'évolution technologique, nous nous sommes intéressés plus précisément au couplage par diaphonie et ses caractéristiques dans les circuits planaires.

Nous avons alors commencé l'analyse par la mise en évidence du phénomène sur une ligne de transmission coplanaire uniforme. Ainsi, nous avons constaté la présence des signaux perturbateurs (NEXT et FEXT) aux extrémités du conducteur victime.

La même ligne a été choisie pour étudier l'influence de quelques paramètres sur les niveaux des tensions induites tels que la nature des charges et le temps de montée de l'impulsion.

Nous avons pu constater que les valeurs élevées des résistances connectées aux extrémités favorisent la présence de niveaux induits importants et que la diaphonie a une relation étroite avec le temps de montée de l'excitation.

## **Chapitre III**

### **Etude Statistique de la Diaphonie dans les Circuits Planaires**

## III.

# Etude Statistique de la Diaphonie dans les Circuits Planaires

## III.1. Introduction

Les cartes électroniques sont conçues pour répondre à une ou plusieurs fonctions. Elles peuvent se suffire à elles même dans le cas où toutes les fonctions sont embarquées sur le même circuit, ou être extensibles à l'aide de cartes additionnelles qui sont rajoutées via des bus. Ce type de cartes est caractérisé par plusieurs entrées-sorties ou en anglais Input/Output (figure III.1). Les entrées-sorties permettent les échanges d'informations entre le processeur et les périphériques qui lui sont associés.

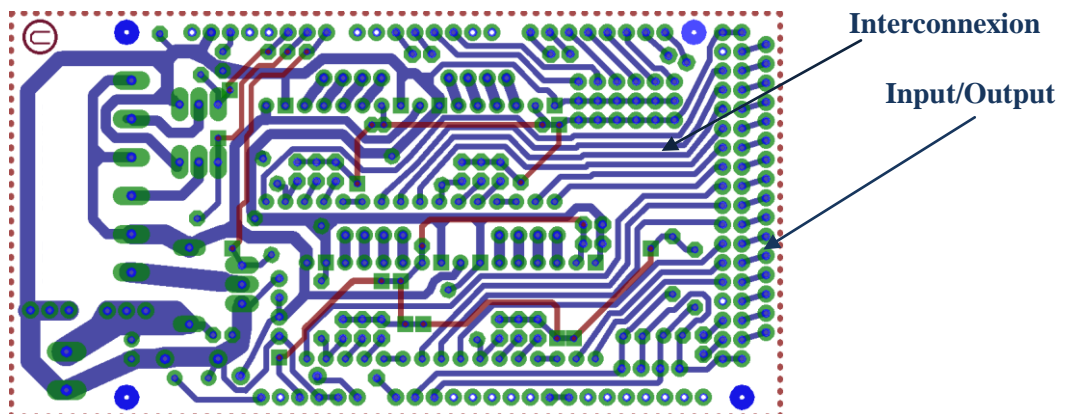


Figure III.1:Exemple d'un tracé d'une carte électronique

Les interconnexions, assimilées à des lignes de transmission multiconductrices (MTL) à structure planeaire, occupent une place importante dans ces cartes en raison de leur facilité de réalisation et de leur souplesse d'utilisation. De par sa structure, une ligne de transmission multiconducteur peut être excitée par une ou plusieurs sources, ce qui donne le siège de phénomènes de couplages électromagnétiques.

En pratique, vu le caractère aléatoire de la production des sources excitatrices dans un circuit planeaire, ces dernières peuvent être de nature synchrone ou asynchrone. L'introduction de ce type d'excitation peut avoir de nombreux effets indésirables sur le fonctionnement des circuits et la qualité de transmission.

C'est dans ce contexte que ce chapitre prend place. Il convient alors de disposer d'une méthode temporelle pour mettre en évidence, l'effet de la diaphonie dans les lignes (MTL)

uniformes et non uniformes avec des configurations monosources et multisources dans un contexte déterministe ou aléatoire. Ainsi, l'algorithme développé permet l'étude de la diaphonie en considérant l'occurrence des sources excitatrices selon une fonction de densité de probabilité PDF précise (loi uniforme et loi normale). L'occurrence des sources a lieu dans l'espace temps, ce qui justifie amplement l'adoption d'un code temporel.

Dans un premier temps, il est nécessaire de rappeler les approches probabilistes pour l'évaluation de la diaphonie dans les lignes MTL à excitation multisource. Les connaissances de base sur la probabilité et les statistiques seront présentées, ainsi que les lois de probabilité qui nous seront utiles pour cette étude.

Ce chapitre se limite à l'étude du phénomène de la diaphonie relative aux configurations à une et deux sources, afin d'évaluer les tensions induites NEXT et FEXT dans le cas où les agresseurs commutent aléatoirement d'une façon synchrone ou asynchrone.

## **III.2. Contexte Aléatoire de l'Etude**

### **III.2.1. Concepts Probabiliste et Statistique**

La théorie des probabilités, est l'étude des phénomènes caractérisés par le hasard et l'incertitude dans des applications dans presque tous les domaines. Elle forme avec l'analyse statistique les deux sciences de l'aléatoire qui sont partie intégrante des mathématiques [50] [51].

En général, la théorie des probabilités et les statistiques ont pour objectif principal, de définir des modèles mathématiques du hasard et de l'incertitude, et d'étudier leurs propriétés. Les statistiques ont notamment pour but de confronter ces modèles mathématiques à la réalité, en particulier à l'expérience et aux données observées, afin de choisir, d'ajuster et de valider les modèles, et de les exploiter pour effectuer des prévisions ainsi que de tester des hypothèses et prendre des décisions.

Dans le cadre de l'analyse statistique proposée, une connaissance a priori des lois de probabilité de l'occurrence des sources est nécessaire. L'évaluation théorique de la variation des niveaux diaphoniques est possible à condition d'avoir une formulation mathématique simple ou au minimum un moyen de la déduire.

### **III.2.2. Fonction de Densité de Probabilité (PDF)**

#### **III.2.2.1. Lois de Probabilité à Densité sur un Intervalle**

En probabilité et statistique, une variable aléatoire est une variable dont la valeur résulte d'une mesure sur un certain type de processus aléatoire. Il est toujours possible d'associer à une

variable aléatoire une probabilité et définir ainsi une loi de probabilité. Lorsque le nombre d'épreuves augmente indéfiniment, les fréquences observées pour le phénomène étudié tendent vers les distributions observées ou les lois de probabilité [52].

Identifier la loi de probabilité, suivi par une variable aléatoire donnée est essentiel, car cela conditionne le choix des méthodes employées pour répondre à une question précise.

Dans notre cas, la variable aléatoire qui correspond à l'occurrence et la production des sources excitatrices est une variable aléatoire discrète, dont toutes les valeurs sont connues et à chacune d'elles est associée une probabilité de réalisation. La loi de probabilité (ou distribution) représente l'ensemble des probabilités correspondant à chaque valeur de la variable aléatoire étudiée.

En théorie des probabilités, il y a un grand nombre de distributions possibles. Cependant, certaines sont plus courantes, plus utiles dans les applications pratiques ou plus importantes dans la théorie. En ce qui concerne la description de l'occurrence des sources, le choix des lois de probabilité (loi uniforme et loi normale) dépend de plusieurs facteurs.

La loi uniforme a été choisie pour bien comprendre l'évolution du phénomène et avoir une idée globale sur ce dernier dans un cas simple. Elle nous a aussi permis de valider notre démarche en obtenant des résultats prévisibles. Pour la loi normale, le but a été de traiter le problème dans un cas réel, avec des événements plus probables que d'autres, pour une bonne approche de la réalité.

### III.2.2.2. Loi Normale (Loi de Laplace-Gauss)

La loi normale (ou loi gaussienne) est très répandue parmi les lois de probabilité, car elle s'applique à de nombreux phénomènes. Elle est définie par la moyenne  $\mu$  et l'écart-type  $\sigma$ .

Nous parlons de loi normale, lorsque l'on a affaire à une variable aléatoire discrète ou continue dépendant d'un grand nombre de causes indépendantes dont les effets s'additionnent, et dont aucune n'est prépondérante (conditions de Borel) [53]. C'est pourquoi elle porte également les noms de : loi de Laplace, loi de Gauss et loi de Laplace-Gauss [56].

Elle est caractérisée par la densité de probabilité suivante:

$$f(X) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{X-\mu}{\sigma}\right)^2} \quad (\text{III.1})$$

La courbe de cette densité est appelée courbe de Gauss ou courbe en cloche, entre autres. C'est la représentation la plus connue de cette loi. La loi normale de moyenne nulle et d'écart type unitaire est appelée loi normale centrée réduite ou loi normale standard (figure.III.2).

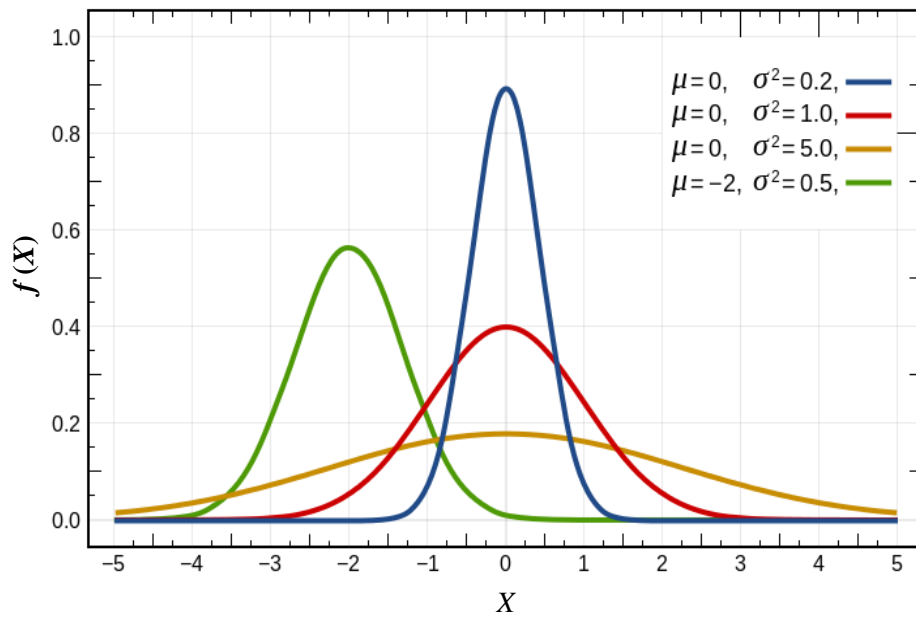


Figure III.2: Quelques courbes représentant la densité de probabilité de la loi Normale

### III.2.2.3. Loi Uniforme

La loi uniforme a pour densité de probabilité une fonction constante  $f$  définie sur l'intervalle  $[a, b]$  comme le montre la figure III.3 [54] :

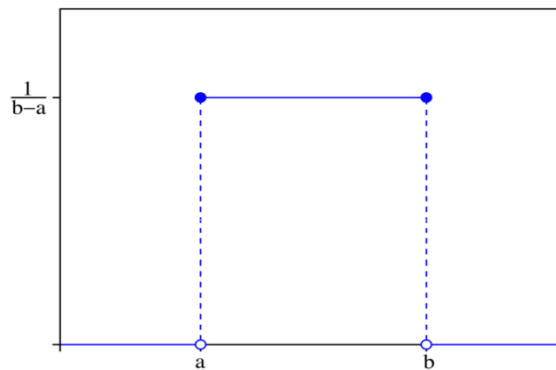


Figure III.3: Fonction de densité de probabilité uniforme

La représentation mathématique est :

$$f(x) = \frac{1}{b-a} \quad \text{pour } a \leq x \leq b \quad (\text{III.2})$$

## III.3. Circuits et Conditions de Transmission

### III.3.1. Signaux Considérés

Les applications électroniques modernes ont de plus en plus recours aux circuits rapides à haute densité d'intégration. Cela est accentué par la convergence des applications, qui consiste à regrouper plusieurs fonctions auparavant distinctes. Les circuits rapides offrent la possibilité d'embarquer sur le même composant un nombre important de fonctions permettant d'en faire des éléments de plus en plus autonomes.

Les domaines d'application de ces circuits sont très larges et de plus en plus variés, parmi eux nous avons:

- L'électronique des systèmes embarqués, qui nécessite l'utilisation des technologies de plus en plus complexes et puissantes [49]. Les systèmes embarqués sont aujourd'hui présents dans tous les aspects de notre vie. Nous les retrouvons dans une grande variété de produits, tels que les appareils grand public, les équipements de transport et les équipements médicaux et industriels.
- Le domaine de transmission à haut débit [55] : Ce type de transmission nécessite des circuits particulièrement performants et efficaces. Il est capable d'apporter des services multiples (images, voix, données) à haut débit avec une meilleure qualité. Nous retrouvons aussi les applications de type militaire, aéronautique, médical, ferroviaire, et autres marchés professionnels [56].

Les signaux transportés sur ce type de circuits, peuvent être soit directement d'origine numérique, comme dans les réseaux de données, soit d'origine analogique mais convertis sous une forme numérique. La transmission des signaux sur un lien physique dans les circuits rapides nécessite donc des étapes de numérisation et de codage [57]. Nous distinguons alors deux grandes techniques de transmission :

- La première technique est la transmission par modulation qui comprend [58] :
  - La modulation FSK (Frequency Shift Keying) : Les niveaux logiques sont représentés par la variation de la fréquence de la porteuse et elle est utilisée pour des transmissions à faible débit sur le réseau téléphonique commuté.
  - La modulation de phase PSK (Phase Shift Keying) : Elle associe à un code binaire une valeur de la phase de la porteuse. Le saut de phase est observé à chaque changement de symbole.
  - La modulation d'amplitude ASK (Amplitude Shift Keying) : L'amplitude du signal varie en fonction des bits à coder.
- La deuxième technique est la transmission en bande de base qui repose sur le codage en ligne des signaux numériques. Elle est généralement appliquée pour des transmissions de courte distance (réseaux locaux, cartes d'interface). Pour ce type de transmission le signal est envoyé directement sur le canal, après codage en ligne en ne subissant ni codage correcteur ni modulation. Le signal transmis est alors sous la forme simple d'un signal codé selon Manchester, NRZ, RZ, AMI...

En pratique les codes les plus répandus sont :

- Le code Manchester provoque une transition du signal pour chaque bit transmis. Un "1" est représenté par le passage de -V à +V, un "0" est représenté par le

passage de  $+V$  à  $-V$ .

- Le code NRZ est le moyen le plus simple de coder l'information. Le sigle NRZ, signifie que la tension d'un point du circuit ne revient pas à zéro avant le codage de l'état suivant. Nous pouvons imaginer de coder le "1" logique par  $+V$  et le "0" par  $-V$ . Lorsque le front montant de l'horloge capte la présence d'un "1" en entrée, le signal de sortie prend la valeur  $+V$  jusqu'au front montant suivant, si l'information suivante est un "0" alors le signal prendra la valeur  $-V$  et ainsi de suite (figure III.4).

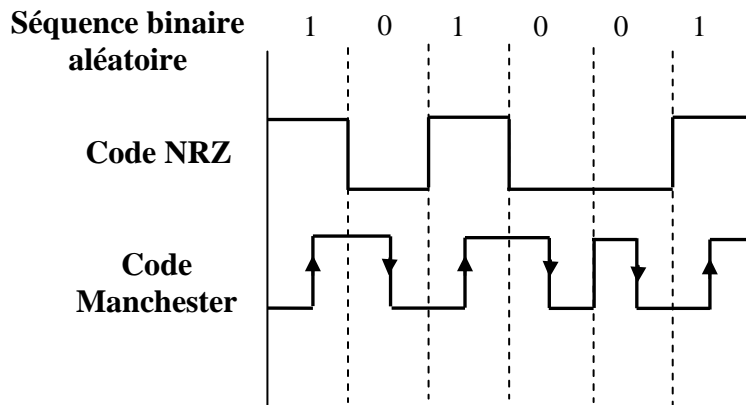


Figure III.4 : Exemple des codes NRZ et Manchester

Afin de mieux positionner le problème traité, dans le cadre du travail mené, nous tenons à signaler que notre sujet cible principalement les circuits d'interface et de traitement de données. En conséquence, il est bien évident que l'étude de la diaphonie proposée prend en considération le deuxième type de transmission, à savoir les signaux en bande de base.

### III.3.2. Interconnexions des Circuits

Dans les circuits intégrés actuels, la distribution de l'horloge, de l'alimentation et le transfert des données se basent sur une architecture en trois niveaux : les interconnexions globales, les interconnexions intermédiaires et les interconnexions locales [59].

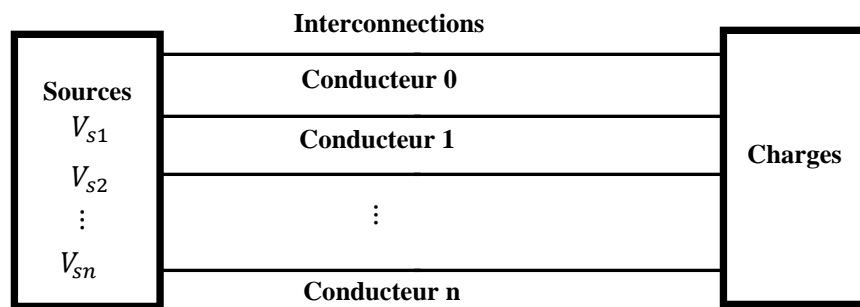
- Les interconnexions locales, qui représentent la majorité des interconnexions sur le circuit, relient les transistors dans un module logique ou analogique et utilisent les deux premiers niveaux métalliques. Leur longueur, de l'ordre de dix à quinze fois la longueur de grille des transistors, est négligeable en comparaison avec la longueur d'onde des signaux véhiculés, elles se modélisent donc comme des éléments localisés. La miniaturisation rend ces interconnexions de plus en plus courtes et denses.
- Les interconnexions intermédiaires assurent typiquement la distribution d'horloge au sein d'un bloc formé de plusieurs modules logiques. Leur longueur, de l'ordre de



quelques millimètres peut atteindre la moitié du périmètre du bloc.

- Les interconnexions globales occupent les derniers niveaux de métallisation et correspondent aux liaisons entre les différents blocs du circuit intégré. Elles assurent la transmission des signaux entre les parties les plus éloignées, l'horloge et l'alimentation. Leur longueur peut atteindre jusqu'à la moitié du périmètre de la puce qui croît régulièrement.

Généralement, les interconnexions ainsi que leurs propriétés électromagnétiques se traitent comme des lignes de transmission multiconducteurs. De par leur structure, ces lignes peuvent être excitées par une ou plusieurs sources engendrant des ondes, qui se propagent à travers plusieurs pistes parallèles, ce qui donne le siège de phénomènes de couplage électromagnétique (figure III.5).



**Figure III.5: Schéma bloc d'une ligne de transmission multiconducteur à excitation multisource**

Notre étude est donc consacrée à l'analyse d'une ligne (MTL) à excitation multisource traduisant l'injection de plusieurs signaux via les nombreux ports d'entrée/sortie de la carte. Cette configuration permet de mieux analyser le phénomène de la diaphonie dans le cas de plusieurs agresseurs indépendants.

## **III.4. Excitations à Occurrence Déterministe**

### **III.4.1. Excitation Monosource d'une Ligne (MTL) Uniforme**

Considérons dans un premier temps le cas d'une ligne MTL idéale sans pertes, de longueur  $l = 10\text{cm}$ , constituée de  $(3 + 1)$  conducteurs, caractérisés par une largeur  $w = 2.159\text{ mm}$ , séparés par  $s = 1.139\text{ mm}$  et placés sur un côté d'un substrat de permittivité  $\epsilon_r = 4.7$  d'une épaisseur  $h = 1.20\text{ mm}$  [60].

L'exemple traite le problème d'une seule excitation connectée à différents conducteurs agresseurs en alternance. Comme première étape, nous considérons la possibilité d'activer et désactiver les deux sources alternativement l'une par rapport à l'autre. Ainsi, nous commençons l'étude en activant uniquement  $V_{s2}$  puis nous traitons le cas où  $V_{s1}$  est activée

seule. La figure III.6 illustre les deux configurations.

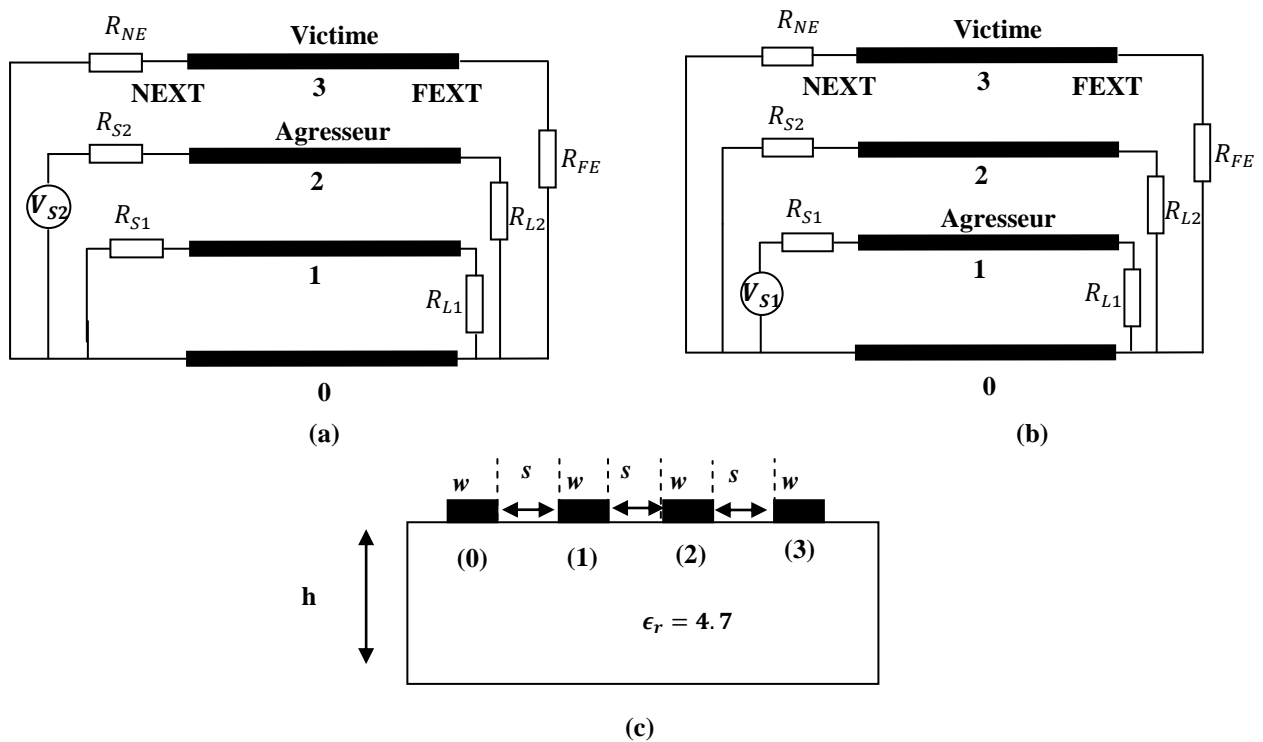


Figure III.6: Circuit étudié. (a) Source  $V_{S2}$  activée. (b) Source  $V_{S1}$  activée. (c) Schéma de la section transversale de la ligne.

Les sources  $V_{S1}$  et  $V_{S2}$  ont une forme trapézoïdale dont les temps de montée et de descente sont identiques ( $\tau_1 = 200$  ps,  $\tau = 1$  ns) et un niveau de 1V (figure III.7).

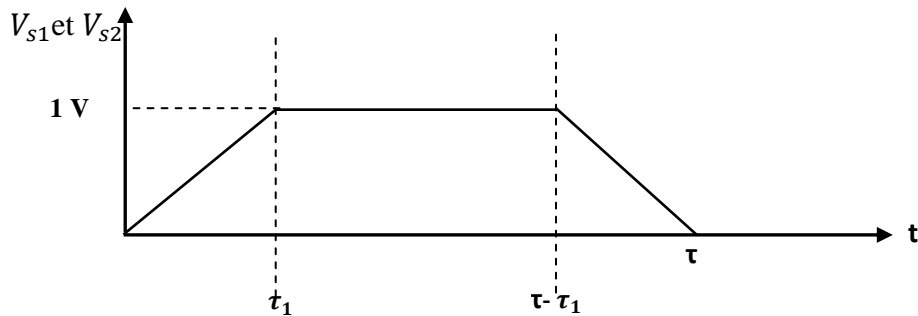


Figure III.7: Tension de la source

La figure III.8 montre les courbes des tensions NEXT et FEXT déterminées dans le cas où la ligne est excitée uniquement par la tension  $V_{S2}$  (figure III.6(a)).

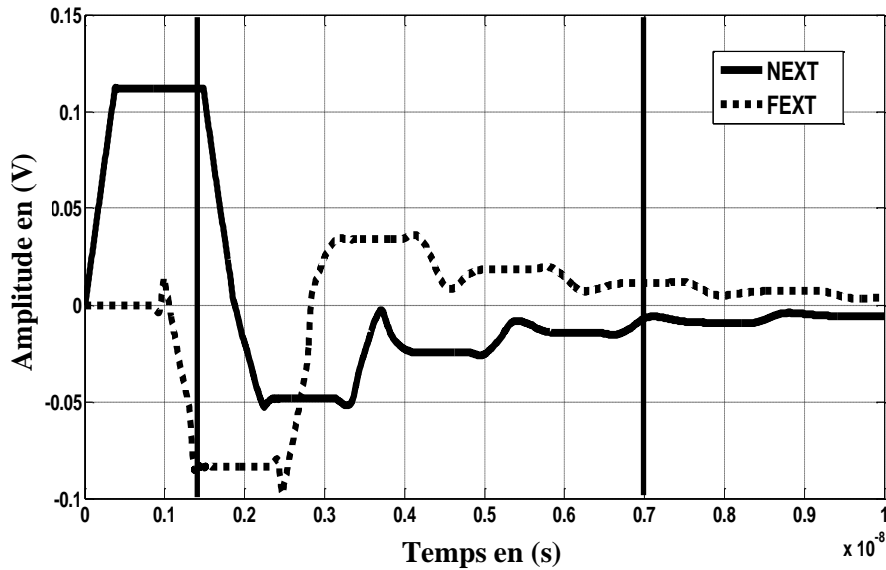


Figure III.8: Tensions NEXT et FEXT avec  $V_{s2}$  comme excitation

D'après la figure III.8, nous constatons qu'à l'instant  $t_0=0.15ns$  un niveau maximal ait lieu pour les deux types de diaphonie. D'autre part, à l'instant  $t_1=0.7ns$ , l'effet du couplage s'atténue fortement et les tensions convergent vers l'état permanent. La présence de plusieurs marches, met en évidence le phénomène des réflexions multiples dû à la désadaptation.

Considérons à présent le deuxième cas où la tension  $V_{s1}$  est connectée ((figure III.6 (b)). Les résultats de simulation sont présentés sur la figure III.9.

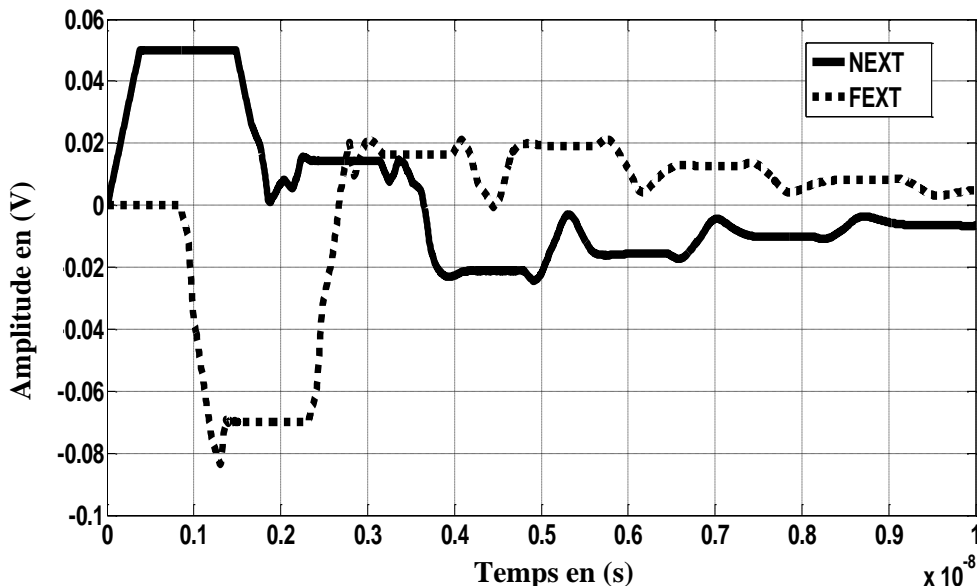


Figure III.9: Tensions NEXT et FEXT avec  $V_{s1}$  comme excitation

Nous remarquons une nette diminution des niveaux sans qu'ils soient négligeables, à cause essentiellement de l'augmentation de la distance de séparation et de la présence d'un conducteur entre l'agresseur et la victime.

### III.4.2. Excitation Multisource d'une Ligne (MTL) Uniforme

Ce paragraphe traite les niveaux de diaphonie NEXT et FEXT induits lorsque plusieurs agresseurs sont activés simultanément. Nous reprenons alors le même circuit que celui de la figure III.6

La ligne est analysée en considérant deux sources d'excitation présentes en même temps à son entrée [61]. Les simulations sont donc effectuées en transmettant sur le conducteur " 1 " la tension  $V_{S1}$  et sur le conducteur " 2 " la tension  $V_{S2}$  (figure III.10). Nous mettons à nouveau en œuvre l'algorithme de résolution des équations MTL basé sur la méthode des différences finies FDTD. Les résultats de simulation sont présentés sur la figure III.11.

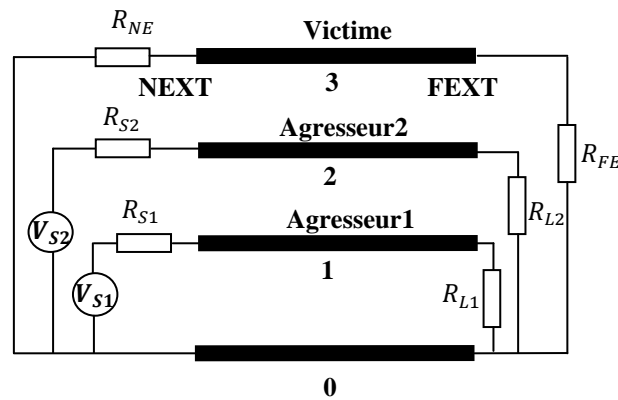


Figure III.10: Excitation de la ligne par deux sources

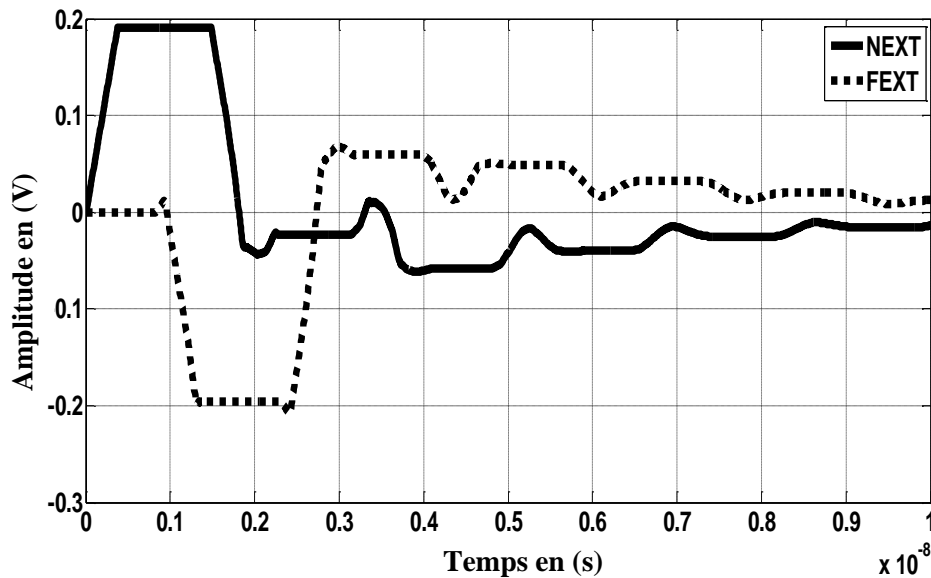


Figure III.11: Tensions NEXT et FEXT avec  $V_{S1}$  et  $V_{S2}$  activées

Les résultats issus de la simulation montrent une relation étroite entre les trois cas présentés. En effet, lorsque l'on considère simultanément deux sources d'excitation les tensions maximales de diaphonie NEXT et FEXT augmentent considérablement de manière très significative, traduisant presque la somme des tensions induites des cas d'un seul agresseur pris

séparément. En revanche, le niveau de diaphonie chute lorsque la distance de séparation entre l'agresseur et le conducteur victime augmente.

Avec un choix convenable de l'emplacement des conducteurs et du nombre des sources d'excitation dans un circuit planaire, nous obtenons une importante réduction de la diaphonie. Nous pouvons prendre en compte cette tendance lors de la présentation des techniques de réduction (chapitre IV).

## **III.5. Excitations à Occurrence Aléatoire**

### **III.5.1. Contexte**

L'illustration de l'intensification du danger de la diaphonie lorsque plusieurs excitations sont mises en jeu montre bien que le caractère déterministe de l'analyse ne traduit pas parfaitement la réalité de la situation et souffre de plusieurs restrictions.

Par conséquent, l'étude déterministe a montré ses limites notamment quant à la précision des informations fournies dans un contexte de plusieurs sources excitatrices asynchrones. Il convient alors de disposer d'une autre étude dont le principe est d'envoyer une séquence de signaux à occurrence aléatoire sur une ligne MTL et d'étudier l'effet du couplage diaphonique.

Pour une bonne description de la réalité, les sources excitatrices seront supposées à la fois synchrones et asynchrones. Dans le cas asynchrone les signaux d'entrée peuvent avoir un décalage variable entre eux.

Il serait alors intéressant au cours de cette étude, de tenir compte du décalage entre les tensions  $V_{s1}$  et  $V_{s2}$ . D'abord, nous choisissons le cas où la tension  $V_{s2}$  est légèrement décalée par rapport à  $V_{s1}$ . Ensuite, nous considérons que la tension  $V_{s1}$  est largement en retard par rapport à  $V_{s2}$ .

### **III.5.2. Excitation d'une Ligne (MTL) Uniforme**

#### **III.5.2.1. Impulsions Légèrement Décalées**

##### **a. Occurrences Equiprobables**

Considérons maintenant le circuit de base présenté dans le paragraphe III.4.2, d'une ligne de transmission coplanaire uniforme à (3+1) conducteurs (figure III.10). Nous nous intéressons à l'étude d'une situation qui regroupe à la fois la présence d'impulsions asynchrones et synchrones. Ainsi, les quatre cas possibles dépendant des polarités des impulsions des deux excitations synchrones sont pris en compte, accompagnés des six autres possibilités où les impulsions sont légèrement décalées.

L'occurrence des deux excitations est choisie de manière aléatoire et équiprobable selon la

loi uniforme définie dans le domaine [0 1]. Pour ce faire, l'intervalle est divisé en dix segments égaux pour traduire l'équiprobabilité. La figure III.12 illustre bien la méthode suivie pour générer les deux excitations.

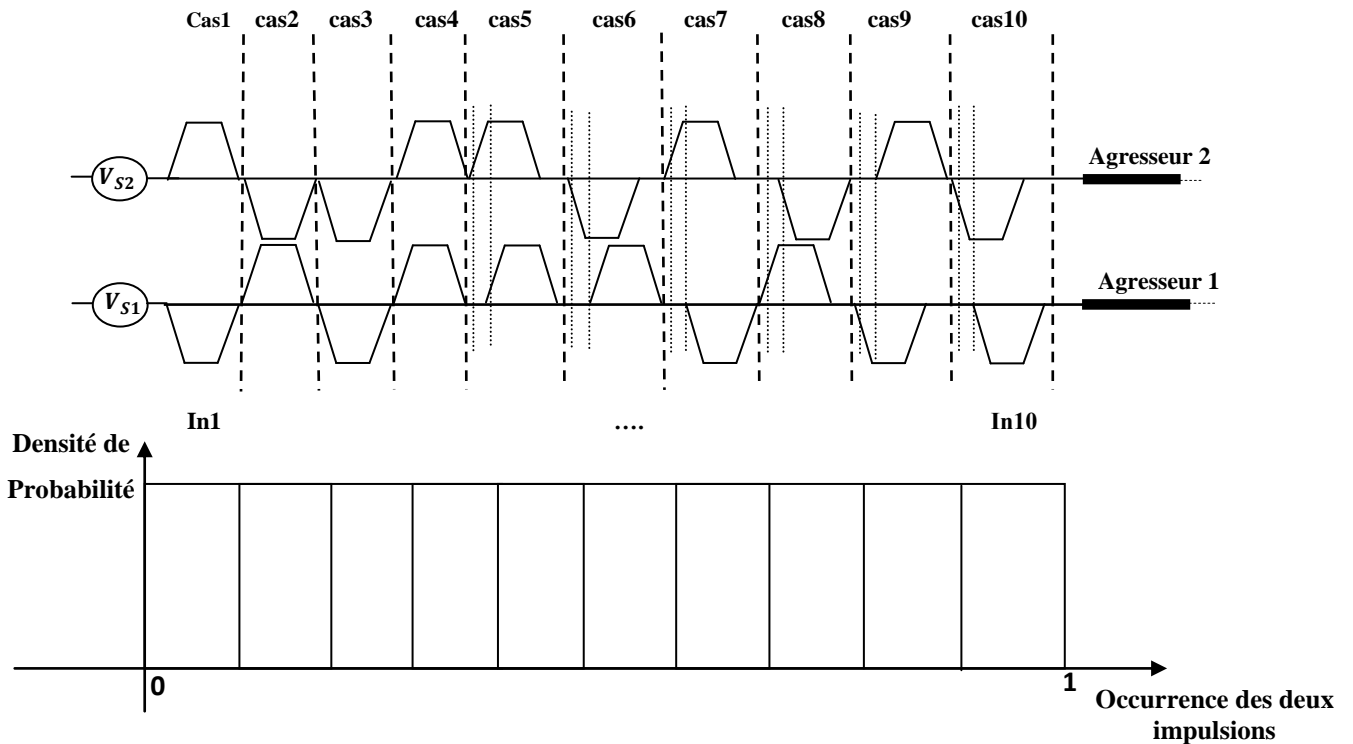


Figure III.12: Méthode de génération aléatoire des deux impulsions

L'opération consiste à attribuer au segment 1, nommé In1, le cas de figure appelé cas 1. Le même principe s'applique jusqu'au dernier intervalle, noté In10, qui correspond au cas 10.

L'opération menée dépend de l'ensemble des tests exécutés selon les situations suivantes :

$0 \leq \mathbf{VA} \leq 0.1$  génération de deux impulsions selon le cas 1.

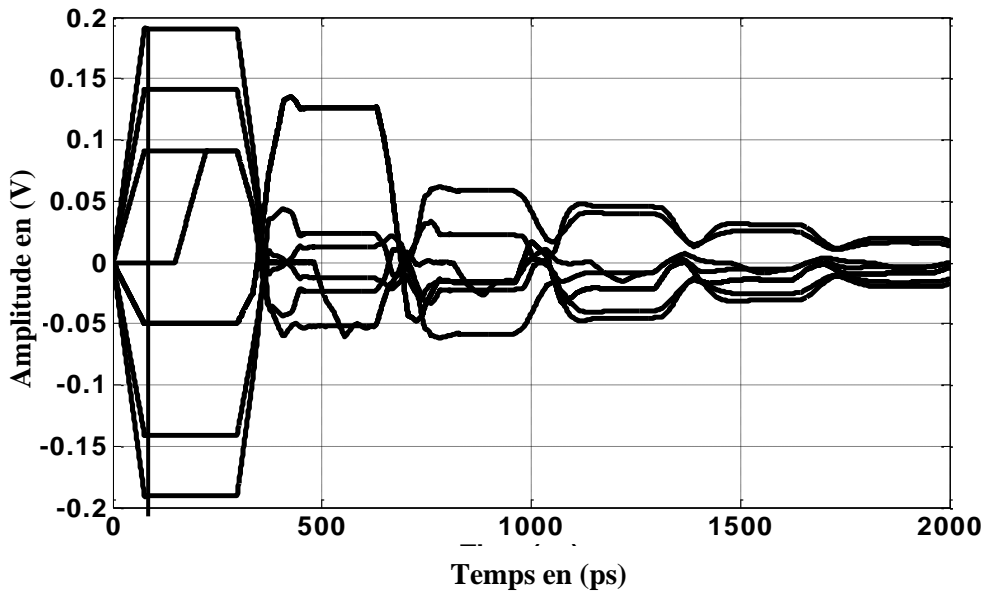
$0.1 \leq \mathbf{VA} \leq 0.2$  génération de deux impulsions selon le cas 2.

⋮

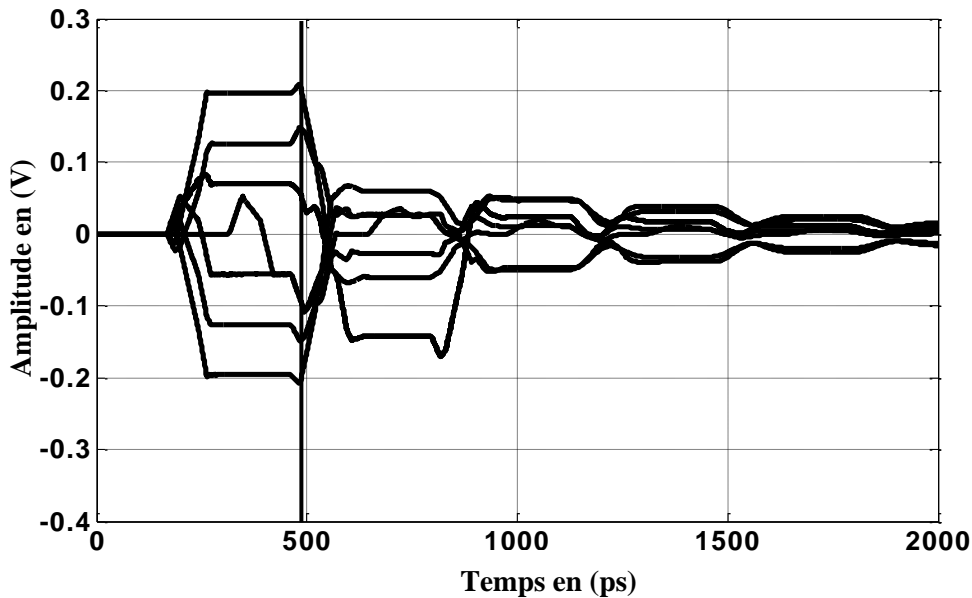
$0.9 \leq \mathbf{VA} \leq 1$  génération de deux impulsions selon le cas 10.

La simulation est ainsi lancée pour chaque cas choisi aléatoirement selon la loi uniforme. Sachant que la durée totale de l'impulsion est de l'ordre de 1ns, le décalage faible considéré est  $T_{faible}=200ps$ .

Afin d'apporter davantage de précision à la démarche statistique, il est judicieux d'avoir un nombre élevé de cas de simulation appelé tirage. Nous avons remarqué qu'aux alentours de 3000 tirages la tendance des représentations est quasiment la même. La figure III.13 montre les résultats de simulation des tensions NEXT et FEXT induites sur le conducteur victime.



(a)

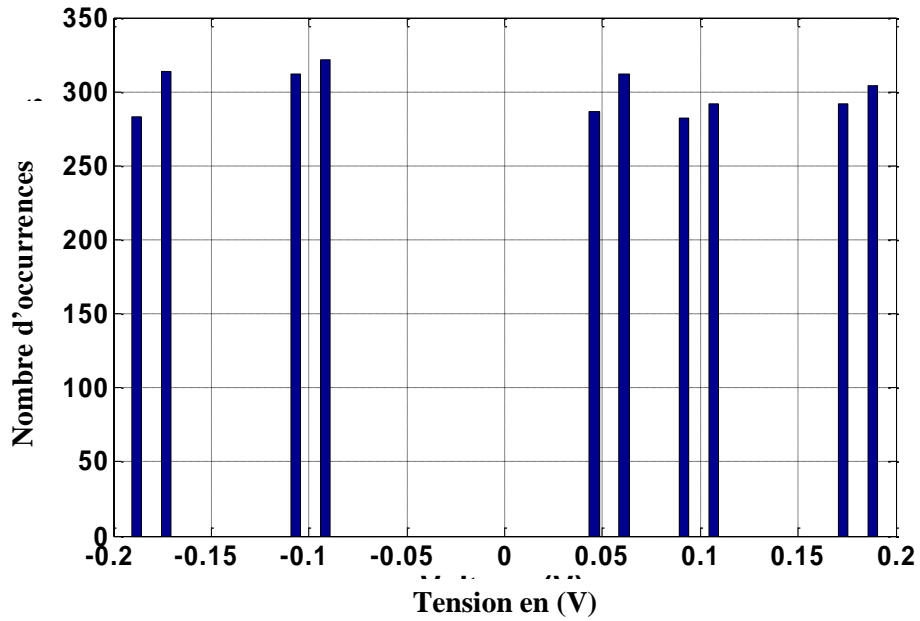


(b)

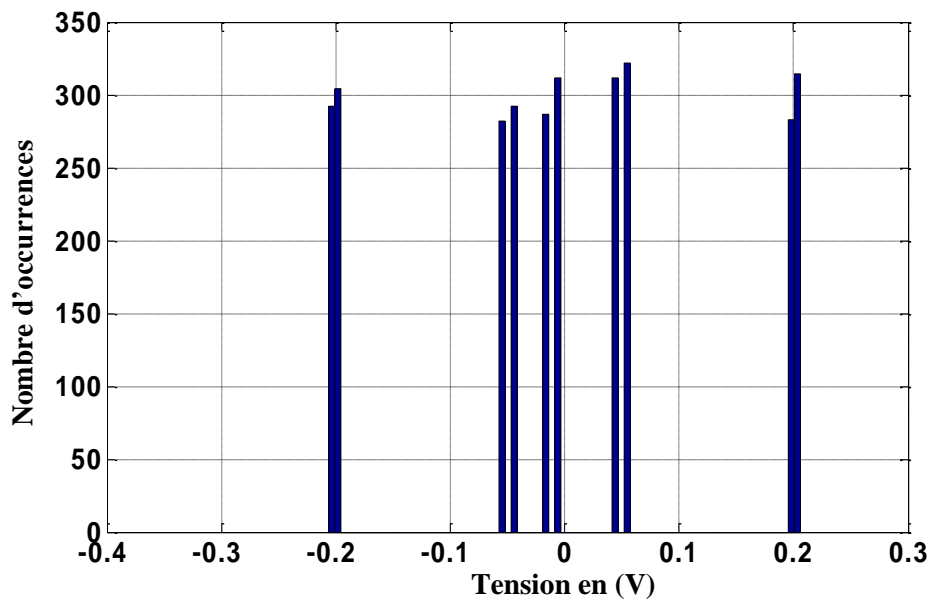
**Figure III.13: (a) Tensions NEXT après 3000 tirages. (b) Tensions FEXT après 3000 tirages**

Certainement l'effet le plus nuisible a lieu lorsque les niveaux de diaphonie atteignent leurs valeurs les plus élevées. D'après la figure III.13, les tensions NEXT et FEXT présentent des valeurs maximales à chaque tirage aux instants 0.1ns et 0.5ns, respectivement.

Afin de compléter l'étude et avoir plus d'informations sur l'évolution de ces niveaux élevés, nous avons établi les histogrammes affichant les différentes valeurs maximales aux instants déjà mentionnés, ainsi que leurs nombres de production (figure III.14).



(a)



(b)

Figure III.14: (a) Histogramme des niveaux max de la tension NEXT à l'instant 0.1ns.  
 (b) Histogramme des niveaux max de la tension FEXT à l'instant 0.5ns

En examinant les graphes ci-dessus, nous avons pu relever les remarques suivantes :

- Les deux histogrammes sont rigoureusement plats et très proches de la densité théorique de la loi uniforme.
- Les tensions de diaphonie NEXT et FEXT présentent presque la même probabilité d'occurrence, sur une plage de tensions allant de -0,2 V à 0,2 V.
- Le niveau de tension d'amplitude 0.2V est la valeur supérieure dans tout l'intervalle

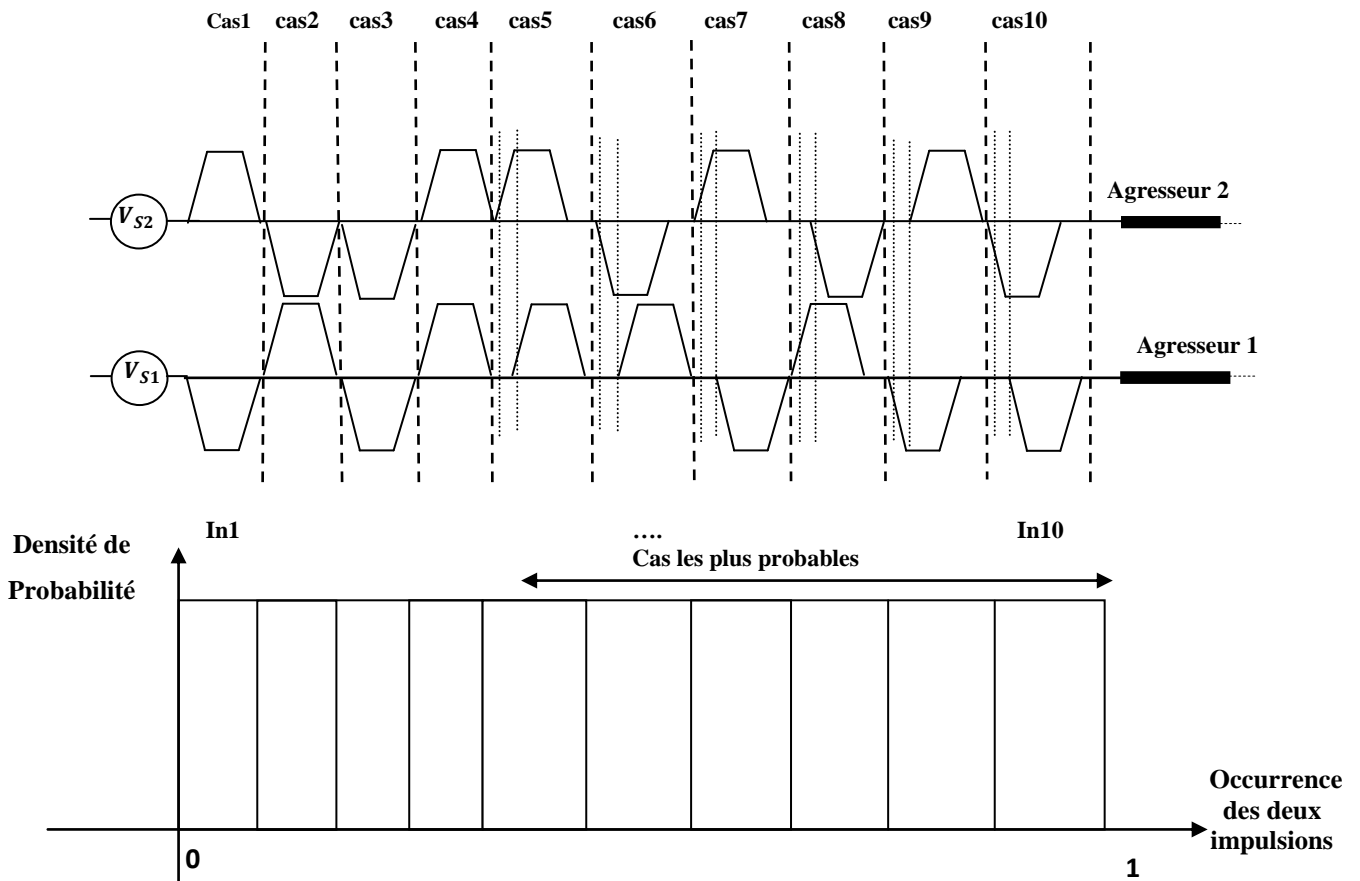


de variation des maxima. Il représente alors le pire cas.

- Le cas le plus favorable est celui qui représente la valeur minimale de tout l'intervalle de variation des maxima. Nous remarquons que nous avons un cas plus favorable proche de 0V relatif à la tension FEXT.
- Les résultats de la loi de variation obtenus sont prévisibles et confirment la validité du processus choisi.

**b. Occurrences non Equiprobables**

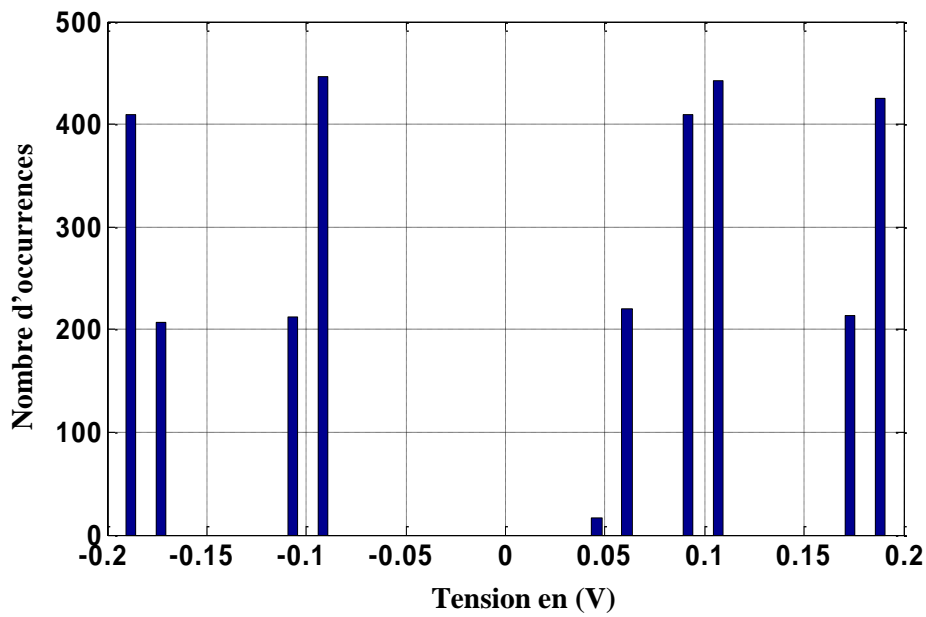
La deuxième étape consiste à effectuer les simulations sur la même ligne, mais dans le cas où les événements sont non équiprobables selon toujours la loi uniforme. Nous estimons que les impulsions asynchrones sont les plus probables conformément aux conditions d'utilisation des circuits planaires. Ainsi, les deux tiers de l'intervalle de la loi uniforme sont attribués aux probabilités d'occurrence des impulsions décalées comme le montre la figure III.15.



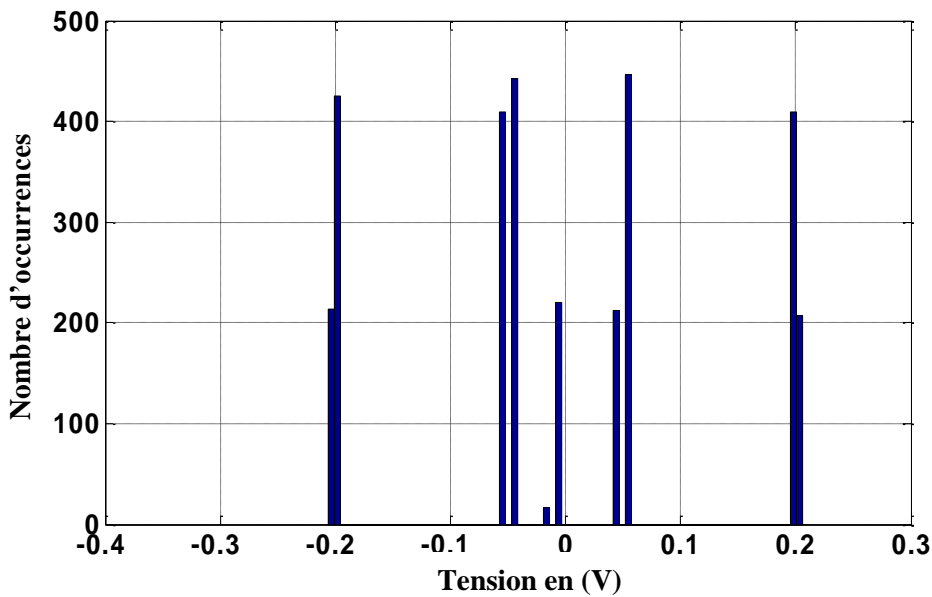
**Figure III.15: Génération aléatoire des impulsions**

Les allures des courbes de variation temporelle des tensions NEXT et FEXT conservent la même tendance que celle de la figure III.13. En outre, les valeurs maximales des tensions NEXT et FEXT ont toujours lieu aux mêmes instants 0.1ns et 0.5ns, respectivement. La figure

III.16 reporte les histogrammes générés.



(a)



(b)

Figure III.16: (a) Histogramme des niveaux max de la tension NEXT à l'instant 0.1ns.

(b) Histogramme des niveaux max de la tension FEXT à l'instant 0.5ns

A l'examen des histogrammes nous relevons les points suivants :

- Le nombre d'occurrences des pires cas des tensions NEXT et FEXT a augmenté légèrement par rapport au cas présenté précédemment (420 occurrences).
- Concernant la tension FEXT, les cas favorables ont cette fois un nombre d'occurrences non négligeable (210 occurrences).

### III.5.2.2. Impulsions Fortement Décalées

#### a. Occurrences Equiprobables

Nous considérons à présent le cas où les impulsions asynchrones sont fortement décalées. L'occurrence des deux excitations est choisie de manière aléatoire et équiprobable selon toujours la loi uniforme [0 1] (figure III.17). La durée totale de l'impulsion est de l'ordre de 1ns et le décalage considéré cette fois est  $T_{fort}=800ps$ .

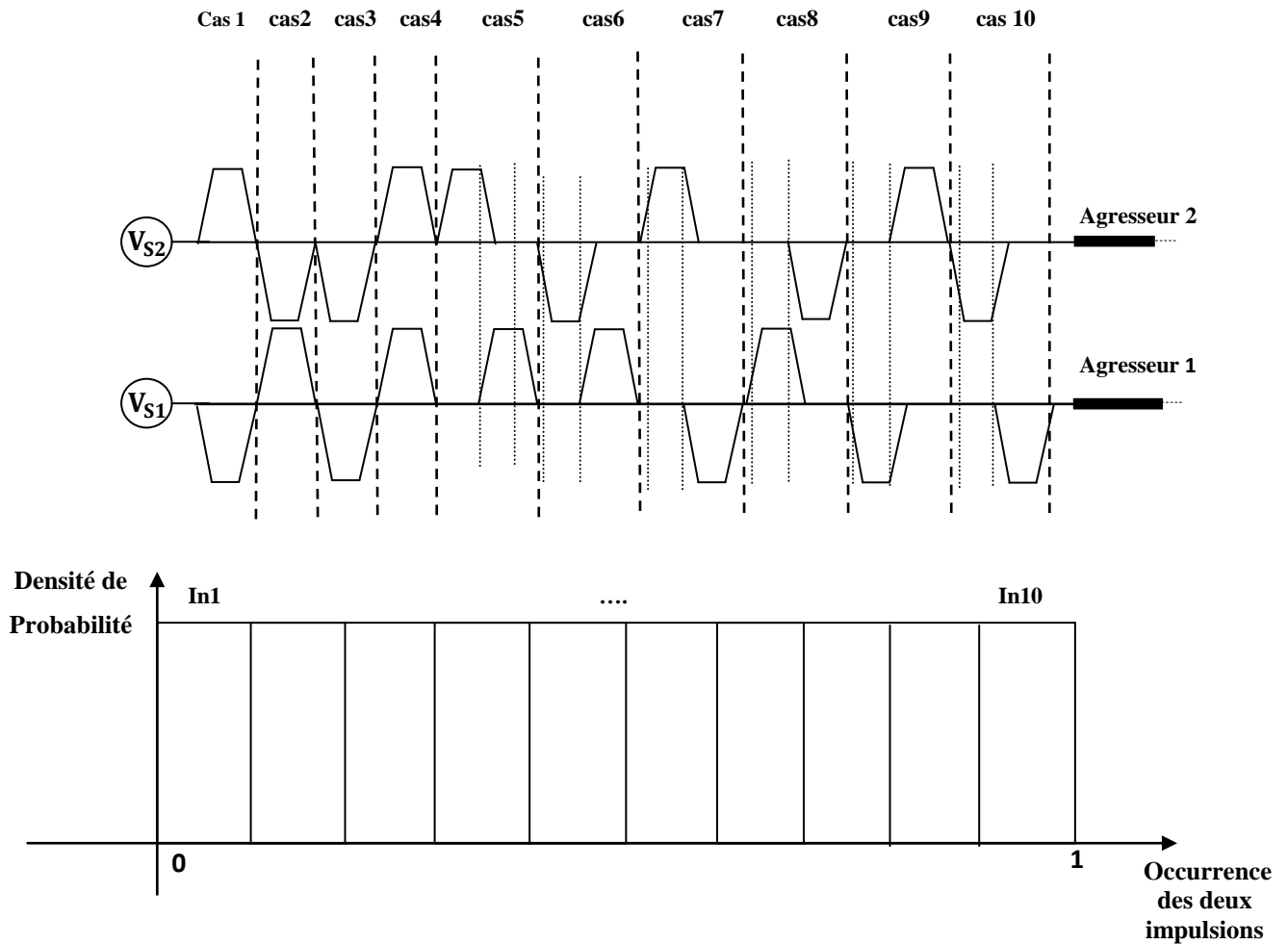
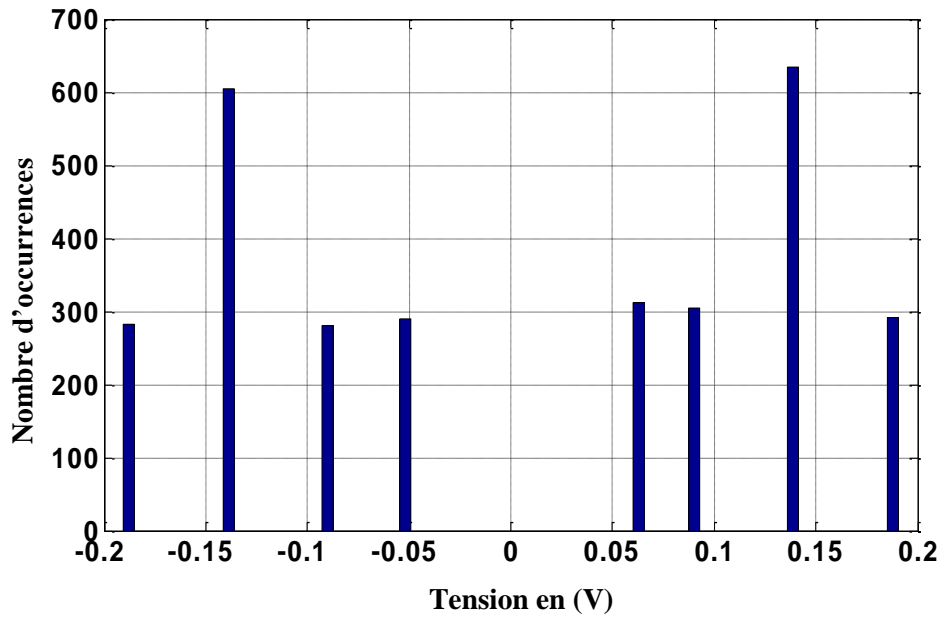
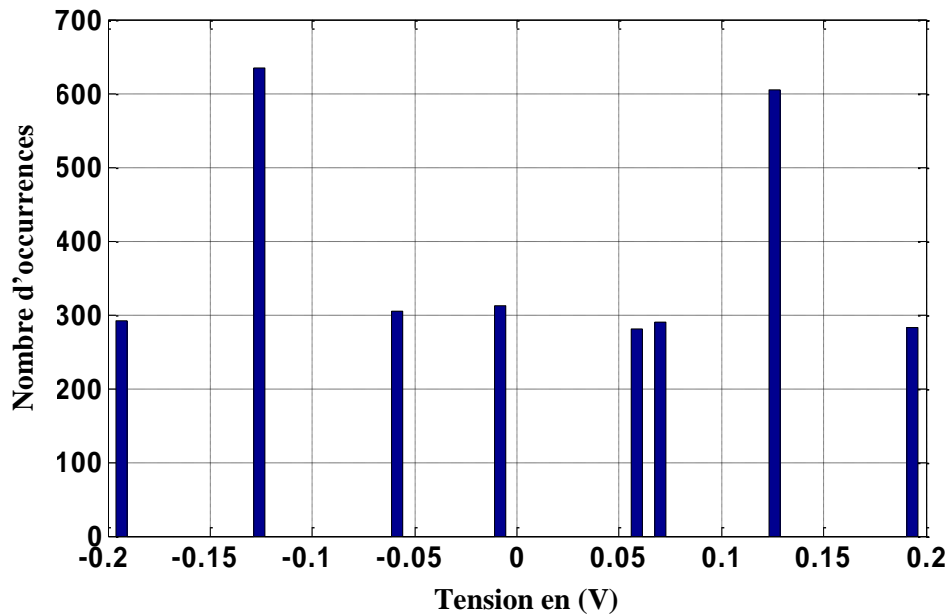


Figure III.17: Génération aléatoire des impulsions

Encore une fois, les courbes de tensions de diaphonie NEXT et FEXT induites conservent la même allure que celle sur la figure III.13. La figure III.18 montre les histogrammes des tensions NEXT et FEXT aux instants 0.1ns et 0.5ns.



(a)



(b)

Figure III.18: (a) Histogramme des niveaux max de la tension NEXT à l'instant 0.1ns.

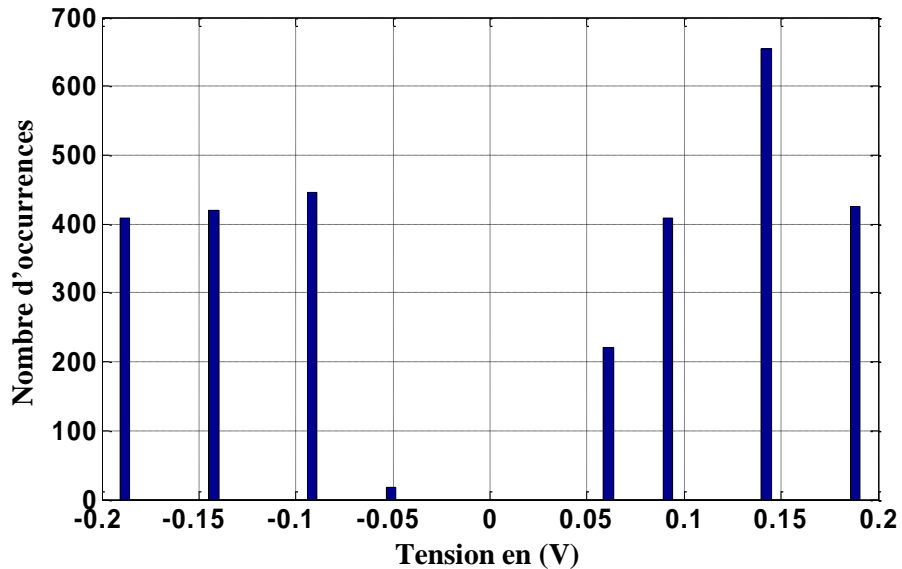
(b) Histogramme des niveaux max de la tension FEXT à l'instant 0.5ns

D'après les histogrammes de la figure III.18, nous remarquons que :

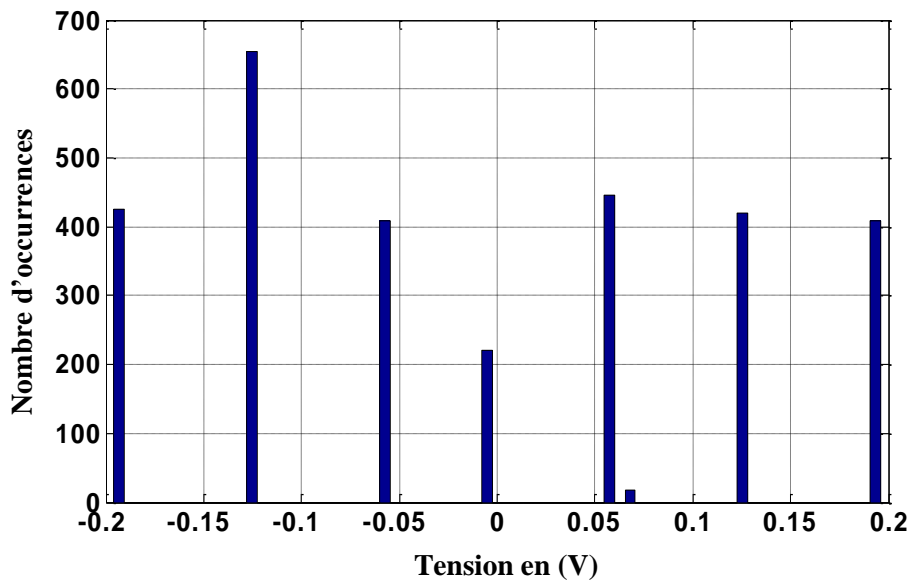
- A part quelques cas, l'allure correspondant à une distribution uniforme est conservée.
- Le nombre d'occurrences des pires cas des deux tensions NEXT et FEXT est quasiment le même.
- La tension FEXT présente un cas favorable proche d'un niveau de l'ordre de 0V.

### b. Occurrences non Equiprobables

Le dernier point à examiner est le cas des événements non équiprobables selon la loi uniforme. Les histogrammes de la figure III.19 représentent les distributions des tensions de diaphonie NEXT et FEXT.



(a)



(b)

Figure III.19: (a) Histogramme des niveaux max de la tension NEXT à l'instant 0.1ns.

(b) Histogramme des niveaux max de la tension FEXT à l'instant 0.5ns

En considérant les résultats de la figure III.19, nous relevons les points suivants :

- La répartition des tensions NEXT et FEXT semble moins uniforme.
- Un léger accroissement de la probabilité d'occurrence des pires cas pour les deux

tensions NEXT et FEXT.

- Le nombre d’occurrences des cas favorables de la tension FEXT est toujours significatif.

Le tableau ci-dessous (tableau III.1) présente une comparaison entre tous les cas traités dans cette étude, indiquant les principales différences et similitudes. Les niveaux des pires cas et des cas favorables de la diaphonie NEXT et FEXT sont comparés selon le nombre d’occurrences.

	Événements Equiprobables		Événements non Equiprobables	
	Faible Décalage	Grand Décalage	Faible Décalage	Grand Décalage
<b>Nombre d’occurrences du pire cas de la diaphonie NEXT</b>	283	304	425	425
<b>Nombre d’occurrences du pire cas de la diaphonie FEXT</b>	291	297	400	425

**Tableau III.1: Comparaison de tous les cas traités**

Les conclusions principales qui peuvent être tirées du tableau sont :

- Pour les deux types de décalage, la probabilité d’apparition des pires cas est plus élevée dans le contexte non équiprobable que celle du cas équiprobable.
- Les probabilités d’occurrence sont quasiment les mêmes dans le cas non équiprobable, non seulement pour les deux types de décalage mais aussi pour les deux tensions NEXT et FEXT.

### **III.5.3. Excitation d’une Ligne (MTL) non Uniforme**

#### **III.5.3.1. Circuit Étudié**

Nous considérons une ligne microruban non uniforme de longueur  $l = 3\text{cm}$ , constituée de 3 conducteurs principaux à profile linéaire [35] [61]. Les caractéristiques géométriques et électriques sont montrées sur la figure III.20.

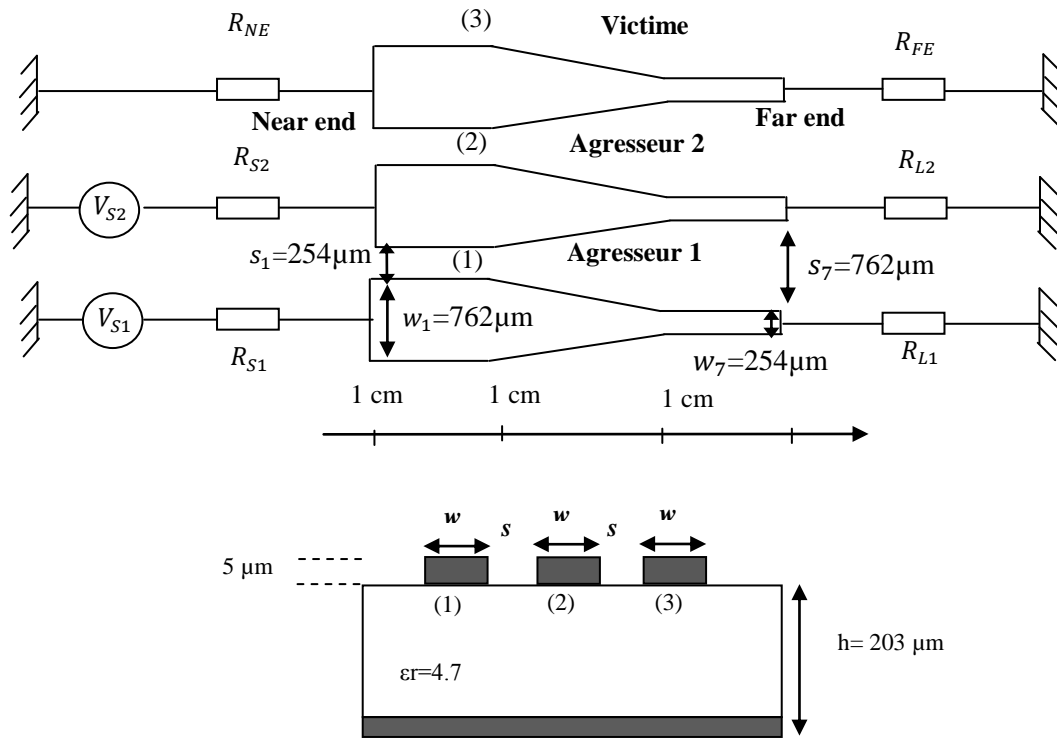


Figure III.20: Circuit et dimensions

Les sources excitatrices ont la même forme d'onde trapézoïdale que celle appliquée à la ligne uniforme.

Selon la démarche présentée dans le chapitre I, la ligne est divisée en plusieurs tronçons uniformes mis en cascade. La décomposition a conduit à 7 segments dont les paramètres linéiques sont fournis dans les tableaux III.2 et III.3 :

Longueur (z) en cm	Largeur (w) en µm	Séparation (s) en (µm)	$L_{11}$ (µH/m)	$L_{22}$ (µH/m)	$L_{33}$ (µH/m)	$L_{12}=L_{21}$ (µH/m)	$L_{31}=L_{13}$ (µH/m)	$L_{32}=L_{23}$ (µH/m)
0,0 - 1,0	762	254	0.2013	0.2001	0.2013	0.02206	0.005210	0.02206
1,168	677	338	0.2182	0.2176	0.2182	0.02002	0.004762	0.02002
1,345	592	423	0.2381	0.2377	0.2381	0.01851	0.004476	0.018514
1,522	508	508	0.2620	0.2618	0.2620	0.01738	0.004283	0.017380
1,699	423	592	0.2917	0.2917	0.2917	0.01651	0.004149	0.016519
1,84	338	677	0.3300	0.3299	0.3300	0.01587	0.004055	0.015870
2,0 - 3,0	254	762	0.3819	0.3819	0.3819	0.01539	0.003990	0.015300

Tableau III.2: Inductances linéiques des différents tronçons de la ligne non uniforme

<b>Longueur (z) en cm</b>	<b>Largeur (w) en <math>\mu\text{m}</math></b>	<b>Séparation (s) en (<math>\mu\text{m}</math>)</b>	<b><math>C_{11}</math> (pF/m)</b>	<b><math>C_{22}</math> (pF/m)</b>	<b><math>C_{33}</math> (pF/m)</b>	<b><math>C_{12}=C_{21}</math> (pF/m)</b>	<b><math>C_{31}=C_{31}</math> (pF/m)</b>	<b><math>C_{32}=C_{23}</math> (pF/m)</b>
<b>0,0 - 1,0</b>	<b>762</b>	<b>254</b>	178.900	179.700	178.9	-7.986	-0.6828	-7.986
<b>1,168</b>	<b>677</b>	<b>338</b>	163.458	163.767	163.458	-5.428	-0.5837	-5.8377
<b>1,345</b>	<b>592</b>	<b>423</b>	148.110	148.825	148.110	-3.779	-0.4858	-3.7795
<b>1,522</b>	<b>508</b>	<b>508</b>	132.783	132.854	132.783	-2.663	-0.3934	-2.6636
<b>1,699</b>	<b>423</b>	<b>592</b>	117.401	117.437	117.401	-1.878	-0.3088	-1.8780
<b>1,84</b>	<b>338</b>	<b>677</b>	101.899	101.191	101.899	-1.306	-0.2333	-1.3068
<b>2,0 - 3,0</b>	<b>254</b>	<b>762</b>	86.1744	86.1839	86.1744	-0.881	-0.1673	-0.8812

**Tableau III.3: Capacités linéiques des différents tronçons de la ligne non uniforme**

L'occurrence des excitations est choisie aléatoirement selon soit la loi uniforme soit la loi normale en incluant les deux types de décalage, fort et faible.

### **III.5.3.1. Occurrences Selon la Loi Uniforme**

Nous proposons d'augmenter le nombre de cas possibles relatifs à l'excitation de la ligne. La situation traitée regroupe à la fois la présence d'impulsions synchrones et asynchrones à faible ou fort décalage. Les combinaisons choisies tiennent compte des différentes polarités des impulsions conduisant à un nombre de cas correspondant à 20 segments. Il en résulte 4 cas d'impulsions synchrones et 16 autres cas d'impulsions asynchrones.

Pour une bonne représentation de la réalité, l'occurrence des deux excitations est choisie de manière aléatoire et non équiprobable selon la loi uniforme. L'intervalle de la loi est divisé en 20 segments différents en favorisant les cas présentant des impulsions fortement décalées ( $T_{fort}=800\text{ps}$ ).

La correspondance entre les intervalles de la densité de probabilité et les cas d'occurrence considérés suit le même raisonnement que celui déjà développé lors du paragraphe III.5.2.1.a. La figure III.21 illustre bien la méthode suivie pour générer les deux excitations.



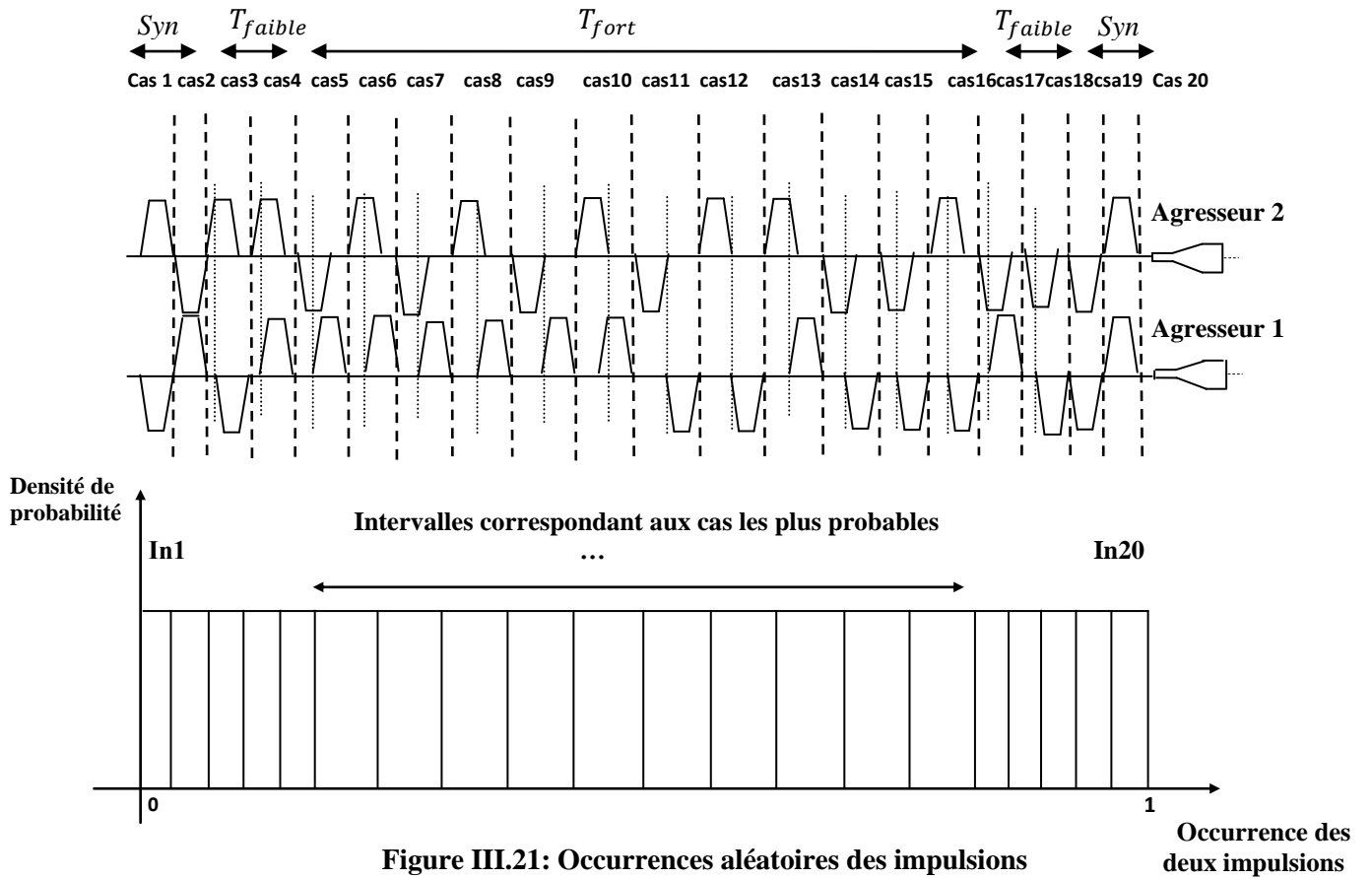
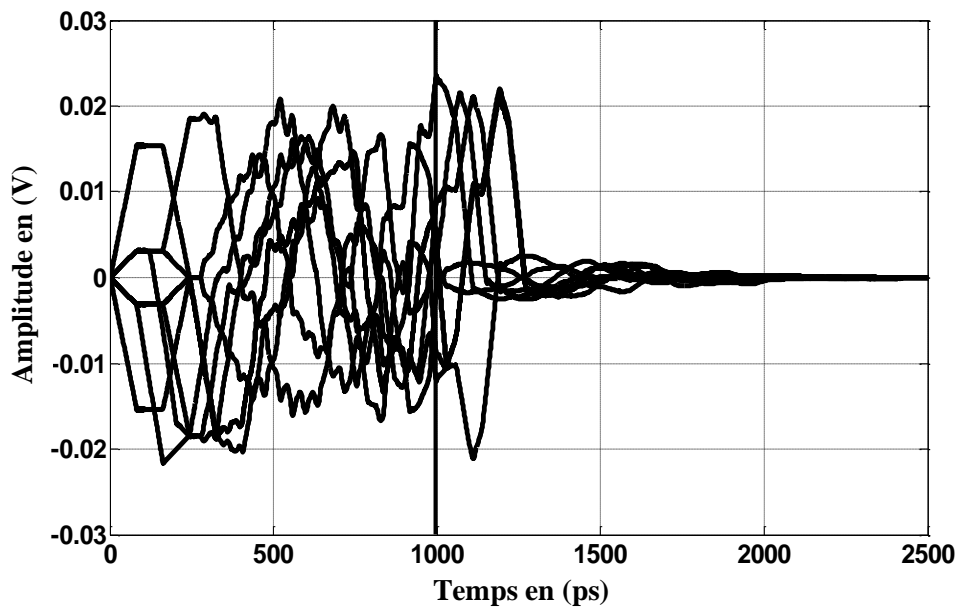
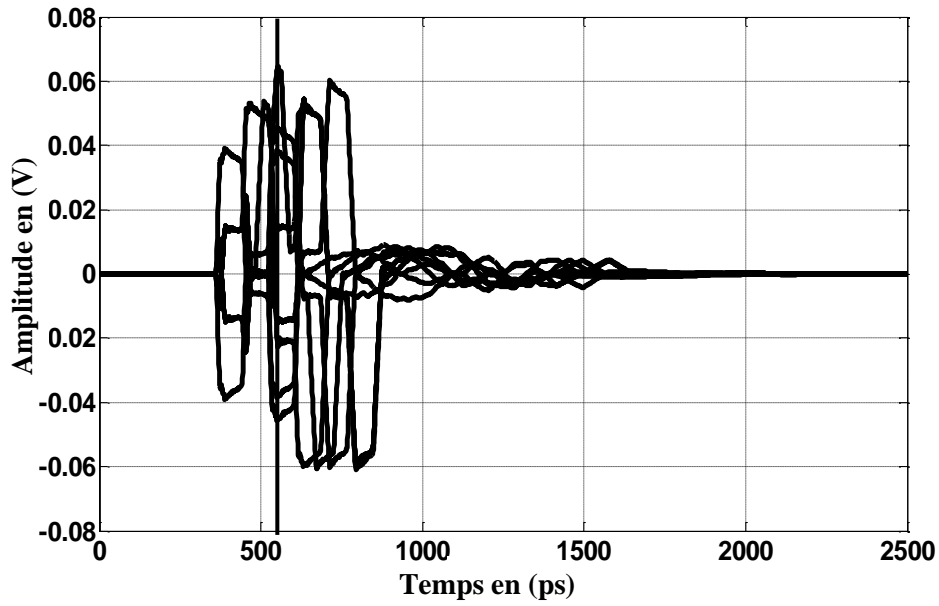


Figure III.21: Occurrences aléatoires des impulsions

La figure III.22 montre les résultats de simulation des tensions NEXT et FEXT induites sur le conducteur victime à l'issue des 3000 tirages.



(a)

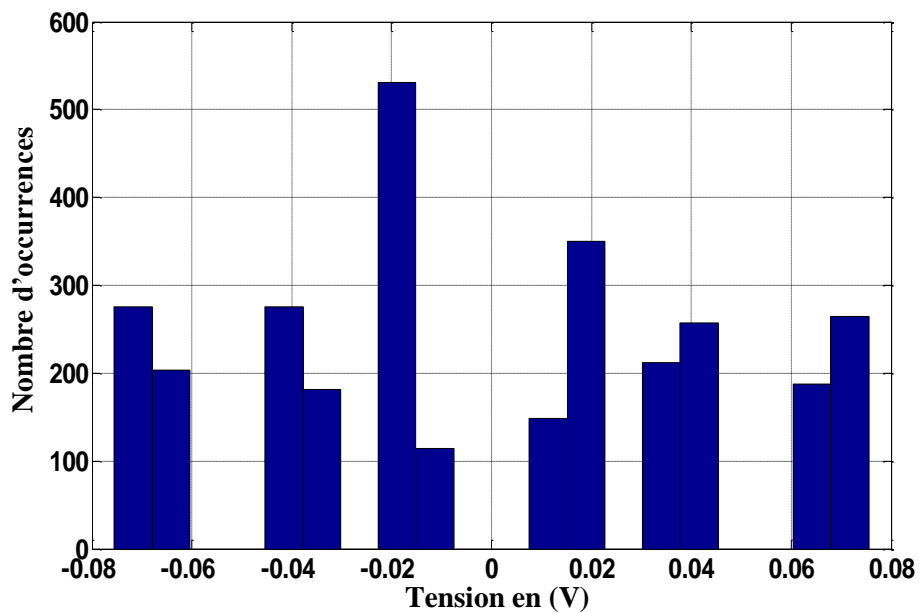


(b)

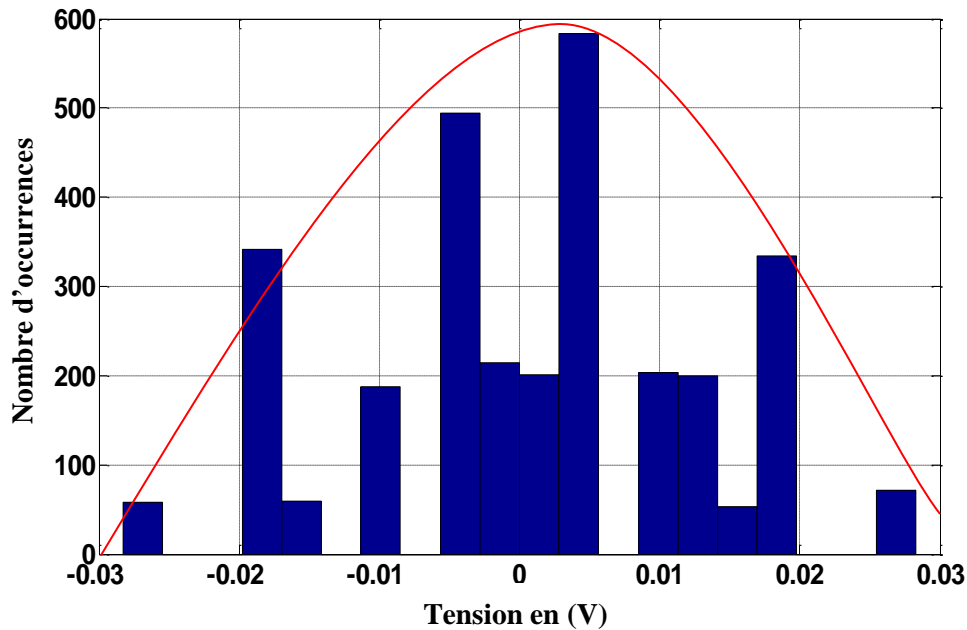
Figure III.22: (a) Tension NEXT après 3000 tirages. (b) Tension FEXT après 3000 tirages

En observant les résultats de simulation obtenus, nous remarquons qu'il existe plusieurs réponses en fonction de l'injection des sources d'excitation  $V_{s1}$  et  $V_{s2}$ . Les tensions NEXT et FEXT présentent des valeurs maximales à chaque tirage aux instants 1ns et 0.55ns, respectivement. Comme défini précédemment, le pire cas traduit le niveau le plus élevé atteint par les différentes valeurs maximales de NEXT et FEXT.

La figure III.23 montre les histogrammes des tensions NEXT et FEXT aux instants correspondant au niveau maximal.



(a)



(b)

Figure III.23: (a) Histogramme des niveaux max de la tension FEXT à l'instant 0.55ns.

(b) Histogramme des niveaux max de la tension NEXT à l'instant 1ns

En examinant les deux histogrammes obtenus, nous avons pu relever les aspects suivants:

- Les maxima de la tension FEXT présente presque la même probabilité d'occurrence, sur une plage de tensions allant de -0,08 V à 0,08 V.
- La forme de la distribution de la tension NEXT montre presque l'allure d'une gaussienne ayant 0.003 comme valeur moyenne et 0.16544 comme écart-type.
- L'historgramme de la tension NEXT indique que les pires cas sont les moins probables alors que les cas favorables ont une occurrence considérable.

### III.5.3.2. Occurrences Selon la Loi Normale

La deuxième étape consiste à appliquer la loi normale pour générer les deux impulsions. La figure III.24 présente les 20 cas probables des sources  $V_{s1}$  et  $V_{s2}$ .

Le domaine de variation de la loi normale est divisée en 20 segments égaux avec une valeur moyenne de 0.5 et un écart-type de 0.7201:  $\mathcal{N}(0.5, 0.7201)$ .

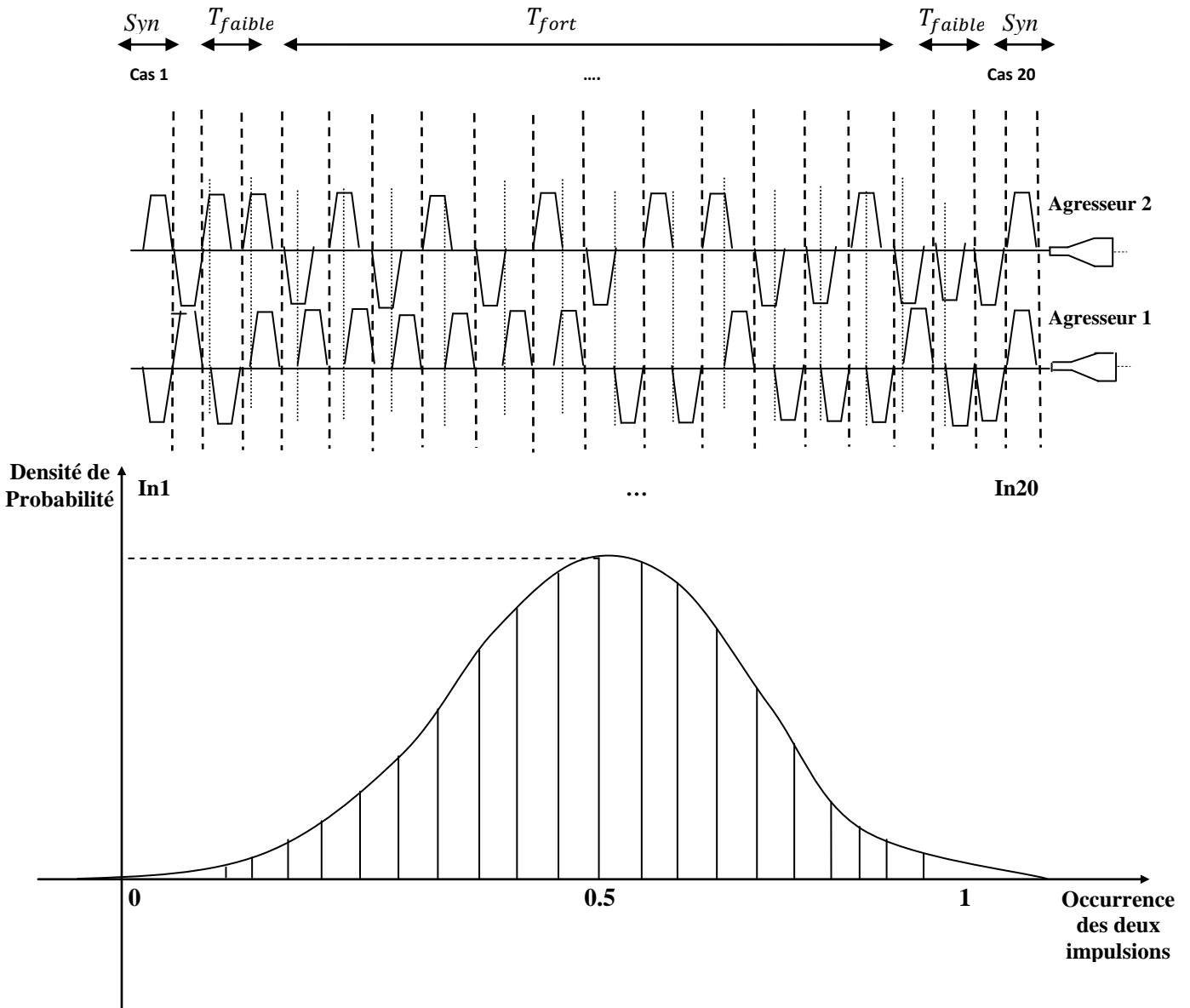


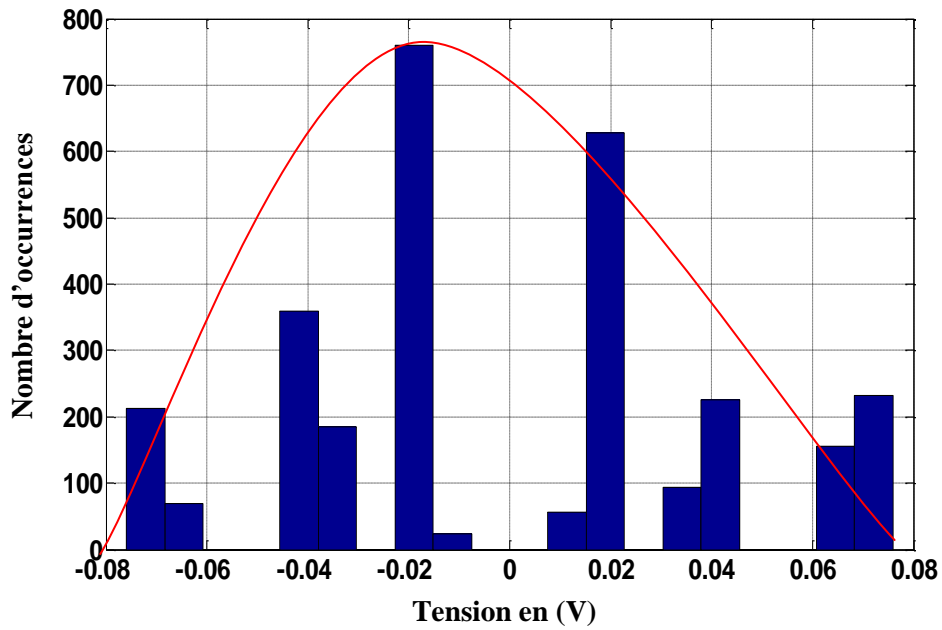
Figure III.24: Occurrences aléatoires des impulsions selon la loi normale

La figure III.24 illustre la démarche adoptée pour réaliser la correspondance entre l'intervalle choisi et le cas d'occurrence souhaité. Le principe est identique à celui déjà développé lors de l'étude du problème traité selon la loi uniforme. Cependant, il est évident qu'autour de la valeur moyenne de la distribution les événements sont beaucoup plus probables que ceux relatifs aux valeurs extrêmes de la fonction.

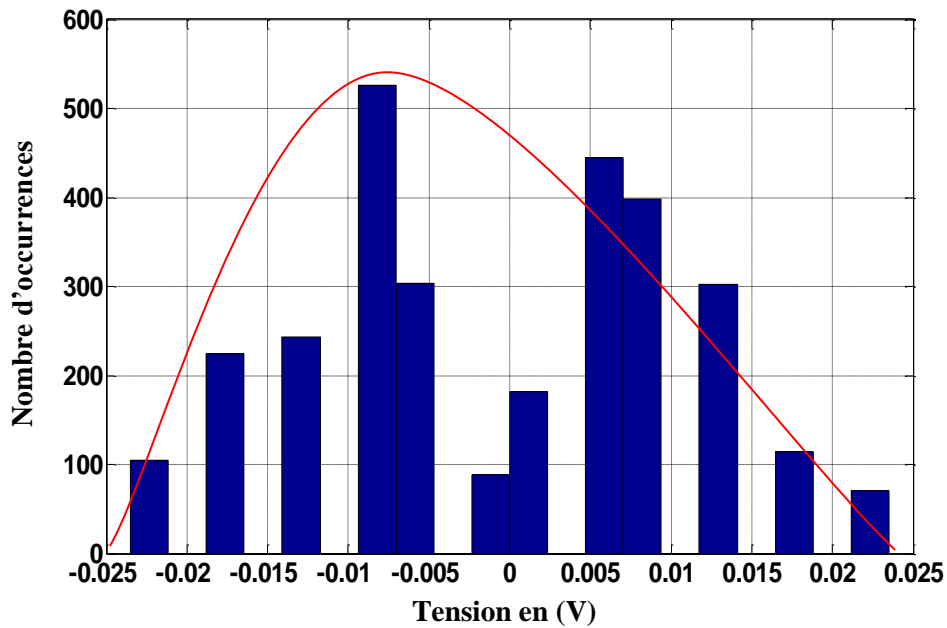
Nous avons estimé, en se référant aux propriétés et caractéristiques des applications des circuits rapides, que l'arrivée aux ports I/O d'impulsions fortement décalées est fréquemment rencontrée.

Dans ce cadre, les courbes représentant les tensions de diaphonie induites NEXT et FEXT conservent la même allure que celle de la figure III.22. Les instants 1ns et 0.55ns présentent respectivement les valeurs maximales des tensions NEXT et FEXT. Nous reportons sur la

figure III.25 les histogrammes générés.



(a)



(b)

Figure III.25: (a) Histogramme des niveaux max de la tension FEXT à l'instant 0.55ns.

(b) Histogramme des niveaux max de la tension NEXT à l'instant 1ns

En ce qui concerne les deux tensions FEXT et NEXT, les cas favorables sont fréquemment observés, tandis que les valeurs extrêmes qui représentent les pires cas sont peu probables, ce qui rappelle presque la courbe en forme d'une Gaussienne.

Le tableau III.4 montre une comparaison entre tous les niveaux des pires cas et des cas favorables des tensions NEXT et FEXT, et ce pour les deux lois.

	<b>Occurrences selon la loi uniforme</b>	<b>Occurrences selon la loi normale</b>
<b>Nombre d’occurrences du pire cas de la diaphonie FEXT</b>	380	210
<b>Nombre d’occurrences du pire cas de la diaphonie NEXT</b>	70	100
<b>Nombre d’occurrences du cas favorable de la diaphonie FEXT</b>	500	780
<b>Nombre d’occurrences du cas favorable de la diaphonie NEXT</b>	690	520

**Tableau III.4: Comparaison de tous les cas traités**

Les conclusions principales qui peuvent être tirées du tableau sont :

- Pour les deux lois de probabilité (uniforme et normale), le nombre d’occurrences des pires cas est le moins probable.
- La probabilité d’occurrence des cas favorables est significative pour les deux lois de probabilité.

### **III.6. Conclusion**

Nous avons commencé l’étude par le traitement d’un cas déterministe où l’on a considéré le problème de la diaphonie sur une ligne MTL uniforme à excitation monosource et multisource. Les résultats obtenus ont montré que :

- Lorsque la ligne est excitée simultanément par deux sources, les niveaux de diaphonie NEXT et FEXT augmentent, traduisant la somme des tensions induites des cas séparés.
- Les niveaux des tensions NEXT et FEXT diminuent lorsque la distance de séparation entre l’agresseur et le conducteur victime augmente.

Ensuite, nous avons proposé une étude statistique dédiée à l’estimation des tensions de diaphonie NEXT et FEXT dans les cas d’une ligne MTL uniforme et non uniforme.

La ligne est excitée aléatoirement par deux sources selon deux lois, la loi normale et la loi uniforme. Nous avons pris en compte plusieurs paramètres liés aux conditions d’utilisation tels que, le décalage entre les impulsions injectées, les occurrences équiprobables et non équiprobables et la mise en évidence des niveaux représentant les pires cas et les cas

favorables.

Les résultats obtenus dans le cas des lignes uniformes, montrent que les deux impulsions asynchrones (faible décalage et fort décalage), conduisent pratiquement à la même variation en termes de nombre d'occurrences, et ce en considérant des probabilités de réalisation équiprobables ou non équiprobables selon la loi uniforme.

De plus, nous avons pu noter que quelque soit le décalage entre les tensions d'excitation, les niveaux de la diaphonie restent stables, ce qui représente un point important à prendre en compte par les concepteurs des circuits planaires.

Dans le cas des lignes non uniformes, les pires cas des tensions NEXT et FEXT présentent un nombre d'occurrences moins important pour les deux lois de probabilité. Ces résultats sont donc très significatifs puisqu'à titre comparatif, les lignes uniformes présentent un nombre d'occurrences des pires cas toujours plus grand.

En résumé, la comparaison des deux configurations indique que les lignes uniformes favorisent la diaphonie, ce qui donne plus d'avantages aux lignes non uniformes.

## **Chapitre IV**

### **Réduction de la Diaphonie à l'Aide des Pistes de Protection**



## IV. Réduction de la Diaphonie à l'Aide des Pistes de Protection de Protection

### IV.1. Introduction

Il existe plusieurs solutions qui permettent de limiter les effets de diaphonie [62]. Les différentes méthodes normalisées les plus utilisées sont basées sur la variation des paramètres géométriques et technologiques :

- Parmi les méthodes à base de modification géométrique, nous avons les options suivantes:
  - Appliquer la règle empirique des  $3w$  [63], qui consiste à laisser un espacement de  $3w$  fois la largeur de la piste entre 2 pistes voisines. Cette solution consiste à éloigner au maximum les uns des autres des conducteurs affectés aux différents canaux, ce qui n'est souvent pas optimal dans la course à la miniaturisation que nous vivons (figure IV.1).

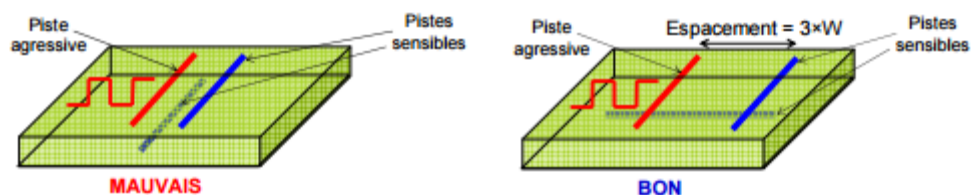


Figure IV.1: Règle des  $3w$

- Diminuer la distance entre chacun des canaux de transmission et le conducteur de masse. Par exemple, sur un circuit imprimé multicouche, on utilise une couche de plan de masse juste sous les pistes correspondant aux conducteurs de transmission.
- Limiter la longueur de couplage sur une même couche ou sur deux couches superposées [64].

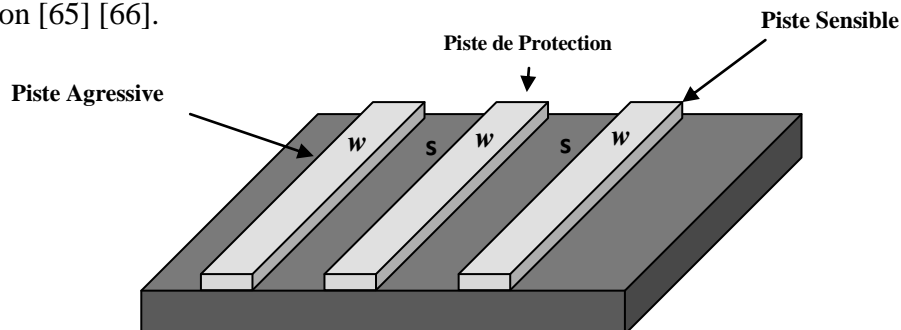
L'emploi conjoint des deux premières solutions donne de bons résultats, mais il est difficile de les mettre en œuvre à l'heure actuelle, que ce soit pour les circuits imprimés ou les câbles, pour une raison d'encombrement [63].

- Les ajustements technologiques concernent les aspects suivants:
  - Préférer les matériaux ayant une constante diélectrique faible et maîtrisée, ce qui permet d'obtenir un temps de propagation moins important.

- Utiliser des technologies d'entrées/sorties présentant les niveaux de tension les plus faibles possibles pour les signaux rapides peu sensibles.
- Réduire la bande passante utilisée pour les signaux à transmettre. Cette technique ne pourra pas servir dans les situations où l'étendue spectrale des signaux est imposée.
- Identifier les signaux susceptibles d'être perturbés, et augmenter la puissance des portes émettrices.
- Enfin, une autre solution consiste à charger les conducteurs par des impédances adaptées ou pseudo adaptées. Cette solution a pour principal effet de réduire les réflexions aux extrémités, et n'atténue qu'indirectement la diaphonie, avec des résultats limités.

Toutes ces techniques sont peu performantes et imposent une dimension transversale importante de l'interconnexion en offrant des résultats peu satisfaisants.

Par ailleurs, en nous appuyant sur l'analyse générale de la diaphonie, nous nous sommes intéressés à sa réduction via l'insertion des pistes de protection. L'idée de base consiste à séparer les interconnexions critiques par une piste de garde ou de protection, qui joue le rôle d'un écran électromagnétique contre le champ rayonné par la piste agressive (figure VI.2) [65]. Cette technique a été approuvée par des recherches et des mesures effectuées sur des maquettes de validation [65] [66].



**Figure IV.2: Disposition d'une piste de protection**

Nous proposons alors l'étude d'autres paramètres liés à cette technique, qui repose principalement sur les points suivants:

- Choisir les pistes les plus agressives véhiculant à titre d'exemple un signal analogique ou la tension d'alimentation, pour les isoler des pistes sensibles.
- Conserver la même distance de séparation "s" entre les conducteurs agressifs et sensibles après l'insertion de la piste écran.
- Exploiter quelques profils des lignes à section non uniforme.
- Réaliser des tests de symétrie de toute la ligne après l'insertion de la piste.

## IV.2. Circuit Étudié et Illustration de la Diaphonie

Les modes de réalisation de la technique des pistes de protection sont nombreux et concernent des circuits analogiques et numériques. Pour donner un exemple simple, nous considérons une ligne de transmission microruban uniforme de longueur  $l = 4\text{cm}$ , réalisée sur un substrat de permittivité  $\epsilon_r=4.7$  et d'épaisseur  $h=203\mu\text{m}$ .

Les pistes sont caractérisées par une largeur de  $w=762\mu\text{m}$ , séparées par  $s=1270\mu\text{m}$  et chargées par des résistances égales à  $50\Omega$  (figure VI.3).

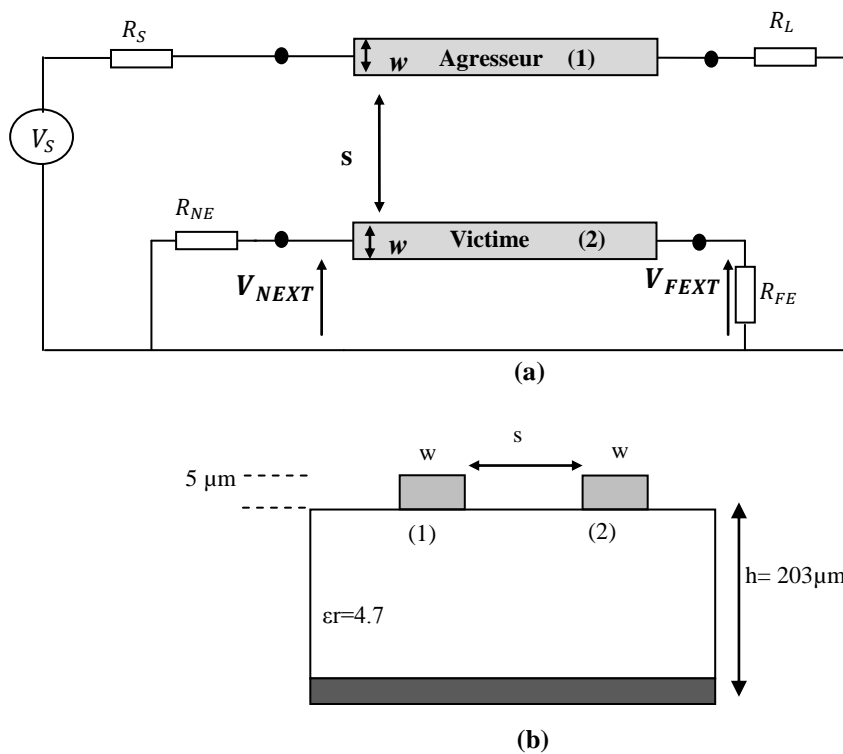


Figure IV.3: (a) Circuit de la ligne. (b) section transversale de la ligne

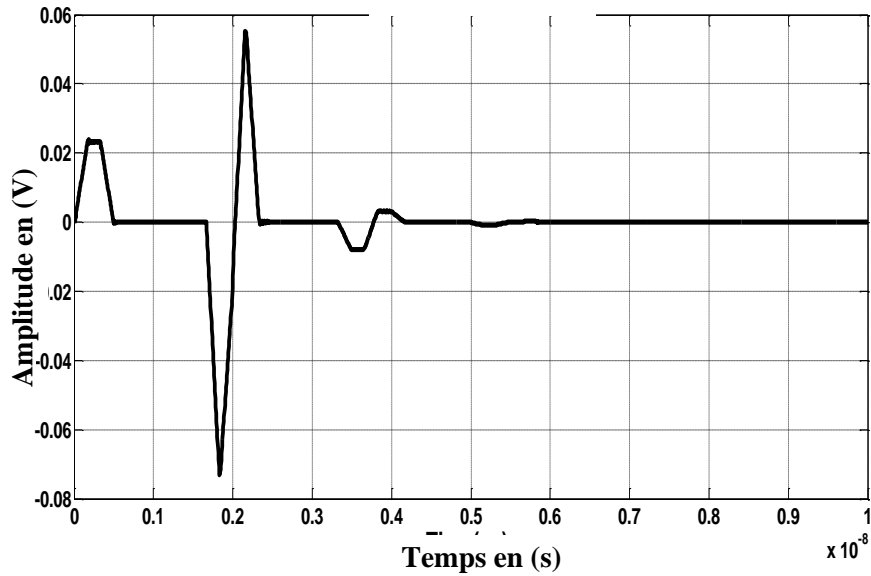
La source excitatrice est de type impulsion trapézoïdale dont les temps de montée et de descente sont identiques ( $\tau_1=50\text{ps}$ ,  $\tau=150\text{ps}$ ) et d'un niveau de  $1\text{V}$ . Les paramètres primaires  $\mathbf{C}$  et  $\mathbf{L}$  [67] sont :

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 234.826 & -1.25371 \\ -1.25371 & 234.826 \end{bmatrix} \text{ pF/m}$$

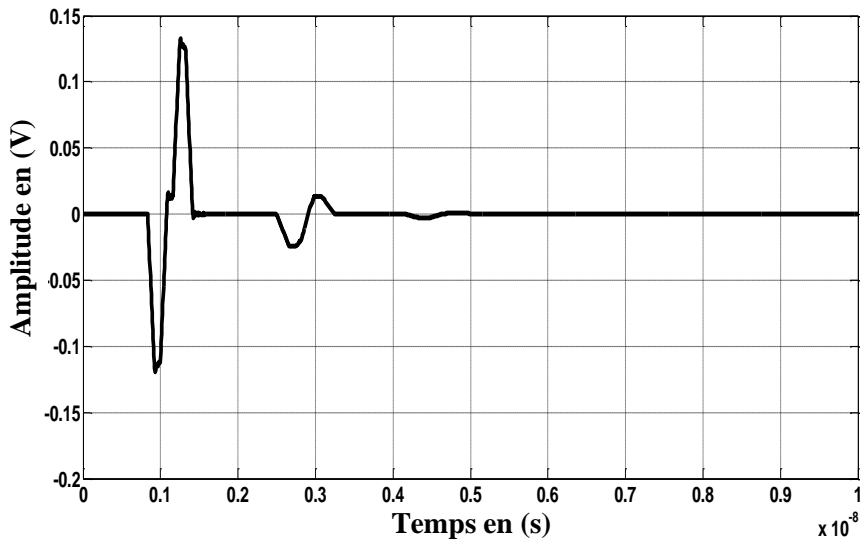
$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 0.189347 & 0.0052480 \\ 0.0052480 & 0.189347 \end{bmatrix} \text{ }\mu\text{H/m}$$

La vitesse de propagation maximale est:  $V_{pmax} = 1.51686 \times 10^8 \text{ m/s}$ .

La simulation est effectuée à l'aide de l'algorithme de résolution des équations MTL via la technique des différences finie FDTD. Les tensions de diaphonie induites NEXT et FEXT sur le conducteur victime sont montrées sur la figure VI.4.



(a)



(b)

Figure IV.4: (a) Tension NEXT. (b) Tension FEXT

Les résultats de simulation montrent que les tensions de diaphonie NEXT et FEXT ont des niveaux qui ne peuvent être négligés ( $V_{NEXT} = |-0.07|V$  et  $V_{FEXT} = 0.148V$ ).

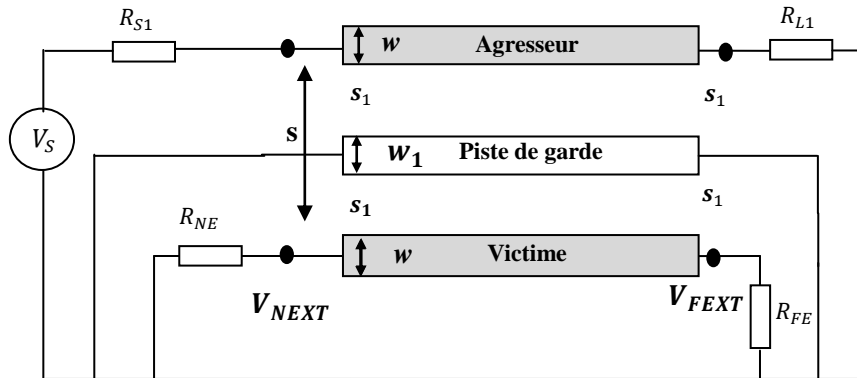
## IV.3. Piste de Protection à Géométrie Uniforme

### IV.3.1. Piste de Protection Court-Circuitée

Afin de mieux exploiter la simplicité de la technique des conducteurs écran, trois configurations sont étudiées. L'objectif est de tester l'influence des extrémités de la piste de protection sur la réduction du niveau de diaphonie.

Dans la première configuration, une piste uniforme court-circuitée est introduite entre

l'agresseur et la piste victime (figure IV.5), en gardant les mêmes dimensions géométriques du circuit présenté précédemment (figure IV.3).

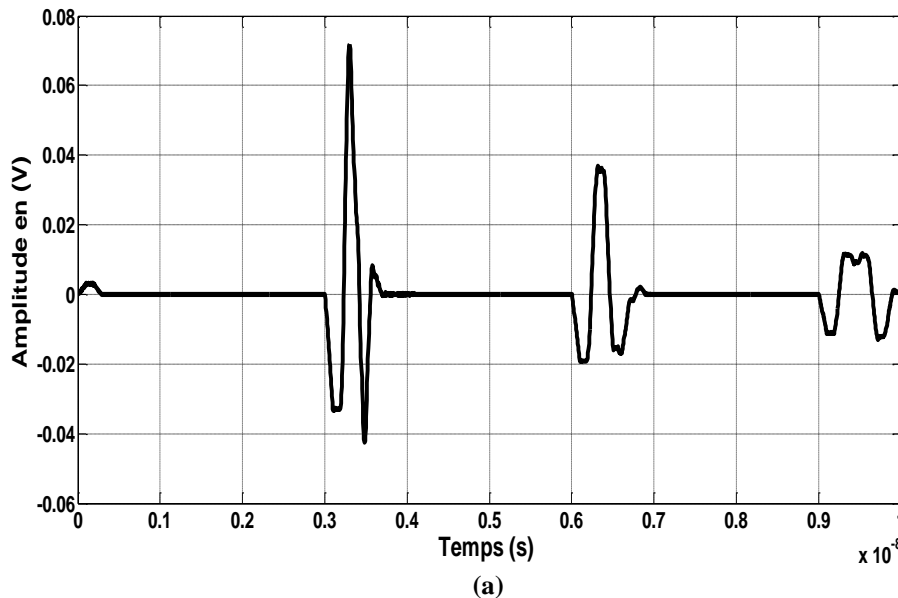


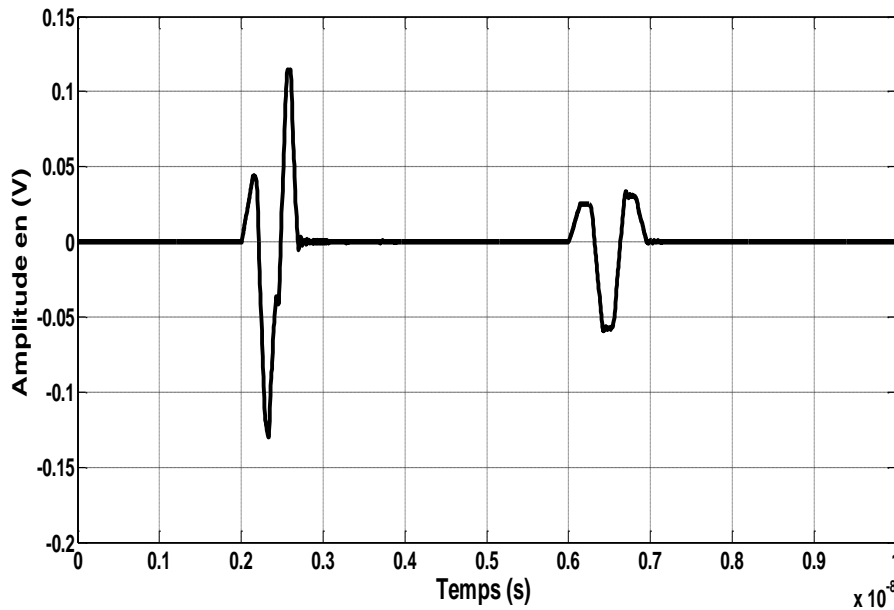
**Figure IV.5: Circuit de la ligne avec une piste de protection uniforme court-circuitée**

Les paramétriques linéiques sont calculés en fonction des dimensions suivantes :  $w_1=w=762\mu m$  et  $s_1=254\mu m$ . Les niveaux de diaphonie correspondant à cette configuration sont présentés sur la figure IV.6.

Les résultats de simulation montrent les limitations suivantes:

- La piste de protection court-circuitée produit des tensions de diaphonie NEXT et FEXT de plus en plus importantes comparées à celles du cas initial.
- Le phénomène des réflexions totales aux extrémités contribue sans doute à l'amplification des niveaux de diaphonie.





(b)

Figure IV.6: (a) Tension NEXT. (b) Tension FEXT

### IV.3.2. Ligne Pseudo Adaptée

La piste de protection est chargée aux deux extrémités par la même résistance dont la valeur  $Z_C$  est celle de l'élément correspondant de la matrice impédance caractéristique de toute la ligne. En respectant la méthode exposée au paragraphe (II.5.1), nous en déduisons la valeur de  $Z_C$  telle que  $Z_C = 283\Omega$  [48].

Ainsi, en conservant les autres conducteurs connectés aux résistances  $R_{S1}$ ,  $R_{S2}$ ,  $R_{NE}$  et  $R_{FE}$ , nous obtenons une ligne pseudo adaptée. La figure IV.7 montre le circuit en question.

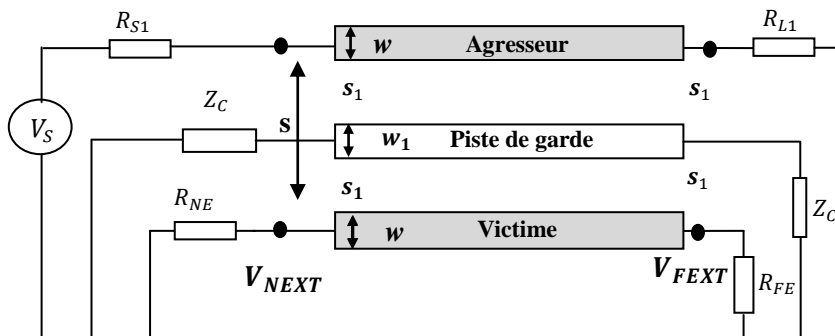
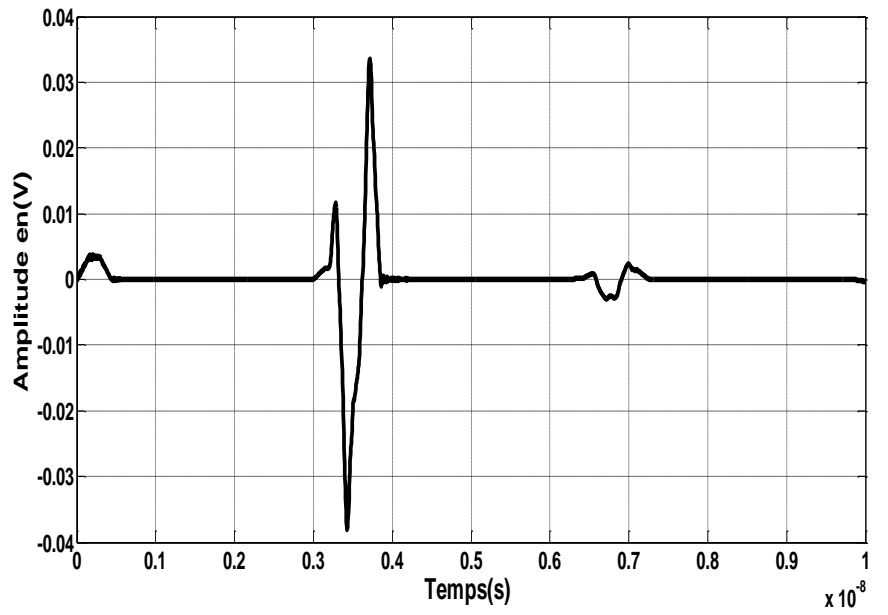
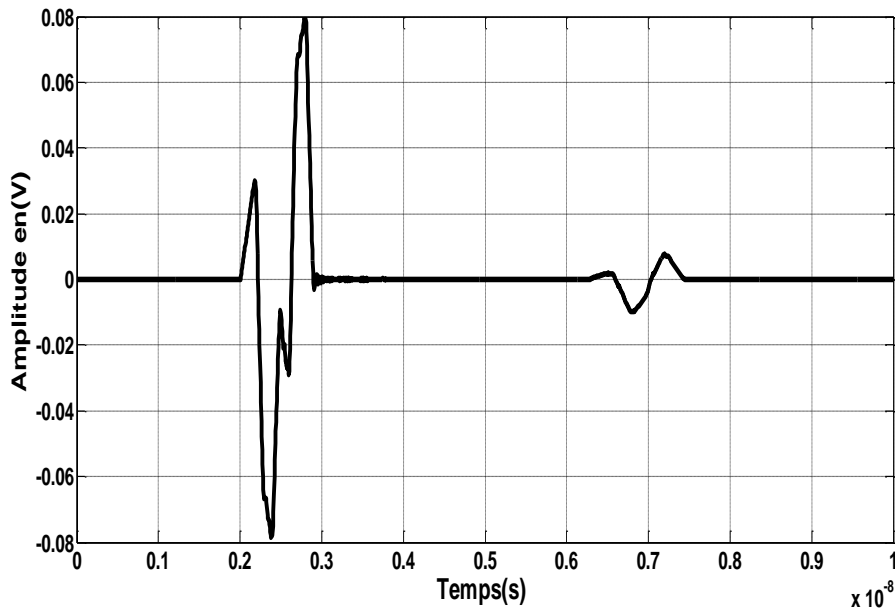


Figure IV.7: Circuit de la ligne pseudo adaptée

Les résultats de simulation relatifs à cette configuration sont présentés sur la figure IV.8. Nous observons une nette diminution des niveaux NEXT et FEXT.



(a)



(b)

Figure IV.8: (a) Tension NEXT. (b) Tension FEXT

### IV.3.3. Ligne Chargée par un Réseau $50\Omega$

Dans ce cas, nous testons la configuration classique, où l'ensemble de la ligne est chargée en entrée et en sortie par des résistances identiques d'une valeur de  $50\Omega$  chacune (figure IV.9).

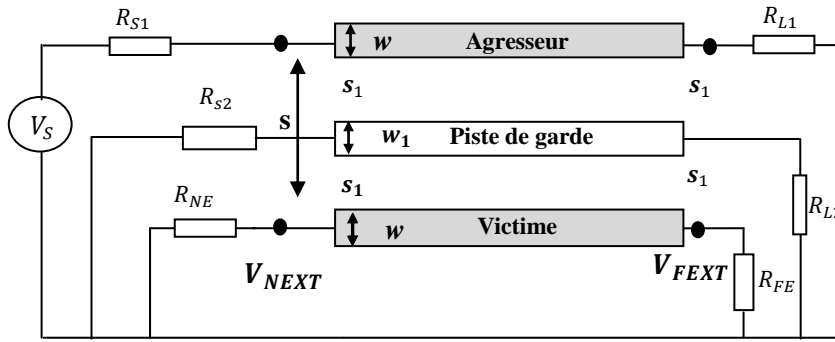
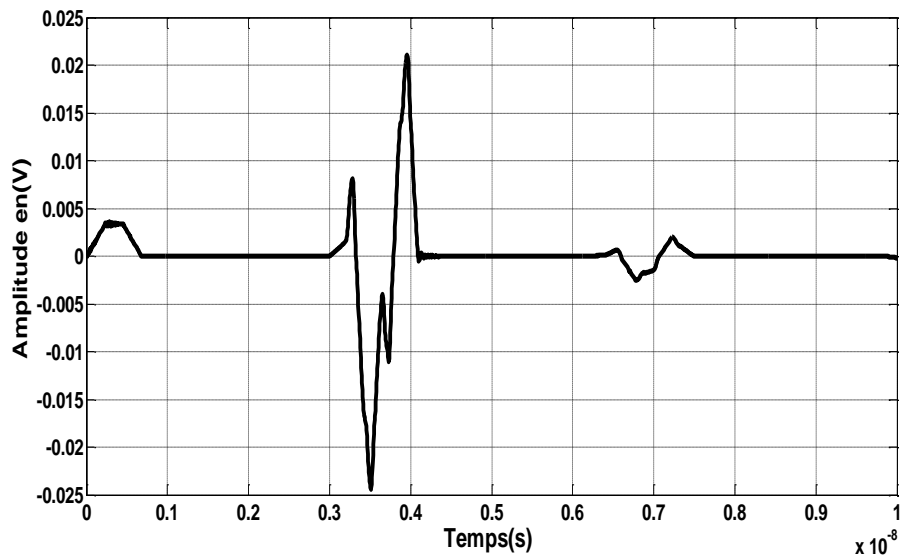
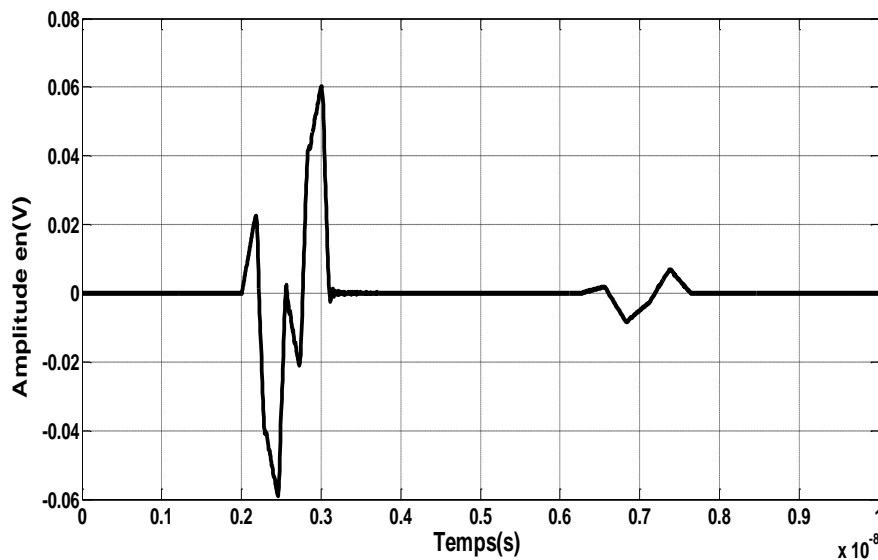


Figure IV.9: Circuit de la ligne chargé par un réseau  $50\Omega$

Dans ces conditions, la simulation conduit aux résultats de la figure IV.10.



(a)



(b)

Figure IV.10: (a) Tension NEXT. (b) Tension FEXT

Nous remarquons que la piste de garde chargée par  $50\Omega$ , entraîne une diminution considérable des tensions NEXT et FEXT comparée aux valeurs du cas précédent.



Le tableau IV.1 présente une comparaison entre les niveaux des tensions NEXT et FEXT des trois configurations traitées et illustre la remarque précitée.

Configuration	Niveau NEXT	Niveau FEXT
Sans Protection	$ -0.07 V$	0.148V
Piste court-circuitée	0.078V	0.12V
Ligne Pseudo Adaptée	0.033V	0.08V
Réseaux $50\Omega$	$ -0.024 V$	0.06V

Tableau IV.1: Tableau récapitulatif

## IV.4. Piste de Protection à Géométrie non Uniforme

### IV.4.1. Piste à Profil Sinusoïdal

Les lignes non uniformes à profil sinusoïdal ont des applications dans de nombreux circuits, notamment en hyperfréquences. Elles jouent souvent le rôle d'adaptation ou d'alimentation des antennes plaquées [68]. Nous nous sommes inspirés de leur champ d'utilisation pour les appliquer dans des tests de réduction du couplage diaphonique.

Nous considérons le circuit de base présenté précédemment (figure IV.3), en y introduisant une piste à profil sinusoïdal entre les conducteurs principaux (figure IV.12).

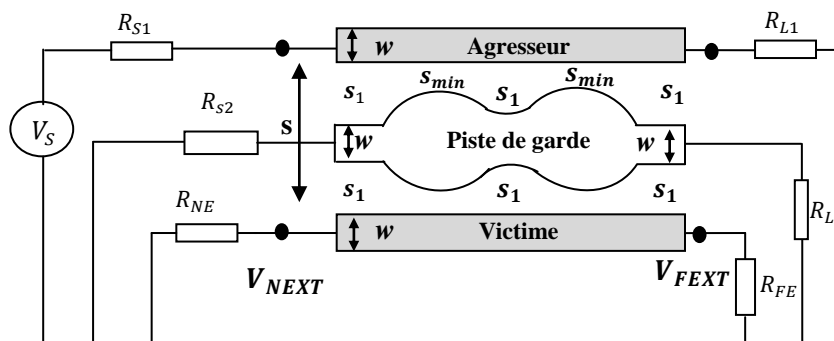


Figure IV.11: Circuit de la ligne avec une piste de protection à profil sinusoïdal

En suivant la démarche de modélisation développée au paragraphe (I.4.3.2), la ligne non uniforme est subdivisée en plusieurs tronçons de largeurs différentes. Les paramètres linéiques changent d'un tronçon à l'autre comme le montre le tableau IV.2:

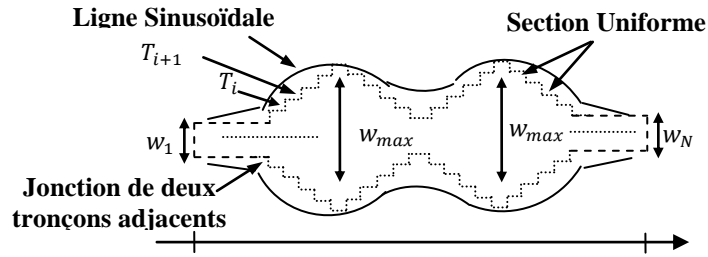
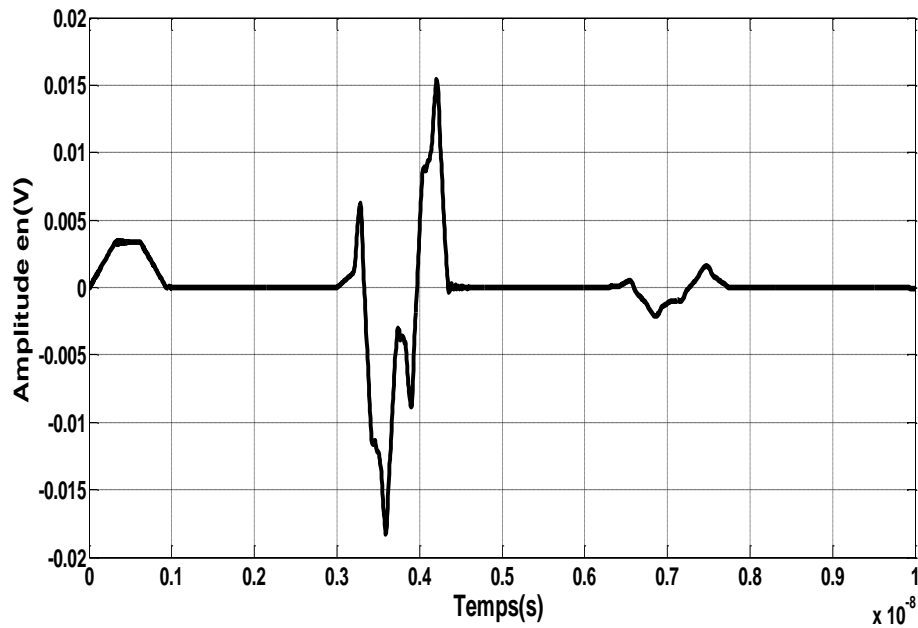


Figure IV.12: Modèle d'une ligne à profil sinusoidal.

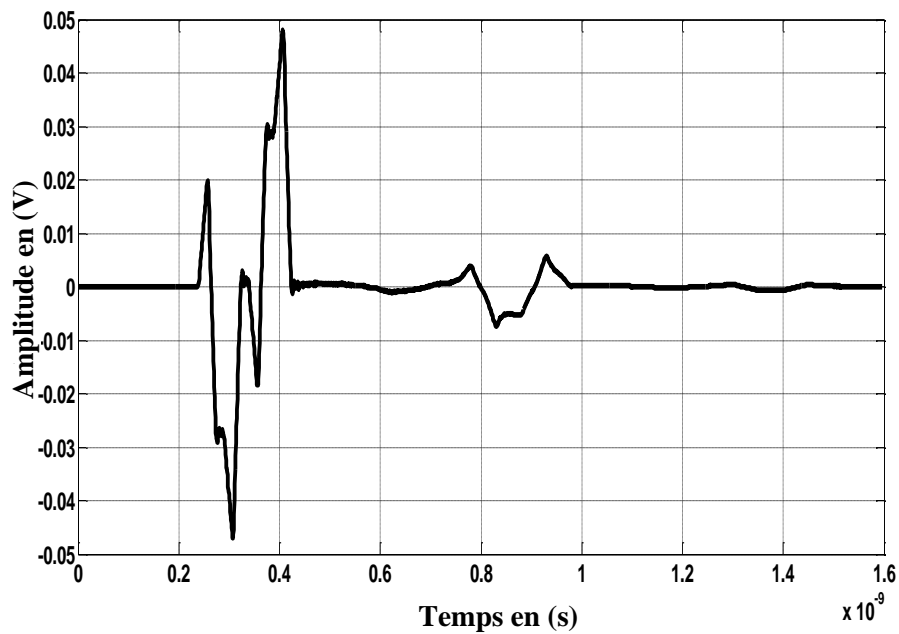
Longueur des tronçons (cm)	Largeur des tronçons ( $\mu\text{m}$ )	Séparation (s) en ( $\mu\text{m}$ )
0.0 -1.0	762	254
0.181	766	252
0.181	770	250
0.181	774	248
0.181	770	250
0.181	766	252
0.181	762	254
0.181	766	252
0.181	770	250
0.181	774	248
0.181	770	250
0.181	766	252
3.0 – 4.0	762	254

Tableau IV.2: Dimensions de chaque tronçon de la piste sinusoidale

Les résultats de simulation des niveaux induits NEXT et FEXT sur le conducteur victime sont présentés sur la figure IV.13.



(a)



(b)

Figure IV.13: (a) Tension NEXT. (b) Tension FEXT

Il est clair que l'insertion d'une piste de protection à profil sinusoïdal permet de réduire la diaphonie d'une manière conséquente. Ainsi, l'amplitude maximale du couplage diaphonique passe de  $|-0.07|$  V à  $|-0.017|$  V pour le niveau NEXT et de 0.148 V à 0.048V pour le niveau FEXT. Les tensions maximales de diaphonie NEXT et FEXT ont alors été réduites de 75% et 66%, respectivement.

## IV.4.2. Piste à Profil Linéaire

### IV.4.2.1. Ligne à Structure Symétrique

Nous reprenons le circuit de la figure IV.12, en remplaçant la piste à profil sinusoïdal par une autre à profil linéaire. Evidemment, les dimensions géométriques et les charges sont conservées.

Dans ces conditions, Nous avons réalisé plusieurs tests par simulation numérique, en variant la position de la piste de garde par rapport à l'agresseur et la victime. La figure IV.14 montre d'abord la configuration de la ligne symétrique [69].

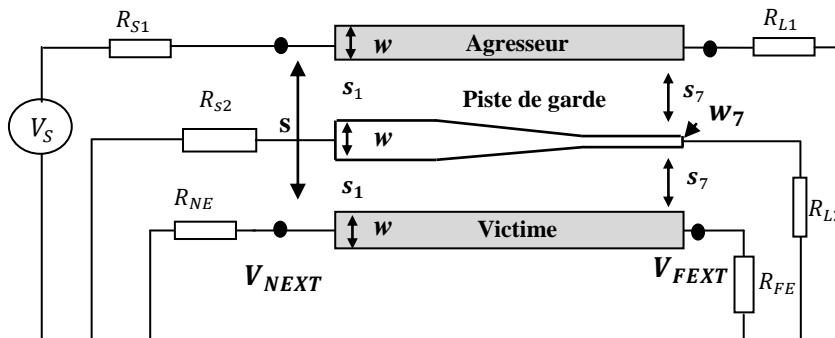


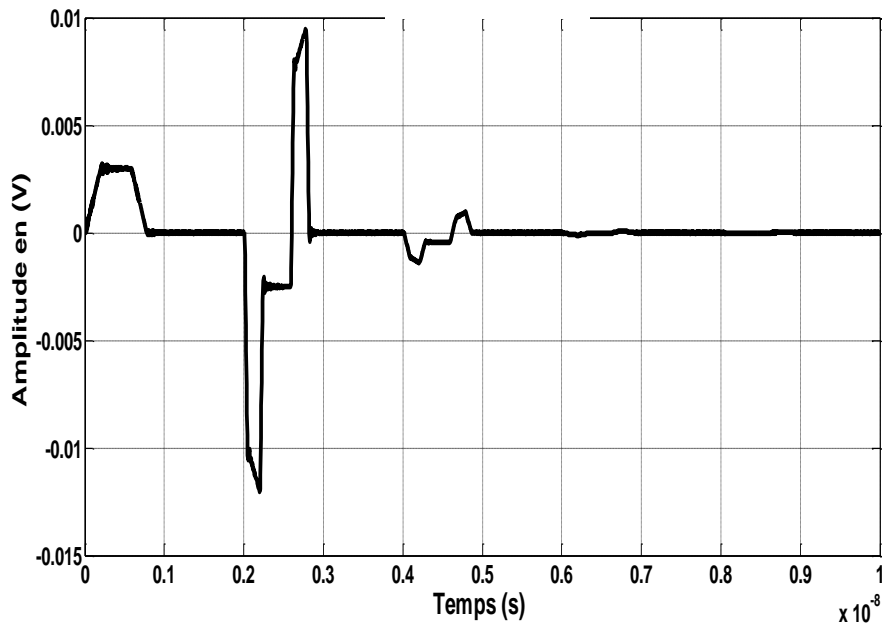
Figure IV.14: Circuit de la ligne symétrique avec une piste à profil linéaire

Les paramètres linéiques des différents tronçons de la ligne sont calculés en fonction des dimensions suivantes :

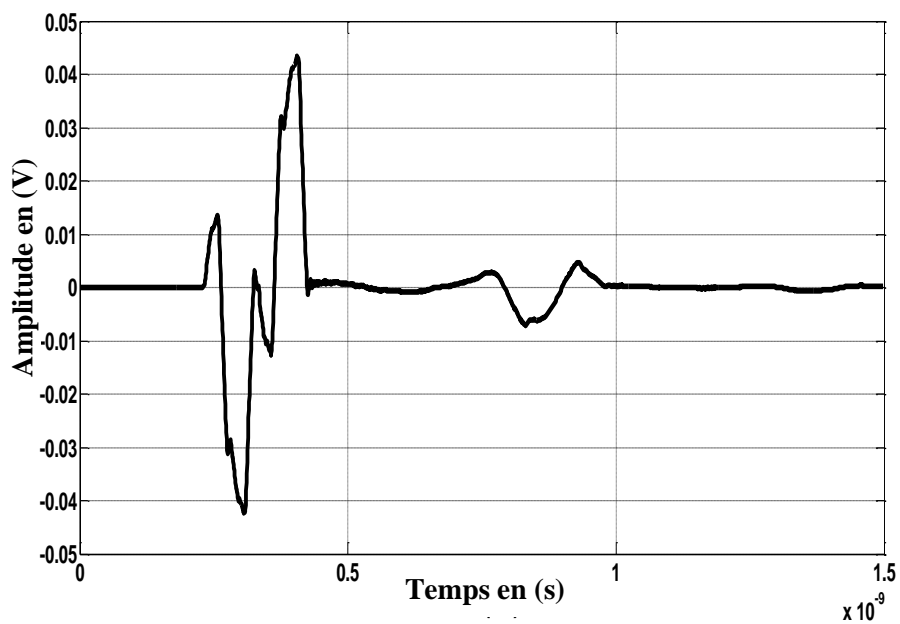
Longueur des tronçons (cm)	Largeur des tronçons (w) en $\mu\text{m}$	Séparation (s) en $(\mu\text{m})$
0,0 - 1,0	762	254
0,285	677	296
0,285	592	338
0,285	508	380
0,285	423	423
0,285	338	465
3,0 - 4,0	254	508

Tableau IV.3: Dimensions des tronçons de la ligne non uniforme

Les résultats de simulation sont présentés sur la figure IV.15.



(a)



(b)

**Figure IV.15: (a) Tension NEXT. (b) Tension FEXT**

En examinant les courbes nous remarquons que :

- Les tensions maximales de diaphonie NEXT et FEXT diminuent respectivement de 82% et 71%, par rapport aux valeurs initiales.
- La piste de protection à profil linéaire conduit à une réduction très significative de la diaphonie comparé à celle à profil sinusoïdal.

### IV.4.2.2. Ligne à Structure Asymétrique

Nous considérons maintenant la première configuration de la figure IV.16 où la piste de protection est plus proche du conducteur victime que de l'agresseur.

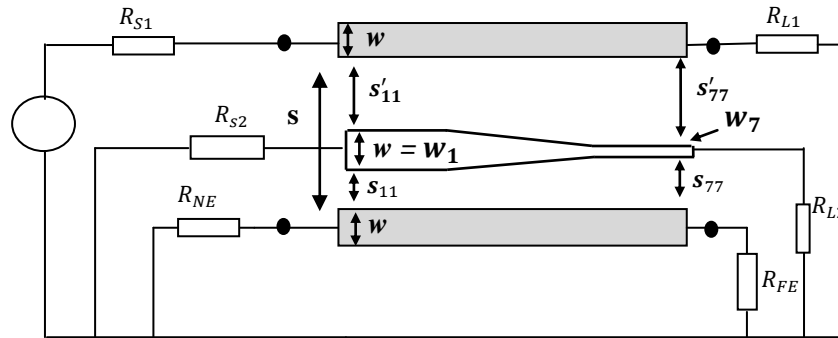


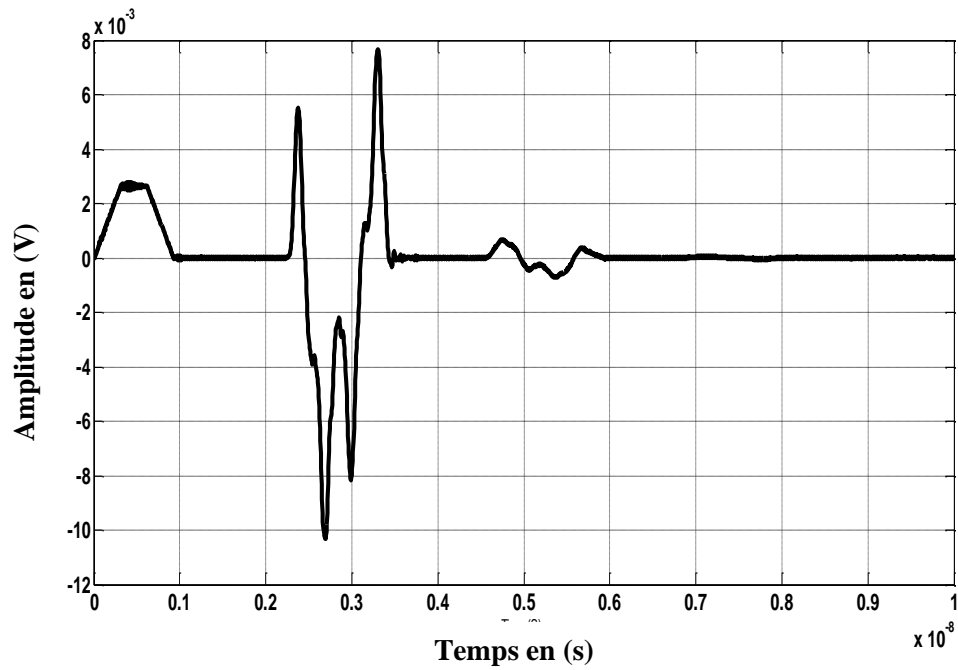
Figure IV.16: Ligne asymétrique: piste de protection proche de la piste victime

Les paramètres linéiques sont calculés en fonction des dimensions suivantes (Tableau IV.4):

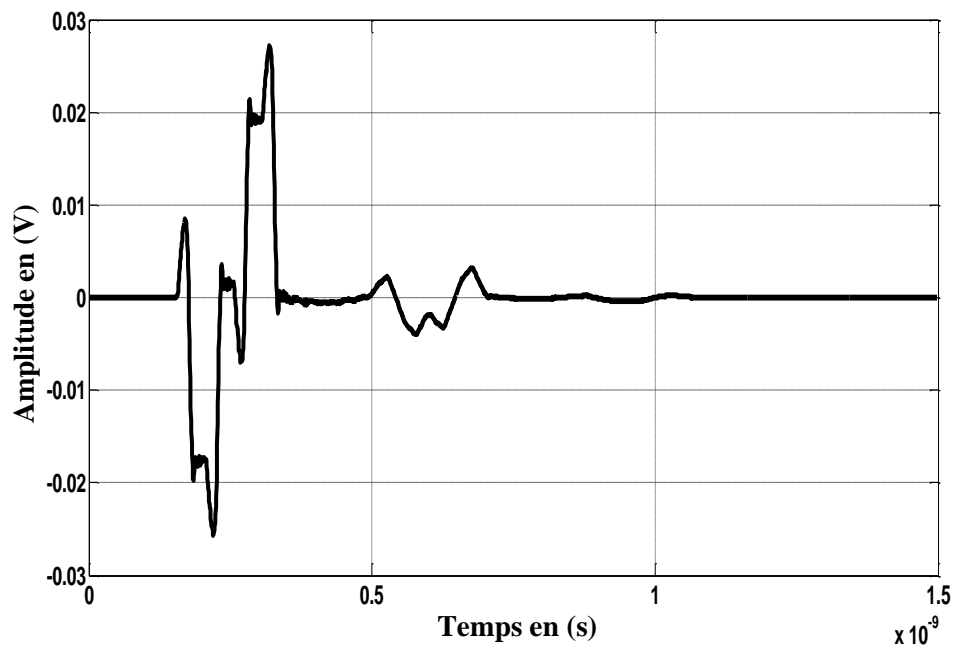
Longueur des tronçons (cm)	Largeur des tronçons (w) en (µm)	Séparation (s) en (µm)	Séparation (s') en (µm)
0,0 - 1,0	762	64	444
0,285	677	106	486
0,285	592	148	528
0,285	508	190	570
0,285	423	233	613
0,285	338	275	655
3,0 - 4,0	254	317	697

Tableau IV.4: Dimensions des tronçons de la ligne non uniforme asymétrique

Les résultats de simulation sont reportés sur la figure IV.17.



(a)



(b)

Figure IV.17: (a) Tension NEXT. (b) Tension FEXT

Il est clair que les deux niveaux de diaphonie NEXT et FEXT présentent une diminution considérable par rapport au cas symétrique. En effet, les taux de réduction s'élèvent à 85% pour la diaphonie NEXT et à 81% pour la diaphonie FEXT comparés à ceux de la structure initiale sans protection.

Considérons à présent le cas où la piste de protection est proche de l'agresseur (figure VI.18).

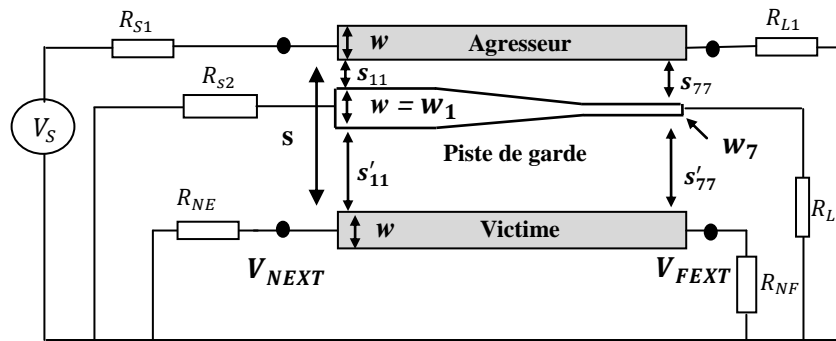


Figure IV.18: Ligne asymétrique: piste de protection proche du conducteur agresseur

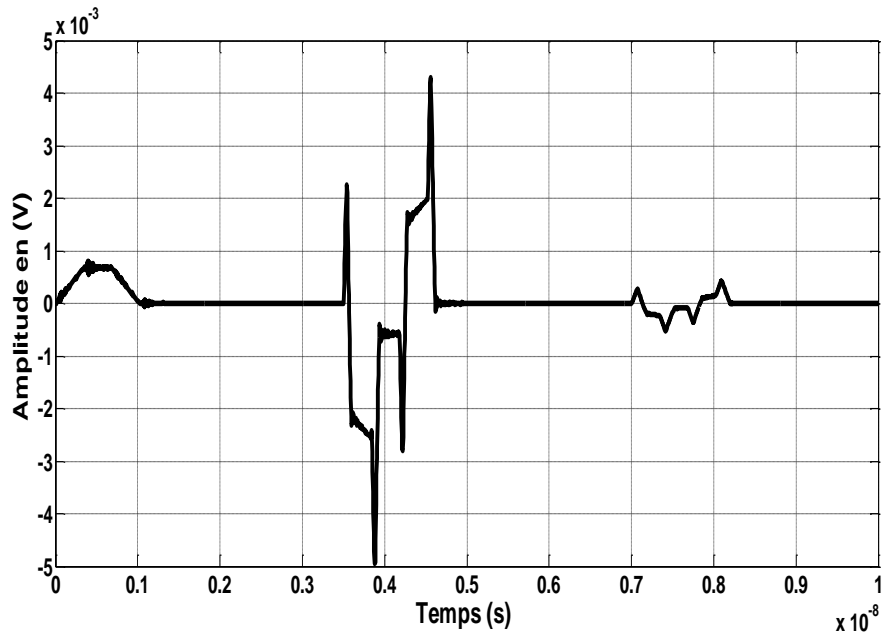
Les paramètres linéiques sont calculés en fonction des dimensions suivantes (Tableau IV.4):

Longueur des tronçons (cm)	Largeur des tronçons (w) en ( $\mu\text{m}$ )	Séparation (s) en ( $\mu\text{m}$ )	Séparation (s') en ( $\mu\text{m}$ )
0,0 - 1,0	762	64	444
0,285	677	106	486
0,285	592	148	528
0,285	508	190	570
0,285	423	233	613
0,285	338	275	655
3,0 - 4,0	254	317	697

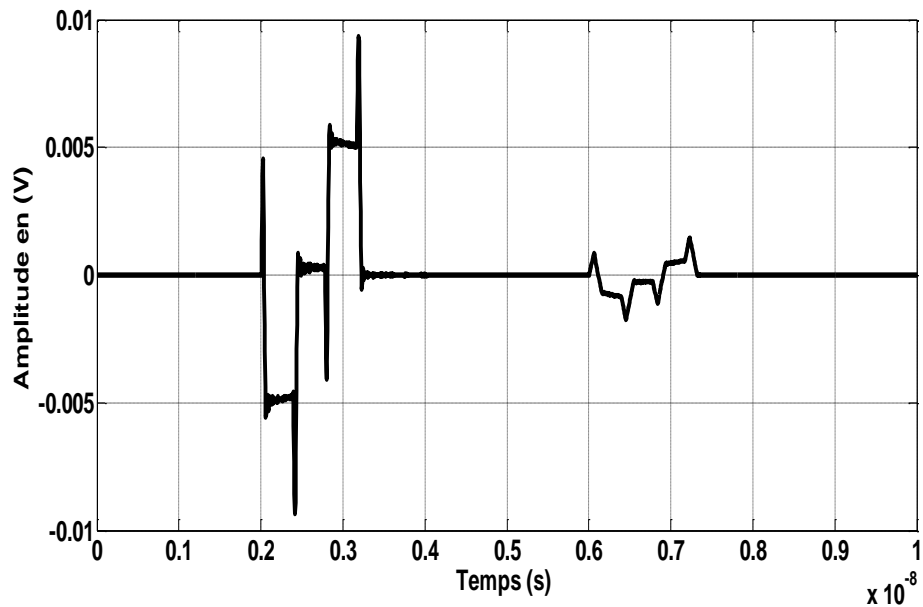
Tableau IV.5: Dimensions des tronçons de la ligne non uniforme asymétrique

Les résultats de simulation de la deuxième configuration sont présentés sur la figure IV.19.





(a)



(b)

**Figure IV.19: (a) Tension NEXT. (b) Tension FEXT**

Comme la configuration précédente, nous remarquons une réduction importante de la diaphonie. En effet, entre les deux configurations asymétriques, celle ayant la piste de garde proche de l'agresseur diminue l'amplitude maximale de la diaphonie (NEXT et FEXT) jusqu'à 95%. Le tableau IV.5, illustre bien cet aspect.

	Taux de réduction du niveau NEXT	Taux de réduction du niveau FEXT
Piste de protection uniforme à 50Ω	65%	45%
Piste de protection sinusoïdale	75%	66%
Piste de protection à variation linéaire symétrique	82%	71%
Piste de protection à variation linéaire asymétrique (proche de la victime)	85%	81%
Piste de protection à variation linéaire asymétrique (proche de l'agresseur)	93%	95%

Tableau IV.6: Niveaux de réduction relatifs aux différentes pistes

De toutes les configurations présentées, les pistes de garde non uniformes permettent de baisser considérablement les niveaux de diaphonie jusqu'à 95%. En revanche, dans les mêmes conditions, les pistes de protection uniformes contribuent faiblement à la réduction de la diaphonie.

D'autre part, la figure IV.20 permet d'observer le comportement du signal transmis au niveau de la charge en comparant les formes d'onde avant et après l'insertion asymétrique de la piste de protection à profil linéaire.

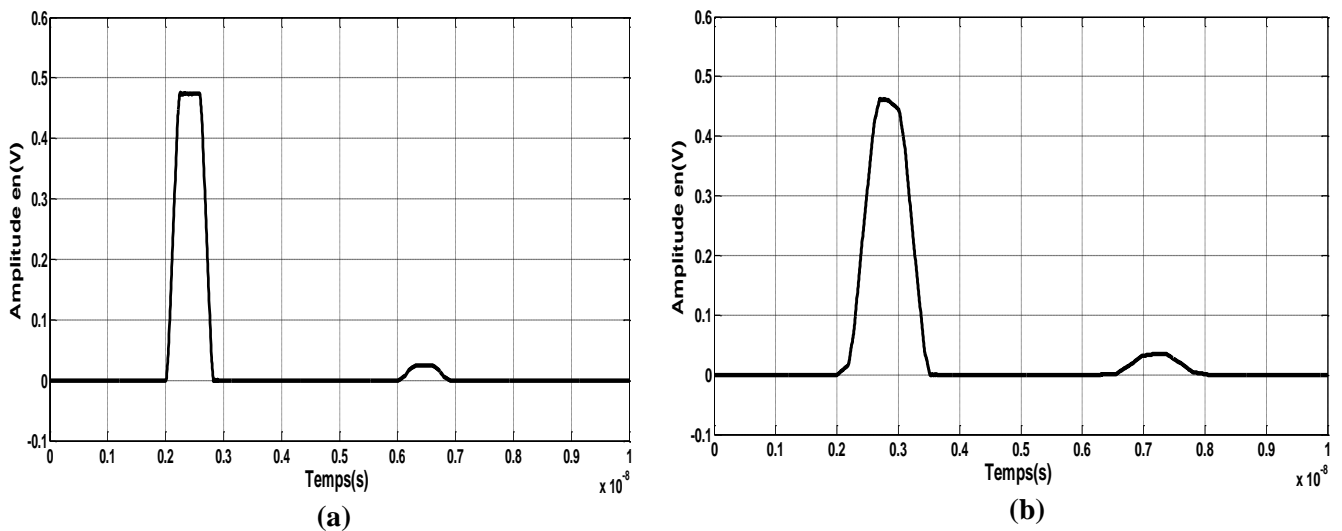


Figure IV.20 : (a) Tension aux bornes de la charge sans la piste de protection. (b) Tension aux bornes de la charge après l'insertion de la piste de protection.

Nous constatons que l'intégrité du signal est préservée notamment le niveau de tension, cela

atteste de l'efficacité de la technique des pistes de protection, en particulier la configuration proposée. En pratique, les phénomènes indésirables ne sont évidemment pas entièrement éliminés, mais les performances des systèmes peuvent être excellentes.

### IV.5. Conclusion

Nous avons choisi un exemple d'une ligne de transmission microruban pour étudier le phénomène de la diaphonie dans un circuit planaire. Les niveaux critiques de la diaphonie NEXT et FEXT nous ont poussés à mener une étude approfondie sur la technique des pistes de protection.

Dans la première partie, une analyse détaillée des pistes écran entièrement uniformes a été mise en place. Trois configurations ont été étudiées, en gardant les mêmes dimensions du circuit, dans le but d'évaluer l'effet des charges sur les niveaux de la diaphonie. Les résultats de simulation ont montré l'avantage de la configuration du réseau  $50 \Omega$ .

Ensuite, les pistes de garde à profil non uniforme (linéaire et sinusoïdal) ont été introduites. Cette analyse, a permis de mettre en évidence l'efficacité des conducteurs de garde non uniformes dans la réduction du couplage diaphonique. Des tests de symétrie par rapport à l'agresseur et la victime affichent des résultats significatifs allant jusqu'à une réduction de 95%.

A partir des applications traitées et des résultats obtenus, nous pouvons alors confirmer l'importance de la technique des pistes de protection non uniformes dans la réduction de la diaphonie, en offrant en même temps une meilleure transmission de l'information.

## **Conclusion Générale et Perspectives**

## Conclusion Générale et Perspectives

Être compétitif dans la conception électronique, nécessite d'anticiper les évolutions technologiques et de proposer des circuits toujours plus performants, avec des consommations réduites et des conditionnements miniaturisés. Cependant, cette course à la performance et à la densification fait apparaître d'importantes perturbations électromagnétiques au sein de ces circuits.

Le phénomène de la diaphonie est le problème principal étudié lors de la conception des systèmes électroniques. La maîtrise des contraintes devient une charte de qualité et un signe de performance. L'objectif de ce travail a donc été de proposer une approche adaptée permettant de traiter les problèmes de la diaphonie de manière à fournir des informations utiles afin de garantir un bon fonctionnement des circuits rapides à haute densité.

Les travaux de cette thèse se sont focalisés sur ce phénomène, et s'articulent autour de trois points :

- Développement d'un code temporel d'évaluation du couplage diaphonique dans les circuits planaires basé sur la résolution des équations MTL à l'aide de l'algorithme FDTD.
- Elaboration d'une approche statistique pour étudier la diaphonie dans les lignes MTL uniformes et non uniformes.
- Amélioration de la méthode de réduction de la diaphonie basée sur la technique des pistes de protection à caractère non uniforme.

Les méthodes numériques connaissent depuis de nombreuses décennies un développement spectaculaire. Les logiciels commerciaux disponibles sur le marché témoignent qu'une méthode numérique n'est pas unique au regard des problèmes électromagnétiques. Les applications présentées dans cette thèse montrent que les méthodes approchées représentent de réelles solutions pour optimiser les performances des systèmes électroniques, pour réduire les coûts et pour accélérer le processus de conception.

Cela nous a conduits à consacrer un chapitre à l'état de l'art sur les méthodes électromagnétiques et plus précisément les méthodes numériques. Le passage en revue des caractéristiques des principales méthodes numériques a constitué une étape indispensable avant d'opter pour la méthode approchée des équations de lignes multiconducteurs.

La méthode numérique (FDTD) de résolution des équations MTL que nous avons développée dans le chapitre I, a été choisie pour sa mise en pratique relativement simple.

L'exemple traité dans le chapitre II justifie l'intérêt apporté à l'analyse de la diaphonie sur les lignes de transmission multiconducteurs (MTL).

Les résultats de simulation obtenus indiquent la présence de signaux perturbateurs sur le conducteur voisin en mettant en évidence quelques paramètres agissant sur la diaphonie. Au-delà de la simple connaissance du phénomène, ce chapitre a révélé les éléments critiques à prendre en considération pour correctement caractériser et contrôler l'apparition du couplage diaphonique au sein des circuits planaires.

Le chapitre III a été principalement réservé à la mise en place d'une étude statistique des différents niveaux de diaphonie résultant d'une excitation multisource aléatoire, générée selon les lois de probabilité uniforme et normale. Les résultats issus de cette étude ont montrés l'importance du choix de l'occurrence des sources d'excitation dans de tels circuits. Nous avons particulièrement noté que dans le cas des lignes non uniformes les pires cas ont été les moins probables.

Le chapitre IV, qui est en même temps le dernier, a été consacré à la réduction de la diaphonie. Pour atteindre cet objectif, nous avons choisi la technique des pistes de protection. Nous avons apporté une amélioration grâce à l'utilisation des pistes de garde non uniformes. Parmi les configurations testées, nous avons proposé des pistes de protection à géométrie variable selon un profil sinusoïdal ou linéaire. Il en résulte que la réduction des niveaux de diaphonie atteint des proportions très élevées (95%) dans le cas de la configuration asymétrique d'une ligne à piste ayant un profil linéaire.

Loin d'être terminé, le travail effectué peut être poursuivi selon de multiples voies de recherche. Le champ d'investigation future et aussi bien vaste que varié.

Les voies à explorer offrent un choix énorme tant au niveau de la problématique du couplage diaphonique qu'au niveau du traitement de l'aspect aléatoire des conditions d'utilisation et de fonctionnement des circuits rapides. Parmi les propositions envisageables pour réduire, voire éliminer la diaphonie, nous pouvons citer :

- Le développement et l'amélioration de la nouvelle technique CHS (Crosstalk Harnessed Signaling).
- L'utilisation de métamatériaux pour concevoir des circuits sans aucun couplage diaphonique.

D'autre part, grâce à l'étude menée, nous sommes convaincus que le traitement des aspects suivants peut apporter d'amples informations aux concepteurs et chercheurs :

- Ligne excitée par un nombre aléatoire d'impulsions dont le décalage suit une loi de probabilité.
- Variation aléatoire du temps de montée et de la durée des impulsions.

## **Références Bibliographiques**

## Bibliographie

- [1] S.R. N’Gongo : « Modélisation des circuits planaires : Application à l’influence du boîtier ». Thèse de Doctorat en Electronique, INP Toulouse, 1999.
- [2] Wang Tongqing : « Étude de Circuits Intègres Micro-ondes Planaires et Non Planaires ». Thèse de Doctorat, Génie Electrique, Université de Montréal, Tongqing Wang, 1998.
- [3] T. Williams: « EMC for Product Designers ». Newnes, 4th Edition, April 11, 2007.
- [4] J.C. Maxwell: «A Treatise on Electricity and Magnetism». Clarendon Press – Oxford.
- [5] Clayton R. Paul, Fellow, IEEE: « Incorporation of Terminal Constraints in the FDTD Analysis of Transmission Lines». IEEE TRANSACTIONS ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY, VOL. 36, NO. 2, MAY 1994.
- [6] K. Hollaus, O. Bíró, P. Caldera, G. Matzenauer, G. Paoli, and G. Plieschnegger: «Simulation of Crosstalk on Printed Circuit Boards by FDTD, FEM, and a Circuit Model». IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS, VOL. 44, NO. 6, JUNE 2008.
- [7] C. A. Balanis: «Advanced Engineering Electromagnetics». Wiley, 1989.
- [8] S. Laib et al: « A generalized CAD model for the full-wave modeling of coplanar striplines discontinuities ». Int. Journal of Numerical Modelling, Vol. 25, No. 1, Jan. 2012, pp. 82-95.
- [9] R. Goyal, Ed.: « Monolithic Microwave Integrated Circuits: Technology & Design ». Norwood.MA: Artech House, 1989, ch. 4, sec. 4.7 on transmission lines, pp. 347-382.
- [10] K. C. Gupta, R. Garg, and R. Chadh: « Computer Aided Design of Microwave Circuits». Artech House, Inc. USA, 1981.
- [11] H. LIANG, A. SUTONO, J. LASKAR AND W.R. SMITH: « Material parameter characterization of multilayer LTCC and implementation of high Q resonators ». IEEE MTT-S Digest, pp.1901-1904, 1999.
- [12] M.RAHMAR, K. SHAMSAIFAR: « Electronically tunable LTCC based multi layer filter for mobile handset application ». IEEE MTT-S Digest, pp.1767-1770, 2003.
- [13] D. Bouche and F. Molinet: « Méthodes Asymptotiques en Électromagnétisme». Volume 16 of Mathématiques & Applications. Springer-Verlag, 1994.
- [14] Constantine A. Balannis: « Advanced Engineering Electromagnetic », John Wiley &



- Sons, 1989.
- [15] Walton C. Gibson: « The Moment Methods in Electromagnetic », Boca Raton London New York, 2008.
- [16] R. F. Harrington: « Field Computation by Moment Methods ». IEEE Press Series on Electromagnetic Waves, 1993.
- [17] M. V. K. Chari and S. J. Salon: « Numerical Methods in Electromagnetism ». Academic Press, 2000.
- [18] C. W. Steel: « Numerical Computation of Electric and Magnetic Fields ». Van Nostrand Reinhold Company – New-York, 1987.
- [19] S. G. Mikhlin: « Variational Methods in Mathematical Physics ». MacMillan – New-York, 1964.
- [20] L. E. R. Petersson and Jiang-Ming Jin. « A Three-Dimensional Time Domain Finite-Element Formulation for Periodic Structures ». IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. 54 (1): pp. 12–19, January 2006.
- [21] K. Yee. « Numerical Solution of Initial Boundary Value Problem Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media ». IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. 14 (3): pp. 302–307, May 1966.
- [22] F. Gardiol. « Traité d'Électricité Électromagnétisme ». Volume 3. Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 1996.
- [23] P. B. Zhou. « Numerical Analysis of Electromagnetic Field ». 1993.
- [24] S. M. Rao. « Time Domain Electromagnetic ». Academic Press, 1999.
- [25] N. Peña Traslavina : « Contribution au Développement de Conditions aux Limites Absorbantes pour la Méthode TLM avec Applications à l'Analyse de Circuits Hyperfréquences ». PhD thesis, Université de Rennes 1, 1997.
- [26] P. B. Johns and R. L. Beurle: « Numerical Solution of 2-Dimensional Scattering Problems Using Transmission-Line Matrix ». IEEE Trans. MTT, vol. MTT-33 (10): pp. 882–893, October 1985.
- [27] W. J. R. Hoefer: « The Transmission Line Matrix Method – Theory and Applications ». IEEE Trans. MTT, vol. MTT-33 (4): pp. 370–377, April 1987.
- [28] A. Taflov: « Computational Electrodynamics: The Finite- Difference Time-Domain ». Artech House, Boston. London, March, 1995.
- [29] Karl S. Kunz and Raymond J. Luerrers: « The Time Difference Time Domain for

- Electromagnetic ». Boca Raton London New York Washington, D.C, August, 1992.
- [30] S. Le Maguer and M. Ney. PML-TLM Node: « An Efficient Approach for Full-Wave Analysis of Open Structures. Int. Journal of Numerical Modeling ». vol. 14 : pp. 129–144, 2001.
- [31] D. M. Sullivan: « Electromagnetic simulation using the FDTD method ». Piscataway: IEEE Press, New York, 2000.
- [32] D. M. Pozar: « Microwave Engineering ». John Wiley & Sons, Inc, Second edition, New York, 1998.
- [33] C. R. Paul: « Analysis of Multiconductor Transmission Lines ». John Wiley & Sons, Inc, New York, 1994.
- [34] C.R. Paul: « Decoupling the Multiconductor Transmission Lines equations ». IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol. 44, No. 8, pp. 1429 – 1440, 1996.
- [35] N. EL ouazzani, D. TAHRI, and H. Kabbaj : « Transient analysis of non uniform transmission lines with skin effect ». Annals of Telecommunications, 54, n° 5-6, 1999
- [36] The community - EE students and colleagues: « Trace Analyzer: <http://www.eecircle.com/applets/circuit.html> ». EE Circle Solution is a registered business with Santa Clara County, California, USA, October, 2007.
- [37] Cours Cycle d'ingénieurs en Mécatronique, Elouazzani, N. «Mode de transmission des perturbations (couplage)», 2017.
- [38] M. Ramdani S. Ben Dhia and E. Sicard: « Electromagnetic Compatibility of Integrated Circuits: Techniques for Low Emission and Susceptibility ». Springer-Verlag New York, Inc., Secaucus, NJ, USA, 2005.
- [39] T. Williams: « EMC for Product Designers ». Newnes, 4th Edition, April 11, 2007.
- [40] D.V GIRI, and F.M TESCHE: «Classification of Intentional Electromagnetic environments». IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility, August 2004, Vol.46, N°3.
- [41] C. R. Paul: « Crosstalk, Handbook of Electromagnetic Compatibility ». Academic Press. San Diego, CA, 1995, Chapter 2, Part II.
- [42] K. Joardar: « A simple approach to modeling cross-talk in integrated circuits ». IEEE J. Solid State Circuits, vol. 29, pp. 1212–1219, Oct. 1994.
- [43] T. Hameenanttila, J. D. Carothers, and D. Li: « Fast coupled noise estimation for

- crosstalk avoidance in the MCG multichip module autorouter ». IEEE Trans. VLSI Syst., vol. 4, pp. 365–368, Sept. 1996.
- [44] F. Caignet, S. Delmas-Ben Dhia, and E. Sicard : « On the Measurement of Crosstalk in Integrated Circuits ». IEEE transactions on very large scale integration (VLSI) systems, Vol. 8, NO. 5, October 2000.
- [45] B. demoulin: «Initiation à la Compatibilité Electromagnétique». Université des Sciences et Technologies de Lille 1. Volume I. Septembre 2004.
- [46] C.R. Paul: « Transmission Lines in Digital and Analog Electronic Systems: Signal Integrity and Crosstalk». Piscataway, N.J.] : IEEE Press ; Hoboken, N.J. : Wiley, Septembre 2010.
- [47] L. Tani, N. El ouazzani: « Analyse Temporelle de la Diaphonie Dans les Circuits Planaires (PCB) à L'aide de la Méthode des Différences Finies (FDTD)». Congrès Méditerranéen des Télécommunications (CMT), Mohammedia, Mai 2014.
- [48] B. demoulin: «Sur le calcul analytique des tensions de diaphonie en régime transitoire». Université des Sciences et Technologies de Lille1.
- [49] A. K. Ray, B. H. Parker, Z. Ghassemlooy: «The effect of rise time upon pulse shape and crosstalk in high-speed digital interconnects». Microwave Opt Technol Lett 15: 328–331, 1997.
- [50] Allan, R.N. et Billinton, R: « Probabilistic assessment of power systems ». Invited Paper, Proceedings of the IEEE, vol. 88, pp. 140-162. 2000.
- [51] P. Brémaud: «Introduction aux probabilités». Springer Verlag, 1984.
- [52] A. Borovkov: «Mathematical statistics». Gordon and Breach Science Publishers, 1998.
- [53] J.-F. Delmas: «Introduction au calcul des probabilités et à la statistique». Polycopié ENSTA, 2008.
- [54] A. Montfort : « Cours de statistique mathématique». Economica, 1988.
- [55] J. M. Dilhac : «Une introduction aux télécommunications». Presses Universitaires du Mirail, 2009.
- [56] J. Herve : « Electronique pour les transmissions numériques ». Ellipses.2009
- [57] H. Packard: «Digital modulation in communications systems An introduction». Application Note 1298.
- [58] «Techniques de codage sur fibre optique ou paire torsadée». [http://deptinfo.cnam.fr/Enseignement/Memoires/LUSTEAU.Franck/Pages/Notions\\_de\\_](http://deptinfo.cnam.fr/Enseignement/Memoires/LUSTEAU.Franck/Pages/Notions_de_)

base.htm.

- [59] A.Aoun: «Techniques de transmission». Université Paul Sabatier (ToulouseIII),2002.
- [60] L. Tani, N. El ouazzani: « FDTD-Based Statistical Analysis of Crosstalk on Planar Data buses ». International Journal of Scientific Engineering and Technology, Volume No.4, Issue No.2, Feb 2015.
- [61] L. Tani, N. El ouazzani: « Analysis of Crosstalk on Non Uniform Transmission Lines by Means of the FDTD Algorithm in a Random Multisource Context ». International Journal of Scientific and Engineering Research (IJSER) - THOMSON REUTERS-(ISSN 2229-5518), Volume No. 7, Issue 9, September 2016.
- [62] F.Broyde et E. Clavelier: « Une technique de réduction de la diaphonie basée sur un choix particulier de transformation modale». Actes du 12ème colloque international de Compatibilité Électromagnétique, Toulouse, 16au 18 mars 2004, pp.417-422.
- [63] A. Boyer: «Règles de conception faible émission rayonnée pour les circuits imprimés». Institut national des sciences appliquées de Toulouse. Décembre 2011.
- [64] M. I. Montrose: « Printed Circuit Board Design Techniques for EMC Compliance». IEEE Press, 1996, ISBN 0-7803-1131-0.
- [65] H. Johnson: « Guard Traces». High-Speed Digital Design Online Newsletter: Vol. 15 Issue 02. University of Oxford Dept. of Continuing Education.2012.
- [66] H.-H. Li, C.-J. Guo, and Y. Zhang : « Research of crosstalk reduction between microstrip lines based on high-speed PCBs». Proceedings of the 9th International Symposium on Antennas Propagation and EM Theory (ISAPE' 10), pp. 994–997, December 2010.
- [67]L. Tani, N. El ouazzani: « Crosstalk Reduction Using the Non Uniform Guard Trace Technique ». International Review of Electrical Engineering (IREE)-SCOPUS, (Soumis).
- [68] N. Gaspard and N. El ouazzani: « simulation of ultra wideband microstrip antenna based on laguerre finite deferece time domain LFDTD algorithm». International conference on computing and systems, antennas and propagation,978-4799-3824-7/17/31.00. 2014 IEEE.
- [69]L. Tani, N. El ouazzani: « Minimizing crosstalk on printed circuit board using non uniform guard traces». International Conference on Information Technology for Organizations Development (IT4OD) - IEEE Explore Digital Library- Fez, 30 March-1 April 2016.

# **Annexes**

# Annexe A

## ❖ Equations de Maxwell

Le point de départ de la méthode des différences finies est le système des équations de Maxwell qui régit les phénomènes électromagnétiques et qui décrit l'interaction des composantes électriques et magnétiques avec les différents milieux électromagnétiques.

Les quatre équations forment les postulats de base de l'électromagnétique et peuvent être exprimées sous forme différentielle ou intégrale.

Cependant, lorsque l'on considère un milieu homogène, isotrope et non dispersif, les quatre équations ont la forme suivante :

$$\text{Div } \vec{E} = \frac{\rho}{\varepsilon} \quad (\text{Equation de Maxwell- Gauss})$$

$$\text{Div } \vec{B} = 0 \quad (\text{Théorème de Flux})$$

$$\text{rot } \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \quad (\text{Equation de Maxwell-Faraday})$$

$$\text{rot } \vec{H} = \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \sigma \vec{E} \quad (\text{Equation de Maxwell-Ampère})$$

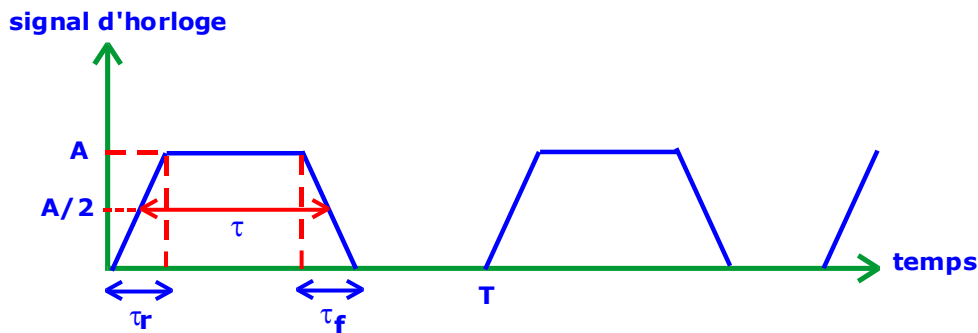
Où :

- $\vec{E}$  (Volte par mètre) est le champ électrique.
- $\vec{H}$  (Ampère par mètre) est le champ magnétique.
- $\vec{B}$  (Webers par mètre carré) est la densité du flux magnétique.
- $\varepsilon$  représente la permittivité électrique du milieu.
- $\mu$  représente la perméabilité magnétique du milieu.
- $\sigma$  représente les pertes électriques tangentielles dans le diélectrique.
- $\rho$  représente la distribution linéaire ou surfacique ou volumique de charges électriques.

## Annexe B

### ❖ Effet du temps de temps de montée/descente sur le spectre de l'excitation

On considère le signal d'horloge suivant :



Les coefficients de Fourier complexe :

$$C_n = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) e^{jn\omega t} dt$$

Le calcul du développement exponentiel, lorsque les temps de montée et de descente sont égaux, donne:

$$C_0 = A \frac{\tau}{T} \quad C_n = A \frac{\tau}{T} \frac{\sin\left(\frac{1}{2}n\omega\tau\right)}{\frac{1}{2}n\omega\tau} \frac{\sin\left(\frac{1}{2}n\omega\tau_r\right)}{\frac{1}{2}n\omega\tau_r} e^{-jn\omega(\tau+\tau_r)/2}$$

Où

$$\omega = 2\pi/T \quad \arg C_n = -\frac{n\omega}{2}(\tau_r + \tau) = -\frac{n\pi}{T}(\tau_r + \tau)$$

La relation de l'enveloppe du signal est obtenue en remplaçant  $n/T$  par  $f$  dans l'expression du spectre discret.

$$E_{vp} = \frac{A}{T} \left| \frac{\sin(\pi\tau f)}{\pi\tau f} \right| \left| \frac{\sin(\pi\tau_r f)}{\pi\tau_r f} \right|$$

Pour avoir une représentation logarithmique, nous posons:

$$20 \log_{10}(E_{vp}) = 20 \log_{10} \left( \frac{A}{T} \right) + 20 \log_{10} \left| \frac{\sin(\pi\tau f)}{\pi\tau f} \right| + 20 \log_{10} \left| \frac{\sin(\pi\tau_r f)}{\pi\tau_r f} \right|$$

Afin d'avoir les bornes du spectre, on applique l'étude asymptotique sachant que :

$$\left| \frac{\sin x}{x} \right| \cong \begin{cases} 1 & \text{si } x \rightarrow 0 \\ \frac{1}{|x|} & \text{si } x \rightarrow \infty \end{cases} \quad \left| \frac{\sin x}{x} \right|_{dB} \cong \begin{cases} 0 \text{ dB} & \text{si } x \rightarrow 0 \\ -20 \log(|x|) & \text{si } x \rightarrow \infty \end{cases}$$

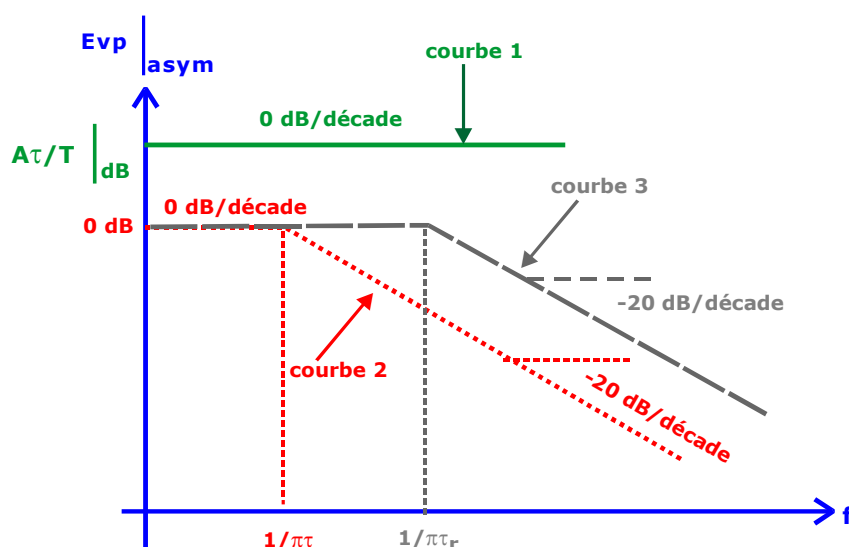
Il s'agit de tracer trois courbes :

- Courbe 1 correspond à  $20 \log_{10} \left( \frac{A}{T} \right)$
- Courbe 2 correspond à  $20 \log_{10} \left| \frac{\sin(\pi\tau f)}{\pi\tau f} \right|$
- Courbe 3 correspond à  $20 \log_{10} \left| \frac{\sin(\pi\tau_r f)}{\pi\tau_r f} \right|$

L'utilisation de la représentation asymptotique des sinus cardinaux conduit à :

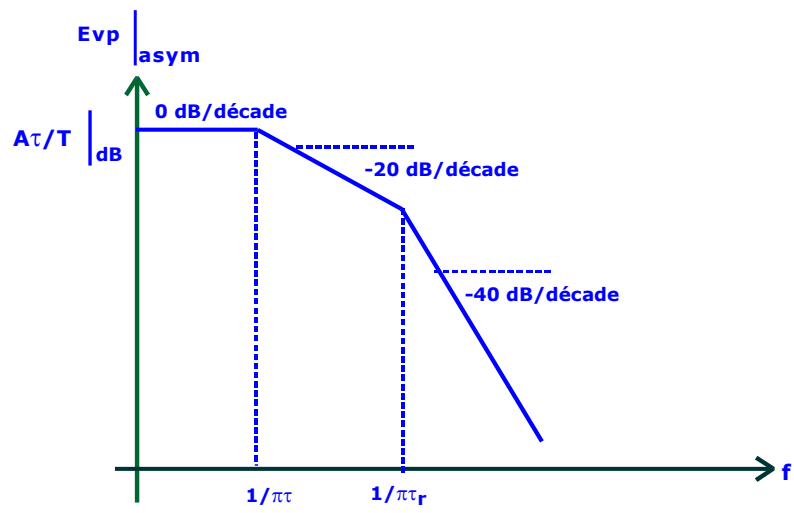
- La courbe 1 a une pente de 0dB/décade à la valeur  $A/T$
- La courbe 2 a une asymptote de 0dB/décade au niveau 0dB et une deuxième asymptote de pente -20dB/décade. Les deux asymptotes se rencontrent au point  $f = 1/\tau$ .
- La courbe 3 a une asymptote de 0dB/décade au niveau 0dB et une deuxième asymptote de pente -20dB/décade. Les deux asymptotes se rencontrent au point  $f = 1/\tau_r$ .

En additionnant toutes les courbes, on aura une asymptote de pente de -40dB/décade à partir du point  $f = 1/\pi\tau_r$ . Il est évident que le temps de montée est largement inférieur à la largeur d'impulsion.



Représentation asymptotique de l'enveloppe du développement unilatéral





Représentation asymptotique de l'enveloppe spectrale

# **Publications et Communications**

# Publications et Communications

## Publications

- L. Tani, N. EL ouazzani: « **Crosstalk Reduction Using the Non Uniform Guard Trace Technique** ». *International Review of Electrical Engineering (IREE) - SCOPUS, (Soumis)*.
- L. Tani, N. EL ouazzani.: « **Analysis of Crosstalk on Non Uniform Transmission Lines by Means of the FDTD Algorithm in a Random Multisource Context** ». *International Journal of Scientific and Engineering Research (IJSER) - THOMSON REUTERS- (ISSN 2229-5518), Volume No. 7, Issue 9, September 2016.*
- L. Tani, N. EL ouazzani.: « **FDTD-Based Statistical Analysis of Crosstalk on Planar Data buses** ». *International Journal of Scientific Engineering and Technology, Volume No.4, Issue No.2, Feb 2015.*

## Communications

- L. Tani, N. EL ouazzani: « **Minimizing crosstalk on printed circuit board using non uniform guard traces**». *International Conference on Information Technology for Organizations Development (IT4OD) - IEEE Explore Digital Library- Fez, 30 March- 1 April 2016.*
- L. Tani, N. EL ouazzani: « **Amélioration des Techniques de Réduction de la Diaphonie Dans les Lignes de Télécommunication à Haut Débit**». *1ème et 2ème Rencontre Nationale des Jeunes Chercheurs en Sciences de l'Ingénieur (JDLSSC). Fés, 2015 et 2016.*
- L. Tani, N. EL ouazzani: « **Time-Domain Analysis of Pulse Parameters Effects on Crosstalk In High Speed Circuits**». *ICECECE 2015: 17th International Conference on Electrical, Computer, Electronics and Communication Engineering, Paris, May 2015.*
- L. Tani, N. EL ouazzani: « **Analyse Temporelle de la Diaphonie Dans les Circuits Planaires (PCB) à L'aide de la Méthode des Différences Finies (FDTD)** ». *Congrès Méditerranéen des Télécommunications (CMT), Mohammedia, Mai 2014.*



## **Abstract**

The proposed research work deals with the phenomenon of crosstalk in high speed planar circuits, which is considered as one of the major constraints related to electromagnetic compatibility problems. Crosstalk disturbances strongly undermine the quality of electronic systems and sensitive circuits leading inevitably to poor performances.

Crosstalk problems are more intensified as both the high integration density and complex electronic boards architectures require huge number of interconnects between various elements within the same circuit. The problem is firstly addressed by assuming interconnects as uniform or non-uniform planar multiconductor transmission lines (MTL). The developed simulation tool is based on solving the MTL equations by means of the Finite Difference – Time Domain algorithm (FDTD).

Time domain or frequency domain - based analysis of crosstalk in a deterministic context has unfortunately shown some limitations especially in terms of approaching real constraints such as multisource excitation problems and high induced voltages. As a result, we have proposed, as an alternative solution, a time domain code handling random circumstances with regard to the excitation sources of the line. A statistical analysis of the induced crosstalk levels has also been carried out to further deepen the study and produce useful information. As an example, we have dealt with uniform and non-uniform lines excited by two sources whose occurrences are randomly governed by two probability density functions that are uniform and Gaussian laws.

Finally, we have been interested in reducing crosstalk levels thanks to the trace guard technique. In order to make it more effective, some improvements have been proposed regarding the geometric parameters of the trace. Thus, several non-uniform traces with different profiles such as linear and sinusoidal tapered configurations have been tested. The results have confirmed the efficiency of such an enhanced technique.

**Keywords:** Near End crosstalk, Far end crosstalk, high speed planar circuits, Interconnects, Multiconductor transmission lines (MTL), Finite difference-Time domain FDTD, Random sources, Statistical analysis, Guard traces.



## Résumé de la thèse

Les travaux de thèse portent sur l'étude d'un des problèmes de compatibilité électromagnétique le plus contraignant, à savoir le phénomène de la diaphonie dans les circuits planaires rapides. Ce phénomène électromagnétique impacte fortement les performances des systèmes électroniques et réduit leur efficacité.

La haute densité d'intégration et la complexité des architectures des cartes électroniques favorisent considérablement la diaphonie entre les différentes interconnexions du circuit. Le problème est ainsi abordé en assimilant ces interconnexions à des lignes de transmission multiconducteurs planaires à géométrie uniforme ou non uniforme. L'outil principal de simulation repose sur la résolution des équations de lignes MTL par l'intermédiaire de l'algorithme des différences finies (FDTD).

L'étude déterministe du phénomène a montré ses limites en termes de description des contraintes réelles et de précision des résultats obtenus. Nous avons proposé comme alternative, fortement justifiée, une approche aléatoire du problème soutenue par une analyse statistique. L'étude consiste principalement à considérer une ligne MTL excitée par deux sources dont l'occurrence est régie par, soit la loi de probabilité normale soit la loi uniforme. Les niveaux de diaphonie induits sont déterminés et analysés grâce à une étude statistique menée pour différentes configurations. Il en ressort que l'utilisation d'interconnexions non uniformes contribue énormément à la réduction des niveaux induits.

Enfin, nous nous sommes intéressés à l'application de la technique des pistes de garde pour réduire la diaphonie en proposant quelques améliorations. A titre d'exemple, plusieurs types de pistes à géométrie variable ont été testés en tenant compte de la structure globale du circuit. Les résultats obtenus confirment l'utilité et l'efficacité de l'insertion des pistes non uniformes d'une façon asymétrique entre les conducteurs principaux de la ligne étudiée.

**Mots clés** : Diaphonie, Paradiaphonie, Transdiaphonie, Circuits planaires rapides, Interconnexions, Lignes de transmission multiconducteurs, FDTD, Sources aléatoires, Analyse statistique, Pistes de protection.