



République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université Amar Thelidji- Laghouat

FACULTE de TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE MASTER

Présenté par : TAIBI Khadidja
HOUARI Naima

DOMAINE : SCIENCES et TECHNOLOGIES
FILIERE : GENIE ELECTRIQUE
OPTION : INSTRUMENTATION

Thème

*Optimisation des géométries des via holes en prévention des
EMI rayonnée en Télécommunication*

Jury de soutenance :

Nom et Prénom	Grade	Qualité
		Président
		Examineur1
		Examineur2
TIDJANI Nassima	MCB	Encadreur
DJERFAF Fatima	MCA	Co- Encadreur

Promotion : juin - 2017

Sommaire

Sommaire	i
Liste des figures.....	I
Liste des tableaux.....	IV
Liste des symboles.....	V
Introduction Générale.....	2

Chapitre I : La CEM dans les cartes PCBs

1. Introduction	5
2. Problématique.....	6
3. Les circuits imprimés	6
3.1. Compositions et technologies.....	6
3.1.1. Compositions	7
3.1.2. Les pistes (le cuivre)	7
3.1.3. L'isolant (substrat)	7
3.1.4. Technologies des circuits imprimés.....	8
4. La compatibilité électromagnétique (CEM)	9
4.1. Principe.....	10
4.2. Rayonnement du champ électromagnétique.....	11
4.2.1. Champ lointain.....	11
4.2.2. Champ proche	12
4.3. Emission en champ proche des circuits imprimés.....	13
4.4. Immunité en champ proche des circuits imprimés	14
4.5. Les perturbations électromagnétiques	14
4.5.1. Source des perturbations électromagnétique	14
4.5.2. Classement des sources de perturbation électromagnétique	15
4.5.2.1. Sources naturelles et sources humaines	15
4.5.2.2. Sources large bande et bande étroite.....	15
4.5.2.3. Perturbation en mode différentiel.....	16

4.5.2.4.	Perturbation en mode commun	16
4.6.	Les couplages électromagnétiques	17
4.6.1.	Les différents modes de couplage	17
4.6.1.1.	Les modes de couplage conduit	18
a.	Le couplage par impédance commune :	18
b.	Couplage « carte à châssis »	19
4.6.1.2.	Les modes de couplage rayonné	20
a.	Diaphonie capacitif :	20
b.	Diaphonie inductif :	22
c.	Le couplage champ à fil:	23
d.	Le couplage champ à boucle:	24
5.	Conclusion	25

Chapitre II : la diaphonie dans les cartes PCBs

1.	Introduction	27
2.	Les lignes de transmission.....	28
2.1.	Modélisation d'une ligne de transmission.....	28
2.1.1.	Cas d'une ligne de transmission avec pertes.....	29
2.1.2.	Cas d'une ligne de transmission sans perte.....	30
2.2.	Le principe de la théorie des lignes de transmission	30
2.3.	Les couplages des lignes de transmission	31
3.	Ligne de transmission microruban	31
3.1.	Notions de bases sur une ligne microruban	32
3.2.	Méthodes numériques d'analyse des problèmes de la CEM	35
3.2.1.	La méthode des moments (MoM):.....	35
3.2.2.	Distribution de charge sur une ligne microruban.....	36
3.3.	Les paramètres linéiques des lignes couplées symétrique.....	37
3.3.1.	Sans substrat diélectrique.....	39
3.3.2.	Avec substrat diélectrique.....	40

4. La diaphonie	40
4.1. Diaphonie paire et impaire	42
4.2. Diaphonie NEXT et FEXT	43
4.3. Méthodes de réduction de la diaphonie	46
4.3.1. Paramètres Géométriques :	46
4.3.2. Paramètres Technologiques :	46
4.3.3. Réduction de la diaphonie par une ligne de garde (LG)	47
4.3.4. Réduction de la diaphonie par une ligne de garde avec des trous (LGT)	47
5. Conclusion	49

Chapitre III : Simulation et méthodes de réduction de la diaphonie

1. Introduction	51
2. HFSS (High Frequency Simulation Software)	51
2.1. Types de solution dans HFSS	51
2.2. Création d'une structure	52
2.3. Génération des rapports	52
3. Etude de la diaphonie dans une carte PCB.....	52
3.1.1. Réalisation de la carte PCB.....	53
3.1.2. Simulation sous HFSS	53
4. Méthodes de réduction de la diaphonie.....	54
4.1. Réduction de la diaphonie par une ligne de garde avec des trous (LGT).....	54
5. Différentes formes des via holes	56
5.1. Forme elliptique.....	56
5.2. Forme carrée.....	56
5.3. Forme triangulaire	57
6. Résultats et interprétations.....	58
6.1. Diaphonie dans une carte PCB	58
6.2. Ligne de garde avec des trous	59

6.3. Ligne de garde avec des ellipses	64
6.4. Ligne de garde avec des carrées	67
6.5. Ligne de garde avec des triangles.....	68
6.6. Comparaison entre les structures proposées.....	70
7. Conclusion	73
<i>Conclusion générale</i>	75
Bibliographie	77
Résumé	

Liste des figures

Figure I. 1: Couche élémentaires d'un circuit imprimé	7
Figure I. 2 : Structure d'un PCB simple face (Gauche) et double face (Droite)	8
Figure I. 3: PCB multicouches	9
Figure I. 4: Illustration des problèmes de compatibilité électromagnétique	10
Figure I. 5: Illustration du Schéma source/chemin de couplage/Victime.	10
Figure I. 6: Conception d'émission et immunité	10
Figure I. 7: Définition des marges d'émission et d'immunité en CEM	11
Figure I. 8: Impédance des dipôles électrique et magnétique élémentaires en fonction de kr	12
Figure I. 9 : Les régions du champ rayonné	13
Figure I. 10: Transmission en mode différentiel	17
Figure I. 11: Transmission en mode commun	17
Figure I. 12: Illustration des modes de couplage entre deux composants électroniques	18
Figure I. 13: Couplage par impédance commune	19
Figure I. 14: Couplage conducteur/plan de masse	20
Figure I. 15: Modèle électrique d'un couplage par diaphonie capacitive	22
Figure I. 16: Principe du couplage par diaphonie capacitive	22
Figure I. 17: Principe du couplage inductif	23
Figure I. 18: Couplage champ à fil	24
Figure I. 19: Couplage champ à boucle	25
Figure II. 1 : Problèmes rencontrés dans une carte PCB	28
Figure II. 2: Modèle électrique d'une ligne de transmission	30
Figure II. 3: Ligne microruban	33
Figure II. 4: Géométrie d'une ligne microruban	34
Figure II. 5 : Ligne microruban avec ses lignes de champs électriques et magnétiques	34
Figure II. 6: Accumulation de charge sur un ruban	38
Figure II. 7: Méthode des images	38
Figure II. 8 : Modélisation des couplages entre deux lignes couplées	39
Figure II. 9: Lignes de transmission microrubans symétriques	40
Figure II. 10: Représentation d'un couplage par diaphonie entre deux lignes couplées	43
Figure II. 11: Couplages entre deux conducteurs	43
Figure II. 12: Quatre cas de diaphonie suivant les configurations de lignes.	44
Figure II. 13 : Diaphonie NEXT et FEXT	45
Figure II. 14 : Problème de diaphonie entre lignes microrubans couplées	46

Figure II. 15: Diaphonie engendrée par deux lignes de transmission microrubans couplées	47
Figure II. 16: Deux lignes couplées avec une ligne de garde.....	49
Figure II. 17 : Deux lignes couplées avec une ligne de garde avec des trous LGT	50
Figure III. 1: Photographie d'une carte PCB avec deux lignes microruban couplées	53
Figure III. 2: Model d'une carte PCB avec deux lignes microruban sous HFSS.....	54
Figure III. 3 : Carte PCB avec une ligne de garde (LG) avec deux trous	54
Figure III. 4: Structure d'un trou	55
Figure III. 5 : Les dimensions physiques de la ligne de garde avec trois trous	55
Figure III. 6 : Les dimensions physiques de la ligne de garde avec quatre trous.....	55
Figure III. 7 : Simulation avec LGT avec trois trous sous HFSS.....	56
Figure III. 8 : Présentation d'un via holes elliptique.....	56
Figure III. 9 : Présentation d'un via hole carrée	57
Figure III. 10 : Présentation d'un via hole triangulaire.....	57
Figure III.11: Comparaison du S_{13} issu de la simulation et la mesure pour deux lignes couplée .	58
Figure III.12: Comparaison du S_{14} issu de la simulation et la mesure pour deux lignes couplée.	59
Figure III. 13 : La simulation S_{13} dans le cas de deux trous	59
Figure III. 14 : La simulation S_{14} dans le cas de deux trous	60
Figure III. 15 : La simulation S_{13} dans le cas de trois trous	60
Figure III. 16 : La simulation S_{14} dans le cas de trois trous	61
Figure III. 17 : La simulation S_{13} dans le cas de quatre trous	61
Figure III. 18 : La simulation S_{14} dans le cas de quatre trous	62
Figure III. 19 : Comparaison du S_{13} issu de la simulation entre les trois cas (2,3 et 4 trous).....	62
Figure III. 20 : Comparaison du S_{14} issu de la simulation entre les trois cas (2,3 et 4 trous).....	63
Figure III. 21 : Comparaison entre le S_{13} issu de deux ellipses avec deux trous	64
Figure III. 22 : Comparaison entre le S_{14} issu de deux ellipses avec deux trous.....	64
Figure III. 23: Comparaison entre le S_{13} issu de trois ellipses avec trois trous.....	65
Figure III. 24: Comparaison entre le S_{14} issu de trois ellipses avec trois trous.....	65
Figure III. 25 : Comparaison entre le S_{13} issu de quatre ellipses avec quatre trous	66

Figure III. 26	Comparaison entre le S_{14} issu de quatre ellipses avec quatre trous	66
Figure III. 27	: Comparaison entre le S_{13} issu de deux carrées avec deux trous.....	67
Figure III. 28	: Comparaison entre le S_{14} issu de deux carrées avec deux trous	67
Figure III. 29	: Comparaison entre le S_{13} issu de trois carrées avec trois trous	68
Figure III. 30	: Comparaison entre le S_{14} issu de trois carrées avec trois trous	68
Figure III. 31	: Comparaison entre le S_{13} issu de deux triangles avec deux trous.....	69
Figure III. 32	: Comparaison entre le S_{14} issu de deux triangles avec deux trous.....	69
Figure III. 33	: Comparaison entre le S_{13} issu de trois triangles avec trois trous	70
Figure III. 34	: Comparaison entre le S_{14} issu de trois triangles avec trois trous	70
Figure III. 35	: Comparaison entre le S_{13} issu de trois structures proposées avec deux trous	70
Figure III. 36	: Comparaison entre le S_{14} issu de trois structures proposées avec deux trous	71
Figure III. 37	: Comparaison entre le S_{13} issu de trois structures proposées avec trois trous	71
Figure III. 38	: Comparaison entre le S_{14} issu de trois structures proposées avec trois trous	72

Liste des tableaux

Tableau I. 1: Epaisseurs du cuivre de base à ne pas dépasser pour chaque écartement.....	7
Tableau I. 2: Composition de base du substrat.....	8
Tableau II. 1: Les limites de validation	40
Tableau II. 2: Résultats de simulation du V_{NEXT} et V_{FEXT} pour différents cas de simulations.....	50
Tableau III. 1: Comparaison du S_{13} et S_{14} dans les trois structures	62
Tableau III. 2: Comparaison du S_{13} et S_{14} dans les trois structures elliptiques	65

Liste des tables

Table. 1 : Paramètres physiques du via hole elliptique	56
Table. 2 : Paramètres physiques du via hole elliptique	57
Table. 3: Paramètres physiques du via hole triangulaire.....	57

Liste des symboles

1. CEM : Compatibilité électromagnétique ;
2. PCB : Printed Circuit Board ;
3. EM : Electromagnetique ;
4. LG : Ligne de garde ;
5. LGT : Ligne de garde avec trou ;
6. λ : Longueur d'onde ;
7. r : La distance en mètre entre la source et le point d'observation ;
8. k : Le nombre d'onde en espace libre ;
9. Z : L'impédance d'onde ;
10. E : L'amplitude du champ électrique ;
11. H : L'amplitude du champ magnétique ;
12. η : L'impédance du vide,
13. ε_0 : Permittivité du vide ;
14. ε_r : Permittivité relative ;
15. μ_0 : Perméabilité du vide ;
16. μ_r : Perméabilité relative ;
17. MD : Mode différentiel ;
18. MC : Mode commun ;
19. $d.d.p$.parasite : déplacement de potentiel parasite ;
20. MoM : Méthode des moments ;
21. R : Résistance linéique ;
22. L : Inductance linéique ;
23. C : Capacité linéique ;
24. G : Conductance linéique ;
25. Z_c : L'impédance caractéristique ;
26. w : Largeur de la piste ;
27. t : L'épaisseur de la piste ;
28. h : Hauteur du substrat ;
29. ε_{eff} : Permittivité effective ;
30. TEM : Transversale électromagnétique
31. FDTD : Méthode des différences finies dans le domaine temporel ;
32. TLM : Méthode des matrices des lignes de transmission ;

33. MEF : Méthode des éléments finis ;
34. Via holes : Trous ;
35. δ : Densité de charge surfacique ;
36. C_{11} : Capacité propre du ruban ;
37. C_{12} : Capacité mutuelle entre deux rubans ;
38. L_{11} : Inductance propre du ruban ;
39. L_{12} : Inductance mutuelle entre deux rubans ;
40. Δ : La largeur du premier ruban w sur le nombre de division NCDIV ;
41. R_s : Résistance de source ;
42. T_D : Le temps de propagation le long des lignes couplées ;
43. $v(t)$: La tension d'entrée avec une l'amplitude V ;
44. K_{NE} : Coefficient de tension du (V_{NEXT}) ;
45. K_{FE} : Coefficient de tension du (V_{FEXT}) ;
46. S_1 : (Segment) la longueur entre deux trous ;
47. V_1 : La vitesse de propagation du signal de diaphonie ;
48. T_r : Le temps de montée du signal d'entrée ;
49. L_{gd} : La longueur de la ligne de garde ;
50. N : Nombre optimal des trous ;
51. Q : Distribution de charge ;

Introduction Générale

Introduction Générale

Il est bien connu que la miniaturisation et la performance des circuits intégrés s'accroît à un rythme exponentiel. Cette progression s'est maintenue pendant plusieurs décennies, mais depuis quelques années, un ensemble d'obstacles et de problèmes se pointer à l'horizon. Ces obstacles pourraient compromettre cette progression. Beaucoup de ces nouveaux problèmes ne sont pas causés par les circuits intégrés eux-mêmes, mais par les PCB (*printed circuit board*), c'est-à-dire des cartes imprimées qui supportent et relient les circuits intégrés. En effet, la conception d'un système électronique composé de circuits intégrés à la fine pointe de la technologie n'est pas une tâche facile. Plusieurs problèmes attendent les concepteurs qui s'aventurent dans le domaine de la conception de cartes électroniques à haute fréquence et à grande densité. Parmi ces problèmes la diaphonie sur les cartes PCBs.

L'objectif, de ce travail de mémoire est d'étudier le couplage par diaphonie sur les cartes PCB qui se trouve dans la majorité des appareils électroniques, ces cartes imprimées regroupent généralement des composants passifs, actifs, des circuits intégrés et des bus constitués par des lignes de transmission microrubans, qui permettent de véhiculer les signaux. Mais des couplages électromagnétiques dus à la diaphonie prennent naissance entre ces divers composants, ce qui conduit à un dysfonctionnement au sein de la carte PCB. Ce travail a pour objectif de trouver des solutions afin de réduire la diaphonie qui est l'interférence entre un signal injecté sur une ligne agresseur, et un signal d'une deuxième ligne voisine (victime), qui peut provoquer un dysfonctionnement, ou une détérioration totale d'un système. Ce mémoire est organisé en trois chapitres suivis d'une conclusion :

Le premier chapitre est consacré à une étude générale de la compatibilité électromagnétique CEM et les circuits imprimés .les causes des problèmes de la CEM et les différents modes de propagation des perturbations électromagnétiques.

Le deuxième chapitre portera sur l'étude de couplages par diaphonie par la théorie des lignes de transmissions, et les méthodes de la réduction de diaphonie qui représente un phénomène parasites entre les lignes microrubans. Cette réduction est possible, soit par l'utilisation des règles de

conceptions pour répondre aux normes et aux standards CEM, soit par des remèdes et des méthodes d'actualité telles que, l'ajout d'une ligne de garde avec trous (LGT).

L'étude de la diaphonie nécessite la connaissance des paramètres linéiques et des coefficients de couplage. Dans cette partie, des modélisations numériques des composants passifs utilisés dans les cartes PCBs sont proposées. Les modèles sont basés sur la méthode des moments des lignes de transmission microrubans symétriques. Dans la littérature, on trouve plusieurs méthodes numériques (méthode d'invariance, éléments finis, méthode des moments...) qui traitent l'extraction des paramètres linéiques des matrices inductance et capacité des lignes de transmission couplées sans pertes. Parmi ces méthodes, nous avons choisi la méthode des moments (MoM).

Dans le dernier chapitre on a réalisé plusieurs simulations sous HFSS, sur notre carte PCB pour trouver la meilleure structure qui sert à réduire la diaphonie entre les lignes couplées symétriques. Ces simulations nous permettent de tracer des courbes de l'évolution de la diaphonie en fonction des paramètres physiques des lignes couplées.

Afin d'atteindre notre but on a utilisé une méthode moderne de réduction, c'est l'ajout d'une ligne de garde avec trous(LGT). Plusieurs simulations sont élaborées afin de trouver un nombre optimal des trous qui aide à réduire la diaphonie. On a proposé aussi quelques formes sur la ligne de garde qui peut améliorer les résultats. On a terminé notre mémoire par une étude comparative qui nous aide à évaluer les différentes structures selon les valeurs de FEXT et de NEXT obtenus.

Chapitre I

CEM dans les cartes PCBs

1. Introduction

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. Cette évolution rapide nécessite une remise en cause permanente des méthodes de conception, de sorte à garantir la maîtrise du comportement des appareils dans des environnements électromagnétiques sévères, c'est ce qu'on appelle la compatibilité électromagnétique (CEM).

La CEM est relativement récente, cependant les premiers travaux effectués dans ce sens datent de la fin du XIX siècle. A cette époque les couplages dans les lignes de communication qui se traduisaient par des sons parasites dans l'écouteur de réception de la ligne adjointe suscitèrent l'inter de Heaviside [1]. La véritable prise de conscience des problèmes de la CEM est récente elle est accélérée par la miniaturisation des appareils, c'est ce qui a poussé le monde industriel à mettre en place des organismes de réglementation et des normes qui sont de natures communautaires ou internationales [2][3]. Depuis, pour remédier aux problèmes de la CEM différentes techniques de mesure et dispositifs de réductions de couplages sont mis en œuvre. Les outils de simulation numérique sont une autre dimension récente du métier de la CEM. Bien utilisés, ils permettent d'effectuer des expérimentations virtuelles sur des systèmes non accessibles à l'expérimentation de permettre la prise en compte de la CEM dans la phase de conception des appareils.

Dans ce chapitre, nous présentons un aperçu général sur la compatibilité électromagnétique (CEM) dans un circuit électronique, et quelques notions élémentaires de la CEM. Nous montrons l'impact de l'évolution électronique sur les circuits imprimés PCBs, et par la suite nous allons nous intéresser aux sources de perturbations, l'émission et l'immunité en champ proche et lointain et les différents modes de couplage électromagnétique.

2. Problématique

La haute densité d'intégration des circuits imprimés actuels et la grande vitesse de commutation ont un impact important sur l'émission et la susceptibilité des composants, chose qui impose aux concepteurs d'adapter les règles de conception et de routage aux nouvelles technologies de fabrication. La diminution des tensions d'alimentation des circuits digitaux réduit la marge de bruit, et augmente de ce fait les risques de changements erronés d'état logique.

La densification du réseau d'interconnexion implique le couplage par diaphonie sur les cartes PCB qui se trouve dans la majorité des appareils électroniques, ces carets imprimés regroupent des composants passifs et actifs et des lignes de transmission microrubans, qui permettent de véhiculer les signaux. Mais des couplages électromagnétiques dus à la diaphonie prennent naissance entre ces divers composants, ce qui conduit à un dysfonctionnement au sein de la carte PCB.

3. Les circuits imprimés

Le circuit imprimé, est un produit très présent dans toutes les technologies récentes. Une étude statistique menée en Europe rend compte du vaste champ d'utilisation de ce produit, il présente approximativement une industrie employant près de 50 000 personnes travaillant dans 1 000 entreprises dont 400 ateliers de fabrication [4].

La croissance que connaissent les appareils électroniques en termes de performances et de fréquences des signaux d'utilisation font que les circuits imprimés sont exposés à des agressions électromagnétiques qui perturbent leurs bons fonctionnements. La compatibilité électromagnétique est la science qui nous permet d'assurer la coexistence numérique des ondes électromagnétiques dans un système donné.

3.1. Compositions et technologies

Le circuit imprimé, en anglais PCB : Printed Circuit Board (carte de circuit imprimé), est un produit inventé par le Dr P. Eisler. Il est composé d'un support isolant sur lequel des conducteurs en cuivre qu'on appelle « pistes », assurent la quasi-totalité des connexions entre les composants [5].

3.1.1. Compositions

Deux couches élémentaires constituent un circuit imprimé, un isolant qu'on appelle « substrat », et du cuivre qui constitue les pistes. La figure (I. 1) illustre les différentes couches qui le composent [5] [6].

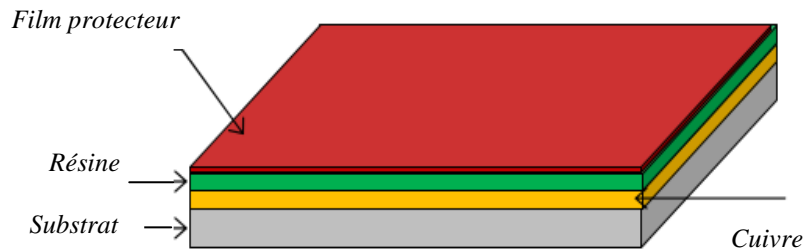


Figure I. 1: Couche élémentaires d'un circuit imprimé

3.1.2. Les pistes (le cuivre)

Les pistes d'une carte de circuit imprimé sont de section rectangulaire. Leurs épaisseurs sont normalisées et prennent le plus souvent la valeur de 35 μm ou 70 μm . La largeur de la piste dépend de l'intensité du courant et de l'élévation de température admise pour ce conducteur. Le tableau (I. 1) montre différentes épaisseurs et largeur des pistes.

<i>Largeur des pistes [μm]</i>	<i>Épaisseurs maximales du cuivre [μm]</i>
200	70
150	35
120	17,5
100	9

Tableau I. 1: Épaisseurs du cuivre de base à ne pas dépasser pour chaque écartement

3.1.3. L'isolant (substrat)

Il se support au circuit imprimé, c'est une plaque isolante, elle a une épaisseur courante de 1,5 mm, mais cette épaisseur peut varier de 0,2 mm à 6 mm selon le matériau employé et son utilisation. Le stratifié est constitué de différentes résines (phénolique, époxyde, polyimide, polyester, téflon...); charges avec différentes mises en forme (papier, feutre, tissu, charge sphérique) et de matériaux (verre, quartz, aramide, téflon). Le substrat doit répondre à un cahier de charges déterminé à partir de ses propriétés diélectriques, thermiques, mécaniques, physico-chimiques. Le tableau (I. 2) nous renseigne sur les matériaux usuels qui constituent un substrat.

<i>Désignation</i>	<i>Matériaux constitutifs</i>	<i>Utilisation</i>
FR2	Papier phénolique, résine phénolique, cuivre sur une ou deux faces.	Circuit imprimé sans trou métallisé à une ou deux faces. Faible cout.
CEMI	Centre: papier, résine époxyde. Extérieur: tissu de verre, résine époxyde, cuivre sur une ou deux faces.	Circuit imprimé sans trou métallisé à une ou deux faces. Faible cout avec des retardateurs de flamme par rapport au FR2.
FR4	Tissu de verre, résine époxyde, cuivre sur une ou deux faces.	Circuit imprimé à une ou deux faces et multicouche.
Téflon	Téflon, tissu de verre, cuivre sur une ou deux faces.	Circuit imprimé à une ou deux faces (multicouche dans certains cas) pour applications à haute fréquence.

Tableau I. 2: Composition de base du substrat

3.1.4. Technologies des circuits imprimés

C'est très difficile de donner la technologie de fabrication exacte des circuits imprimés, car cette dernière étant toujours en mutation pour s'adapter aux contraintes de fonctionnement. Dans ce qui suit nous allons donner une classification basique, qui s'appuie sur le nombre de couches de cuivre et le nombre de plans de masses qui compose le PCB.

- *PCB Simple couche*

C'est une carte qui contient qu'une seule couche de diélectrique, elle présente deux faces sur l'une on retrouve les composants. Elles peuvent être à une seule face ou à double faces. Ces cartes sont réservées aux circuits d'usage simple. La figure (I. 2) montre une carte simple couche.

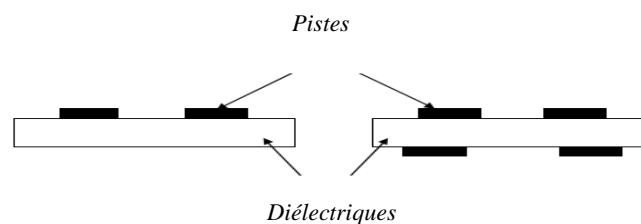


Figure I. 2 : Structure d'un PCB simple face (Gauche) et double face (Droite)

- *PCB multicouches*

Avec la densification des PCBs le besoin d'optimisation de l'espace s'est imposé, les concepteurs de circuits imprimés ont développé des PCBs à couches multiples, ils sont caractérisés par plusieurs couches de diélectriques et de plan de masse.

La figure (I. 3) montre un schéma d'un PCB multicouches.

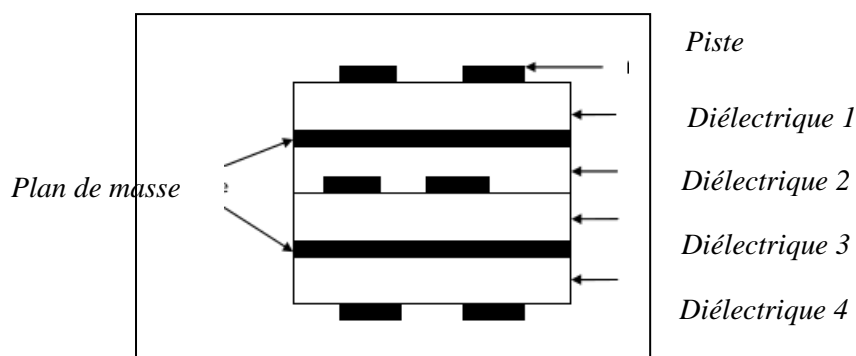


Figure I. 3: PCB multicouches

4. La compatibilité électromagnétique (CEM)

La compatibilité électromagnétique « CEM » est par définition l'aptitude d'un dispositif, d'un appareil ou d'un système à conserver sa fonction dans un environnement électromagnétique, tout en produisant un niveau de perturbations compatible avec son environnement.

C'est une science multi-niveau et multi-échelles [7]. Elle se caractérise par des interactions entre des nombreux paramètres, de dimensions variables, et faisant participer des phénomènes physiques de natures différentes. Alors, elle peut être définie comme étant la capacité des éléments d'un équipement électronique à interagir correctement de l'environnement électronique.

C'est à dire un équipement électronique est compatible avec son environnement dès lors que son fonctionnement n'est pas perturbé par cet environnement, et que lui-même ne perturbe pas cet environnement. La figure (I. 4) illustre ce problème de compatibilité électromagnétique.

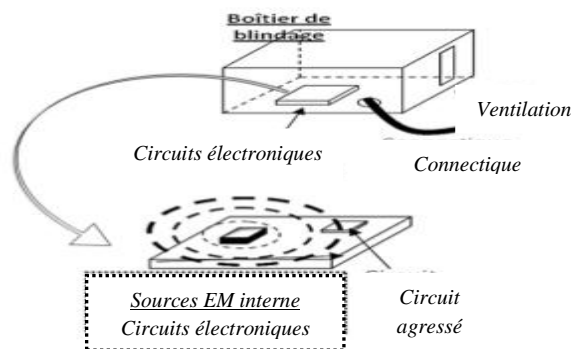


Figure I. 4: Illustration des problèmes de compatibilité électromagnétique [8]

4.1.Principe

Le principe de la CEM est basé sur trois acteurs illustrés par la figure (I. 5) :

- Source ou l'agresseur ;
- Victime ;
- Couplage.

Le schéma de la figure (I. 5) est le schéma couramment utilisé en compatibilité électromagnétique. Il exprime le fait qu'une perturbation est considérée si elle est nuisible pour une victime et s'il existe un chemin de couplage par lequel cette perturbation peut passer de la source à la victime.



Figure I. 5: Illustration du Schéma source/chemin de couplage/Victime.

La CEM aborde la problématique des interférences entre systèmes de deux façons bien distinctes. La figure (I. 6) présente le concept d'émission et d'immunité.

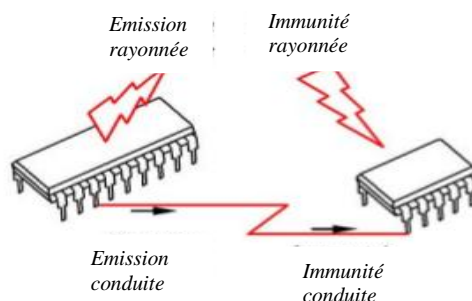


Figure I. 6: Conception d'émission et immunité [9]

Pour assurer une bonne compatibilité entre les équipements, différents niveaux et différentes marges ont été définis :

- *Le niveau d'émission*: C'est le niveau maximal de perturbation que doit émettre un matériel.
- *Le niveau d'immunité* : Il s'agit du niveau à partir duquel il y a dysfonctionnement d'un matériel ou d'un système.
- *Le niveau de compatibilité* : C'est le niveau maximal de perturbation auquel on peut s'attendre dans un environnement donné [10].

La figure (I. 7) illustre la définition des marges de sécurité en compatibilité électromagnétique. Le niveau d'émission de la source doit être inférieur au niveau de compatibilité. L'écart entre le

niveau d'émission et le niveau de compatibilité défini la marge d'émission. Pour assurer une bonne compatibilité, le niveau d'immunité de la victime doit être supérieur au niveau de compatibilité. La différence entre le niveau d'immunité et le niveau de compatibilité donne la marge d'immunité [10].

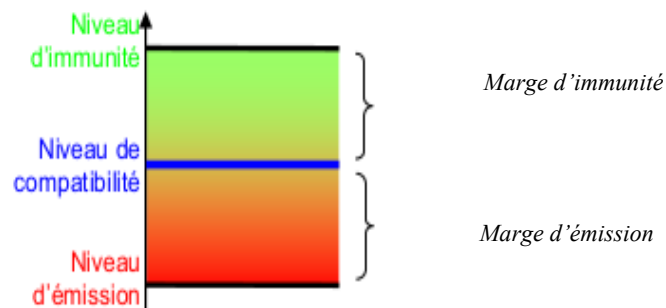


Figure I. 7: Définition des marges d'émission et d'immunité en CEM

4.2. Rayonnement du champ électromagnétique

Les méthodes de mesure en mode rayonné permettent soit d'étudier les champs électromagnétique rayonnés par un circuit, soit d'étudier l'effet d'agressions électromagnétiques sur un circuit. Les mesures se font en zone de champ lointain ou en zone de champ proche. Aussi avant de présenter les différents bancs de mesures existant, nous définissons ces deux zones.

4.2.1. Champ lointain

La région appelée zone de champ lointain est caractérisée par une distance $r \gg \lambda/2\pi$ ou $kr \gg 1$. Où r est la distance en mètre entre la source et le point d'observation et $k=2\pi/\lambda$ est le nombre d'onde en espace libre. L'impédance d'onde s'exprime alors :

$$|Z| = \frac{|E|}{|H|} = \eta \quad (I. 1)$$

Où :

$|E|$ est l'amplitude du champ électrique en V/m ;

$|H|$ est l'amplitude du champ magnétique en A/m .

η : est l'impédance du vide,

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi \Omega , \text{ soit } 377\Omega \quad (I. 2)$$

La zone de champ lointain est introduite afin de simplifier la formulation des équations d'ondes. L'impédance d'onde y est égale à l'impédance caractéristique du vide. En champ lointain, l'onde formée par le couple champ électrique et champ magnétique (champs

électromagnétique) est plane et transverse [11]. Leurs amplitudes sont proportionnelles à $|Z|$ et décroissent en $1/r$. De plus, les champs E et H sont orthogonaux.

4.2.2. Champ proche

La zone de champ proche est caractérisée par une distance $r \ll \lambda/2\pi$, ou $kr \ll 1$. Dans ce cas, l'impédance d'onde dépend de la source de rayonnement et s'obtient avec les équations (I. 3) et (I. 4) respectivement pour le dipôle électrique et magnétique [12].

$$|Z_E| = \frac{|E|}{|H|} = \frac{\eta}{kr} \quad (I. 3)$$

$$|Z_H| = \frac{|E|}{|H|} = \eta kr \quad (I. 4)$$

Dans cette zone de champ proche, impédance caractéristique varie en $1/kr$ pour le dipôle électrique et en kr pour la boucle magnétique élémentaire. Pour la valeur de $r = \lambda/2\pi$, les impédances tendent vers l'impédance du vide. Cette distance de $\lambda/2\pi$ est communément utilisée en compatibilité électromagnétique pour définir la frontière entre la zone de champ proche et la zone de champ lointain.

La zone de champ proche entoure la source de rayonnement. Elle est caractérisée par le fait que le champ électrique et le champ magnétique sont indépendants l'un de l'autre. Nous représentons sur la figure (I. 8) les modules des impédances caractéristiques du dipôle électrique élémentaire Z_E , de la boucle magnétique élémentaire Z_H et du vide. Les asymptotes en kr et $1/kr$ des courbes d'impédance sont aussi représentées.

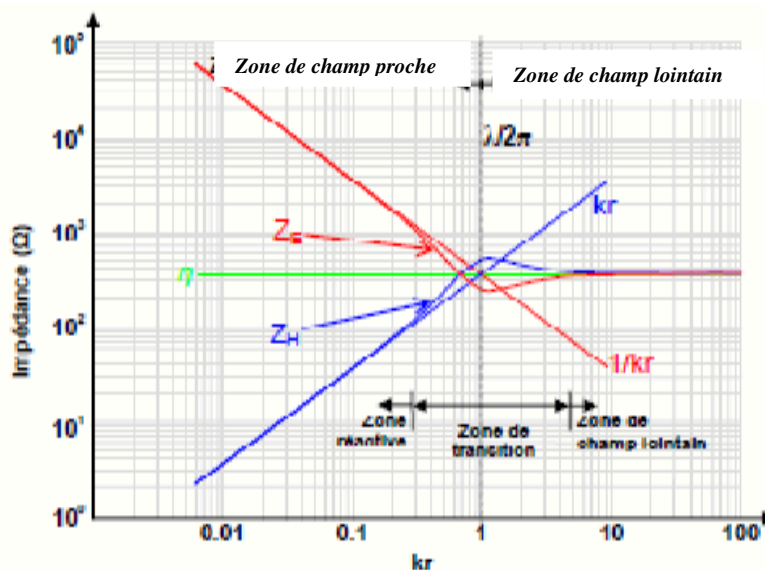


Figure I. 8: Impédance des dipôles électrique et magnétique élémentaires en fonction de kr [13].

Nous constatons que pour une valeur de kr proche de 1 , c'est-à-dire r proche de $\lambda/2\pi$, il existe une zone de transition où les différents termes des champs électrique et magnétique ont le même ordre de grandeur. Ainsi, le modèle comportant une zone de champ proche et une zone de champ lointain avec une frontière située $\lambda/2\pi$ peut être affiné par un modèle comportant trois régions, comme montre la figure (I. 9):

- la zone réactive ou $r \ll \lambda/2\pi$;
- la zone de transition ou r est proche de $\lambda/2\pi$;
- la zone de champ lointain ou $r \gg \lambda/2\pi$.

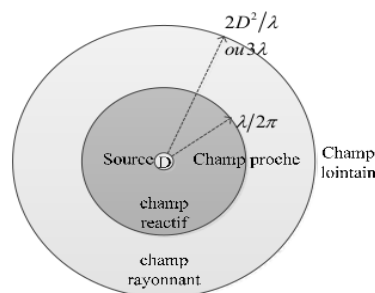


Figure I. 9: Les régions du champ rayonné [14]

4.3. Emission en champ proche des circuits imprimés

Tout circuit électronique en fonctionnement consomme du courant et présente des différences de potentielle en différents points qui le composent. D'une part, les variations de ces courants et différences de potentiel peuvent modifier l'état des alimentations et ainsi se manifester sur d'autres circuits intégrés utilisant les mêmes alimentations, c'est l' mission conduite. D'autre part, ces variations peuvent engendrer des champs électromagnétiques au voisinage de ce circuit électronique, c'est l'émission rayonnée. Cette émission est donc liée à l'activité interne du composant. Par conséquent, mesurer et quantifier cette émission permet de remonter à leur activité interne et dans certaines conditions de prédire son rayonnement en champ lointain, Ce genre de mesure met en évidence plusieurs faits. D'abord, en corrélant la mesure au circuit mesure, on peut identifier les éléments électriques responsables des plus fortes émissions. Ensuite, l'émission de champ magnétique est principalement liée au passage d'un courant. Ainsi, la mesure du champ magnétique apporte une information sur la circulation des courants parasites. Enfin, le champ électrique permet de détecter les zones où de fortes variations de potentiel apparaissent. Il indique ainsi la répartition des charges électriques sur le circuit. La caractérisation de l'émission en champ proche des circuits imprimé se fait en faisant des simulations donnant des cartographies colorées, montrant où nous avons plus d'émission [15].

4.4. Immunité en champ proche des circuits imprimés

L'étude de l'immunité en champ proche d'un circuit imprimé nécessite tout d'abord une maîtrise de la source de perturbation. En effet, si l'on s'intéresse aux champs électrique et magnétique produit par une sonde de champ proche, on s'aperçoit que sa décroissance est très forte lorsqu'on s'éloigne de la sonde.

Ensuite entre en jeu le couplage entre cette source de perturbation et le circuit imprimé. Dans le cas où les lignes de champ présentent des directions privilégiées, il faut analyser toutes les situations afin de prévoir tous les cas possibles. Il faut noter que dans cette situation apparaît très clairement le schéma CEM source/couplage/victime, ou la source de perturbation est la sonde d'injection, le chemin de couplage utilise le champ proche et la victime est le composant sous test.

La distance source/victime et l'orientation des lignes de champ permettent d'évaluer la part de l'agression qui arrive au circuit imprimé sous test, c'est-à-dire de connaître le niveau d'agression. Le comportement de la victime dépend du niveau d'agression qu'elle subit. De façon analogue l'émission, l'immunité en champ proche permet de localiser les zones sensibles d'un composant [15].

4.5. Les perturbations électromagnétiques

Une perturbation électromagnétique peut être définie comme un phénomène électromagnétique susceptible de créer des troubles de fonctionnement d'un dispositif, d'un appareil, ou d'un système électrique ou électronique. En outre, elle peut également affecter défavorablement la matière vivante ou inerte. L'exemple le plus courant est le four microonde, où la perturbation est volontaire. Une perturbation électromagnétique peut être provoquée par un bruit, un signal ou une radiation non désiré ou une modification du milieu de propagation lui-même. La plupart des équipements électriques et électroniques génèrent des champs électromagnétiques perceptibles dans leur environnement. L'ensemble de ces champs crée des composants en fonctionnement qui perturbe parfois le fonctionnement d'autres équipements.

4.5.1. Source des perturbations électromagnétique

Une source de perturbation est l'origine de n'importe quelle forme de signal non désiré. Cet élément peut lui aussi être considéré comme contenant un ou plusieurs élément(s) encore plus petit(s), ainsi, une source peut être décomposée en une autre source et un couplage : par exemple, l'émission d'un microcontrôleur est le résultat de la commutation de cellules

logiques. Les métallisations de la puce ainsi que les pistes du boîtier ou du circuit imprimé servent d'antenne pour transformer les transitoires de courant dans chaque cellule individuelle en un champ électromagnétique.

Une victime peut aussi être décomposée en sous éléments. Cependant, son critère de susceptibilité varie également selon qu'on observe le circuit intégré ou le système global. L'effet d'une perturbation EM sur un circuit imprimé dépend de sa nature et de son amplitude. Des perturbations telles que la foudre ou l'IEMN (L'Impulsion Electromagnétique d'origine Nucléaire) conduisent le plus souvent à la destruction des équipements. D'autres perturbations peuvent simplement modifier le comportement du composant.

4.5.2. Classement des sources de perturbation électromagnétique

Il y a plusieurs manières de définir les perturbations électromagnétiques. On peut les classer suivant le mode de propagation en deux catégories : perturbations conduites et perturbations rayonnées. On peut les classer aussi selon la nature de la perturbation : perturbations à bande étroite ou perturbation à bande large. Elles peuvent être enfin classées suivant la manière dont elles interviennent sur la voie de transmission du signal utile, on distingue les perturbations de mode différentiel et les perturbations de mode commun. Dans ce qui suit nous allons donner le classement le plus répandu dans la littérature [3] [16] [17] [18].

4.5.2.1. Sources naturelles et sources humaines

Les sources de perturbation peuvent être d'origine naturelle ou humaine. Les sources naturelles peuvent être de nature terrestre (foudre) ou extra-terrestre (bruit solaire). En revanche, les sources humaines peuvent être de différentes natures.

4.5.2.2. Sources large bande et bande étroite

Le classement des sources perturbatrices par largeur de bande de fréquences permet de donner un aperçu global sur les niveaux d'agressions des victimes. Dans le cas des sources à large bande, où la largeur de la bande de la source de perturbation est plus grande que celle de la victime, le niveau d'agression dépend de la bande de la victime.

- **Perturbation à bande étroite**

Une perturbation est à « bande étroite » si sa largeur de bande est plus petite que celle du récepteur (victime). Toute l'énergie émise est alors reçue par le récepteur. Les signaux perturbateurs à bande étroite se caractérisent par des raies sur un analyseur de spectre ; elles sont dues aux oscillateurs à fréquence élevée ou aux impulsions à fréquence de répétition très élevée.

- **Perturbation à bande large**

Une perturbation est qualifiée de « large bande » si sa largeur de bande est plus grande qu'une bande de référence. Les signaux perturbateurs à large bande se traduisent par un spectre continu sur une bande de fréquence importante et correspondent à des signaux impulsionnels à faible fréquence de répétition.

4.5.2.3. Perturbation en mode différentiel

Les courants parasites circulent dans les fils d'alimentations en mode symétrique, dans le même chemin réservé aux signaux utiles et en sens inverse, on l'appelle encore mode transversal [10][15][16]. La figure (I. 10) représente un équipement avec deux conducteurs; on considère que la tension appliquée en mode différentiel (MD) ou symétrique si une tension U_{MD} est présente entre les deux conducteurs.

Dans ce cas, on a un courant I_{MD} dans le conducteur aller, et un courant de même intensité, mais opposé au premier dans le conducteur de retour. Cela induit une somme algébrique des courants nulle. Par exemple, la tension d'alimentation du secteur est appliquée en mode différentiel [21].

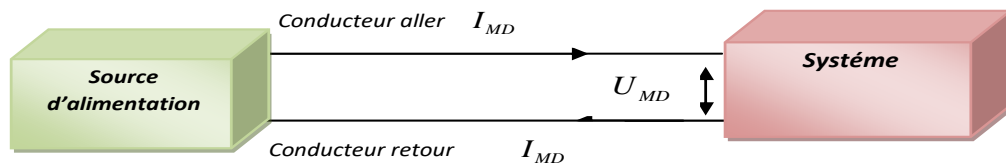


Figure I. 10: Transmission en mode différentiel

4.5.2.4. Perturbation en mode commun

Les courants parasites circulent dans les fils d'alimentations en mode asymétrique, dans le même sens sur les deux fils et le retour s'effectue par la masse. On considère plusieurs conducteurs reliés à un système comme présente sur la figure (I. 11), un champ électromagnétique externe induit un courant parasite dans l'ensemble des conducteurs avec la même phase, ce courant est appelé courant de mode commun (MC), et pas de conducteur retour. Le chemin de retour de ce courant risque d'être extérieur, par exemple un autre système, un conducteur de terre, ou une capacité entre le système et la terre. C'est pour cela qu'on trouve des plans de masse commune aux différents systèmes.

On peut réduire les perturbations en mode commun en maintenant les câbles d'entrée le plus près possible du plan de masse du système, afin de réduire la surface de la boucle de mode commun.

Car la propagation en mode commun est considérée comme le principal problème de la CEM [21].

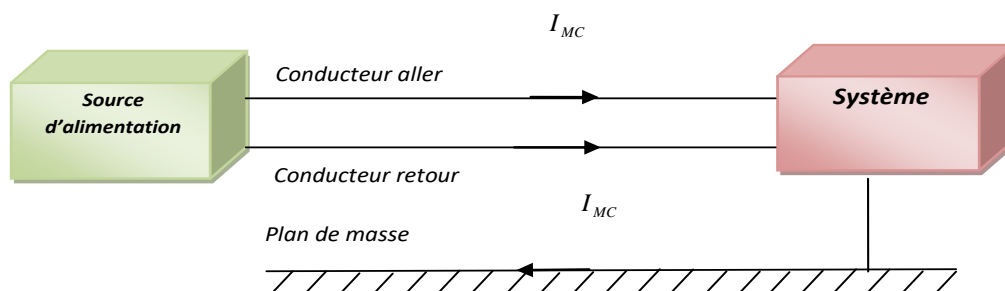


Figure I. 11: Transmission en mode commun

4.6. Les couplages électromagnétiques

Un système électronique peut être une source de perturbation, comme il peut être une victime de cette perturbation. Le couplage des perturbations électromagnétiques entre une source et une victime correspond au transfert du bruit électromagnétique de la source vers la victime (figure I. 12). Selon le milieu de propagation, le couplage s'effectue par conduction ou par rayonnement.

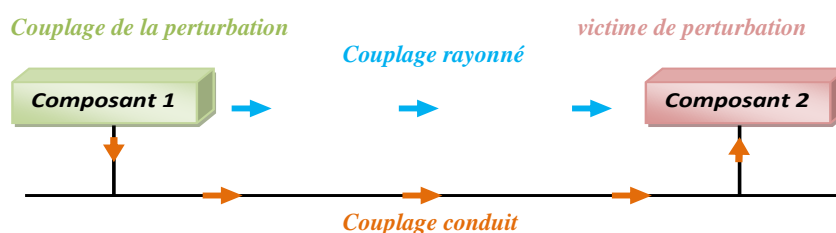


Figure I. 12: Illustration des modes de couplage entre deux composants électroniques

4.6.1. Les différents modes de couplage

Les couplages sont des chemins de propagation par lesquels les sources de perturbations entrent en contact avec les équipements victimes. Il existe principalement six modes de couplage, deux en mode conduit et quatre en mode rayonné (deux en champ proche et deux en champ lointain).

En mode conduit :

- Le couplage par impédance commune.
- Le couplage « carte à châssis ».

En mode rayonné en champ lointain :

- Le couplage champ à fil.

- Le couplage champ à boucle.

En mode rayonné en champ proche :

- Le couplage par diaphonie inductive.
- Le couplage par diaphonie capacitive.

4.6.1.1. Les modes de couplage conduit

a. Le couplage par impédance commune :

Dans un couplage par impédance commune, le dispositif perturbateur possède une impédance commune avec la victime figure (I. 13) . Aux bornes de cette impédance commune se trouve une tension générée par le courant passant dans le perturbateur.

La victime subie cette tension parasite car elle est aussi connectée à cette impédance.

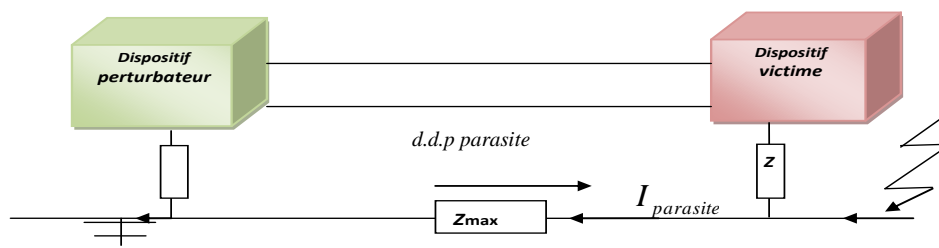


Figure I. 13: Couplage par impédance commune

La figure (I. 13) illustre le principe du couplage par impédance commune entre deux dispositifs électriques, l'un étant la source de perturbation et l'autre la victime.

La d.d.p.parasite qui apparait est créée en mode commun.

➤ Amélioration de la CEM

- Déterminer l'impédance de masse.
- Limiter les courants qui circulent entre les masses des différents appareils.

➤ Solutions :

- L'impédance de la masse est minimisée par l'utilisation de fils de liaisons larges et courts.

En particulier, on veillera à utiliser des tresses métalliques larges pour relier les carcasses des appareils à la masse.

L'utilisation de circuits multicouches permet de diminuer l'impédance de la masse des circuits imprimés.

- Les courants perturbateurs sont réduits si l'on réalise un maillage serré des masses.

Les circuits particulièrement sensibles pourront avoir une masse dédiée.

Exemple : la « masse informatique » Attention cependant aux boucles formées dès qu'un ordinateur est connecté à une machine qui n'est pas reliée à cette masse !

Les courants qui circulent dans les masses des circuits imprimés peuvent être réduits par un bon découplage des alimentations.

Penser à bien découpler l'alimentation des circuits imprimés, ces derniers consomment un pic de courant à chaque commutation de leurs portes logiques.

Les courants parasites peuvent avoir moins d'influence si on prend garde à répartir les fonctions sur les circuits imprimés : il faut alimenter les étages perturbateurs en premier, il faut séparer les masses des étages numériques et analogiques.

b. Couplage « carte à châssis »

La capacité d'une carte électronique loin de tout conducteur est égale à sa capacité intrinsèque. C'est son aptitude à stocker des charges électriques lorsqu'elle est soumise à un potentiel électrique. Lorsque cette même carte est approchée de parois métalliques (cas de la mise en boîtier), elle va subir leur influence et sa capacité intrinsèque va s'ajouter aux capacités mutuelles existant entre elle et chaque élément métallique de son voisinage.

Généralement, la capacité intrinsèque d'une carte est égale à celle d'un disque métallique mince isolé dans l'espace, de diamètre égal à la plus grande dimension de la carte. La figure (I. 14) présenter un couplage « carte à châssis ».

$$C_{\text{Parasite}} = 4 \cdot \epsilon_0 \cdot R \text{ avec } R : \text{ rayon du disque}$$

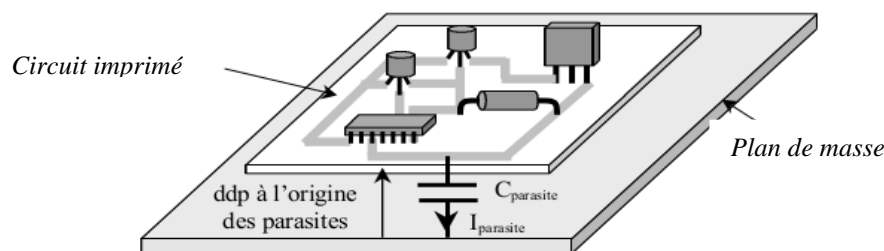


Figure I. 14: Couplage conducteur/plan de masse

➤ Amélioration de la CEM :

- Minimiser les tensions sources de perturbation.
- Réduire les capacités parasites entre les conducteurs et le plan de masse.

➤ **Solutions :**

- Limiter les variations temporelles des tensions (dV/dt) sur les conducteurs, boîtiers...etc. Par exemple, utiliser des signaux d'horloge sous forme de trapèze.
- Dans le cas d'applications analogiques bas niveaux et basses fréquences on peut isoler le circuit de la masse pour limiter les courants parasites. C'est le cas des capteurs bas niveaux isolés.

Dans tous les autres cas, il ne faut pas isoler le circuit car on minimise ce type de couplage, mais on favorise alors fortement d'autres couplages qui sont beaucoup plus gênants : isoler le circuit ne protège pas des perturbations hautes fréquences.

Il est possible d'augmenter l'impédance du $0V$ de certains circuits ne devant pas être laissés flottants en reliant le $0V$ à la masse par une inductance L . Mais il apparaît des surtensions lorsqu'il y a de forts courants parasites (en cas de décharges électrostatiques par exemple).

De plus, l'amélioration apportée est limitée en hautes fréquences par la capacité parasite inter-spices de l'inductance.

4.6.1.2. Les modes de couplage rayonné

Un signal électrique traversant un conducteur génère autour de celui-ci un champ électrique et un champ magnétique. Les conducteurs voisins baignent dans ces champs et sont à leur tour traversés par un signal électrique induit par le premier. Ces influences sont appelés couplage par diaphonie inductive (influence du champ magnétique) et capacitive (influence du champ électrique). Il est intéressant de séparer l'étude des deux diaphonies pour la compréhension des phénomènes. Cela sous entend que les deux lignes sont courtes devant les longueurs d'onde des signaux qui les traversent.

Lorsque cette condition n'est plus valable, les lignes sont considérées comme des lignes de transmission et le calcul de la diaphonie globale devient plus complexe.

a. Diaphonie capacitif :

Les variations de tension entre un conducteur et son environnement génèrent un champ électrique variable. Celui-ci injecte à son tour un courant, proportionnel aux lignes de champ coupées, dans les conducteurs proches. La diaphonie capacitive est un couplage par champ électrique. La notion de capacité de couplage parasite nous évite de calculer les champs électriques. Cette capacité de couplage nous permet de calculer le courant collecté par un conducteur victime, figure (I. 15).

$$I = Cdv/dt \quad \text{ou en régime harmonique : } I = 2\pi F C V$$

I : courant collecté par la piste victime en A.

F : fréquence du signal source en Hz.

C : capacité de couplage en F.

V : tension de source coupable.

dv/dt : vitesse de variation de la tension coupable.

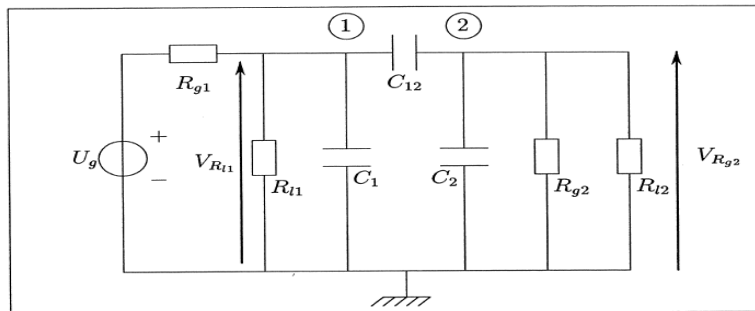


Figure I. 15: Modèle électrique d'un couplage par diaphonie capacitive

Par cette capacité, de l'énergie électrique perturbatrice atteint la victime figure (I. 16). Ce couplage est modélisé et étudié dans la suite de cette mémoire.

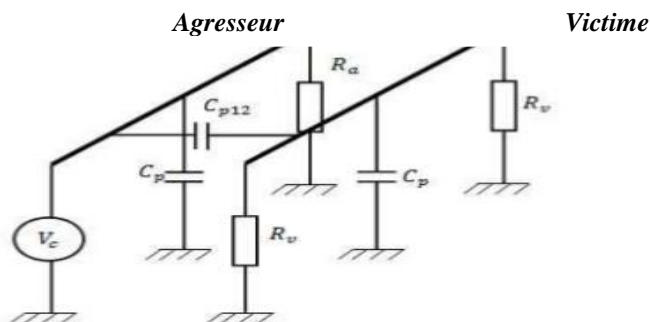


Figure I. 16: Principe du couplage par diaphonie capacitive

La figure (I. 16) illustre le principe du couplage capacitif entre deux conducteurs électriques.

➤ Amélioration de la CEM :

- Minimiser les tensions sources de perturbation.
- Minimiser la capacité entre les fils.
- Favoriser l'écoulement des courants parasites.

➤ Solutions :

- Limiter les variations de tension sur les fils, dV/dt .

- La capacité parasite peut être diminuée en éloignant les fils pollueurs des fils sensibles, éviter les fils parallèles.

Utiliser des écrans entre les conducteurs, des effets réducteurs.

La répartition des conducteurs dans les câbles en nappe doit tenir compte de la nature des signaux : il faut intercaler des fils de masse entre les fils d'horloge et les fils bas niveaux, il faut regrouper les fils numériques, les fils analogiques.

- Les courants induits s'écoulent plus facilement à la masse lorsque l'impédance terminale des conducteurs est faible : les liaisons à basse impédance sont moins sensibles à la diaphonie capacitive.

b. Diaphonie inductif :

Dans ce cas de couplage, le courant du conducteur i_1 du circuit perturbateur produit autour de lui un flux d'induction φ_{12} ; φ_{12} représente la fraction de ce flux qui embrasée par un deuxième circuit victime figure (I.17).

$$M_{12} = \frac{\varphi_{12}}{i_1} \quad (I. 5)$$

Plus l'impédance du circuit victime est faible, cette tension V_{N2} induit une énergie perturbatrice importante par le courant i_1 est :

$$V_{N2} = \frac{d\varphi_{12}}{dt} = M_{12} \frac{di_1}{dt} \quad (I. 6)$$

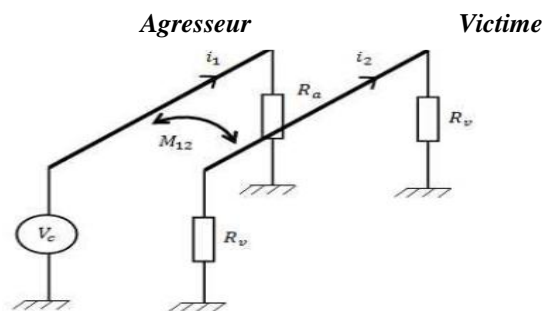


Figure I. 17: Principe du couplage inductif

La figure (I. 17) illustre le principe du couplage inductif entre deux circuits électriques. La perturbation passe de l'un à l'autre par une inductance mutuelle.

➤ **Amélioration de la CEM :**

- Limiter les courants sources de perturbations.
- Diminuer la mutuelle entre les fils.
- Minimiser la valeur de la tension induite.

➤ **Solutions :**

- Limiter les variations de courant dans les fils, dI/dt : Bien découpler les alimentations en entrée de carte pour éviter les pics de courants sur les lignes d'alimentation.

Faire attention au choix du type de diode dans les hacheurs, elles peuvent induire de forts pics de courants lors du blocage.

- Diminuer la mutuelle en éloignant les conducteurs polluants et les conducteurs sensibles.

Câbler séparément les fils de puissance et les fils de commande.

Choisir une bonne répartition des conducteurs dans les câbles en nappe tout en multipliant les conducteurs à 0 V.

Utiliser des câbles coaxiaux.

- Les courants induits sur la victime sont plus faibles si l'impédance de la boucle formée par ce conducteur est élevée : Augmenter l'impédance terminale des liaisons.

c. Le couplage champ à fil:

C'est un couplage en champ lointain. Appelé aussi couplage par champ électrique, figure (I. 18). C'est un champ électrique incident qui va produire une perturbation sur une victime. Il est de même nature que le couplage capacitif, puisque la capacité de couplage amène des lignes de champ sur la victime. La différence ici, c'est que le perturbateur est plus éloigné. Au lieu d'identifier le perturbateur lui-même, on identifie le champ électrique qui en est issu. Par exemple, le champ électrique impulsionnel issu d'une bougie d'allumage de moteur atteint l'antenne d'un récepteur autoradio.

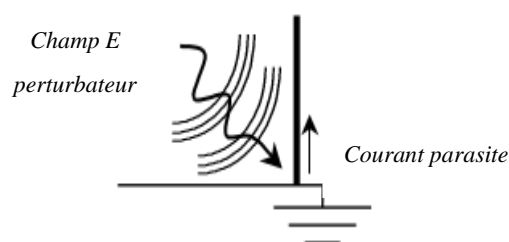


Figure I. 18: Couplage champ à fil

➤ **Amélioration de la CEM :**

- Diminuer les champs perturbateurs.
- Diminuer l'effet d'antenne.

➤ **Solutions :**

- Utiliser des blindages.
- Utiliser des plans de masse : le champ qui s'y réfléchit, a un déphasage de 180° et interfère avec le champ incident.
- Orienter les conducteurs en fonction de la polarisation des champs incidents.
- Diminuer la longueur des pistes sensibles.

d. Le couplage champ à boucle:

C'est un couplage en champ lointain. Appelé aussi couplage par champ magnétique. Le champ magnétique issu du perturbateur traverse le circuit victime et induit dans celui-ci une tension parasite. Ce couplage est de même nature que le couplage inductif. Au lieu d'identifier le perturbateur lui-même, on identifie le champ magnétique qu'il a généré comme étant la perturbation figure (I. 19). On rencontre ce type de couplage lors d'un coup de foudre à proximité de la victime. La tension induite dans la boucle est donc importante du fait de la variation importante de l'intensité du courant, mais aussi de la rapidité de la montée de ce courant.

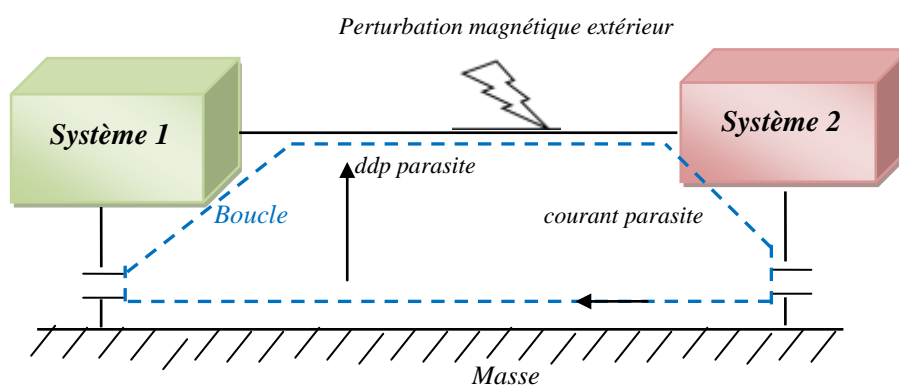


Figure I. 19: Couplage champ à boucle

➤ **Amélioration de la CEM :**

- Diminuer les champs perturbateurs.
- Diminuer l'effet d'antenne.

➤ **Solutions :**

- Il est très difficile de réaliser un blindage des champs magnétiques basses fréquence car il faut alors utiliser des matériaux à forte valeur de perméabilité μ , ils sont d'un coût très élevé.

En haute fréquence, le blindage est obtenu avec des matériaux conducteurs où se développent des courants de Foucault qui créent un champ en opposition avec le champ incident.

- Diminuer la surface de la boucle victime :

Câbler les conducteurs par paires : le courant aller doit toujours être à coté du courant de retour du signal.

- Utiliser des fils d'accompagnement.

Les paires torsadées permettent de diminuer la surface de la boucle entre 2 conducteurs en alternant le sens des boucles par rapport au champ incident.

5. Conclusion

Bien que l'évolution de la technologie a permis une haute densité d'intégration des circuits imprimé et de réaliser un système tout entier sur une même puce, elle à aussi entraîné une dégradation du point de vue de la compatibilité électromagnétique, que ce soit en terme d'émission parasite ou en terme de susceptibilité aux perturbations électromagnétiques.

Ce chapitre est un rappel des définitions liées à la compatibilité électromagnétique et les circuits imprimés. La CEM a été présentée dans sa cohérence et on a met l'accent sur le mode de couplage des perturbations électromagnétiques.

Dans un premier temps, nous avons développé la problématique de la CEM, qui est due aux couplages parasites entre pistes ou inter circuits imprimés dans les cartes PCBs.

Ensuite, l'émission et l'immunité en champ proche des circuits imprimés et les perturbations électromagnétiques ont été présentés, dont la propagation rayonnée en champ proche qui est le couplage de diaphonie capacitive et inductive.

Finalement, on s'est intéressé aux différents modes de couplage électromagnétique dans les cartes PCBs. Pour cela, le chapitre suivant sera consacré à la modélisation d'une ligne de transmission et le couplage d'une ligne microruban, et comment on peut réduire la diaphonie par la méthode des MoM.

Chapitre II

Diaphonie entre les lignes couplées

1. Introduction

De nos jours, les équipements électroniques prennent une place importante dans notre société que ce soit dans la téléphonie, l'automobile ou le spatial et deviennent de plus en plus compacts tout en offrant plus de fonctionnalités. Dans cet environnement où cohabitent des composants électroniques variés (analogiques, numériques et de puissance), les risques de perturbations électromagnétiques sont fréquents. Ces perturbations désignent des signaux parasites dont la propagation peut nuire au bon fonctionnement des composants. Ces équipements sont réalisés par des circuits imprimés PCBs ou on peut trouver un certain nombre d'anomalies telles que bruit, résonance ou diaphonie, qui entraînent la non-intégrité des signaux (figure II. 1). Parmi ces perturbations électromagnétiques on trouve la diaphonie.

La diaphonie est l'interférence entre un signal injecté sur une ligne agresseur et un signal d'une deuxième ligne victime. Cela peut provoquer un dysfonctionnement ou une détérioration totale d'un système.

Dans ce chapitre, l'étude de la diaphonie entre deux lignes de transmission couplées dans les cartes PCBs nécessite la connaissance des paramètres linéiques et des coefficients de couplage par la modélisation des lignes de transmission. Dans le but de modéliser les différents couplages électromagnétiques qui existent entre les lignes de transmission on trouve plusieurs méthodes numériques (méthode d'invariance, éléments finis, méthode des moments...) qui traitent l'extraction des paramètres linéiques des matrices inductance et capacité des lignes de transmission couplées. Parmi toutes ces méthodes, nous avons choisi la méthode des moments (MoM), elle est très utilisée dans les géométries planaires comme les microrubans.

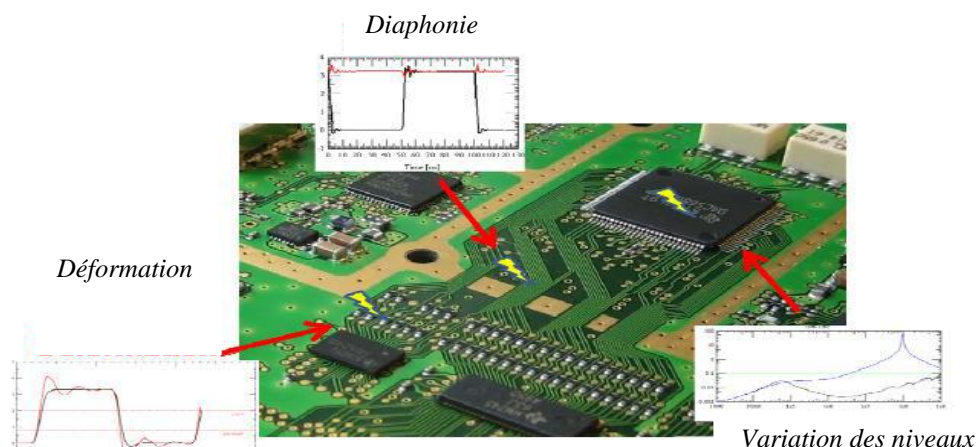


Figure II. 1 : Problèmes rencontrés dans une carte PCB

On retrouve sur cette figure les problèmes de [23] :

- Réflexion, qui caractérise des lignes de transmission non adaptées, c'est-à-dire présentant une rupture d'impédance.
- Non stabilité des réseaux d'alimentation. Le réseau d'alimentation ne permet pas de fournir un niveau de tension et de courant constant sur la gamme de fréquence nécessaire au bon fonctionnement des différents composants.
- Diaphonie, qui est le couplage entre lignes conductrices proches ou parallèles, autrement dit l'induction de courant d'une ligne sur une autre.

Dans ce chapitre on va étudier le problème de la diaphonie entre les lignes microrubans sur les cartes PCBs par la théorie des lignes de transmissions, et comment on peut résoudre ce problème à l'aide des méthodes qui nous permettent à réduire la diaphonie.

2. Les lignes de transmission

Une ligne de transmission est un ensemble d'un, ou plusieurs conducteurs acheminant un signal électrique, d'une source (ou émetteur) vers une charge (ou récepteur). Mais elles peuvent être aussi utilisées pour réaliser des filtres, des transformateurs d'impédance, des coupleurs, des lignes à retard... Les lignes de transmission les plus courantes sont les câbles coaxiaux, les lignes bifilaires et les paires torsadées, et sur les circuits imprimés et les circuits intégrés, on trouve couramment des lignes coplanaires et des lignes microrubans caractérisées par son impédance caractéristique, sa constante d'affaiblissement (qui précise les pertes dans la ligne), et la vitesse de propagation des signaux, qui dépend du diélectrique utilisé.

2.1. Modélisation d'une ligne de transmission

Les signaux électriques et les ondes électromagnétiques véhiculant l'information se propagent le long d'une ligne de transmission. La propagation est guidée grâce à un milieu matériel dont les caractéristiques sont à connaître afin de décrire et de modéliser toutes les propriétés électriques de ces lignes. Une ligne de transmission de longueur dx peut être représentée par le schéma équivalent (figure II. 2) [24].

Composants primaires du modèle de ligne :

- La résistance linéique R en Ohms (Ω/m) ;

- L'inductance linéique L en Henry (H/m) ;
- La capacité linéique C en Farads (F/m) ;
- La conductance parallèle G en Siemens (S/m).

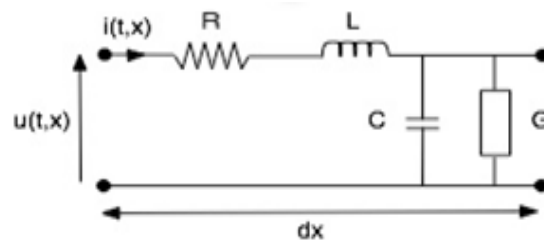


Figure II. 2: Modèle électrique d'une ligne de transmission.

La ligne de transmission peut être représentée par un modèle simple de type $RLCG$ (voir figure II. 2). Ce modèle permet de simuler un phénomène de filtrage passe-bas apparaissant entre quelques dizaines de MHz et quelques centaines de MHz sur une carte électronique. Si l'on augmente la fréquence, des phénomènes de propagation apparaissent. Ils sont traduits par la discrétisation de la ligne en éléments de longueur dx . Les divers paramètres primaires ou physiques de la ligne $RLCG$, dépendent des propriétés des matériaux et des géométries. Ces éléments permettent de décrire l'impédance caractéristique, les atténuations dues aux différentes pertes diélectriques et métalliques sur la ligne, et la vitesse de propagation du signal électrique.

2.1.1. Cas d'une ligne de transmission avec pertes

La ligne de transmission peut être modélisée de manière simple par des paramètres primaires ou physiques (L , R , C , et G). D'après la figure (II. 1), ces différents paramètres permettent d'exprimer la variation de tension $V(x)$ et de courant $I(x)$ apportée par un tronçon élémentaire dx . Lorsque la ligne est soumise à une excitation harmonique, les équations de propagation du courant $I(x)$ et la tension $V(x)$ le long de la ligne, s'expriment à l'aide de deux équations aux dérivées partielles (équations appelées «équations des télégraphistes»). L'amplitude et la phase, du courant et de la tension, peuvent évoluer en fonction des conditions aux limites, imposées par les impédances connectées aux extrémités de cette ligne.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial V(x)}{\partial x} = -(R \cdot I(x)) + L \frac{\partial I(x)}{\partial t} \\ \frac{\partial I(x)}{\partial x} = -(G \cdot V(x)) + C \frac{\partial V(x)}{\partial t} \end{array} \right. \quad (II. 1)$$

À partir de ces deux fonctions complexes, nous pouvons extraire l'impédance linéique série Z et l'admittance linéique parallèle Y exprimées dans le domaine harmonique.

$$\begin{cases} Z = R + jL\omega \\ Y = G + jC\omega \end{cases} \quad (II. 2)$$

D'après la résolution du système d'équations différentielles (II.1), le rapport entre les tensions et courants incidents d'une part et les tensions et courants réfléchis d'autre part, est constant et représente un paramètre secondaire de la ligne (ou paramètre électrique) qui est l'impédance caractéristique Z_c de celle-ci.

$$Z_c = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{R + jL\omega}{G + jC\omega}} \quad (II. 3)$$

L'impédance caractéristique d'une ligne est l'impédance que l'on mesure à l'origine d'une ligne de longueur finie mais dont l'extrémité est connectée à une charge égale à Z_c .

2.1.2. Cas d'une ligne de transmission sans perte

L'impédance de la ligne est complexe. Cependant, pour des fréquences élevées ($R \ll L\omega$ et $G \ll C\omega$) et pour une ligne de transmission sans pertes (pertes résistives et diélectriques négligeables), l'impédance caractéristique d'une ligne se simplifie:

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (II. 4)$$

Dans ce cas, Z_c est purement réelle et se comporte comme une charge résistive. Cette impédance reflète le couplage de la ligne avec son environnement.

2.2. Le principe de la théorie des lignes de transmission

La théorie des lignes [25] repose sur deux hypothèses. D'une part, les conducteurs doivent être homogènes. D'autre part, le courant doit se conserver dans une section droite perpendiculaire à la ligne. Ainsi, afin de se placer dans ce cadre, les conditions suivantes doivent être satisfaites :

Les paramètres géométriques et physiques (nature des conducteurs et des diélectriques) doivent rester constants tout au long de la ligne de manière à remplir la condition d'homogénéité. Les

lignes de transmissions homogènes sont constituées d'au moins deux conducteurs parallèles à un axe de propagation rectiligne. Les conducteurs appartiennent à deux groupes distincts qui constituent ce que l'on appelle les conducteurs « aller » et les conducteurs « retour ». Pour que le courant se conserve dans une section droite perpendiculaire à la ligne, il est nécessaire que le temps de propagation du champ électromagnétique entre le groupe des conducteurs « d'aller » et le groupe des conducteurs « retour » soit négligeable par rapport à la durée la plus faible des phénomènes électromagnétiques observés. Ceci revient à supposer que les dimensions latérales de la ligne sont négligeables devant les autres dimensions du système étudié.

Finalement, c'est une conséquence des équations de Maxwell, ces conditions impliquent que la somme des courants dans la section soit nulle, c'est-à-dire que les courants parcourant les conducteurs « d'aller » sont égaux à ceux qui traversent les conducteurs « de retour ».

2.3. Les couplages des lignes de transmission

Selon la formule du champ électromagnétique adoptée pour décrire le couplage, il existe trois approches qui modélisent l'action du champ perturbateur par une distribution de sources de tension et de courant le long de la ligne [18] :

- *Modèle de Taylor* : qui modélise l'influence du champ électromagnétique par des sources de tension et de courant distribuées le long de la ligne ;
- *Modèle d'Agrawal* : qui décrit le couplage du champ électrique par des sources de tension distribuées le long de la ligne et par deux sources de tension localisées au niveau des charges.
- *Modèle de Rachidi* : qui décrit seulement le couplage du champ magnétique en termes de sources de courant distribuées le long de la ligne, et par deux sources de courant localisées au niveau des charges.

3. Ligne de transmission microruban

La technique des circuits imprimés, développée initialement dans le domaine de l'électronique, s'est répandue dans le domaine des hyperfréquences où elle a tout d'abord permis, dans les années 50, la réalisation de lignes de transmission et de circuits micro-ondes (isolateurs, déphaseurs, circulateurs etc....). Les avantages des lignes microruban par rapport aux lignes coaxiales ou aux guides microondes sont un faible coût, un faible encombrement, une facilité de fabrication. En contrepartie, les lignes microruban transportent des puissances faibles et ont des pertes plus importantes du fait d'une absence de blindage.

La ligne microruban, est formée par un ruban conducteur, déposé sur un substrat diélectrique muni d'un plan de masse, comme illustré sur la figure (II. 3). Les paramètres caractérisant la ligne microruban sont :

- Pour le substrat diélectrique : la hauteur h et la constante diélectrique relative ϵ_r ;
- Pour le ruban : la largeur de la piste w , et l'épaisseur t .

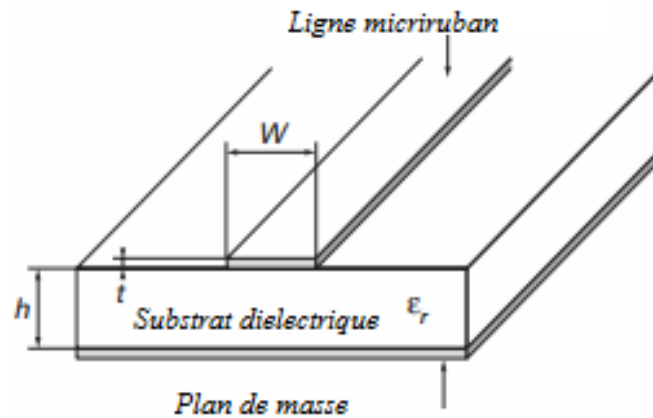


Figure II. 3: Ligne microruban

3.1. Notions de bases sur une ligne microruban

La ligne microruban figure (II. 4) est constituée d'un ruban métallique déposé sur la face supérieure d'une plaque de diélectrique d'autre face étant entièrement métallisée (plan de masse). Le milieu de propagation des ondes n'est pas homogène car une partie des lignes de champ se trouve située dans le substrat tandis que l'autre partie se trouve dans l'air.

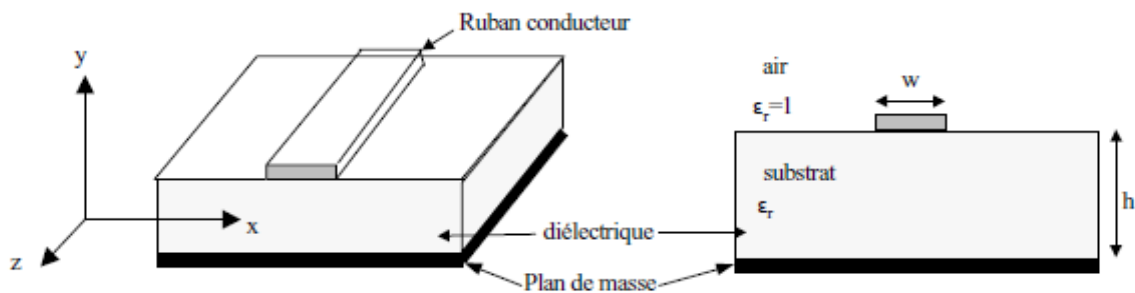


Figure II. 4: Géométrie d'une ligne microruban.

Les caractéristiques d'une ligne microruban, telles que l'impédance caractéristique (Z_C), la vitesse de phase (V_p) et la constante diélectrique effective (ϵ_{eff}) dépendent toutes de sa

géométrie et de la constante diélectrique relative (ϵ_r) du substrat. Ces lignes «microrubans» se comportent comme des guides d'onde attribuant une direction privilégiée à celles-ci [26].

Cependant, si on considère que les composantes longitudinales des champs électriques E_z et magnétiques H_z (composantes suivant l'axe de propagation) sont négligeables par rapport aux composantes transverses E_t et H_t , on peut considérer en première approximation que le mode dominant de propagation de l'onde le long de la ligne microruban est quasi-transverse (approximation quasi-TEM). C'est-à-dire que les champs électriques et magnétiques sont perpendiculaires à l'axe de la ligne selon lequel s'effectue la propagation comme le montre la figure (II. 5).

On peut noter que le champ électrique est perturbé par l'interface air-diélectrique. De plus, les champs électriques s'étendent de part et d'autre de la ligne ce qui engendre l'existence d'un effet de bord. Le champ magnétique, quant à lui, entoure le conducteur.

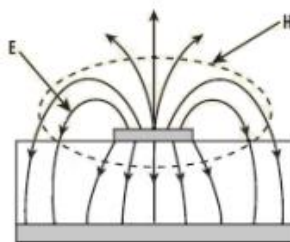


Figure II. 5 : Ligne microruban avec ses lignes de champs électriques et magnétiques.

L'hypothèse de l'approximation quasi-transverse ou quasi-TEM rend possible le calcul des courants et des tensions en tout point de la ligne [24]. Cependant, avec cette hypothèse, on néglige les variations de phase sur la ligne, ce qui entraîne une condition sur la longueur physique L de la ligne.

Donc le mode de propagation dominant dans cette structure est un mode hybride qui est alors remplacé par un mode quasi-TEM. La fréquence de coupure en GHz du mode (TEM) dominant dans la structure est définie par l'équation (II.5)

$$f = \frac{21.3}{(w + 2h)\sqrt{\epsilon_r + 1}} \quad (II. 5)$$

Les différents paramètres de la ligne sont quasi constants, ils sont considérés indépendamment de la fréquence [18]. Aussi, un autre point important, lors de l'étude des lignes microruban est

l'impédance caractéristique Z_c . Pour cela il existe un grand nombre de formules approchées, pour l'impédance caractéristique Z_c d'une ligne de transmission microruban, consiste à évaluer une nouvelle constante diélectrique relative ϵ_{eff} , qui prend en compte la propagation simultanée dans les deux milieux (le substrat diélectrique et l'air). On peut évaluer l'impédance caractéristique Z_c en fonction des rapports w/h [27]. (Les formules d'analyse)

Pour : $w/h < 1$

$$Z_c = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right) \quad (II. 6)$$

Avec :

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_{r+1}}{2} + \frac{\epsilon_{r-1}}{2} \left[\left(1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-\frac{1}{2}} + 0.04 \left(1 - \frac{w}{h} \right)^2 \right] \quad (II. 7)$$

Pour : $w/h \geq 1$

$$Z_c = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \left[\frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{w}{h} + 1.444 \right) \right]^{-1} \quad (II. 8)$$

Avec :

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_{r+1}}{2} + \frac{\epsilon_{r-1}}{2} \left[\left(1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-\frac{1}{2}} \right] \quad (II. 9)$$

On peut à partir de l'impédance caractéristique, retrouver les dimensions de la ligne microruban par des formules approchées. Ces formulées permettent de calculer le rapport w/h correspondant à une impédance Z_c donnée. Pour une meilleure précision, on utilise deux équations différentes selon la valeur de w/h . (Les formules de synthèse).

Pour: $w/h < 2$

$$\frac{w}{h} = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2} \quad (II. 10)$$

Avec :

$$A = \frac{z_c}{60} \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r} \right) \quad (II.115)$$

Pour : $w/h \geq 2$

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r + 1}{2\varepsilon_r} \left(\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r} \right) \right] \quad (II.12)$$

Avec :

$$B = \frac{377\pi}{2Z_C \sqrt{\varepsilon_r}} \quad (II.13)$$

3.2. Méthodes numériques d'analyse des problèmes de la CEM

Les méthodes numériques sont actuellement les méthodes les plus utilisées pour le calcul de la distribution de charge sur des lignes de transmission microrubans. Elles sont réparties en trois groupes selon la forme des équations électromagnétiques utilisées :

Les méthodes différentielles : reposent sur une discrétisation spatio-temporelle des équations de Maxwell. Parmi ces méthodes, la méthode des différences finies dans le domaine temporel (*FDTD*), et la méthode des matrices des lignes de transmission (*TLM*).

Les méthodes variationnelles, reposent sur la division en éléments finis (*tétraèdre élémentaire*) de la structure étudiée, et de l'environnement de propagation. Le champ électromagnétique (*électrique ou magnétique*) est déterminé à chaque nœud des tétraèdres élémentaires. Parmi ces méthodes, on trouve la méthode des éléments finis (*MEF*).

Les méthodes intégrales, sont basées sur la résolution numérique dans le domaine fréquentiel des équations intégrales de l'électromagnétisme. Parmi ces méthodes, nous pouvons citer la méthode des moments (*MoM*).

3.2.1. La méthode des moments (MoM):

La méthode des Moments MoM, est basée sur la résolution d'équations intégrales transformées en un système d'équations linéaires. La MoM est connue depuis longtemps dans d'autres disciplines de la physique. En 1915 déjà, « Galerkin », un ingénieur mécanicien

d'origine russe propose une procédure numérique pour résoudre des équations où l'inconnue est une fonction. Plus tard, les mathématiciens ont démontré que l'approche « Galerkin » peut être étendue à d'autres classes de problèmes portant le nom générique de méthode des moments. La MoM a été introduite pour la résolution des problèmes liés aux antennes et à la diffusion électromagnétique à travers des parois métalliques dans les années 1960 par Harrington.

En électromagnétisme, elle s'applique typiquement à la formulation intégrale du champ électrique pour laquelle les inconnues sont la distribution de courant circulant sur les conducteurs ou, dans le cas de structures planaires multicouches, sur les rubans placés aux interfaces. Le fondement de la MoM consiste à proposer une solution sous la forme d'une somme de fonctions connues auxquelles sont associés des coefficients inconnus. Il s'agit ensuite d'appliquer une procédure de minimisation de l'erreur résiduelle pour générer un système matriciel et déterminer les coefficients inconnus. En bref, cette méthode uniquement applicable au domaine des fréquences, présente un intérêt pour l'analyse des couplages intervenant en espace libre [12]

3.2.2. Distribution de charge sur une ligne microruban

Elle est utilisée pour les géométries planaires, comme les lignes de transmission microrubans utilisées en PCB. Pour calculer la distribution de charge sur une ligne microruban, on suppose qu'une source de tension harmonique, appliquée aux bornes de la ligne et du plan de masse, va causer une accumulation de charge sur le ruban métallique (figure II. 6) [28] [29].

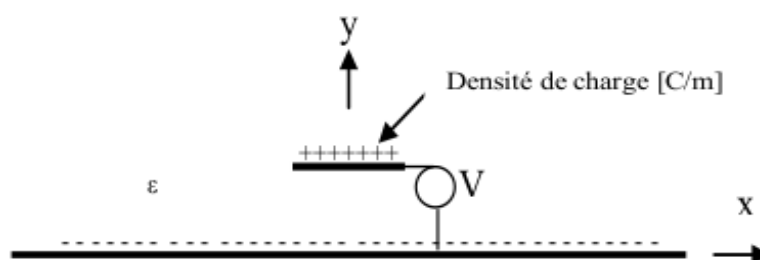


Figure II. 6: Accumulation de charge sur un ruban

La charge ponctuelle située près d'un plan de masse, crée un champ électrique qui a une composante tangentielle non nulle sur le conducteur. Ce champ ne satisfait pas les conditions aux limites. Pour cela on utilise la méthode des images, qui voit le plan métallique comme un miroir, et elle introduit une charge image fictive de l'autre côté du miroir (figure II. 7). On supprime alors le conducteur, et on obtient un dipôle électrique, on aura un potentiel nul sur le plan de masse, qui satisfait les conditions aux limites [30].

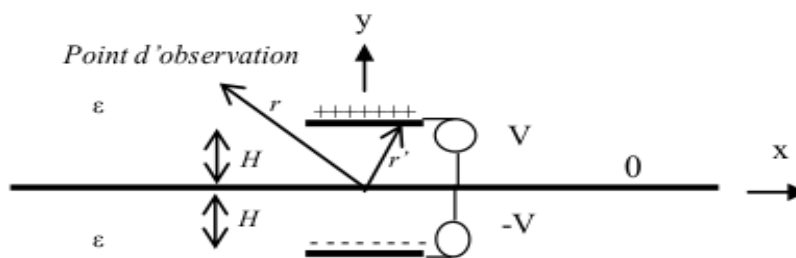


Figure II. 7: Méthode des images

3.3. Les paramètres linéiques des lignes couplées symétrique

Dans le cas de deux lignes microrubans couplées symétrique, la détermination des paramètres linéiques est très importante, les paramètres sont illustrés par la figure (II. 8).

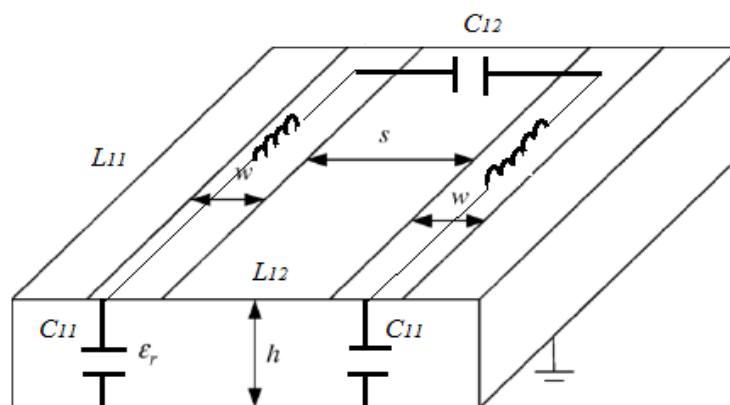


Figure II. 8 : Modélisation des couplages entre deux lignes couplées

- C_{11} : Capacité propre du ruban ;
- C_{12} : Capacité mutuelle entre deux rubans ;
- L_{11} : Inductance propre du ruban ;
- L_{12} : Inductance mutuelle entre deux rubans.

Les équations empiriques comme celles qui sont proposées par [31], sont employées pour l'extraction des paramètres linéiques des lignes microrubans couplées symétriques à partir de la géométrie des lignes. Ces formules sont données par les équations suivantes :

$$\frac{C_{11}}{\varepsilon} = \left[1.15 \left(\frac{w}{h} \right)^{0.963} + 1.07 \left(\frac{t}{h} \right)^{0.049} \right] + \exp \left(-3.52 \frac{s}{h} \right) \left[0.75 \left(\frac{w}{h} \right)^{0.25} + 2.7 \left(\frac{t}{h} \right)^{1.36} \right] \quad (II. 14)$$

$$\frac{C_{12}}{\varepsilon} = 1.17 \left(\frac{w}{h} \right)^{0.083} \left(\frac{s}{h} + 0.402 \right)^{-0.78} + \left(\frac{s}{h} + 1.32 \right)^{-0.8} \left[-1.36 \left(\frac{w}{h} \right)^{-0.037} + 0.227 \left(\frac{t}{h} \right)^{0.98} \right] \quad (II. 15)$$

$$\frac{L_{11}}{\mu_0} = 3.71 \left(\frac{h}{w} \right)^{0.041} + 0.018 \left(\frac{h}{w} \right)^{-0.73} - 3.39 \left(\frac{h}{t} \right)^{-0.0006} + \exp \left(-1.89 \frac{s}{h} \right) \left[0.75 \left(\frac{h}{w} \right)^{-0.0052} - 0.84 \left(\frac{h}{t} \right)^{-0.026} \right] \quad (II. 16)$$

$$\frac{L_{12}}{\mu_0} = \left[-0.415 \left(\frac{h}{w} \right)^{-0.16} - 2.38 \left(\frac{t}{w} \right)^{1.18} \right] \left(\frac{s}{h} + 1.07 \right)^{-2.6} + \left(\frac{s}{h} + 0.89 \right)^{-2.03} \left[0.418 \left(\frac{h}{w} \right)^{0.13} + 1.37 \left(\frac{t}{w} \right)^{1.09} \right] \quad (II. 17)$$

Avec : $\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$

Les limites de validation des équations empiriques sont illustrées dans le tableau suivant :

<i>Limites de validité</i>
$0.1016 \text{ mm} < h < 1.52 \text{ mm}$
$17.3 \text{ } \mu\text{m} < t < 69.6 \text{ } \mu\text{m}$
$0.25 < s/h < 3.75$
$0.10 < w/h < 5$
$0.14 < s/w < 4$

Tableau II. 1: Les limites de validation

La détermination des paramètres linéiques dans les lignes microrubans symétriques, utilise le principe de la méthode des moments. Cette méthode repose sur le calcul de la matrice capacité en absence du diélectrique, en évaluant la distribution de charge correspondante.

Les paramètres linéiques de la matrice inductance sont alors déduits par la théorie des lignes de transmission en mode quasi (TEM). Le calcul est reconduit pour la matrice C, en présence du substrat. Pour l'identification des paramètres linéiques de deux lignes de transmission symétriques illustrées sur la figure (II. 9), on suit les étapes suivantes :

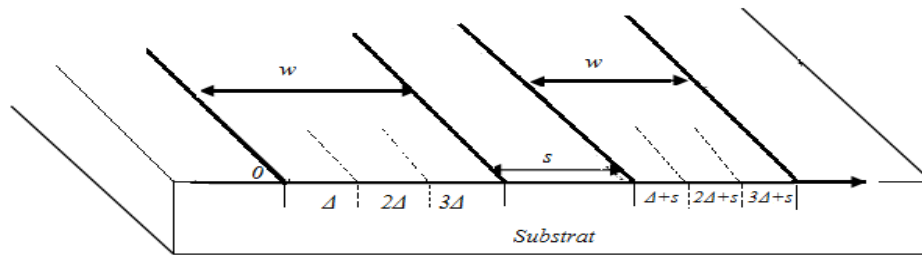


Figure II. 9: Lignes de transmission microrubans symétriques

3.3.1. Sans substrat diélectrique

- ✓ Δ : est la largeur du premier ruban w sur le nombre de division.
- ✓ Calcul de la distribution de charge Q_{011} présente sur la première ligne microruban sans substrat ($\epsilon_r = 1$), on divise le ruban en (Δ , 2Δ , 3Δ). Pour une tension unitaire V , on en déduit la capacité C_{011} .

$$Q_{011} = C_{011} V \Rightarrow C_{011} = Q_{011} \quad (II. 18)$$

- ✓ Calcul de la distribution de charge Q_{012} présente sur le ruban 2 sans substrat.
- ✓ Le deuxième ruban est séparé par une distance ($D = s + w$) de la première ligne microruban, on divise le ruban en ($D + \Delta$, $D + 2\Delta$, $D + 3\Delta$). Pour une tension unitaire V , on en déduit la capacité C_{012} .

$$Q_{012} = C_{012} V \Rightarrow C_{012} = Q_{012} \quad (II. 19)$$

- ✓ De la théorie des lignes de transmission sans pertes des milieux homogènes et de l'expression de la vitesse de propagation, on en déduit les expressions des inductances.

$$L_{11} = \frac{\mu_0 \epsilon_0}{C_{011}} \quad (II. 20)$$

$$L_{12} = \frac{\mu_0 \epsilon_0}{C_{012}} \quad (II. 21)$$

3.3.2. Avec substrat diélectrique

✓ Calcul de la distribution de charge Q_{11} présente sur la première ligne de transmission microruban sans substrat, on divise le ruban en $(\Delta, 2\Delta, 3\Delta)$. Pour une tension unitaire V , on en déduit la capacité C_{11} .

$$Q_{11} = C_{11} V \Rightarrow C_{11} = Q_{11} \quad (II. 22)$$

✓ Calcul de la distribution de charge Q_{12} présente sur le ruban 2 sans substrat.

✓ Le deuxième ruban est séparé par une distance $(D=s+w)$ de la première ligne de transmission microruban, on divise le ruban en $(D+\Delta, D+2\Delta, D+3\Delta)$. Pour une tension unitaire V , on en déduit la capacité C_{12} .

$$Q_{12} = C_{12} V \Rightarrow C_{12} = Q_{12} \quad (II. 23)$$

Dans le cas des lignes de transmission couplées symétriques, on peut écrire les paramètres linéiques des matrices inductance et capacitance par (II. 24) et (II. 25).

$$C = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} \\ C_{12} & C_{11} \end{bmatrix} \quad (II.24)$$

$$L = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{12} & L_{11} \end{bmatrix} \quad (II.25)$$

4. La diaphonie

Les couplages par diaphonie intéressent les phénomènes électromagnétiques engendrés par le parallélisme des lignes de transmission. Il faut préciser que le terme diaphonie trouve son origine dans le mélange des conversations téléphoniques qu'on rencontrait autrefois entre voies constituées par les paires transportant des signaux audio fréquences. L'expression équivalente anglophone crosstalk illustre encore mieux ce contexte.

Pratiquement la diaphonie intervient sur des échelles physiques et géométriques très étendues. Elle se manifeste dans les circuits logiques à haute intégration, nous la trouvons sur les pistes des circuits imprimés. Dans sa configuration minimale le couplage par diaphonie fait intervenir une ligne de transmission porteuse des signaux perturbateurs, une ligne victime

collectant les parasites induits et un plan conducteur commun (ou un conducteur de référence commun), la référence de potentiel est indispensable pour que les raisonnements exposés puissent s'appliquer.

Un signal qui se propage sur une ligne provoque des variations de tension et de courant qui se répercutent sur le champ électrique et magnétique à proximité de la ligne. Ces variations de champ induisent l'apparition de courants et de tensions dans les lignes adjacentes [32]. Le couplage par diaphonie (crosstalk) est donc un phénomène parasite qui apparaît lorsque les lignes sont proches. Les deux pistes métalliques séparées par un diélectrique (figure II. 10) sont liées par une capacité (couplage capacitif) et par une inductance mutuelle (couplage inductif).

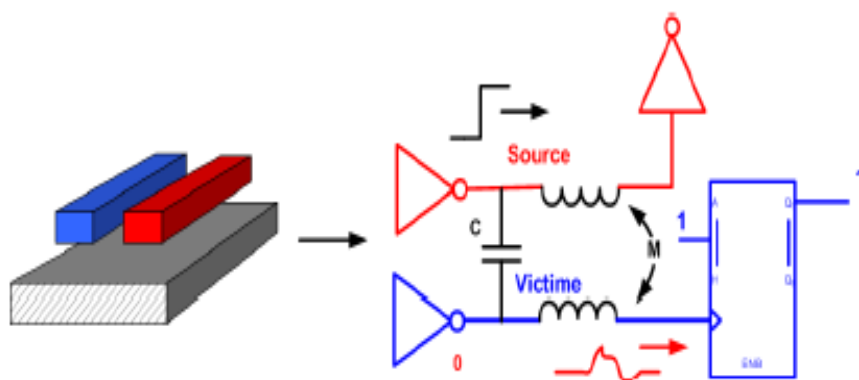


Figure II. 10: Représentation d'un couplage par diaphonie entre deux lignes couplées

La présence d'une tension dans un conducteur en vis-à-vis avec un plan de masse crée un champ électrique. Un conducteur présent à proximité intercepte une partie des lignes de champ, ce qui induit dans ce dernier un courant parasite. De même, la circulation d'un courant dans le conducteur source crée un champ magnétique. Un conducteur présent à proximité intercepte une partie de ces lignes de champ, ce qui induit une tension sur la ligne.

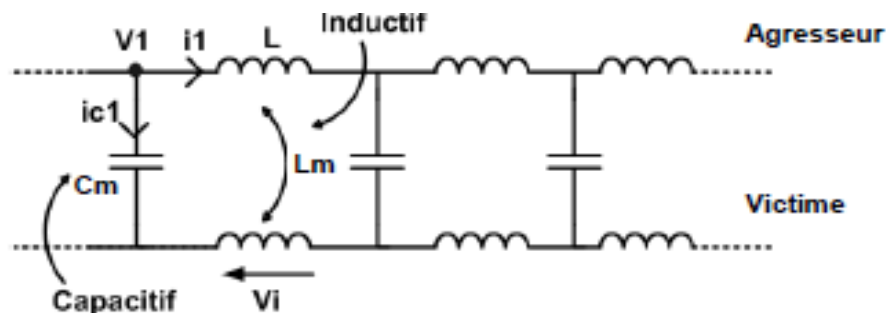


Figure II. 11: Couplages entre deux conducteurs [23]

Le courant injecté sur le conducteur victime est défini par la relation suivante:

$$i_{C1} = C_m \frac{dv}{dt} \quad (II. 26)$$

Où i_{C1} représente le courant collecté par le conducteur victime, C_m représente la capacité de couplage entre le conducteur agresseur et le conducteur victime. Enfin, dV/dt représente la variation temporelle de tension de la source $V1$.

La tension induite sur le conducteur victime est définie par la relation suivante:

$$V_i = L_m \frac{dI_1}{dt} \quad (II. 27)$$

Où V_i représente la tension induite sur le conducteur victime, L_m représente l'inductance mutuelle entre le conducteur agresseur et le conducteur victime. Enfin, dI/dt représente la variation temporelle de courant de la source.

4.1. Diaphonie paire et impaire

Quand deux conducteurs sont couplés, le signal victime peut être à un état identique ou non avec celui de l'agresseur après basculement. On retrouve quatre cas de la figure (II. 12) envisageables:

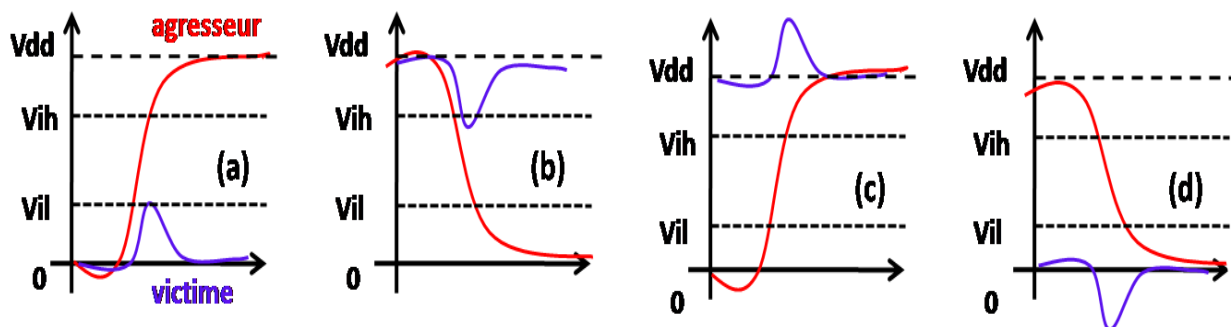


Figure II. 12: Quatre cas de diaphonie suivant les configurations de lignes. [23]

On parle de diaphonie paire (*even*) pour les cas (c) et (d), ou diaphonie impaire (*odd*) pour les cas (a) et (b). Les cas prépondérants à étudier sont les (a) et (b) (*odd*), car une tension induite trop importante sur la ligne victime peut entraîner un dépassement du seuil de basculement et donc conduire à des fautes logiques. Il ne faut tout de même pas négliger les cas (c) et (d) qui peuvent introduire des surtensions au sein du récepteur et engendrer un vieillissement prématuré ou un claquage de ce dernier.

4.2. Diaphonie NEXT et FEXT

Le courant qui traverse la capacité de couplage parcourt le conducteur victime dans les deux sens. D'après la loi de « Lenz », la tension induite aux bornes de l'inductance mutuelle entraîne. La circulation 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 *NEXT* (*Near End crosstalk*). Celle dont le courant parcourt la victime dans le même sens que le courant agresseur est appelée *FEXT* (*Far End crosstalk*). Une tension induite peut donc être observée au début et à la fin de la ligne victime (figure II. 13).

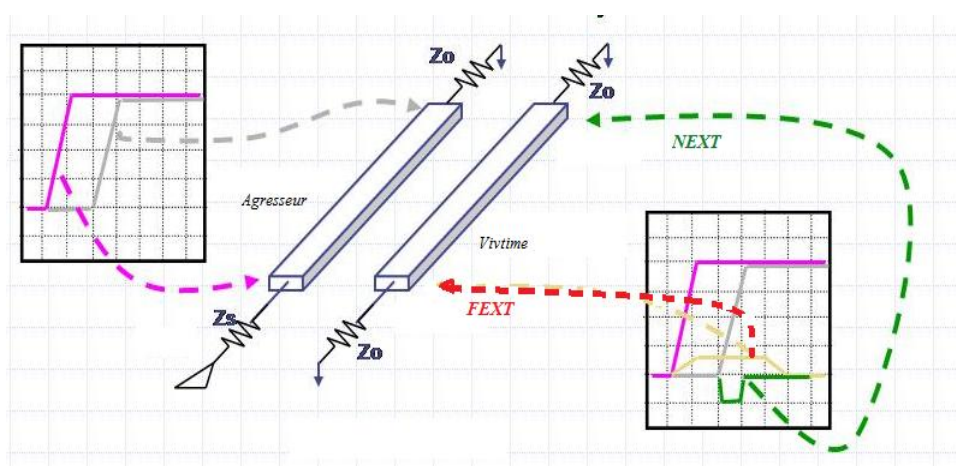


Figure II. 13 : Diaphonie NEXT et FEXT

La tension induite aux bornes de l'inductance mutuelle entraîne la circulation d'un courant, qui parcourt le conducteur victime dans le sens inverse au courant sur la ligne source. La diaphonie dont le courant retourne vers la source est le V_{NEXT} . Celle dont le courant parcourt la victime dans le même sens que le courant agresseur est le V_{FEXT} . Une tension induite peut donc être observée au début et à la fin de la ligne victime [33].

Pour une seule ligne de transmission, il n'y a pas de diaphonie, mais l'ajout d'une ligne en plus donne la possibilité de génération d'interférences entre les circuits attachés aux terminaisons des lignes de transmission. Pour illustrer cet important phénomène de diaphonie, deux lignes de transmission couplées (figure II. 14) ont été considérées. Le circuit est constitué d'une source de tension $V_s(t)$, avec une résistance de source R_s connectée à une charge R_L à travers une ligne de transmission (générateur). Deux autres terminaisons représentées par R_{NE} et R_{FE} sont connectées à une ligne de transmission (victime).

La présence d'une tension sur le conducteur agresseur avec un plan de masse crée un champ électrique. Le conducteur à proximité intercepte une partie des lignes de champ, ce qui induit dans celui-ci un courant parasite (couplage capacitif). De même, la circulation d'un courant dans le conducteur source crée un champ magnétique. Le conducteur présent à proximité intercepte une partie de ces lignes de champ, ce qui induit une tension sur la ligne victime (couplage inductif). Ces couplages électromagnétiques sont appelés diaphonie (crosstalk) [34]. Le circuit générateur est constitué du conducteur générateur et de la masse. Le courant circulant sur le conducteur générateur est $I_1(z,t)$ et la tension est $V_1(z,t)$, sont associés au circuit générateur, génèrent un champ électromagnétique qui va s'interagir avec le circuit victime, qui est constitué du conducteur récepteur et de la masse. Cette interaction va induire un courant $I_2(z,t)$, et une tension $V_2(z,t)$ sur le circuit récepteur. Le courant et la tension induite vont produire des tensions V_{NEXT} et V_{FEXT} aux deux terminaisons du circuit récepteur.

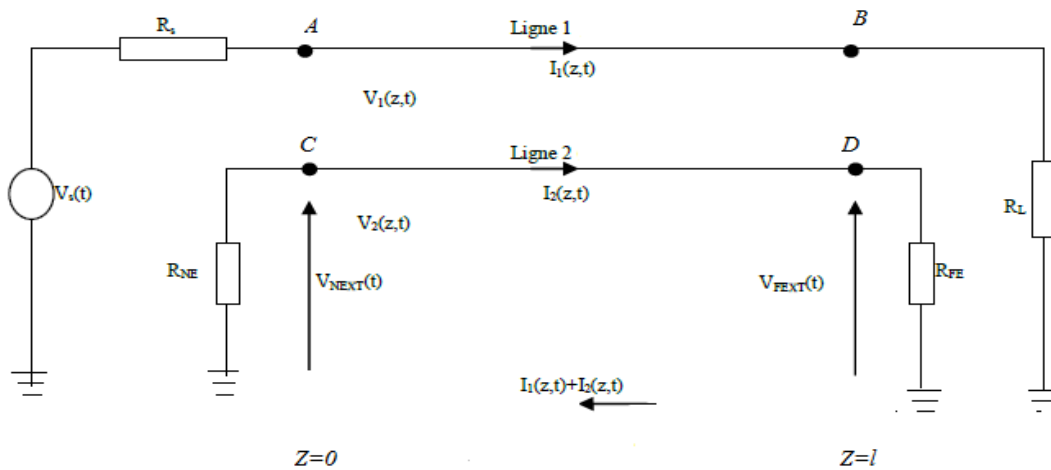


Figure II. 14 : Problème de diaphonie entre lignes microrubans couplées

Les termes *NE* et *FE* indiquent respectivement le « *NEXT* » et le « *FEXT* ». L'objectif de l'analyse de la diaphonie est de prédire les tensions du V_{NEXT} et du V_{FEXT} en fonction des dimensions physiques des lignes de transmission de la tension d'entrée, et des impédances R_s , R_L , R_{NE} et R_{FE} . Dans le domaine temporel, l'expression de la tension (V_{NEXT}) au début de la ligne victime ($z=0$), et l'expression de la tension (V_{FEXT}) à la fin de la ligne victime ($z=l$), sont données par les équations (II. 28) et (II. 29):

$$V_{NEXT} = K_{NE} \cdot V(v(t) - v(t - 2T_D)) \quad (II. 28)$$

$$V_{FEXT} = -K_{FE} \cdot T_D \cdot V \left(\frac{v(t - T_D)}{vt} \right) \quad (II. 29)$$

Avec :

$$K_{NE} = \frac{1}{4} \left(\frac{C_{12}}{C_{11}} + \frac{L_{12}}{L_{11}} \right) \quad (II. 30)$$

$$K_{FE} = \frac{1}{4} \left(\frac{C_{12}}{C_{11}} - \frac{L_{12}}{L_{11}} \right) \quad (II. 31)$$

Avec :

T_D : Le temps de propagation le long des lignes couplées ;

$v(t)$: La tension d'entrée avec une l'amplitude V .

K_{NE} et K_{FE} sont respectivement les coefficients des tensions du (V_{NEXT}) et (V_{FEXT}).

Les expressions de la diaphonie peuvent être utilisées par n'importe quel outil mathématique. La figure (II. 15) illustre la diaphonie engendrée (V_{NEXT}, V_{FEXT}). Par deux lignes de transmission microrubans couplées. Pour réduire la diaphonie on doit réduire les coefficients (K_{NE}, K_{FE}).

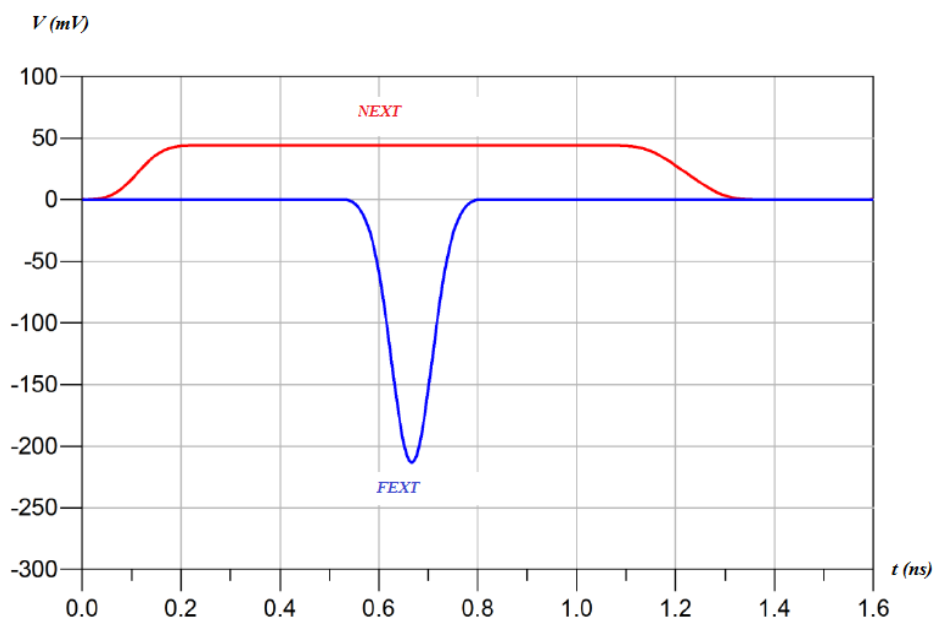


Figure II. 15: Diaphonie engendrée par deux lignes de transmission microrubans couplées

4.3. Méthodes de réduction de la diaphonie

On peut citer quelques règles permettant de limiter les effets de diaphonie en modifiant l'implémentation du PCB, ou les technologies de composants utilisées [23]:

4.3.1. Paramètres Géométriques :

- Augmenter l'espace entre les lignes ;
- Limiter la longueur des interconnexions de façon à ce que les temps de propagation soient inférieurs au temps de montée du signal ;
- Préférer le routage orthogonal (en XY), pour les signaux se trouvant sur des couches adjacentes, cela limitera les longueurs de couplage ;
- Séparer les interconnexions critiques par des lignes de garde qui doivent être régulièrement reliées à la masse. Sans cette mise à la masse, la ligne de garde pourrait s'avérer inutile, voire même amplifier et transmettre à la victime la perturbation générée par le signal agresseur ;
- Limiter la longueur de couplage sur une même couche ou sur deux couches superposées ;
- Utiliser des plans de référence uniformes pour minimiser les cavités dans les plans et avoir un courant de retour le plus direct possible.

4.3.2. Paramètres Technologiques :

- Préférer les matériaux ayant un constant diélectrique faible et maîtrisé, 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 ;
- Utiliser des technologies de composants, présentant des temps de montée faible, ou utiliser des résistances séries pour augmenter ce temps de montée.

La théorie nous permet de quantifier simplement la tension induite lors d'un couplage entre deux lignes. Les comportements des couplages *FEXT* et *NEXT* sont alors différents et ne peuvent pas être définis à l'aide des équations analytiques. Généralement ils sont déterminés en utilisant des logiciels de simulation.

4.3.3. Réduction de la diaphonie par une ligne de garde (LG)

Une des méthodes les plus utilisées pour la réduction de la diaphonie, est l'ajout d'une ligne de garde (LG) entre les lignes couplées de forme rectiligne, comme illustré sur la figure (II. 16). Les lignes de garde sont essentiellement utilisées dans la conception des circuits analogiques. À des fréquences audio sur une carte PCB à deux couches, la ligne de garde peut réduire la diaphonie par un ordre de grandeur ou plus. Par contre, les cartes PCBs numériques, qui ont des plans de référence; la ligne de garde offre peu d'avantages contre la diaphonie [33].

Habituellement, les extrémités de la ligne de garde sont mises à la masse, car une ligne de garde qui a des terminaisons ouvertes, agira comme une source potentielle de bruit pour la ligne victime. L'ajout des terminaisons à la ligne de garde permet d'absorber le bruit, mais l'inconvénient, c'est que cela augmente le coût. Cependant, si la fréquence de travail dépasse les centaines de MHz, la ligne de garde ne pourra pas prévenir la diaphonie, elle peut même se transformer en une source de bruit potentiel [35].

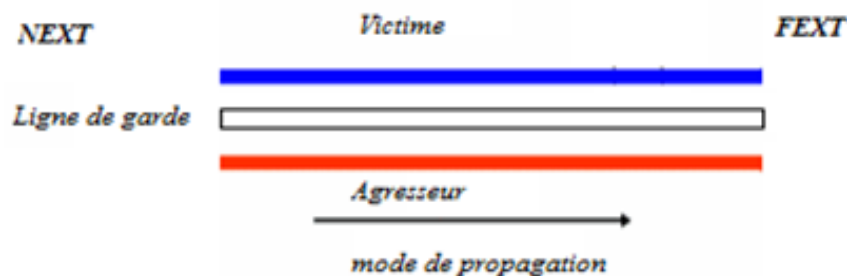


Figure II. 16: Deux lignes couplées avec une ligne de garde

4.3.4. Réduction de la diaphonie par une ligne de garde avec des trous (LGT)

Pour réduire la diaphonie entre les lignes de transmission microrubans, il y a une autre méthode se qui l'ajout d'une ligne de garde avec des trous «*Via Holes*», comme c'est illustré sur la figure (II. 17). Généralement, les trous sont ajoutés sur la ligne de garde, pour améliorer la diaphonie. Cependant, un nombre élevé de trous va augmenter les couplages parasites, et par conséquent va augmenter la diaphonie. Les auteurs de [35] ont proposé des calculs du nombre optimal des trous nécessaires à la réduction effective de la diaphonie. Pour cela, on pose :

S_1 : (Segment) la longueur entre deux trous ;

V_1 : La vitesse de propagation du signal de diaphonie ;

T_r : Le temps de montée du signal d'entrée ;

L_{gd} : La longueur de la ligne de garde.

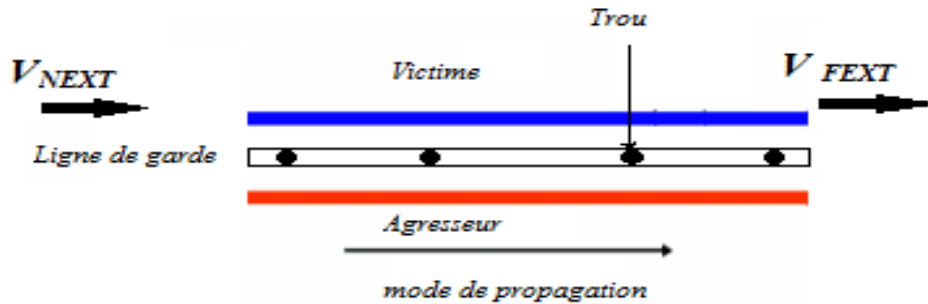


Figure II. 17 : Deux lignes couplées avec une ligne de garde avec des trous LGT

La longueur du segment est calculée par :

$$S_l = V_p \times T_r \quad (II. 32)$$

Après, le nombre optimal des trous N est calculé par :

$$N = \lfloor L_{gd} / S_l \rfloor + 1 \quad (II. 33)$$

Des études, appliquent les formules des équations (II. 32) et (II. 33), donne un nombre optimal de trous égal à 5.

Les résultats de simulation sont donnés dans le tableau (II. 2) illustrent respectivement le V_{NEXT} et le V_{FEXT} dans le cas de l'ajout d'une ligne de garde avec 2 trous, 3 trous, 4, 5, 6, et 7 trous.

Nombre de trou	Longueur de segments S (mm)	Pique de V_{NEXT} (mV)	Pique de V_{FEXT} (mV)
2	100	94,89	- 121,2
3	50	74,79	- 89,32
4	33,85	58,88	- 73,13
5	25,4	30,06	- 55,68
6	20,32	46,09	64,06
7	15,24	42,9	63,7

Tableau II. 2: Résultats de simulation du V_{NEXT} et V_{FEXT} pour différents cas de simulations [35]

5. Conclusion

Ce chapitre est consacré à l'étude de la diaphonie dans les cartes imprimées PCBs, et les méthodes de la réduction de cette diaphonie. Dans la première étape on a présenté une étude générale sur les lignes de transmission. Puis on a présenté des notions sur les lignes microrubans et l'analyse des paramètres linéiques de deux lignes couplées symétriques par la méthode des moments (MOM).

Puis, on a présenté la problématique de la diaphonie, qui est due aux couplages parasites entre les microrubans qui sont des lignes de transmission sur les cartes PCBs, et les méthodes de réductions. On a exposé les méthodes de la réduction qui sont dans la littérature. La réduction de la diaphonie est possible soit en modifiant l'implémentation du PCBs, ou les technologies des composants utilisées, soit par l'utilisation des règles de conceptions, pour répondre aux normes et aux standards. On a vu aussi une méthode d'actualité de la réduction de la diaphonie qui se base sur l'ajout d'une ligne de garde avec des trous. On a montré le rôle de cette méthode par des études comparatives entre les paramètres de transmission NEXT et le FEXT qui sont relatives aux coefficients de couplages K_{NE} et K_{FE} .

La prédiction de la diaphonie entre les lignes de transmission couplées doit passer par la modélisation des éléments passifs et actifs présents dans les cartes PCBs. Cela va permettre de prévoir le comportement de ces éléments face à une perturbation extérieure.

Chapitre III

Simulation et méthodes de réduction de la

diaphonie

1. Introduction

Dans ce chapitre, on va étudier la diaphonie dans une carte PCB, entre les lignes microruban. Pour cela, on a réalisé une carte PCB avec deux lignes microruban couplées. Les paramètres de transmission de diaphonie (NEXT, FEXT) issus de la mesure, et de la simulation sont ensuite comparés.

Après, on va aborder les différentes méthodes de réduction de la diaphonie. La première méthode utilisée, est une méthode d'actualité, qui consiste à l'ajout d'une ligne de gardes avec des trous. Des séries de simulations sous HFSS ont été réalisées pour différents nombres de trous. On a commencé par la création d'une ligne de garde qui est relié à la masse par deux trous, et on augmente à chaque fois le nombre des trous pour identifier la structure la plus efficace, et le nombre optimal des trous.

L'objectif de ce mémoire, se situant dans le contexte du dernier volet de ce mémoire, qui est la simulation sous HFSS avec des nouvelles structures ; on a proposé des formes différentes (elliptique, carrée, triangle) pour améliorer les résultats des NEXT et FEXT, et pour une réduction optimale des perturbations électromagnétiques. Les simulations sont élaborées sous le logiciel de simulation électromagnétique 3D HFSS d'Ansoft.

2. HFSS (High Frequency Simulation Software)

HFSS (High Frequency Structure Simulator) est un logiciel commercialisé par la société ANSOFT. Il est basé sur une méthode différentielle utilisant de calculer le comportement électromagnétique d'une structure, Pour analyser ce comportement en détails, le logiciel met à notre disposition des outils d'interprétation post-traitement. Il effectue une modélisation électromagnétique par résolution des équations de Maxwell à l'aide de la méthode des éléments finis. Il maille la structure en utilisant des éléments volumiques et des tétraèdres. L'avantage de cet outil 3D est sa possibilité de traiter toutes sortes de structures homogènes et inhomogènes, quelle que soit la technologie désirée (microruban, coplanaire, ligne à fente, guide, ...).

2.1. Types de solution dans HFSS

Avant de commencer une simulation on doit déterminer le mode de solution qu'on souhaite réaliser. HFSS met à notre disposition trois différents types de solution, chacun est optimisé pour un problème spécifique :

- Driven Modal: utilisé pour calculer les paramètres S modal-based d'une structure passive en haute fréquence comme les lignes coplanaires, les guides d'ondes et les cavités résonantes.
- Driven Terminal: utilisé pour calculer les paramètres S modal-based de lignes de transmission à plusieurs conducteurs.
- Eigen mode: utilisé pour calculer résonances d'une structure. Le logiciel trouvera la fréquence de résonance de la structure et les champs à ces fréquences.

2.2. Création d'une structure

Pour créer une structure en 3D il suffit de la dessiner avec les outils mis à disposition par le logiciel. Ici, nous ne décrivons que les parties les plus difficiles à mise en œuvre :

- *Utilisation des variables du projet* : HFSS nous permet de définir les variables pour les associer à certains paramètres de la structure, comme les dimensions, les propriétés des matériaux.
- *Soustraction des objets* : Il arrive souvent que l'on veuille éliminer quelques parties d'un objet.
- *Excitation d'une structure* : Il existe différents types d'excitation. Le plus souvent, on utilise des Wave Ports, Ces accès sont automatiquement adaptés aux générateurs internes et les charges de HFSS. Lors de la création de l'excitation, on doit donner la direction du champ qui va de la référence vers le conducteur. L'excitation étant définie, un numéro de port lui est attribué. On pourra s'en servir par la suite dans la détermination des paramètres S .

2.3. Génération des rapports

Une fois que la simulation est finie, on utilise les rapports pour consulter les résultats obtenus. Pour créer un rapport, on sélectionne HFSS > Results > Create Report et choisit le type du rapport (paramètres S ou les champs) et son format d'affichage (rectangulaire, sur l'abaque de Smith, polaire,...). La fenêtre de création des Traces s'ouvre. On choisit la quantité que l'on veut tracer et on appuie sur OK.

3. Etude de la diaphonie dans une carte PCB

Une carte PCB est un support de tout montage électronique, elle assure la fixation et la connexion électrique entre les divers composants. Le support en plaque est constitué en générale

en verre époxy ; sous forme de plaque, simple face ou double face photosensible, de formats différents suivant la grandeur des circuits à réaliser. L'épaisseur standard du substrat est de 1.5 mm , et l'épaisseur de la couche de cuivre est de $35\mu\text{m}$.

3.1.1. Réalisation de la carte PCB

Pour étudier la diaphonie, on a réalisé une carte PCB qui comporte deux lignes microruban couplées. Dans ce travail, on a réalisé une carte PCB illustrée par la photographie de la figure (III. 1). La carte PCB a les caractéristiques physiques suivantes :

- Un plan de masse en cuivre ($50\text{mm} * 120\text{mm} * 0,035\text{mm}$);
- Un substrat diélectrique ($50\text{mm} * 120\text{mm} * 1,5\text{mm}$) en FR4 époxy de permittivité relative 4,4;
- Deux rubans couplés ($1\text{mm} * 120\text{mm} * 0,035\text{mm}$) avec un espacement s égale à 3mm ;
- On a limité l'espace de rayonnement par l'ajout de l'air ;
- Finalement, l'ajout des ports (port 1, port 2, pour la ligne agresseur / port 3, port 4 pour la ligne victime) et définition des excitations.



Figure III. 1: Photographie d'une carte PCB avec deux lignes microruban couplées

3.1.2. Simulation sous HFSS

On a réalisé des simulations sous HFSS d'une structure comportant deux rubans de largeur w égale à 1mm , et de hauteur h égale à 0.035 mm , et d'une longueur l égale à 120 mm , illustrées sur la figure (III. 2).

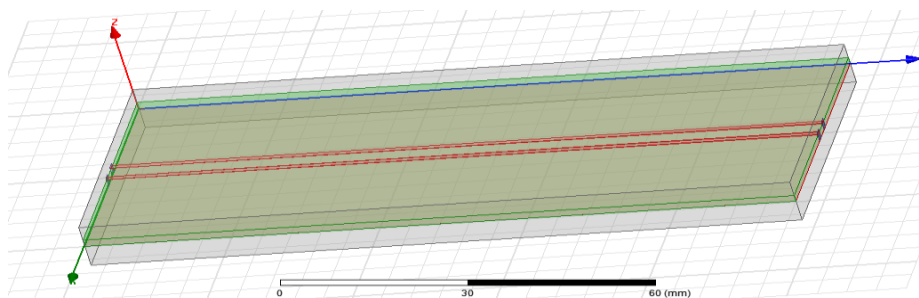


Figure III. 2: Model d'une carte PCB avec deux lignes microruban sous HFSS

4. Méthodes de réduction de la diaphonie

Pour réduire la diaphonie dans les cartes PCB, plusieurs méthodes existent. Parmi elles, on a les règles de conception. Ces règles permettent d'intervenir contre la diaphonie lors de la conception des cartes imprimées PCB. Car lors de la conception, les remèdes contre la diaphonie sont les plus faciles à réaliser et les moins coûteux. D'autres méthodes d'actualité existent parmi elles, l'ajout d'une ligne de garde avec des trous (via holes).

4.1. Réduction de la diaphonie par une ligne de garde avec des trous (LGT)

Afin de réduire la diaphonie dans une carte PCB, on a choisi une méthode d'actualité, qui est l'ajout d'une ligne de garde avec des trous entre les lignes de transmission. (Figure III. 3)

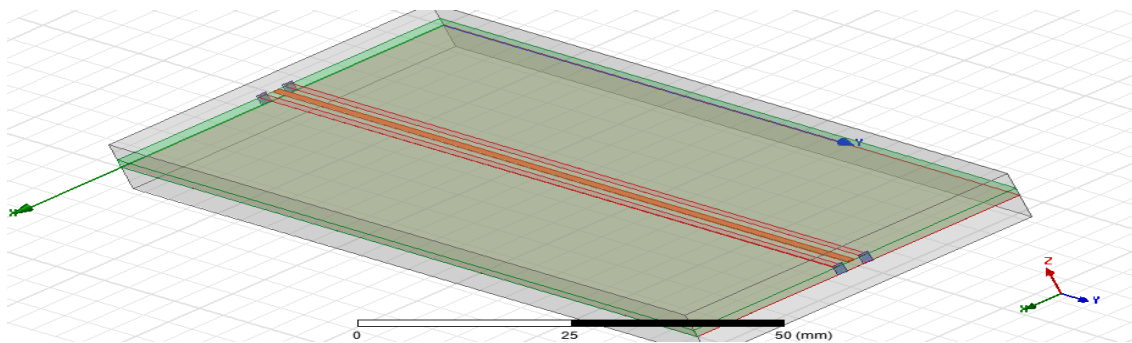


Figure III. 3 : Carte PCB avec une ligne de garde (LG) avec deux trous

On trouve sur la carte PCB trois lignes de transmission microrubans de largeur w égale à 1 mm , de longueur l égale à 120 mm , et d'un espacement s égale à 1 mm . Le diélectrique est le FR4, de hauteur $h=1.5\text{ mm}$, avec une permittivité relative $\epsilon_r = 4.4$. On a créé une ligne de garde reliée à la masse entre les deux lignes microruban fixé à l'extrémité par deux trous.

La création des via holes passe par les étapes suivantes : on dessine un cylindre, on le soustrait du substrat ; On peut, définir un matériau spécifique par les deux options dans le menu « Assign Boundary », « Finite conductivity ». La figure (III. 4) illustre la création d'un trou.

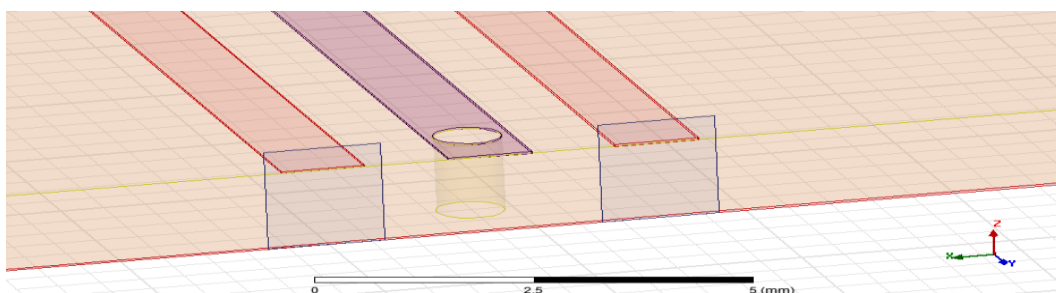


Figure III. 4: Structure d'un trou

On a réalisé la simulation sur trois cartes PCBs qui comptent deux lignes de transmission microruban couplées avec une ligne de garde au milieu reliée à la masse, avec plusieurs configurations :

- Dans la première carte on a une ligne de garde avec deux trous, l'espacement entre les deux trous est égal à 118 mm ,
- Dans la deuxième carte on a trois trous l'espacement entre les trous est égal à 59 mm
- La dernière carte avec quatre trous l'espacement entre les deux trous est égal à 39 mm

Le diamètre de chaque trou est égal à 0.8 mm , en respectant les dimensions physiques de chaque ligne qui sont illustrées sur les figures (III. 5) et (III. 6).

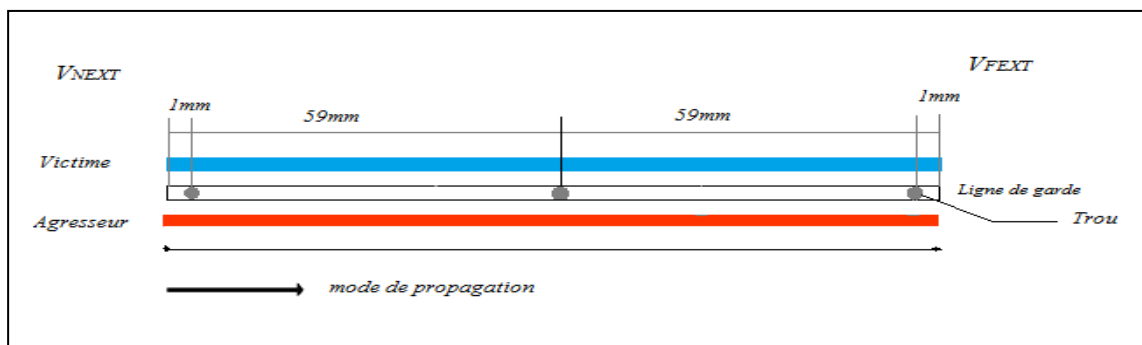


Figure III. 5 : Les dimensions physiques de la ligne de garde avec trois trous

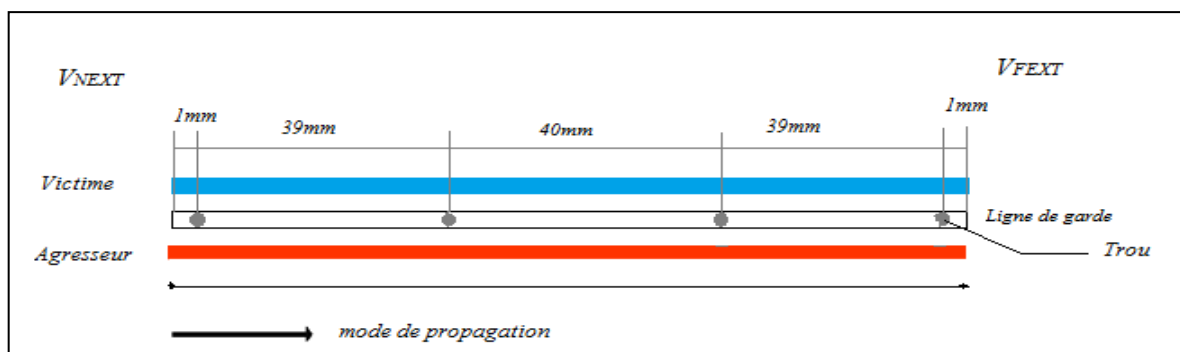


Figure III. 6 : Les dimensions physiques de la ligne de garde avec quatre trous

On a élaboré plusieurs simulations sous HFSS qui ont des structures différentes selon le nombre des trous. Ces structures ont les mêmes dimensions physiques que les cartes PCBs illustré par les figures (III. 5) et (III. 6). Les simulations ont été réalisées avec (2,3, et 4 trous). La figure (III. 7) illustre la simulation dans le cas de trois trous.

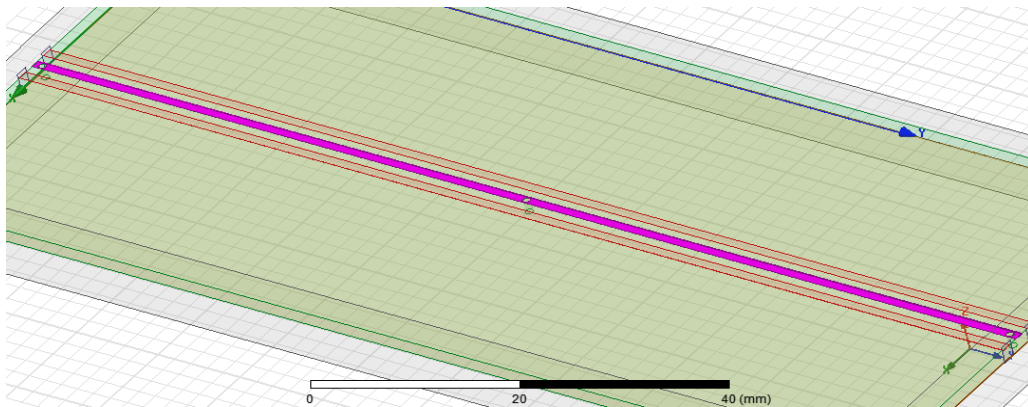


Figure III. 7 : Simulation avec LGT avec trois trous sous HFSS

5. Différentes formes des via holes

5.1. Forme elliptique

Dans cette partie, on a proposé des formes elliptiques au via holes ; la figure (III. 8) illustre une présentation d'un via hole d'une forme elliptique. Les dimensions physiques du via hole sont résumées par la table (1).

Name	Value	Unit
Command	CreateEllipse	
Coordinate Sys...	Global	
Center Position	25.5 ,2 ,0	mm
Axis	Z	
Major Radius	0.4	mm
Ratio	3.5	
Number of Seg...	0	

Table. 1 : Paramètres physiques du via hole elliptique

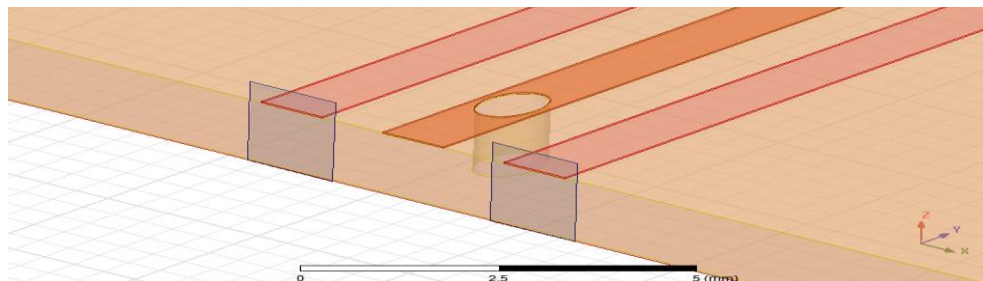


Figure III. 8 : Présentation d'un via holes elliptique

5.2. Forme carrée

La deuxième forme proposée dans ce travail est la forme carrée des via holes, celle-ci est illustrée sur la figure (III.9). Les dimensions physiques du via hole sont résumées par la table (2).

	Name	Value	Unit
	Command	CreateBox	
	Coordinate Sys...	Global	
	Position	25.1 ,0.1 ,0	mm
	XSize	0.8	mm
	YSize	0.8	mm
	ZSize	1.535	mm

Table. 2 : Paramètres physiques du via hole elliptique

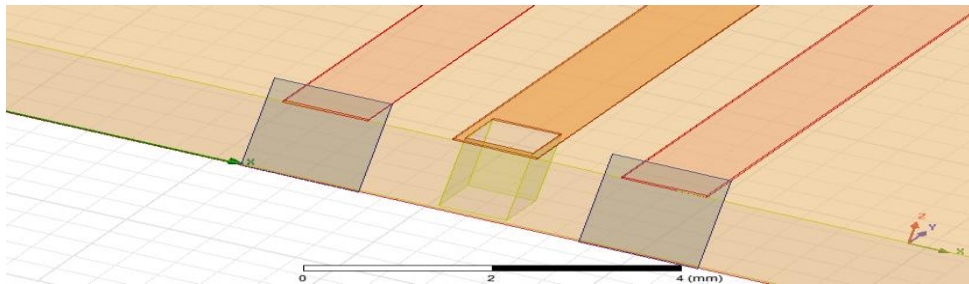


Figure III. 9 : Présentation d'un via hole carrée

5.3. Forme triangulaire

La troisième forme proposée dans ce travail est la forme triangulaire des via holes, celle-ci est illustrée sur la figure (III. 10). Les dimensions physiques du via holes sont résumées par la table (3).

Name	Value	Unit
Command	CreateRegularPolyhedron	
Coordinate Sys...	Global	
Center Position	25.4 ,2 ,0	mm
Start Position	25.2 ,1.7 ,0	mm
Axis	Z	
Height	1.535	mm
Number of Seg...	3	

Table. 3: Paramètres physiques du via hole triangulaire

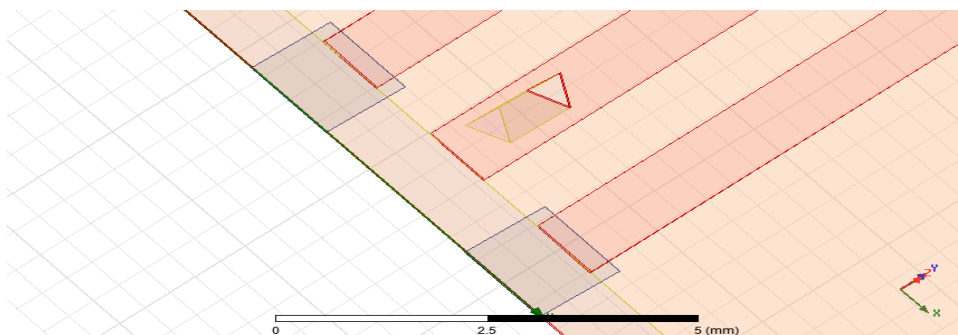


Figure III. 10 : Présentation d'un via hole triangulaire

6. Résultats et interprétations

6.1. Diaphonie dans une carte PCB

Les figures (III. 11) et (III. 12) représentent les paramètres de transmissions issues de la mesure, et de la simulation de la carte PCB avec deux lignes microrubans couplées sous HFSS. Le paramètre S_{13} correspond au paramètre de transmission du (port 1), vers le (port 3). Le paramètre S_{14} correspond au paramètre de transmission du (port 1), vers le (port 4). On observe une bonne concordance entre les paramètres S de transmission de diaphonie (S_{13} , S_{14}), issus de la simulation et la mesure. On remarque, dans la gamme de fréquences de 10 KHz jusqu'à 600 MHz un pic de 0.054 pour le S_{13} de la mesure, et un pic de 0.047 pour le S_{13} de la simulation. Et on a un pic de 0.0399 pour le S_{14} de la mesure, et un pic de 0.0276 pour le S_{14} de la simulation. On conclut qu'on a une bonne concordance entre les paramètres S de transmission de diaphonie (S_{13} , S_{14}) issus de la simulation et la mesure. Le modèle élaboré sous HFSS, reproduit les couplages électromagnétiques parasites, qui apparaissent entre les lignes microrubans couplées sur une carte PCB, ce qui permet de valider le modèle élaboré sous HFSS.

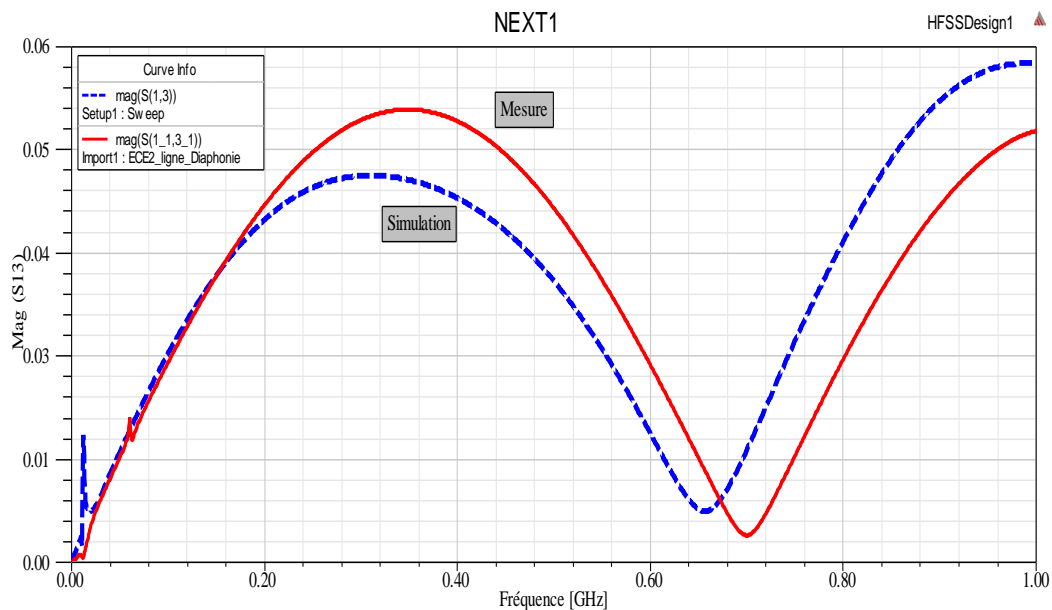


Figure III. 11 : Comparaison du S_{13} issu de la simulation et la mesure pour deux lignes couplées

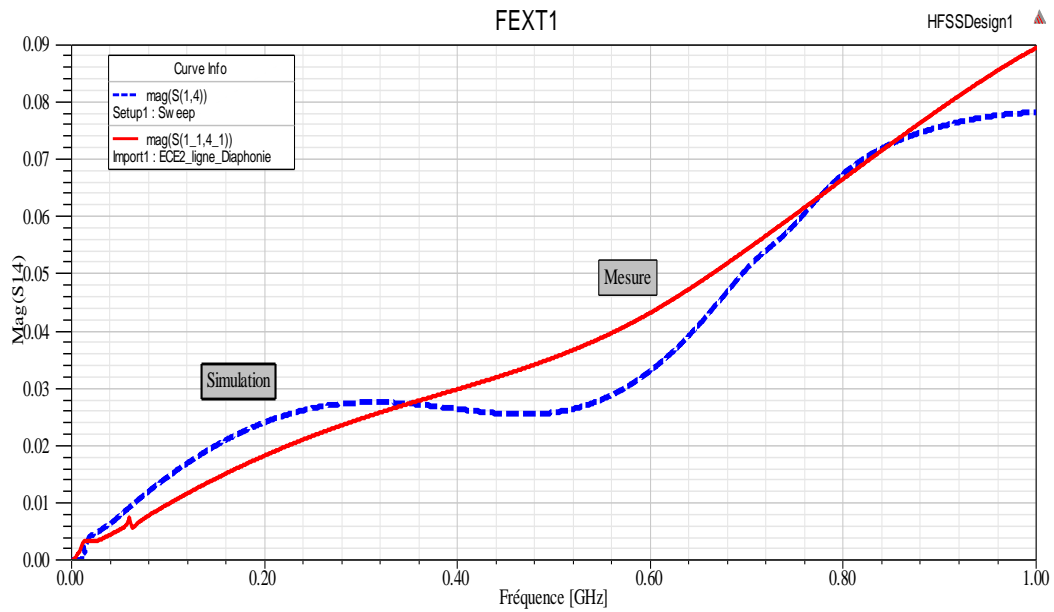


Figure III. 12 : Comparaison du S_{14} issu de la simulation et la mesure pour deux lignes couplées

6.2. Ligne de garde avec des trous

Les figures (III. 13) et (III. 14) représentent respectivement les paramètres de transmission de diaphonie S_{13} et S_{14} issus de la simulation dans le cas d'une ligne de garde avec deux trous.

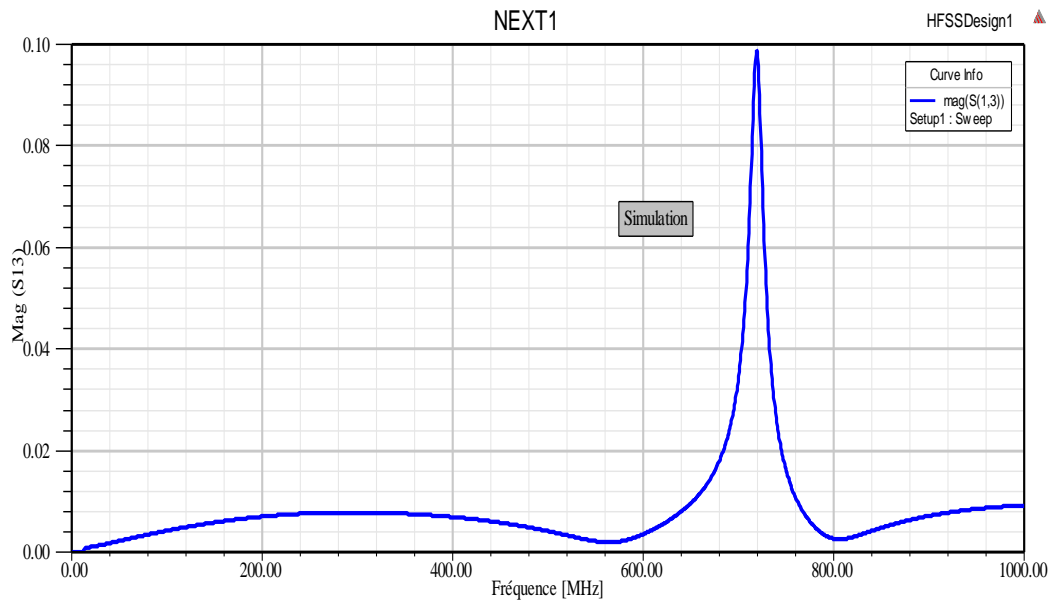


Figure III. 13 : La simulation S_{13} dans le cas de deux trous

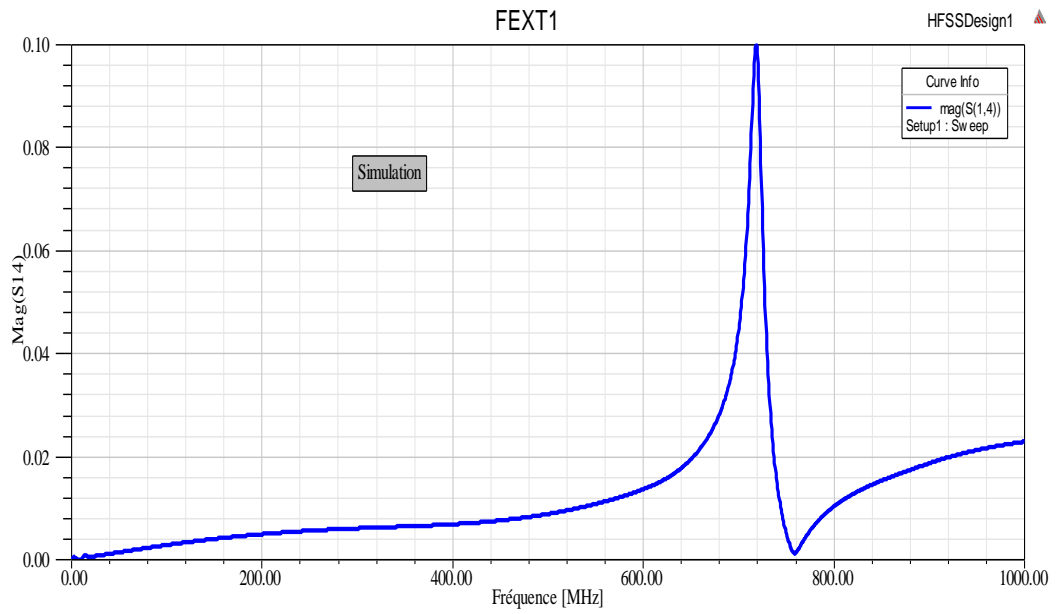


Figure III. 14 : La simulation S_{14} dans le cas de deux trous

Les figures (III. 15) et (III. 16) représentent respectivement les paramètres de transmission de diaphonie S_{13} et S_{14} issus de la simulation dans le cas de trois trous.

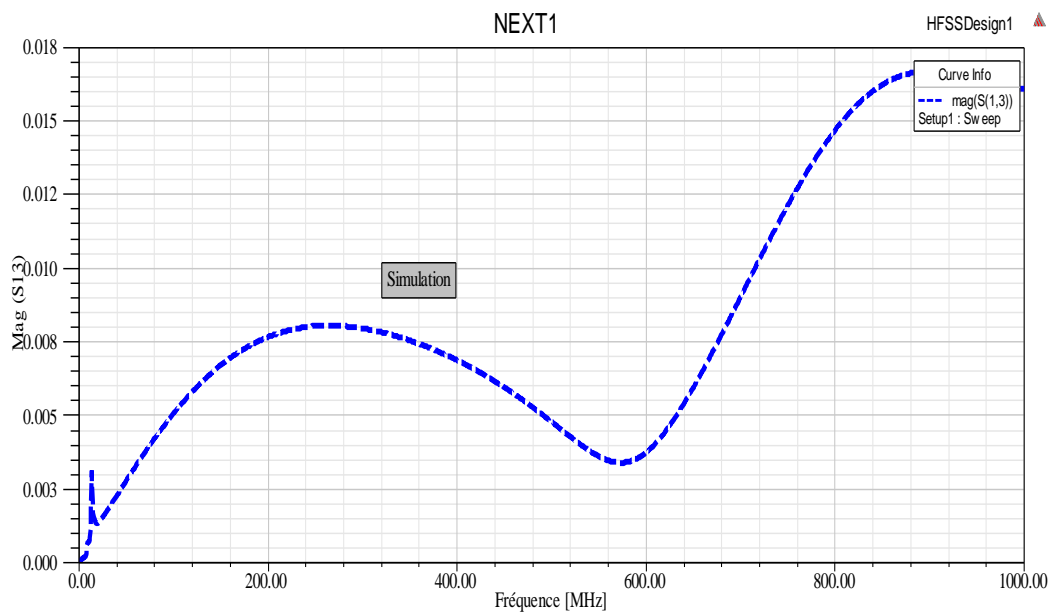


Figure III. 15 : La simulation S_{13} dans le cas de trois trous

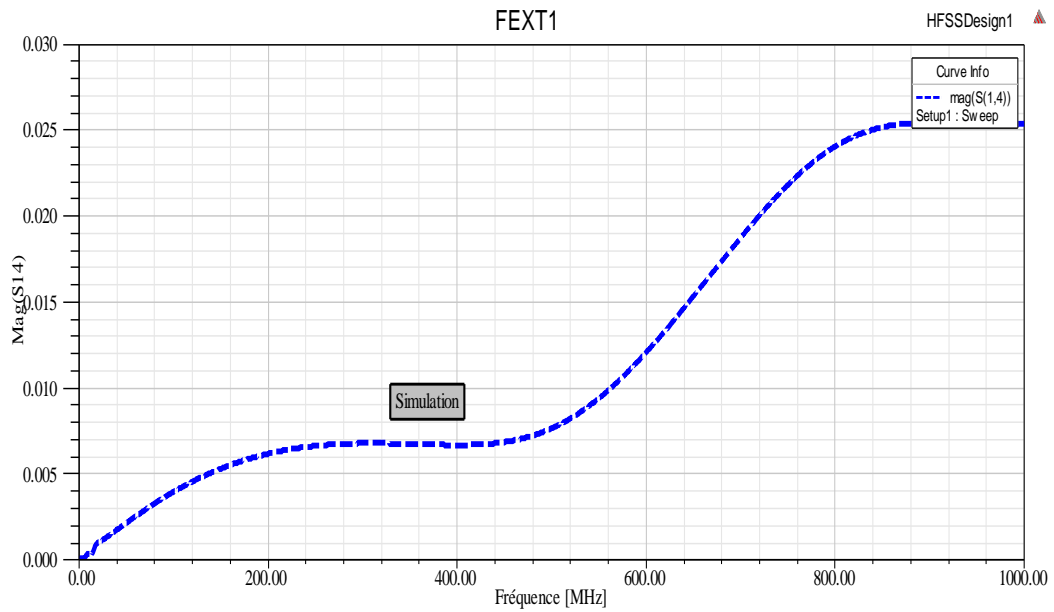


Figure III. 16 : La simulation S_{14} dans le cas de trois trous

Les figures (III. 17) et (III. 18) représentent respectivement les paramètres de transmission de diaphonie S_{13} et S_{14} issus de la simulation dans le cas de quatre trous.

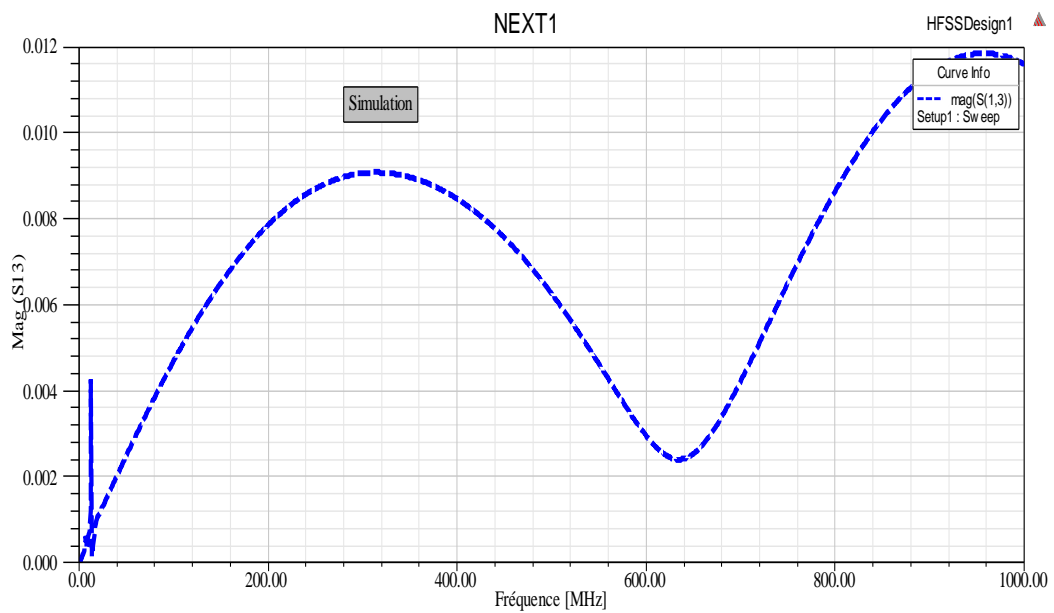


Figure III. 17 : La simulation S_{13} dans le cas de quatre trous

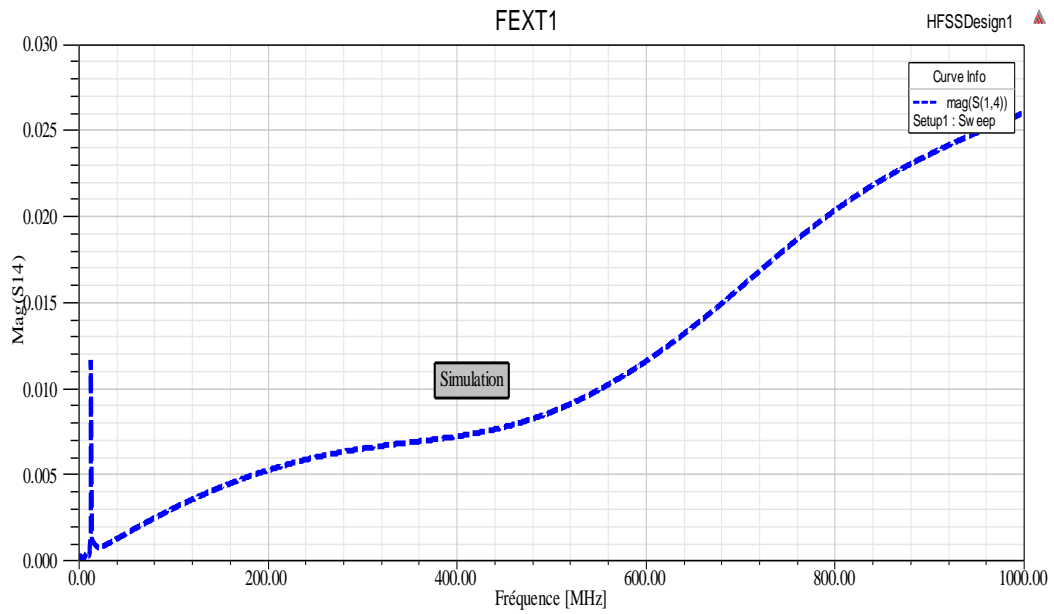


Figure III. 18 : La simulation S_{14} dans le cas de quatre trous

Les figures (III. 19) et (III. 20) représentent respectivement une comparaison entre les paramètres de transmission de diaphonie S_{13} et S_{14} issus de la simulation dans les cas précédentes (2,3 et 4 trous).

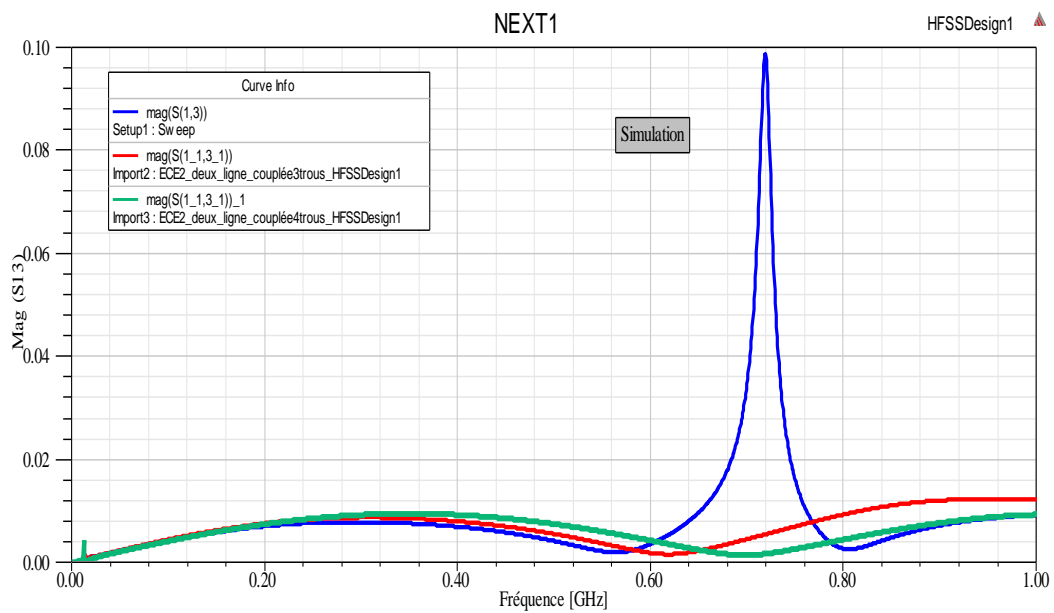


Figure III. 19 : Comparaison du S_{13} issu de la simulation entre les trois cas (2,3 et 4 trous)

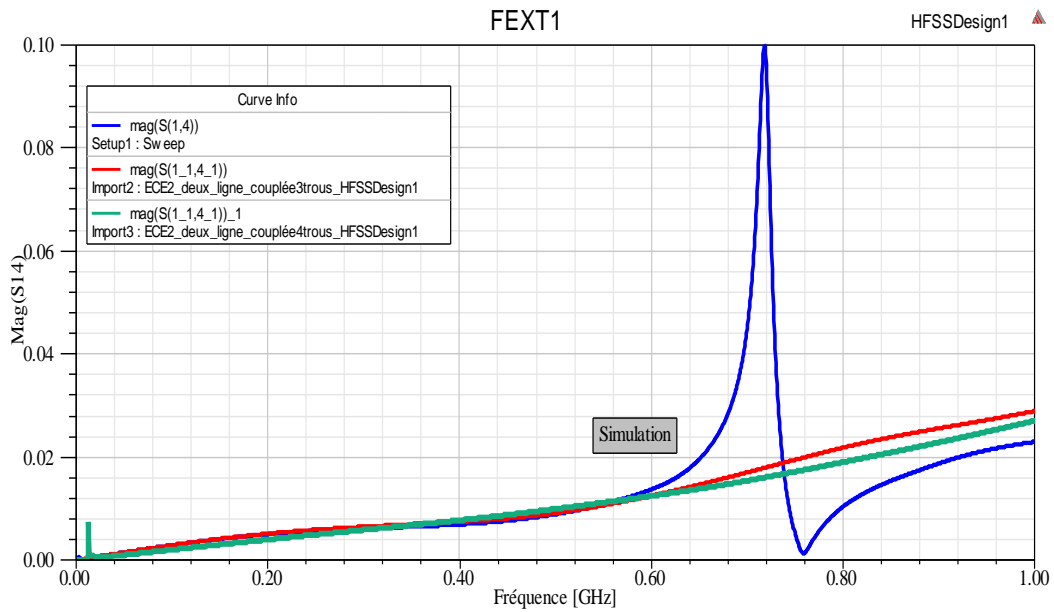


Figure III. 20 : Comparaison du S_{14} issu de la simulation entre les trois cas (2,3 et 4 trous)

Le tableau (III. 1) résume une étude comparative entre les trois structures simulées dans la gamme de fréquence (10 KHz à 600 MHz).

	<i>Deux lignes couplés</i>	<i>2 Trous</i>	<i>3 Trous</i>	<i>4 Trous</i>
<i>Pic S_{13}</i>	0,047	0,0075	0,0079	0,0089
<i>Taux %</i>	-	84%	83%	81%
<i>Pic S_{14}</i>	0 ,0276	0,0061	0,0068	0,0069
<i>Taux %</i>	-	77%	75%	75%

Tableau III. 1: Comparaison du S_{13} et S_{14} dans les trois structures

A partir de l’analyse des graphes illustrés dans les deux figures (III. 19) et (III. 20). On observe que, le taux est le plus bas dans le cas de deux trous, avec plus de 84 % pour le NEXT, et plus de 77% pour le FEXT. Mais si on considère toute la gamme de fréquences, on remarque une augmentation de pic de transmission de diaphonie aux alentours de la fréquence de 720 MHz. Par contre, dans le cas de trois trous, on a une diminution plus stable du paramètre de transmission de la diaphonie (plus de 83 % pour le NEXT, et plus de 75% pour le FEXT). Et lorsqu’on augmente le nombre des trous, cela ne diminue pas la diaphonie. Pour le cas de quatre trous on remarque que le taux est diminué par rapport à trois trous. On conclut que, le nombre optimal des trous pour notre structure est de trois trous.

La méthode de LGT est une méthode efficace, mais il faut prendre en compte la gamme de fréquences désirée. L'ajout d'un nombre élevé de trous ne sera pas la meilleure solution, mais un nombre optimal sera suffisant, et plus économique du point de vue technologique.

6.3. Ligne de garde avec des ellipses

Les figures (III. 21) et (III. 22) représentent respectivement une comparaison des paramètres des transmissions V_{NEXT} et V_{FEXT} de la diaphonie, de deux ellipses avec deux trous.

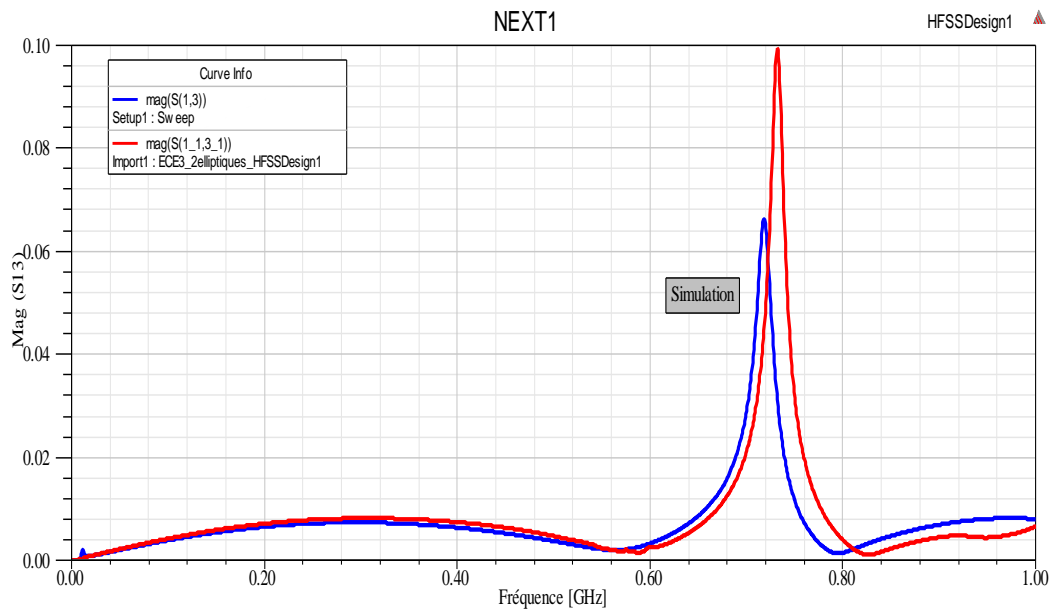


Figure III. 21 : Comparaison entre le S_{13} issu de deux ellipses avec deux trous

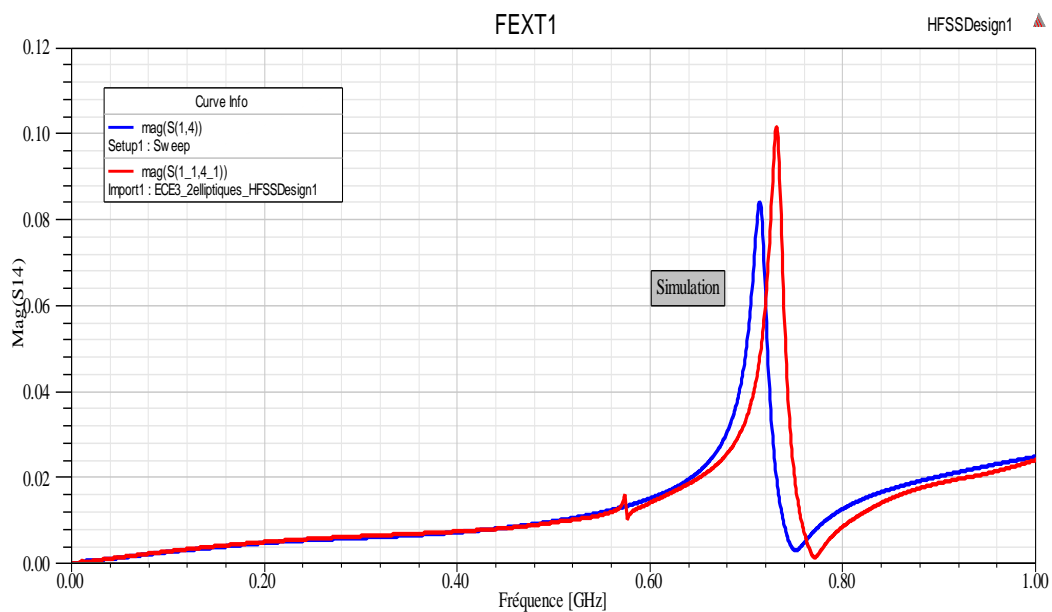


Figure III. 22 : Comparaison entre le S_{14} issu de deux ellipses avec deux trous

Les figures (III. 23) et (III. 24) représentent respectivement une comparaison des paramètres des transmissions V_{NEXT} et V_{FEXT} de la diaphonie de trois ellipses avec trois trous.

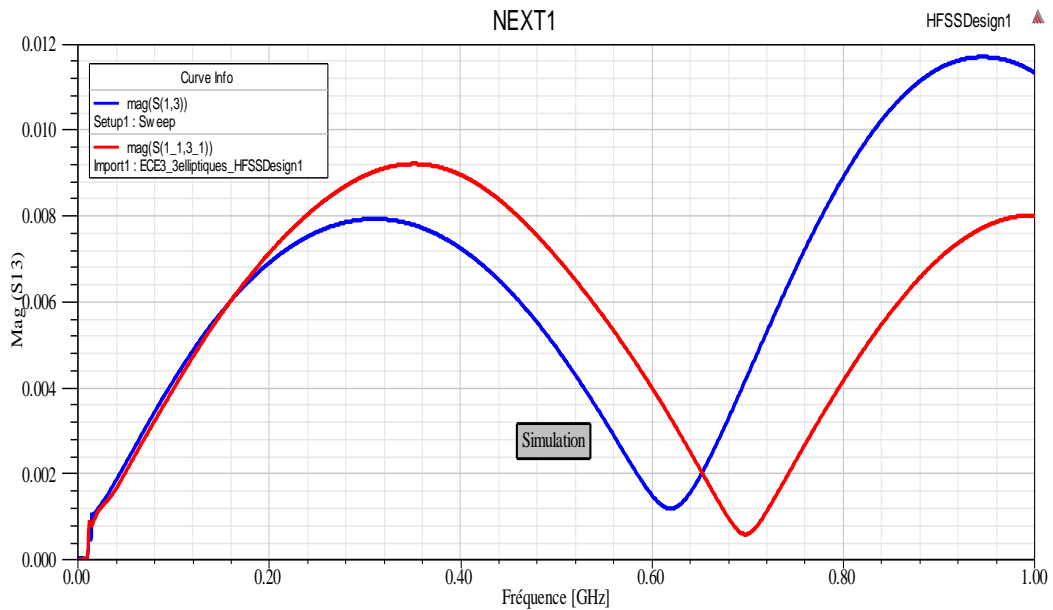


Figure III. 23: Comparaison entre le S_{13} issu de trois ellipses avec trois trous

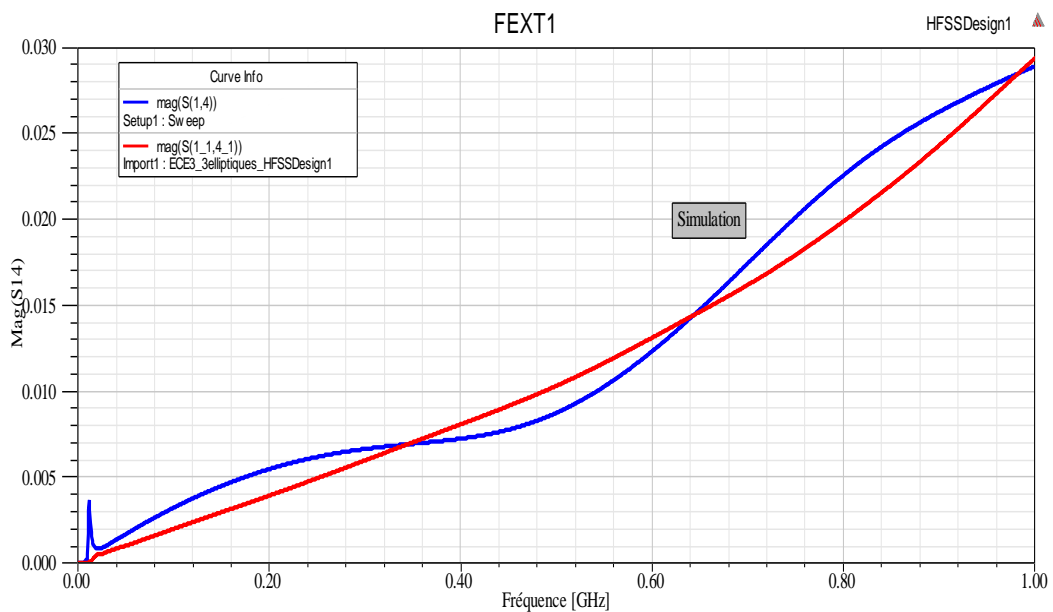


Figure III. 24: Comparaison entre le S_{14} issu de trois ellipses avec trois trous

Les figures (III. 25) et (III. 26) représentent respectivement une comparaison des paramètres des transmissions V_{NEXT} et V_{FEXT} de la diaphonie de quatre ellipses avec quatre trous.

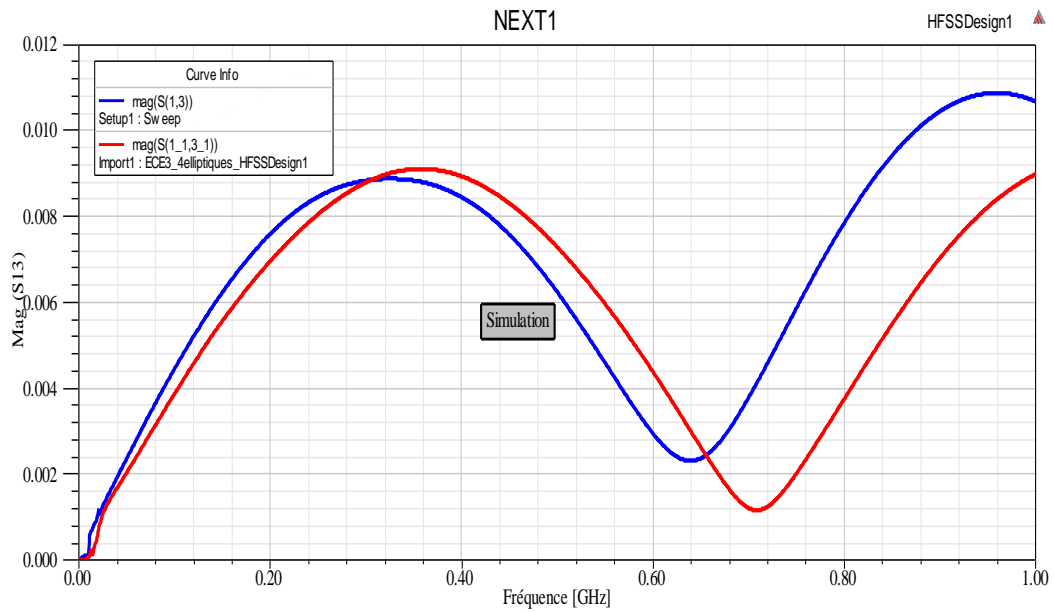


Figure III. 25 : Comparaison entre le S_{13} issu de quatre ellipses avec quatre trous

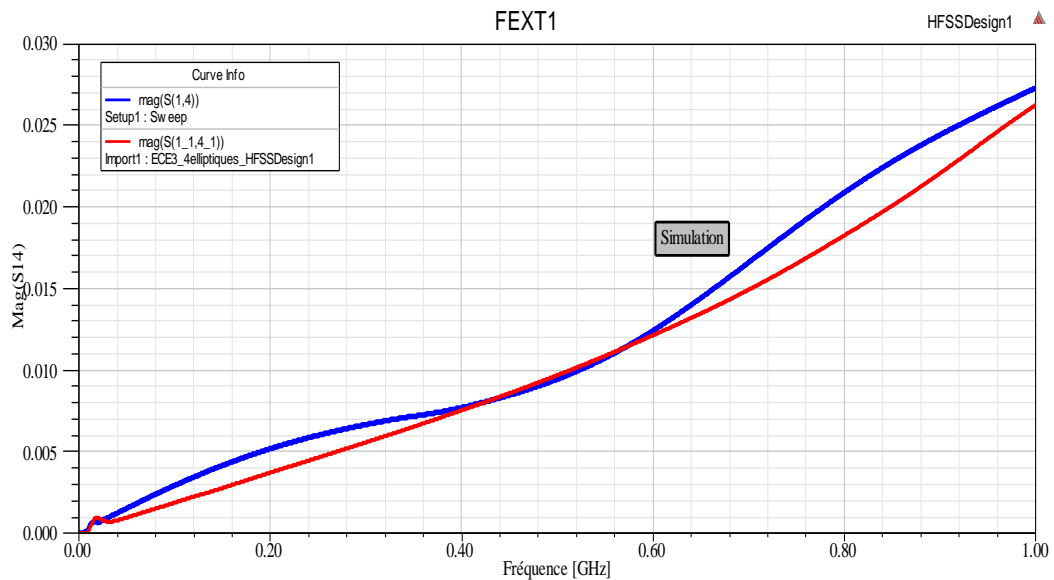


Figure III. 26 Comparaison entre le S_{14} issu de quatre ellipses avec quatre trous

Le tableau (III. 2) résume une étude comparative entre les trois structures simulées dans la gamme de fréquence (10 KHz à 600 MHz).

	<i>2 Ellipses</i>	<i>3 Ellipses</i>	<i>4 Ellipses</i>
<i>Pic S_{13}</i>	<i>0,0076</i>	<i>0,0088</i>	<i>0,0086</i>
<i>Taux %</i>	<i>84%</i>	<i>81%</i>	<i>81%</i>
<i>Pic S_{14}</i>	<i>0,0066</i>	<i>0,0067</i>	<i>0,0064</i>
<i>Taux %</i>	<i>76%</i>	<i>75%</i>	<i>76%</i>

Tableau III. 2: Comparaison du S_{13} et S_{14} dans les trois structures elliptiques

A partir des résultats issus de la simulation on a remarqué que la structure proposée (elliptique) aide à réduire la diaphonie. Mais si on compare ces résultats avec la structure (trou), on conclut que le trou est plus efficace que l'ellipse.

6.4. Ligne de garde avec des carrés

Les figures (III. 27) et (III. 28) représentent respectivement une comparaison des paramètres des transmissions V_{NEXT} et V_{FEXT} de la diaphonie de deux carrés avec deux trous.

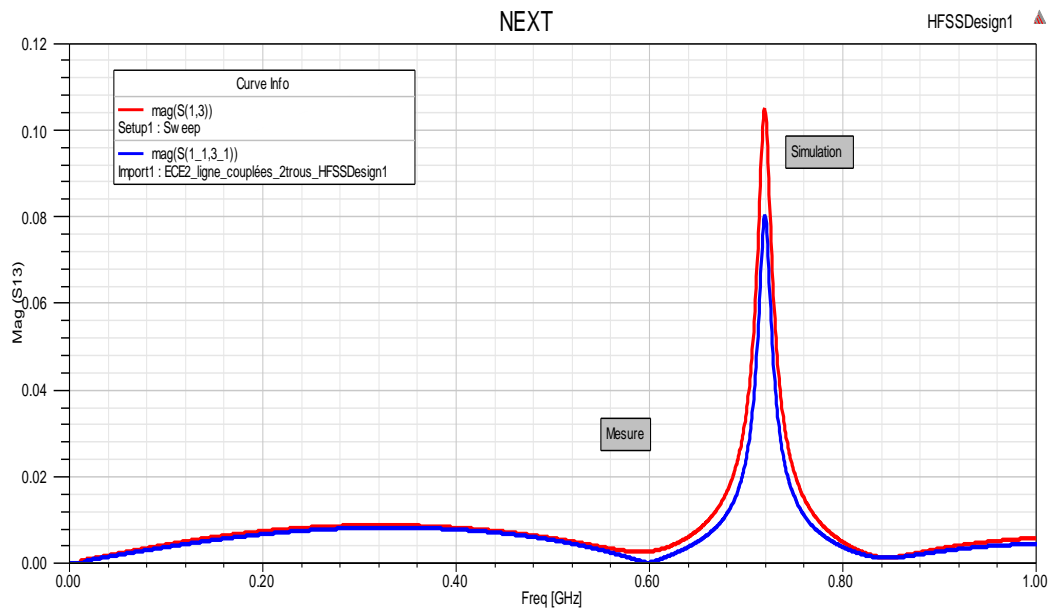


Figure III. 27 : Comparaison entre le S_{13} issu de deux carrés avec deux trous

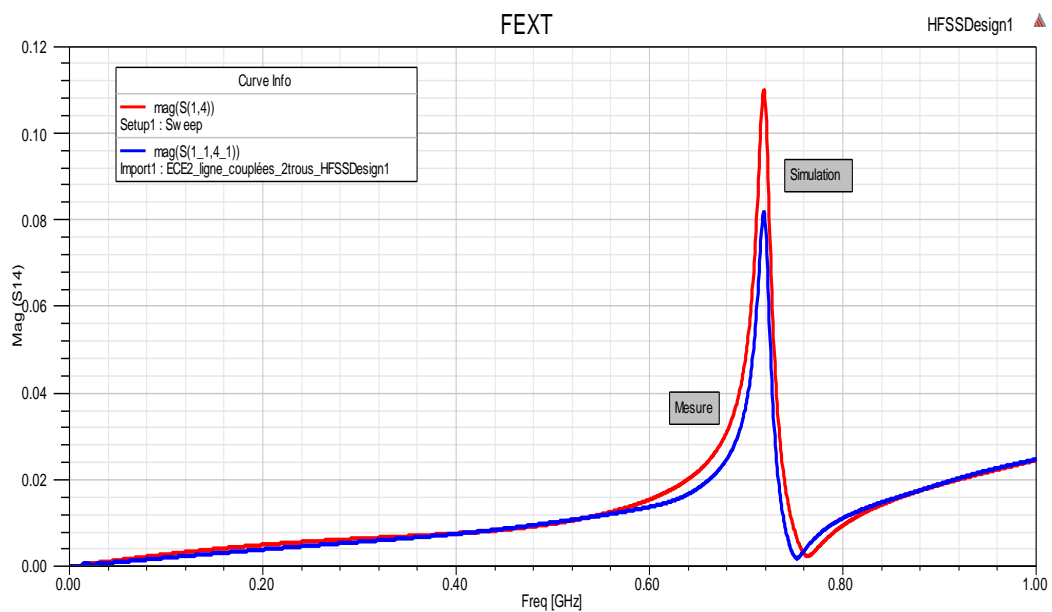


Figure III. 28 : Comparaison entre le S_{14} issu de deux carrés avec deux trous

Les figures (III. 29) et (III. 30) représentent respectivement une comparaison des paramètres des transmissions V_{NEXT} et V_{FEXT} de la diaphonie de trois carrés avec trois trous.

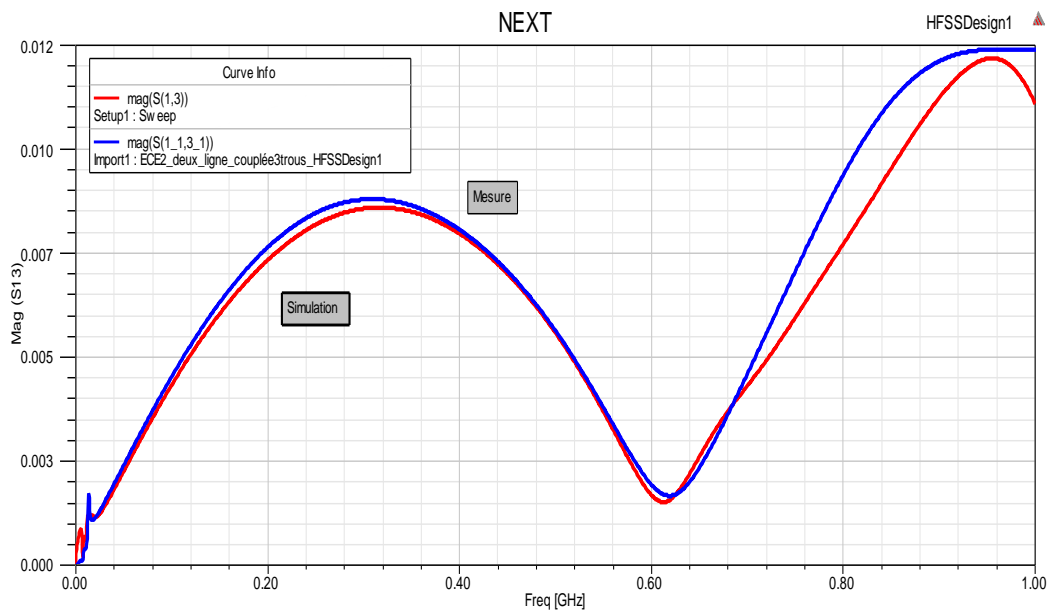


Figure III. 29 : Comparaison entre le S_{13} issu de trois carrés avec trois trous

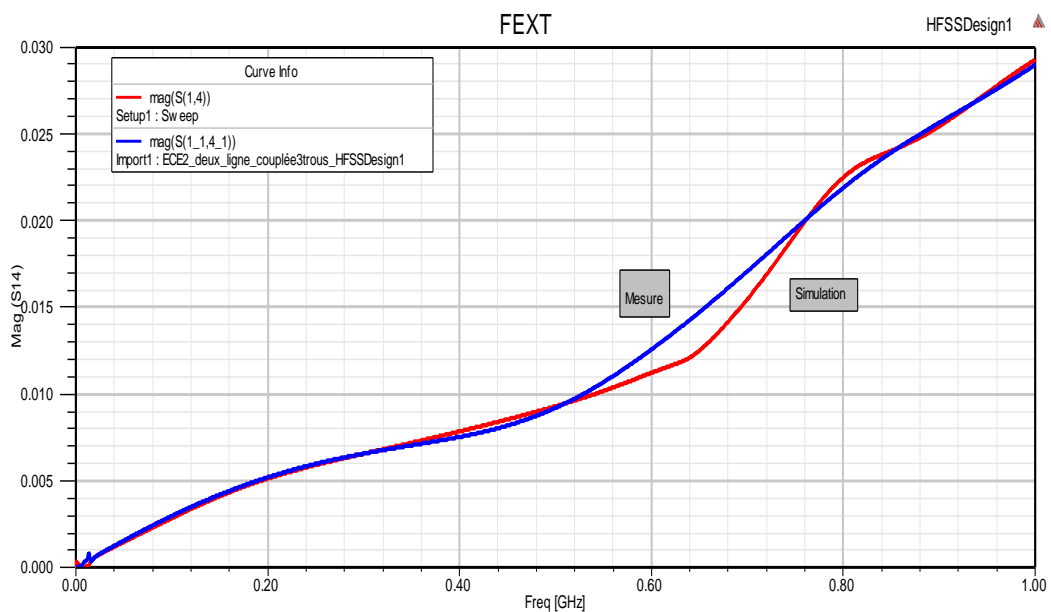


Figure III. 30 : Comparaison entre le S_{14} issu de trois carrés avec trois trous

A partir des résultats issus de la simulation, on a remarqué que la structure proposée (carrée) aide à réduire la diaphonie. On conclut que le trou est plus efficace que le carré.

6.5. Ligne de garde avec des triangles

Les figures (III. 31) et (III. 32) représentent respectivement une comparaison des paramètres des transmissions V_{NEXT} et V_{FEXT} de la diaphonie de deux triangles avec deux trous.

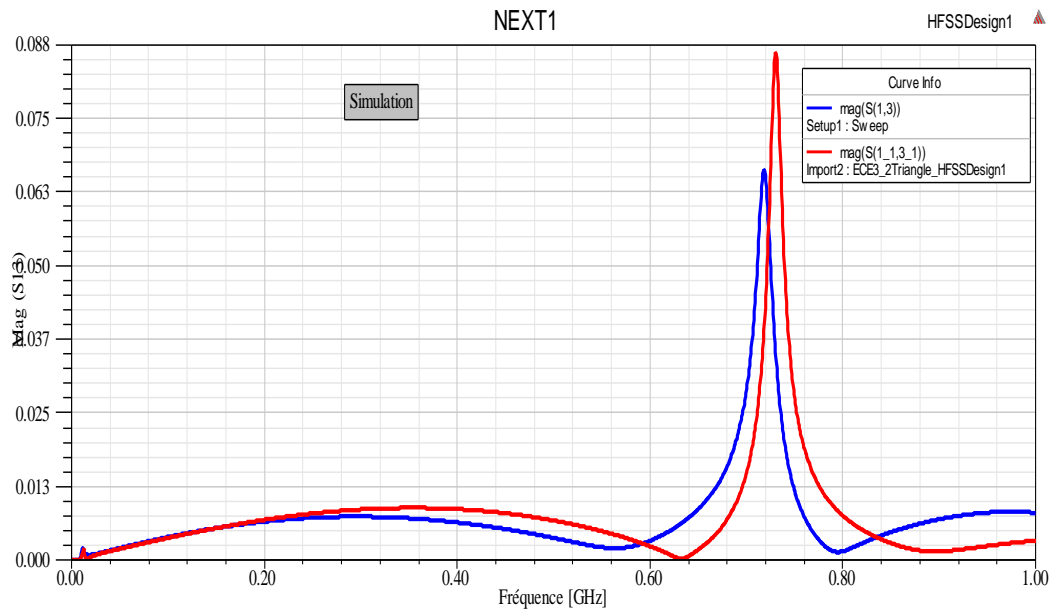


Figure III. 31 : Comparaison entre le S_{13} issu de deux triangles avec deux trous

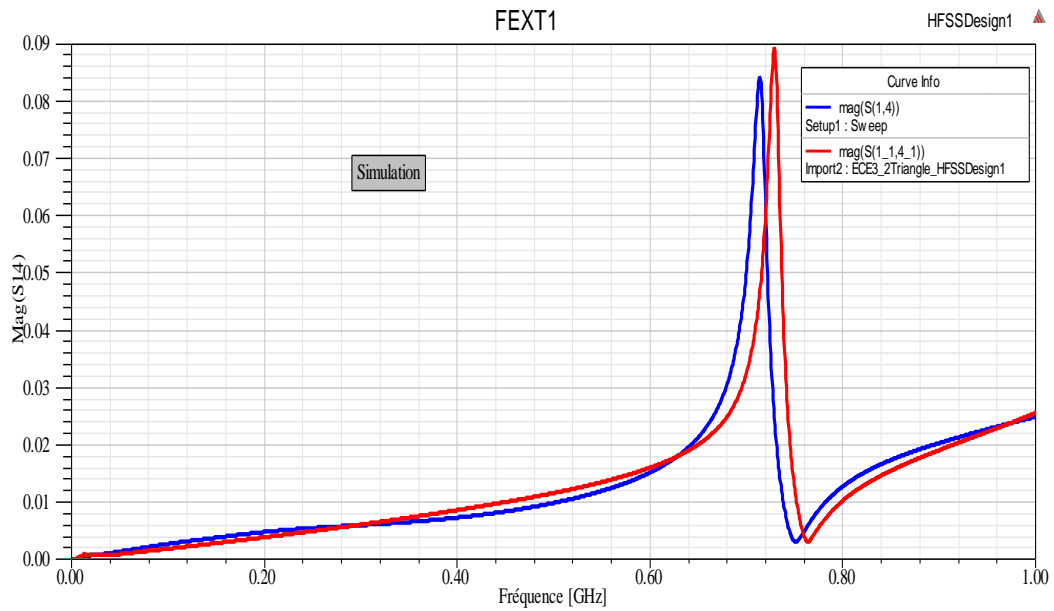


Figure III. 32 : Comparaison entre le S_{14} issu de deux triangles avec deux trous

Les figures (III. 33) et (III. 34) représentent respectivement une comparaison des paramètres des transmissions V_{NEXT} et V_{FEXT} de la diaphonie de trois triangles avec trois trous.

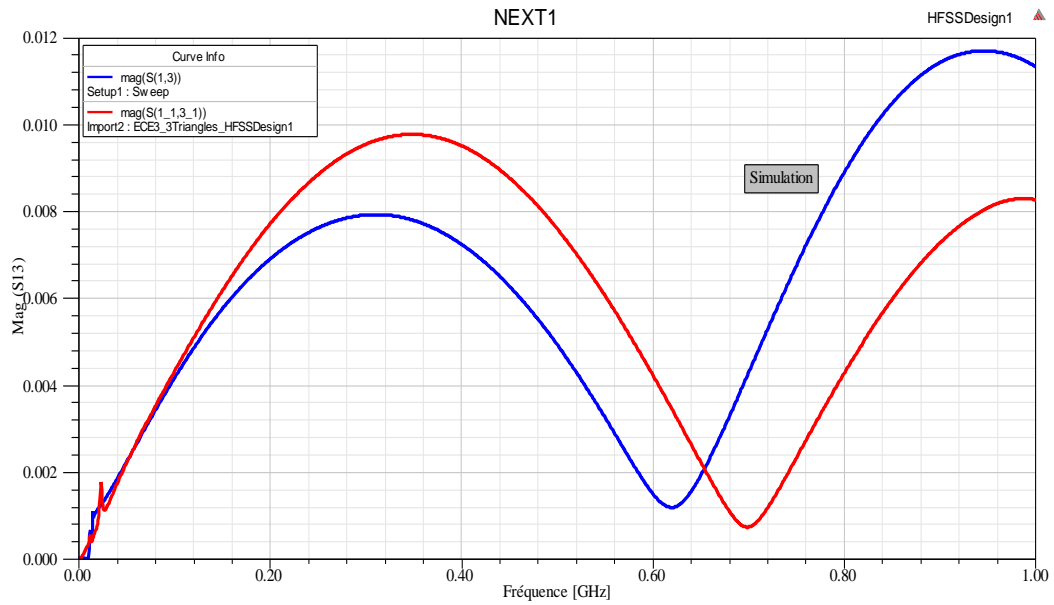


Figure III. 33: Comparaison entre le S_{13} issu de trois triangles avec trois trous

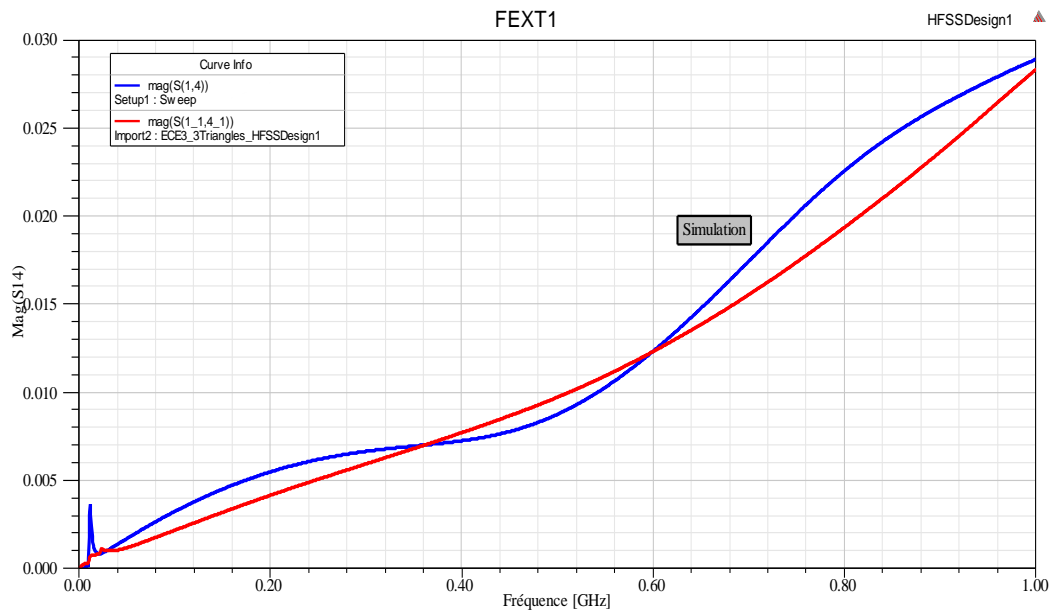


Figure III. 34: Comparaison entre le S_{14} issu de trois triangles avec trois trous

A partir des résultats issus de la simulation, on a remarqué que la structure proposée (triangle) aide à réduire la diaphonie. Mais si on compare ces résultats avec le model (trou), on a la même conclusion que l'ellipse et le carrée, c'est-à-dire le trou est plus efficace que le triangle

6.6. Comparaison entre les structures proposées

Les figures (III. 35) et (III. 36) représentent respectivement une comparaison des paramètres des transmissions V_{NEXT} et V_{FEXT} de la diaphonie de trois structures proposées avec deux trous.

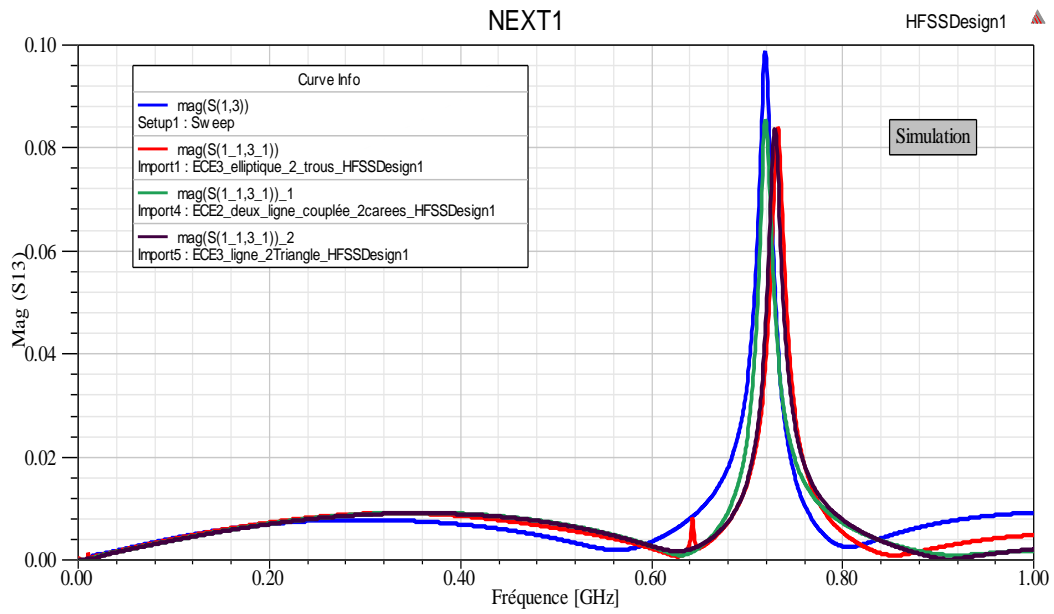


Figure III. 35 : Comparaison entre le S_{13} issu de trois structures proposées avec deux trous

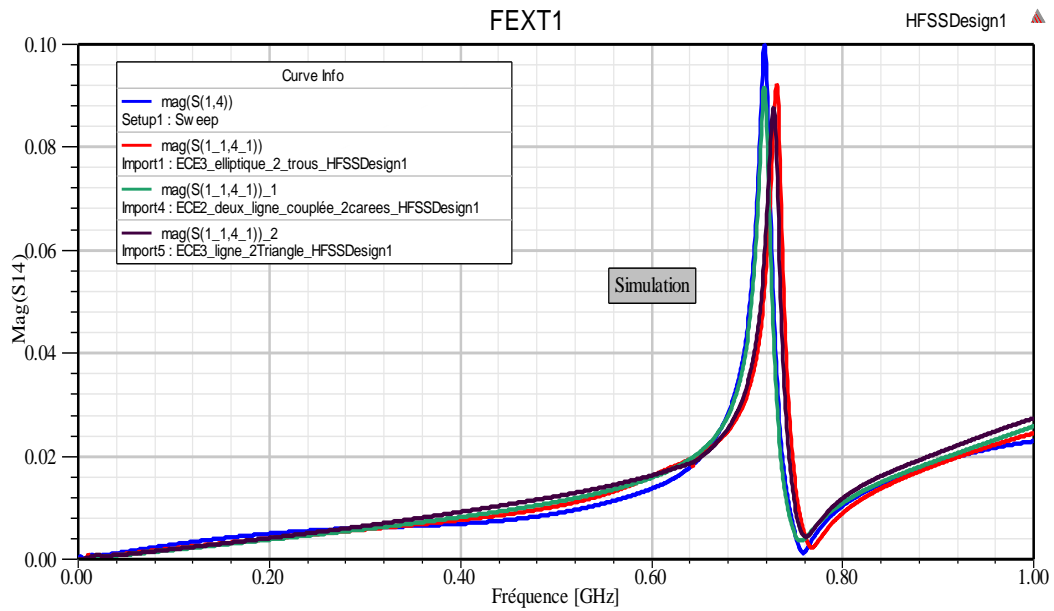


Figure III. 36 : Comparaison entre le S_{14} issu de trois structures proposées avec deux trous

Les figures (III. 37) et (III. 38) représentent respectivement une comparaison des paramètres des transmissions V_{NEXT} et V_{FEXT} de la diaphonie de trois structures proposées avec trois trous.

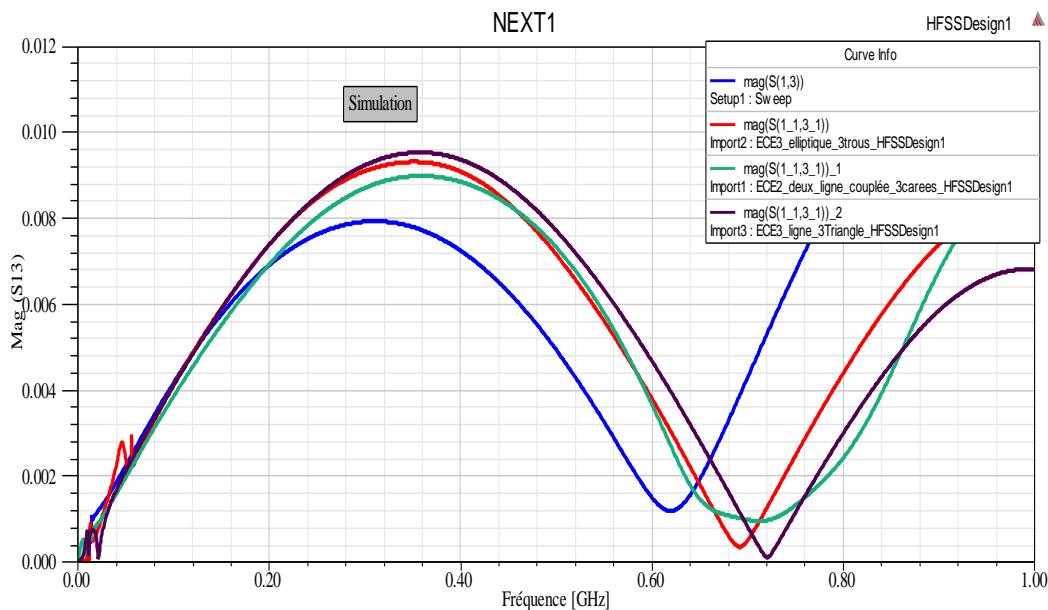


Figure III. 37 : Comparaison entre le S_{13} issu de trois structures proposées avec trois trous

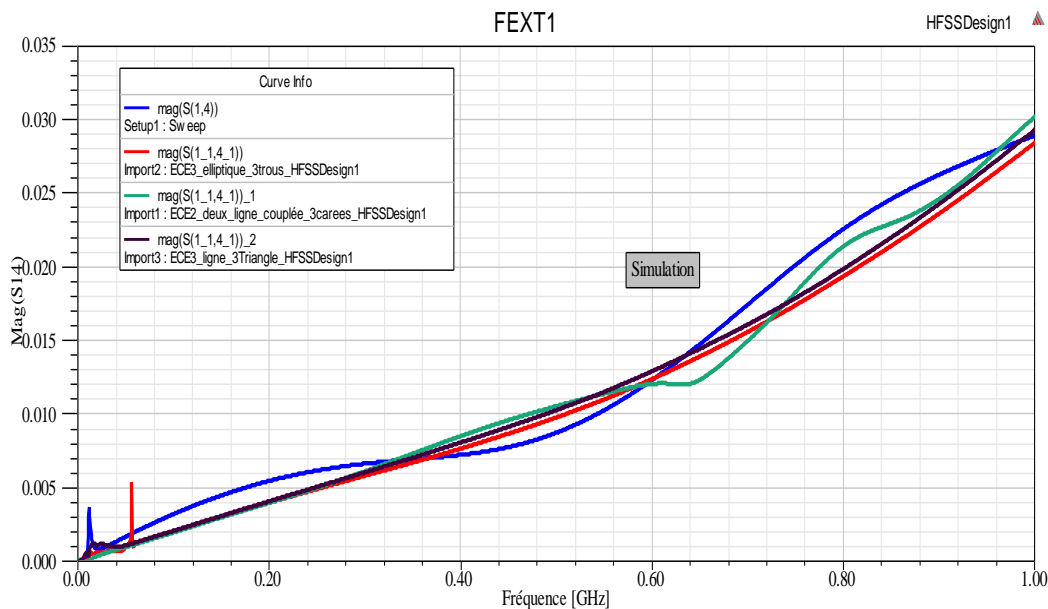


Figure III. 38 : Comparaison entre le S_{14} issu de trois structures proposées avec trois trous

A partir des deux figures précédentes, on conclut qu'on a une bonne concordance entre les paramètres S de transmission de diaphonie (S_{13} , S_{14}) dans les différentes structures, on a observé que le pic le plus bas des paramètres de diaphonie, de NEXT et de FEXT est plus claire dans le modèle de trou. On conclut que le model (trou) réduit bien la diaphonie que les autres modèles.

7. Conclusion

Dans ce chapitre, plusieurs simulations ont été réalisées sous HFSS, afin de réduire la diaphonie entre deux lignes microrubans couplées sur les cartes PCBs .On a propose des modèles différents des cartes. Ces cartes sont avec une ligne de garde de forme rectiligne avec (2, 3, et 4 trous).

A partir de l'analyse des résultats obtenus, on observe que, le taux est le plus bas dans le cas de deux trous, avec plus de 84 % pour le NEXT, et plus de 77% pour le FEXT. Mais si on considère toute la gamme de fréquences, on remarque une augmentation de pic de transmission de diaphonie aux alentours de la fréquence de 720 MHz. Par contre, dans le cas de trois trous, on a une diminution plus stable du paramètre de transmission de la diaphonie (plus de 83 % pour le NEXT, et plus de 75% pour le FEXT). Et lorsqu'on augmente le nombre des trous, cela ne démunit pas la diaphonie. Pour le cas de quatre trous on remarque que le taux est démunit par rapport à trois trous.

On a conclu que, le nombre optimal des trous pour notre structure est de trois trous. Dans la deuxième partie de ce chapitre ; on a proposé des nouvelles structures afin d'améliorer les résultats de la réduction de la diaphonie. Après la simulation des ces structures, on a conclu que la méthode de LGT est une méthode efficace, mais il faut prendre en compte la gamme de fréquences désirée. L'ajout d'un nombre élevé de trous ne sera pas la meilleure solution, mais un nombre optimal sera suffisant, et le modèle (trou) est plus économique du point de vue technologique et plus facile à réaliser lors de la conception des cartes PCBs.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Notre projet de fin d'études a permis de traiter les méthodes de la réduction de la diaphonie dans les cartes imprimées PCBs, du point de vue de la CEM.

Le premier chapitre était consacré à une étude générale de la compatibilité électromagnétique et les circuits imprimés. Les causes des problèmes de la CEM et les différents modes de propagation des perturbations électromagnétiques, nous avons développé la problématique de la CEM, qui est due aux couplages parasites entre pistes ou inter circuits imprimés dans les cartes PCBs. Ensuite, l'émission et l'immunité en champ proche des circuits imprimés et les perturbations électromagnétiques ont été présentés, dont la propagation rayonnée en champ proche qui est le couplage de diaphonie capacitive et inductive.

Le deuxième chapitre était consacré à l'étude de la diaphonie sur les cartes PCBs et les méthodes de la réduction de diaphonie. Dans la première étape on a présenté une étude générale sur les lignes de transmission. Puis des notions sur les lignes microrubans et l'analyse des paramètres linéiques de deux lignes couplées symétriques par la méthode des moments (MoM).

Enfin, le dernier chapitre, été dédié à l'interprétation des résultats issus de la simulation sous HFSS, afin de réduire la diaphonie entre deux lignes microrubans couplées symétriques sur les cartes PCBs. On a réalisé plusieurs cartes qui ont des structures géométriques différentes élaborées sous HFSS. A partir de l'analyse des résultats obtenus, on a conclu que, le taux est le plus bas dans le cas de deux trous, avec plus de 84 % pour le NEXT, et plus de 77% pour le FEXT. Mais si on considère toute la gamme de fréquences, on remarque une augmentation de pic de transmission de diaphonie aux alentours de la fréquence de 720 MHz. Par contre, dans le cas de trois trous, on a une diminution plus stable du paramètre de transmission de la diaphonie (plus de 83 % pour le NEXT, et plus de 75% pour le FEXT). Et lorsqu'on augmente le nombre des trous, cela ne démunit pas la diaphonie. Pour le cas de quatre trous on a remarqué que le taux est démuni par rapport à trois trous. On conclut que, le nombre optimal des trous pour notre structure est de trois trous.

Dans la deuxième partie de ce chapitre ; on a proposé des nouvelles structures (elliptique, carrée, triangle), afin d'améliorer les résultats de la réduction de la diaphonie. Après la simulation de ces structures, on a conclu que la méthode de LGT est la méthode la plus efficace, mais il faut prendre en compte la gamme de fréquences désirée. L'ajout d'un nombre élevé de trous ne sera pas la meilleure solution, mais un nombre optimal sera suffisant, et le modèle (trou) est plus économique du point de vue technologique et plus facile à réaliser lors de la conception des cartes PCBs.

Bibliographie

- [1] M'zali Nabil. « Etude des problèmes de la compatibilité électromagnétique dans un circuit imprimé », mémoire de magister, Université Tizi Ouzou, 2014.
- [2] Y. Mori, « Compatibilité Electromagnetique », une introduction, Lavoisier 2007.
- [3] A. Charoy, « Compatibilité Eléctromagnetique », Dunod, 2000.
- [4] B. Bismuth, M Gasch, A Meozzi et R. Rosaio, L'Europe : « prêt pour le circuit changement, dossier électronique » mag, janvier/février 2011.
- [5] E. Calden, « Conception et Fabrication des Circuits Imprimés Rigides, technique de l'ingénieur », traité électronique E 3 342 V2, 2013.
- [6] J. Varteresian, « Fabricating Printed boards », Newnes Elsevier Science (USA) 2002.
- [7] M. Kanda, « Standard Probes for Electromagnetic Field Measurement », IEEE Transaction on antennas and propagation, vol. 41, N° 10, October 1993, pp. 1349-1364.
- [8] Tristan Dubois, « Etude de l'Effet d'Ondes Electromagnétiques sur le Fonctionnement de Circuits Electroniques » - Mise en place d'une méthode de test des systèmes, mémoire de thèse, Université Montpellier 2, 2009.
- [9] Yolanda Vives Gilabert, « Modélisation des Emissions Rayonnées de Composants Electroniques ». Thèse de doctorat, Université de Rouen, 15 novembre 2007
- [10] S. Akue Boulingui, « Etude du Couplage Electromagnétique entre Circuits Intégrés par Emulation du Perturbateur » - Application en téléphonie 3G -, 2009.
- [11] D. A. Weston, « Electromagnetic Compatibility Principles and Applications, Edition Marcel Dekker Inc, Electrical Engineering & Electronics », ISBN: 0-8247-8507-X, June 1991.
- [12] Youssef Korri Amrani, « Flot de Simulation avec la Méthode FDTD pour IEM/CEM appliqué sur un package flip-chip sous ADS et EMPro ». Mémoire de fin d'étude de master, 22 Juin 2012.
- [13] M. O'Hara, « EMC at Component and PCB level ». Newnes Edition, ISBN 0-7506-3355-7, pp. 99-100, 2001.

- [14] Adnan Saghir, « Contribution à la Caractérisation des structures rayonnantes, Application aux Etudes en Champ Proche de Rayonnement Electromagnétique », mémoire de thèse Université de Toulouse, 12 novembre 2013.
- [15] F. de Daran, J. Chollet-Ricard, F. Lafon, O. Maurice, « Prediction of the Field Radiated at One Meter from PCB's and Microprocessors from Near EM Field Cartography », IEEE International Symposium on EMC, vol 1, pp. 479-482, 2003.
- [16] F. Chauvet, « La Compatibilité Electromagnétique, Technique de l'ingénieur », traité électronique E 3750.
- [17] J. Ben Hadj Salma, « Modélisation du Rayonnement Electromagnétique des Circuits d'Electronique de puissance Application à un Hacheur ». Thèse de doctorat, Ecole de Lyon, 1997.
- [18] S. Atrous, « Mise en Place d'une Méthodologie de Caractérisation en Immunité Champ Proche de Dispositifs Electroniques », thèse de doctorat, Université de Rouen, l'ESIGELEC, 2009.
- [19] M. I. Montrose, « EMC and the printed circuit Board – Desing, Théory, and Layout made simple », New York, IEEE Press, 1998.
- [20] F. Gardiol, « Electromagnétisme », traite d'électricité volume III, Press Polytechniques et universitaires Romandes, 2002.
- [21] S. Demarty, « Contribution à l'étude électromagnétique théorique et expérimentale des cartes de circuit imprimé », thèse de doctorat, université de Limoges, 2006.
- [22] Compatibilité électromagnétique, couplage des perturbations, Ecole supérieur de plasturgie.
- [23] A. Amedeo, « Etude des phénomènes de réflexions, de diaphonie et de stabilité des alimentations sur les cartes à haute densité d'interconnexions », thèse de doctorat, école normale supérieure de Cachan, 2010.
- [24] Nicolas Lacrampe, « Méthodologie de modélisation et de caractérisation de l'immunité des cartes électroniques vis-à-vis des décharges électrostatiques », (ESD) 2008.

- [25] Stéphane Villeger, « Développement de modèles théoriques pour l'étude de la susceptibilité de cartes de circuit imprimé dans leur boîtier face à des parasites transitoires ». Thèse de doctorat, Université de Limoges, décembre 2000.
- [26] J. Quinet, « Théorie et pratique des circuits de l'électronique et des amplificateurs ». Tome III. Dunod Editeur, 1967/V2.
- [27] C. Robinson, T. Piwtorak, B. Souid, « Synthesis and analysis of microstrip and stripline transmission line structure », université de Syracuse, 2011.
- [28] W. Gibson, « The method of moments in electromagnetics », ISBN -13: 978-1-4200-6145-1, Taylor & Francis Group, 2008.
- [29] S. Musa, M. Sadiku, J. Clark, « Finite element analysis for electromagnetic parameters of multiconductor interconnects in multilayered dielectric media», international journal of research and reviews in computer science (IJRRCS), science academy Publisher, united kingdom ,vol. 2, no. 6, pp 1300-1304, ISSN: 2079-2557, 2011.
- [30] F. Gardiol, «Traité d'électricité : électromagnétisme», volume III, ISBN 2-88074-318-4, CH-1015,1996.
- [31] Y. Sohn, J. Lee, H. Park, « Empirical équations on electrical parameters of coupled microstrip lines for crosstalk estimation in printed circuit board », IEEE transaction on advanced packaging, vol.24, no.4, 2001.
- [32] E. Bogatin, « Signal Integrity Simplified, Prentice ». Hall PTR, 2003.
- [33] N. Tidjani, « Etude et méthodes de réduction de la diaphonie dans les cartes PCBs ». Thèse de doctorat, Université Amar Telidji, Laghouat, 2015.
- [34] S. Baffreau, « Susceptibilité des microcontrôleurs aux agressions électromagnétiques », thèse de doctorat, l'institut national des sciences appliquées de Toulouse, 2003.
- [35] C. Chen, W. Huang, C. Chou and C. Lu, « Accurate design methodology to prevent crosstalk, electronics letters », Vol. 43 No. 3, 2007.

عنوان المذكرة : *Optimisation des géométries des via holes en prévention des EMI rayonnée en*

Télécommunication

المؤطر: تجاني نسيمة

الإسم: خديجة

اللقب: طيبي

المؤطر: تجاني نسيمة

الإسم: نعيمة

اللقب: هواري

ملخص: للحد من ظاهرة اقتران الموجات الكهرومغناطيسية في الدارات المطبوعة PCB، توجد عدة طرق. من بينها انشاء قواعد تسمح بدراسة تداخل الإشارات الكهرومغناطيسية الغير مرغوب فيها. في هذه المذكرة نقوم بدراسة إحدى الطرق والتي تعتبر الأكثر استخداما للحد من الموجات الكهرومغناطيسية بين خطوط النقل في بطاقات الدارات المطبوعة PCB، تمكنا من القضاء عليها بنسبة 84 %، باستعمال برنامج ثلاثي الأبعاد

Memory title : *Optimisation des géométries des via holes en prévention des EMI rayonnée en*
Télécommunication

Name : Taibi
Name : Houari

First name : Khadidja
First name : Naima

Directed by : Tidjani Nassima
Directed by : Tidjani Nassima

Abstract : Crosstalk coupling is a parasitic phenomenon that occurs when one or more lines are close. To reduce crosstalk in PCB cards, several methods exist. One of them is the design rules. These rules can be used to counter crosstalk when designing PCBs printed boards. The remedies against crosstalk are the easiest to achieve and the least expensive when designing. One of the most widely used methods for reducing crosstalk between microstrip transmission lines in PCBs is the addition of a guard line with an optimal number of holes.

Key word: Crosstalk, NEXT, FEXT, PCB microstrip transmission line, guard line, method of moments.

Titre du mémoire : *Optimisation des géométries des via holes en prévention des EMI rayonnée en*
Télécommunication

Nom: Taibi
Nom: Houari

Prénom: Khadidja
Prénom : Naima

Encadreur: Tidjani Nassima
Encadreur: Tidjani Nassima

Résumé : Le couplage par diaphonie est un phénomène parasite qui apparaît lorsqu'une ligne ou plusieurs lignes sont proches. Pour réduire la diaphonie dans les cartes PCBs, plusieurs méthodes existent. Parmi elles, on a les règles de conception. Ces règles permettent d'intervenir contre la diaphonie lors de la conception des cartes imprimées PCBs. Les remèdes contre la diaphonie sont les plus faciles à réaliser et les moins coûteux lors de la conception. Une des méthodes les plus utilisées pour la réduction de la diaphonie entre les lignes de transmission microruban dans les cartes PCBs, est l'ajout d'une ligne de garde avec un nombre optimale des trous (via holes).

Mots clés : Diaphonie, NEXT, FEXT, PCB , ligne de transmission microruban, ligne de garde, méthode des moments.