

الجمهورية الديمقراطية الشعبية الجزائرية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE

جامعة عمار ثلجي بالأغواط

Université Amar Thelidji- Laghouat

كلية التكنولوجيا

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT ELECTRONIQUE

MEMOIRE DE MASTER



Présenté par :

ABOUELFARADJ NADIA

SACI SIHAM

DOMAINE : Télécommunication

FILIERE : Génie Electrique

OPTION : Technologies

Thème

**Contrôle des couplages électromagnétiques parasites
par un résonateur anneau fendu au sein des
équipements de télécommunication**

Soutenu publiquement devant le jury composé de :

Nom et Prénom	Grade	Qualité
Mme.Mesri Mokhtaria	Prof	Président
Mr.Chaker Mohse Naser Saleh	MCB	Examineur
Mme. Tidjani Nassima	MCB	Rapporteur

Promotion : Juil - 2020



Dédicace

J'ai l'immense honneur de dédier ce mémoire

A la lumière de mes jours, la source de mes efforts, la flamme de mon cœur, ma vie et mon bonheur ; maman que j'adore.

A ma chère sœur

***INESS**, que DIEU me la garde.*

*A toute la famille **ABOUELFARADJ**.*

Pour l'amour, l'attention, et le soutien qu'ils m'ont apporté.

*A mon binôme **SIHAM** et toute sa famille.*

A mes chères amies et connaissances.

A tous ceux qui j'aime et qui m'aiment.

La vie n'est qu'un éclair, Et un jour de réussite est un jour très cher.

NADIA ...





Dédicace

Je dédie ce modeste travail A :

*- Ma très précieuse mère «**MALIKA HAMOUD** », Source de mes joies, secret de ma force.*

*-Mon très cher père «**AHMIDA SACI** », Mon épaule solide, mon héro, mon roi. Merci d'être tout simplement mes parents C'est à vous que je dois cette réussite Et je suis fier de vous l'offrir.*

*- Mon frère : **MESSAOUD** et son épouse **SOUMIA**.*

*- Mes sœurs : **SOUMIA** et **IMANE**.*

*- Mes petits-neveux: **MOHAMMED**, **WAEI**, **SARAH** et la princesse **IKRAM** qu'Allah les protège et les fait croître en belle croissance.*

*-Ma meilleure amie «**NADIA ABOUELFARADJ**» ma confidente, ma complice, elle m'accepte telle que je suis, C'est une fille en or.*

- Tous mes amis, mes proches et mes collègues.

SIHAM SACI



Remerciement

Nous remercions Allah, qui nous a donné la force, le courage et la bonne volonté de faire.

Au terme de ce travail, nous adressons nos remerciements les plus sincères à notre encadreur **Mm TIDJANI NASSIMA** à l'université de **AMMAR THELIDJI-LAGHOUAT**, pour nous avoir permis de bénéficier de son grande savoir dans la matière et son aide précieux tout au long de ce travail.

On tient à remercier tout personne ayant participé, de loin ou de prêt à la réalisation de ce travail.

Nous remercions particulièrement les membres de jury d'avoir l'amabilité de présider le jury, de nous avoir accordé l'honneur d'accepter l'évaluation de ce mémoire.

Pour finir, nous avons une pensée toute particulière pour nos parents et nos proches qui n'ont jamais cessé de nous fournir l'essentiel.

A jamais merci pour nous pousser à toujours dépasser nos limites.

Résumé

La diaphonie est une interférence électromagnétique qui se produit entre deux ou plusieurs lignes de transmission couplées, lorsqu'elles sont proche les uns des l'autre, c'est une préoccupation majeure dans les circuits imprimé. Ce mémoire traité le problème de diaphonie dans le multiconducteur lignes de transmission et la manière de réduire ce problème entre aux en utilisant des structures résonateur à base de méta matériaux, notamment le résonateur à anneau fendu SRR (split ring resonator) et le CSRRs (complemontry split ring resonator) avec des différentes forme. Enfin, l'utilisation des métas matériaux offre la possibilité de la miniaturisation et la performance des circuits car ils sont des structures artificielles utilisées pour contrôler les propriétés électromagnétiques et leurs applications.**Mots clés :** diaphonie, SRR, CSRR, MTLs.**Abstract**

Crosstalk is electromagnetic interference that occurs between two or more coupled transmission lines, when they are close to each other. This thesis deals with the crosstalk problem in multiconductor transmission lines and how to reduce this problem comes into play using resonator structures based on metamaterials, in particular the SRR (split ring resonator) and CSRRs (complemontry split ring resonator) with different shapes. Finally, the use of matamaterials offers the possibility of miniaturization and the performanse of ciruits because they are artificial structures used to control electromagnetic properties and their applications.

Keywords: crosstalk, SSR, CSRR, MTLs.

ملخص

Diaphonie هو تداخل كهرومغناطيسي يحدث بين خطي نقل أو أكثر، عندما يكونان قريبين من بعضهما البعض. تتعامل هذه الأطروحة مع مشكلة تداخل الإشارات في خطوط النقل متعددة الموصلات وكيفية الحد من هذه المشكلة التي يتم تفعيلها باستخدام هياكل مرنان تعتمد على méta matériaux، ولا سيما SRR (مرنان الحلقة المنقسمة) و CSRRs (مرنان الحلقة المنفصلة) بأشكال مختلفة. أخيرًا، يوفر استخدام méta matériaux إمكانية التصغير وأداء الدوائر لأنها هياكل اصطناعية تستخدم للتحكم في الخصائص الكهرومغناطيسية وتطبيقاتها.

الكلمات المفتاحية : MTLs, CSRR, SSR, diaphonie

Table des matières

Dédicace	I.
Remerciement	II.
Résumé	III.
Table de matière	IV.
Listes des figures	V.
Liste des tableaux	VI.
Glossaire.....	VII.
Liste des symboles.....	VIII.
Introduction générale	1
<i>CHAPITRE I : Les couplages électromagnétiques parasites dans les MTLs</i>	
1. Introduction	4
2. Perturbations électromagnétiques	4
2.1. Sources de perturbations	4
2.2. Propagation et couplage des perturbations	5
2.2.1. Couplage par conduction	6
2.2.1.1. Couplage par impédance commune	6
2.2.1.2. Couplage boucle de terre	7
2.2.2. Couplage par rayonnement	7
2.2.2.1. Couplage d'un champ à fil	7
2.2.2.2. Couplage du champ à boucle	8
2.2.2.3. Couplage par diaphonie inductive	9
2.2.2.4. Couplage par diaphonie capacitive	10
3. Diaphonie	11
4. Ligne de transmission	13
4.1. Equations de propagations pour une ligne de transmission.....	14
4.2. Equations de propagation pour 'N' lignes de transmission « MTLs ».....	16
4.2.1. Solution théorique à partir des équations de Maxwell.....	16
4.3. La ligne micro-ruban	18
4.3.1. L'approximation Quasi-TEM	19
5. Techniques de réduction des interférences	20
5.1. Ligne de garde rectiligne avec des trous	20
5.2. Ligne de garde serpentine	21
6. Conclusion	22

CHAPITRE II : Généralité sur les cellules unitaires méta matériaux et les méthodes d'extractions

1. Introduction	24
2. Généralités	24
2.1. Historique	24
2.2. Méta matériaux.....	25
2.3. Classification	26
2.4. Démarche de conception des cellules métamatériaux.....	27
3. Résonateur en Anneau Fendu (RAF)	29
3.1. La cellule SRR circulaire	29
3.2. La cellule SRR carré	30
3.3. La cellule SRR rectangulaire	32
3.4. Différentes géométries de SRR	32
3.5. Le principe de Babinet	33
4. Le complémentaire du résonateur en anneau fendu (CSRR)	33
4.1. La cellule CSRR circulaire	34
4.2. La cellule CSRR carré	34
5. Résonateur BC-SRR (Broadside Coupled SRR)	35
6. Les différentes approches pour les métas matériaux.....	36
6.1. L'approche résonante pour les métas matériaux.....	36
6.2. L'approche hybride	37
7. La méthode numérique et les outils de simulation de méta matériaux.....	38
7.1. La méthode des éléments finis	39
7.2. Technique et procédure d'homogénéisation	39
7.3. Méthodes d'extraction des paramètres effectifs	40
7.3.1. Approche de Smith (Méthode 1)	40
7.3.2. Approche de NRW (Méthode 2)	41
8. Conclusion	42

CHAPITRE III : Simulation et résultats

1. Introduction	44
2. lignes micro-rubans.....	44
2.1. Les paramètres S (Scattering Parameters).....	45
2.2. Réalisations et conceptions	46

2.3. Banc de Mesure	49
3. Simulations numérique	49
3.1. L'ANSYS HFSS.....	49
3.2. Carte PCB avec deux lignes de transmission	50
3.3. Carte PCB avec 1 élément CSRR	51
3.4. Carte PCB avec deux éléments CSRRs.....	52
4. Résultats et interprétations	53
4.1. Carte PCB avec deux lignes de transmission.....	53
4.2. Carte PCB avec 1 élément CSRR	53
4.3. Carte PCB avec deux éléments CSRRs.....	54
4.4. Etude comparative.....	55
5. Conclusion.....	60
Conclusion générale	61
Bibliographie	63

LISTE FIGURE

CHAPITRE I : Les couplages électromagnétiques parasites dans les MTLs

Figure I.1: Principe de couplage.....	5
Figure I.2: Classification des couplages.....	6
Figure I.3: Couplage par impédance commune.....	6
Figure I.4: Couplage conducteur à plan de masse.....	7
Figure I.5: Couplage d'un champ électrique avec un conducteur	8
Figure I.6: Couplage d'un champ magnétique avec la boucle formée par un conducteur et la terre.....	8
Figure I.7: Couplage d'un champ magnétique avec la boucle formée par deux conducteurs proches.....	9
Figure I.8: Effet des torsades sur les courants induits	9
Figure I.9: Diaphonie inductive	10
Figure I.10: Couplage par diaphonie capacitive	11
Figure I.11: Représentation géométrique et électrique d'un couplage.....	12
Figure I.12: Couplages entre deux conducteurs.....	12
Figure I.13 : Ligne de transmission	13
Figure I.14: Circuit équivalent d'un tronçon de ligne de transmission.....	14
Figure I.15 : Modèle d'un tronçon de longueur dz d'une ligne de transmission sans pertes.....	16
Figure I.16 : Les lignes multiconducteurs.....	17
Figure I.17: topologie d'une ligne micro ruban.....	18
Figure I.18: Allure des champs électrique et magnétique dans une ligne micro-ruban....	19
Figure I.19: Disposition des lignes de champs pour le mode TEM.....	20
Figure I.20 : Ligne de garde avec plusieurs vias.....	21
Figure I.21: La structure ligne de garde en méandre	21
<i>CHAPITRE II: Généralité sur les cellules unitaires méta matériaux et les méthodes d'extractions</i>	
Figure II.1: Les étapes de création du méta matériau	25
Figure II.2: Trièdre indirect caractérisé par la règle de la main gauche.....	26
Figure II.3: Classement des matériaux en fonction de leur permittivité et perméabilité.....	27
Figure II.4: Algorithme de la démarche méthodologique de conception des cellules Méta matériaux.....	28
Figure II.5: Résonateur en anneau fendu (Split Ring Resonator (SRR)).....	29

Figure II.6 : Topologie du SRR circulaire et de leur modèle de circuit équivalent.....	29
Figure II.7 : Topologie du SRR carré et de leur modèle de circuit équivalent.....	31
Figure II.8 : Géométrie de la cellule SRR rectangulaire.....	32
Figure II.9 : Différentes géométries de SRR utilisés pour la conception des matériaux à effet magnétique.....	33
Figure II.10 : Géométries du SRR et du CSRR circulaires.....	34
Figure II.11: Géométrie du CSRR carré.....	35
Figure II.12 : Configuration de la cellule unitaire BC-SRR : (a) carré, (b) circulaire.....	35
Figure II.13: (a) split ring resonator (SRR) et (b) SRR-loaded microstrip line.....	36
Figure II.14: Résonateur Complémentaire fondue d'anneaux CSRR.....	36
Figure II.15: circuit équivalent d'une unité cellulaire d'une ligne main gauche résonant.....	37
Figure II. 16: cellules unitaires composées d'une ligne micro-ruban chargée de SRR.....	38
Figure II. 17: cellule unitaire composées de SRR et CSRR.....	38
Figure II.18: Procédure d'extraction des paramètres effectifs	40

CHAPITRE III : Simulation et résultats

Figure III.1: Lignes micro-rubans couplées.....	44
Figure III. 2: Accès d'un quadripôle.....	45
Figure III.3: Analyseur vectoriel de réseaux.....	46
Figure III.4 :(a) Dessin de la carte PCB sur un papier transparent. (b) coupe la carte PCB par la machine guillotine.....	47
Figure III.5 : la machine insoleuse ultraviolet.....	47
Figure III.6 : La carte PCB dans la solution NaOH.....	47
Figure III.7 :(a) Perchlorure de fer. (b) Retirez l'isolateur de la carte PCB.....	48
Figure III.8: Frottement de la carte PCB par un papier verre.....	48
Figure III.9 : La carte PCB fabriquée.....	48
Figure III.10 : La carte PCB avec les quatre connecteurs.....	48
Figure III.11 : Configuration des lignes micro-ruban 50Ω.....	50
Figure III.12 : Configuration CSRR carré imprimée sur un plan de masse dans HFSS.	51
Figure III.13 : Configuration des lignes micro-ruban avec un CSRR au centre de plan de masse.....	51
Figure III.14 : Configuration des lignes micro-ruban avec deux CSRRs dans le plan de masse.....	52
Figure III.15 : Distribution du courant pour l'annulation des champs électromagnétiques ...	52
Figure III.16 : Les paramètres S11 et S12 des lignes micro-ruban.....	53
Figure III.17: Les paramètres S13 et S14 des lignes micro-ruban.....	53

Figure III.18 : Les paramètres S11 et S12 des lignes micro-ruban avec un CSRR au centre.....	54
Figure III.19 : Les paramètres S13 et S14 des lignes micro-ruban avec un CSRR au centre	54
Figure III.20 : Les paramètres S11 et S12 des lignes micro-ruban avec deux CSRRs.....	55
Figure III.21 : Les paramètres S13 et S14 des lignes micro-ruban avec deux CSRRs.....	55
Figure III.22: S13 avec plan de masse solide, S31 des lignes micro-ruban avec un CSRR et deux CSRRs.....	56
Figure III.23: S41(FEXT) avec plan de masse solide, un CSRR et deux CSRRs.....	57
Figure III.24 : FEXT, S41 avec plan de masse solide, un CSRR et avec deux CSRR.....	58

LISTE DES TABLEAUX

Tableau I.1:Les sources artificielles intensionnelles el non intentionnelle.....	5
Tableau III.1 : Comparaison des paramètres(S31) des lignes en fonction du nombre des cellules CSRR carré.....	56
Tableau III.2 : Comparaison des paramètres (S41) des lignes en fonction du nombre des cellules CSRR carré	58

Liste d'abreviation

BC-SRR: **B**roadside **C**oupled **SRR**

CSRR: **C**omplementary **S**plit **R**ing **R**esonator

DNG: **D**oublement **N**egative

FEXT: **F**ar **E**nd **C**ross **T**alk

HF: **H**autes **F**réquences

HPC: **H**igh **P**erformance **C**omputing

HFSS: **H**igh **F**requency **S**tructure **S**imulator

IoT: **I**nternet **O**f **T**hings

LH: **L**eft **H**anded

LHM: **L**eft **H**anded **M**edia

MTMs: **E**lectromagnetic **M**etamaterials

MMT : **M**éta **M**atériaux

MMG : **M**atériau **M**ain **G**auche

MMD: **M**atériau **M**ain **D**roite

MTLs: **M**ulticonductor **T**ransmission **L**ines

NEXT: **N**ear **E**nd **C**ross **T**alk

PCB : **P**rinted **C**ircuit **B**oard

RHM: **R**ight **H**anded **M**edia

SRR: **S**plit **R**ing **R**esonator

TEM: **T**ransverse **E**lectro **M**agnétique

LISTE DES SYMBOLES

Symbole	Définition
n	L'indice de réfraction
C	La vitesse de la lumière
\vec{E}	Champ électrique
\vec{H}	Champ magnétique
d.d.p.	différence de potentiel
β	constante de phase
λ_g	longueur d'onde guidée
L_m	inductances mutuelles
C_m	capacités mutuelle
\vec{K}	Vecteur de propagation des ondes
ROS	Le Rapport d'ondes stationnaires
ϵ_{eff}	La permittivité effective
μ_{eff}	Perméabilité effective
μ	Perméabilité
ϵ	Permittivité
Γ_r	Le coefficient de réflexion
Z	impédance
V_{ph}	Vitesse de phase

Introduction générale

L'évolution technologique et la multiplication des contraintes sur les cartes conçues dans l'industrie, et plus particulièrement dans l'industrie de défense et des télécommunications, entraînent une multiplication des phénomènes d'intégrité des signaux au sein des circuits imprimés (Printed Circuit Board : PCB). L'analyse et la simulation de ces phénomènes sont donc devenues incontournables. Pour rester compétitif en termes de coûts et de délais.

La détection et la résolution d'un problème de conception est souvent possible, alors que la détection d'un défaut d'intégrité de signal a posteriori est beaucoup moins aisée. De plus, la résolution de ce type de problème peut devenir quasiment impossible. Par exemple, un problème de diaphonie sur une couche interne de l'empilage peut être fatal au fonctionnement de l'ensemble de la carte.

Nos travaux se situent dans le cadre des recherches sur la mise en place d'une stratégie de modélisation des couplages électromagnétiques entre les lignes de transmission et de sa validation par la théorie et la simulation. D'autre part, ils visent à valider une technique de réduction d'interférence entre les lignes de transmission micro-rubans couplée. Pour cela l'étude a porté sur l'utilisation du logiciel HFSS (outil de simulation et de modélisation professionnel) qui par sa facilité de simulation, nous a permis de bien interpréter et de mieux expliquer les résultats.

Ce mémoire est organisé comme suit:

Le premier chapitre est une étude bibliographique qui traite les perturbations électromagnétiques et l'analyse des différents modes de couplage, ensuite nous expliquons le phénomène de diaphonie, par l'étude des équations de propagation dans les lignes de transmission multiconducteurs et une dernière partie qui présente quelques techniques de réduction des couplages électromagnétiques.

Le deuxième chapitre traite les cellules unitaires à base de méta matériaux notamment les SRR (Split Ring Resonator) et CSRR (Complementary Split Ring Resonator). L'approche que nous utilisons consiste à considérer que s'il existe de la diaphonie sur une ligne, il est dans un premier temps nécessaire de limiter sa propagation afin que le phénomène n'altère pas le fonctionnement du système complet. Pour cela, nous proposons des structures pour annuler le couplage diaphonique qui se produisent aux extrémités des lignes de transmission.

INTRODUCTION GENERALE

Le troisième et le dernier chapitre traité le phénomène de couplage entre les lignes micro-rubans. Aussi, dans cette dernière partie du manuscrit, nous avons proposé et étudié une nouvelle technique de réduction des interférences. Le but sera de confronter la mesure à la simulation et donc d'étudier le degré de validité et de précision des outils de simulation (HFSS) pour notre étude. Cette confrontation des mesures et des simulations permettra d'optimiser nos méthodes de mesure, mais également le paramétrage des outils de simulation pour obtenir une précision qui soit représentative de nos applications et de nos besoins.

Enfin, une conclusion générale résume les principales contributions de ce travail portant essentiellement sur la réduction de diaphonie.

CHAPITRE I

Couplages électromagnétiques parasites dans les MTLs

1. Introduction

Les lignes de transmission permettent le transfert des informations. Les distances à parcourir, la bande passante des signaux et la technologie utilisée dépendent du type d'information. Les lignes de transmission reliant les composants électroniques dans un circuit intégré sont des pistes de quelque micron de long propageant des ondes électriques et électromagnétiques à des fréquences allant de quelques Hz à quelques GHz. Elles ont toutes pour but de guider l'information sans perturbation, c'est à dire sans trop d'atténuation ou de déformation.

Dans ce premier chapitre, nous détaillerons d'abord les différentes sources des perturbations, puis une brève description sur les différents modes de couplage électromagnétique. D'une part, nous exposerons le couplage par diaphonie dans les lignes de transmission. Après, nous expliquons la ligne de transmission et les équations de propagations dans les MTLs.

Enfin, nous abordons les principales techniques existant de réduction des interférences dans ces lignes.

2. Perturbations électromagnétiques

2.1. Sources de perturbations

Tout appareil est soumis à diverses perturbations électromagnétiques, et toute onde électromagnétique capable de changer le comportement d'un système électronique ou de causer son dysfonctionnement correspond à une perturbation électromagnétique.

On peut les classer les sources des perturbations en deux grandes catégories ainsi :

- ✓ Les sources naturelles (atmosphériques, galactiques, solaires, bruit thermique ...)
- ✓ Les sources artificielles sont des perturbations qui proviennent de l'activité humaine, parmi ces sources (voire le tableau I.1) [1].

Tableau I.1 : Les sources artificielles intensionnelles el non intentionnelle [2].

Intentionnelles	Non intentionnelles
<ul style="list-style-type: none"> • émetteurs radioélectrique ; • téléphone portable ; • four à induction ... 	<ul style="list-style-type: none"> • systèmes d'allumage des moteurs à explosion ; • électronique de protection, appareillage de puissance...

2.2. Propagation et couplage des perturbations

N'importe quel appareil électronique peut être une source de perturbation électromagnétique, comme il peut être une victime de cette perturbation (Figure I.1).

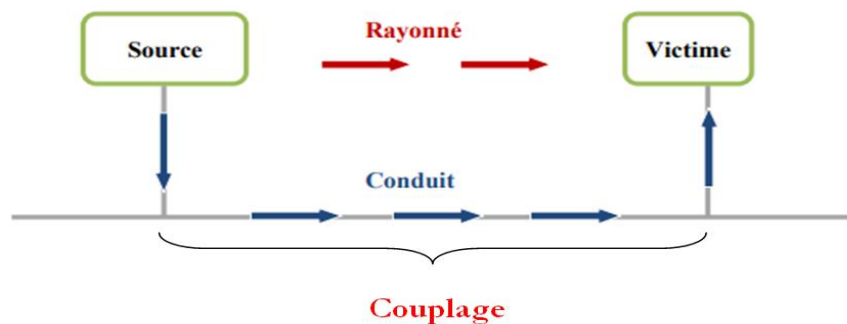


Figure I.1: Principe de couplage [3].

Une perturbation électromagnétique met en œuvre 3 éléments :

- une source : qui génère la perturbation ;
- une victime : qui reçoit la perturbation ;
- un mode de couplage : le vecteur de propagation, qui transmet la perturbation de la source vers la victime [4].

Les modes de couplage peuvent être classés selon le support de propagation, par conduction, ou par rayonnement. L'organigramme suivant présente les différents types de couplage ainsi que leurs supports de propagation [1].

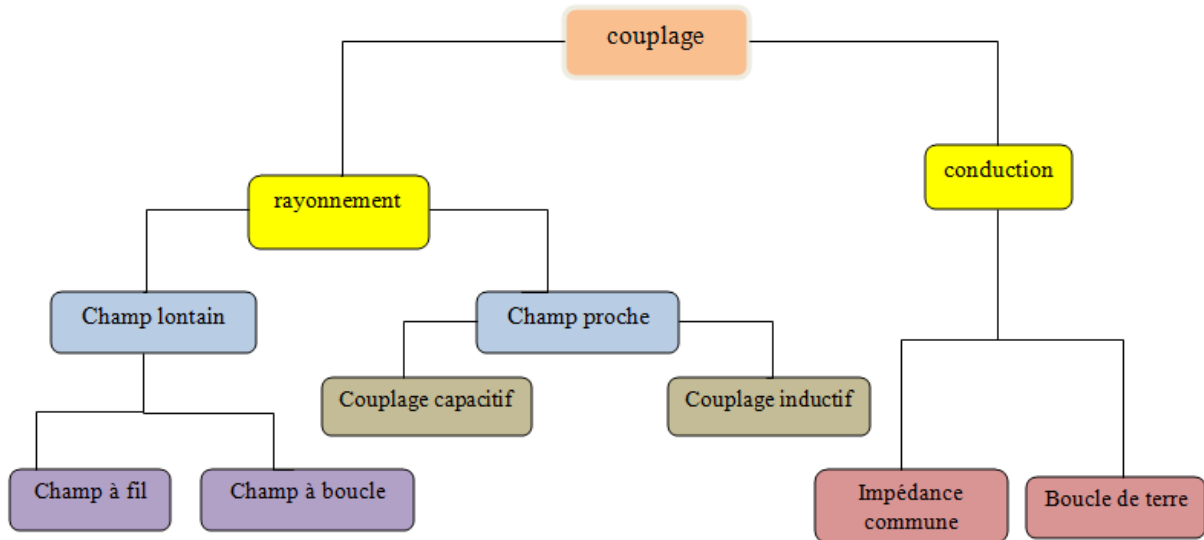


Figure I.2 : Classification des couplages.

2.2.1. Couplage par conduction

Ce couplage se produit tant que la source de perturbation et la victime sont reliées entre elles par un conducteur. Il se fait en deux modes différents :

- Couplage par impédance commune.
- Couplage boucle de terre [1].

2.2.1.1. Couplage par impédance commune

L'impédance d'un conducteur électrique n'est pas nulle. Tout courant, utile ou parasite, qui parcourt un conducteur engendre une différence de potentiel entre ses extrémités. Ce phénomène est appelé couplage par impédance commune (Figure I.3).

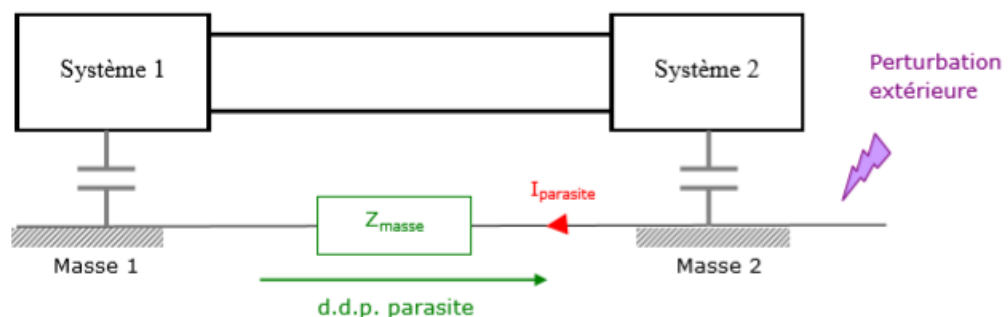


Figure I.3: Couplage par impédance commune [1].

On remarque que chaque perturbation génère un courant parasite au niveau de la masse, reproduisant une différence de potentiel à ses extrémités [1].

2.2.1.2. Couplage boucle de terre

La capacité entre deux conducteurs voisins n'est jamais nulle. Sous l'action d'une perturbation extérieure, une différence de potentiel peut être engendrée entre ces deux conducteurs, donnant naissance à un courant de mode commun entre les deux systèmes. Ce phénomène est appelé couplage boucle de terre ou couplage conducteur à plan de masse. La figure I.4 montre le semblant d'un courant parasite de mode commun au niveau de la capacité existant entre le conducteur et la masse suite à une perturbation extérieure.

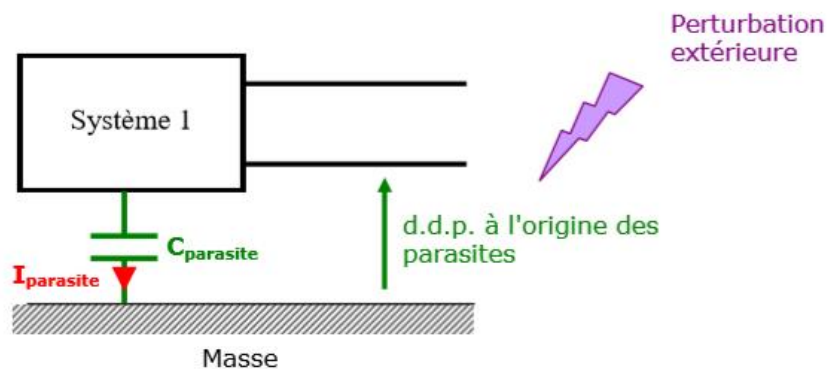


Figure I.4: Couplage conducteur à plan de masse [1].

2.2.2. Couplage par rayonnement

Nous disons un couplage par rayonnement, si le support de propagation d'une perturbation transmise de la source vers la victime est l'espace. Il se fait suivant quatre modes différents :

- Couplage champ à fil ;
- Couplage champ à boucle ;
- Diaphonie inductive ;
- Diaphonie capacitive.

Dans la plupart du temps, plusieurs modes de couplages peuvent intervenir simultanément, ce qui devient d'autant plus complexe l'étude de réduire ce phénomène indésirable [1].

2.2.2.1. Couplage d'un champ à fil

Un champ électrique variable engendre sur les conducteurs parallèles à ses lignes de champ un courant électrique. Ce phénomène est illustré par la figure I.5.



Figure I.5 : Couplage d'un champ électrique avec un conducteur [1].

2.2.2.2. Couplage du champ à boucle

Un champ magnétique variable traversant une boucle y induit un flux magnétique variable dont toute variation crée une différence de potentiel contre électromotrice. Ce phénomène est appelé couplage champ à boucle.

Le mécanisme présenté dans la figure I.6 montre qu'un courant de mode commun peut être induit par un champ magnétique externe dans la boucle formée par le câble, le plan de terre et les impédances de connexion des équipements à la terre.

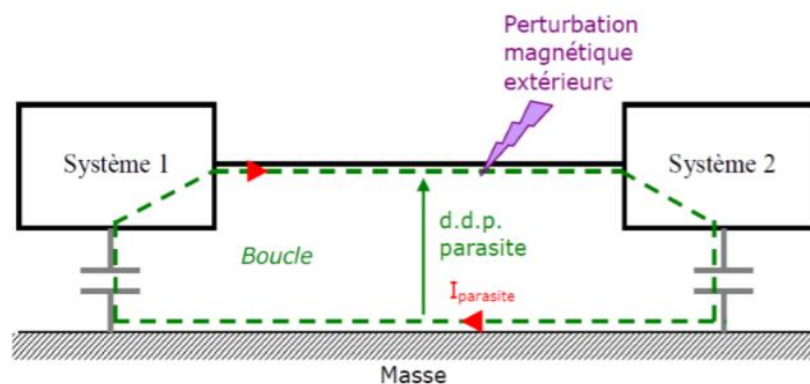


Figure I.6: Couplage d'un champ magnétique avec la boucle formée par un conducteur et la terre [1].

Pour minimiser l'effet de couplage champ à boucle nous devons soit :

1. Diminuer les champs perturbateurs.

2. Réduire la surface de la boucle victime [5].

De plus la diminution de la boucle s'effectue en rapprochant les conducteurs, notamment en câblant les conducteurs par paire et en utilisant ainsi une transmission différentielle des signaux, comme illustré par la figure I.7.

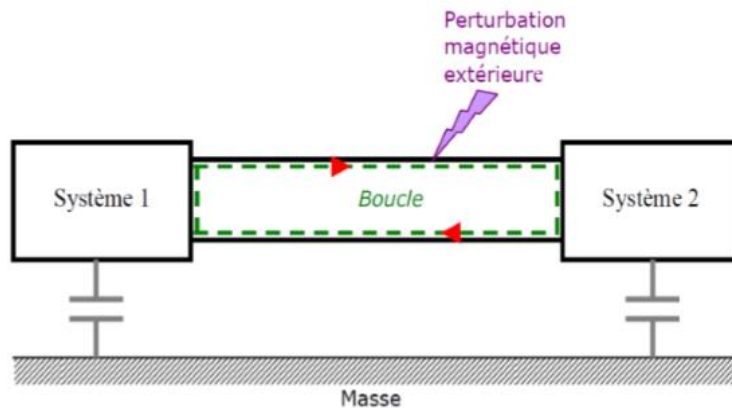


Figure I.7: Couplage d'un champ magnétique avec la boucle formée par deux conducteurs proches [1].

D'autre part, torsader les paires permet de réduire la surface de la boucle entre deux conducteurs, mais également d'alterner le sens des boucles par rapport au champ incident. Ceci a pour effet d'annuler les courants parasites sur les conducteurs. La figure I.8 présente le processus mis en œuvre [1].

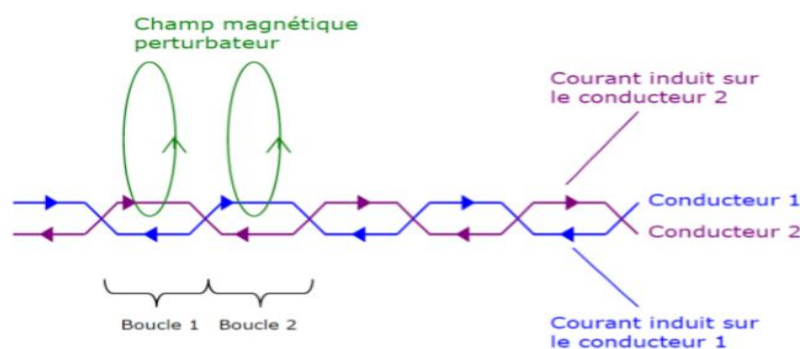


Figure I.8: Effet des torsades sur les courants induits [1].

2.2.2.3. Couplage par diaphonie inductive

Lorsqu'un courant circule dans un conducteur, il génère un champ magnétique qui se couple dans la boucle formée par le conducteur adjacent par rapport à la masse.

Dans l'exemple de la figure I.9, un courant circulant sur l'une des lignes va générer un champ magnétique engendrant à son tour une différence de potentiel (d.d.p.) sur les

conducteurs voisins, reliés à la terre par une impédance Z . Cette d.d.p. est proportionnelle à la mutuelle inductance M existant entre les deux conducteurs.

Pour réduire le couplage par diaphonie inductive, il faut donc :

1. Diminuer la mutuelle entre les circuits coupable et victime.
2. Limiter les courantes sources de perturbations [5].

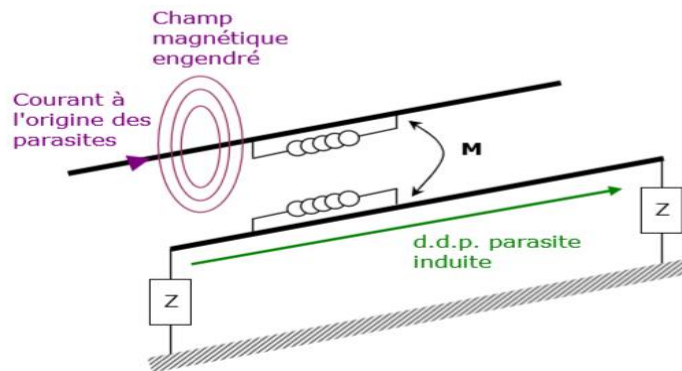


Figure I.9: Diaphonie inductive [1].

a) Diaphonie inductive de mode différentiel

Dans ce cas, la d.d.p. parasite est induite entre le fil aller et le fil de retour du circuit victime, c'est-à-dire entre les deux conducteurs d'une paire. La d.d.p. sera faible, si la distance entre les conducteurs aller et retour est faible.

b) Diaphonie inductive de mode commun

En mode commun la d.d.p. parasite est induite entre un câble parallèle et le conducteur de masse le plus proche. La d.d.p. induite sera faible, si la distance entre le câble victime et le conducteur de masse le plus proche est faible [1].

2.2.2.4. Couplage par diaphonie capacitive

La différence de potentiel entre un conducteur et son environnement génère autour de ce conducteur un champ électromagnétique qui à faible distance, peut être approximé comme électrique. Lorsqu'un conducteur est soumis à une d.d.p. la capacité mutuelle (notée C_m) injecte un courant perturbateur sur le conducteur voisin. Ce phénomène est appelé couplage par diaphonie capacitive (Figure I.10).

Pour réduire le couplage par diaphonie capacitive, il faut impliquer :

1. Minimiser la capacité entre les conducteurs coupable et victime ;

2. Diminuer les tensions sources de perturbation ;
3. Favoriser l'écoulement des courants parasites [5].

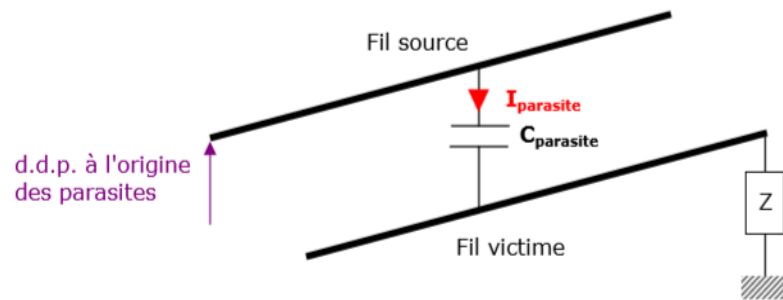


Figure I.10: Couplage par diaphonie capacitive [1].

Ce couplage peut avoir deux modes :

a) Couplage capacitif de mode différentiel

Le courant parasite est assemblé entre le conducteur allé et le conducteur de retour du circuit victime. Dans ce cas, le champ électrique ne traverse pas les feuillards conducteurs, même très minces. Il est donc possible de blinder soit la paire coupable, soit la paire victime, soit encore mieux les deux car la diaphonie capacitive de mode différentiel, contrairement à l'inductive, est très facile à minimiser.

b) Couplage capacitif de mode commun

En mode commun le courant parasite est collecté par un câble victime parallèle ou câble coupable, le champ électrique est généré par la d.d.p. de mode commun entre un câble et la masse. De même que pour la diaphonie inductive, si le câble employé est blindé et que son écran est connecté correctement à la masse, aucun couplage câble à câble n'est à craindre, donc le blindage puisse éliminer le couplage capacitif [1].

3. Diaphonie

Un signal qui se propage sur une ligne excite des variations de tension et de courant qui se reflètent 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 voisines. 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 I.11) sont liées par une capacité (couplage capacitif) et par une inductance mutuelle (couplage inductif). L'agresseur, défini en rouge, perturbera la victime, en bleu, à chacune de ses commutations.

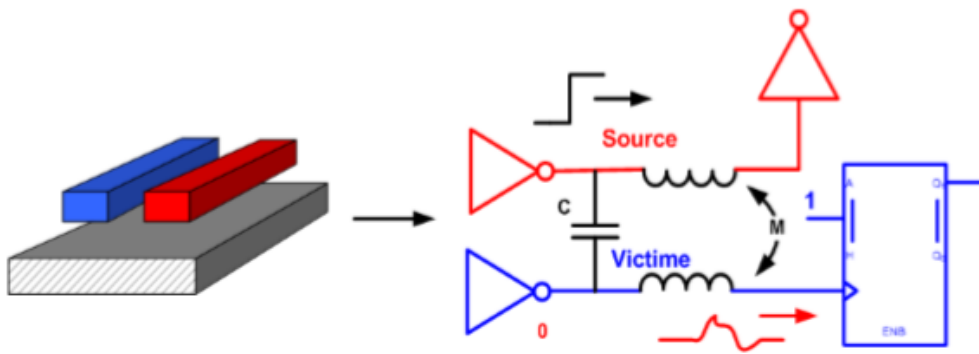


Figure I.11 : Représentation géométrique et électrique d'un couplage [6].

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. La figure I.12 modélise le couplage par diaphonie entre deux conducteurs.

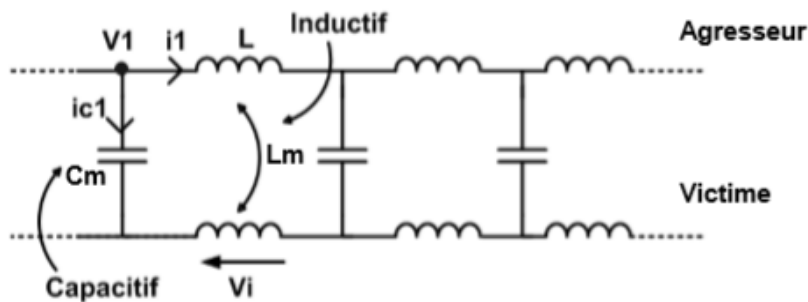


Figure I.12 : Couplages entre deux conducteurs.

Le courant injecté sur le conducteur victime est défini par la relation suivante (I.1) :

$$I_{C1} = C_m \times \frac{dv_1}{dt} \tag{I.1}$$

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, $\frac{dv}{dt}$ représente la variation temporelle de tension de la source v_1 .

La tension induite sur le conducteur victime est définie par la relation suivante (I.2) :

$$V_i = L_m \times \frac{dI_1}{dt} \quad (I.2)$$

Où V_i représente la tension induite sur le conducteur victime, L_m représente l'inductance mutuelle. Enfin, $\frac{dI}{dt}$ représente la variation temporelle de courant (source).

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) [6].

4. Ligne de transmission

Une ligne de transmission est schématisée par le modèle de la figure I.13, où l est la longueur de la ligne. Cette dernière est alimentée par un générateur de tension hautes fréquences (HF) et fermée par une impédance Z_l .

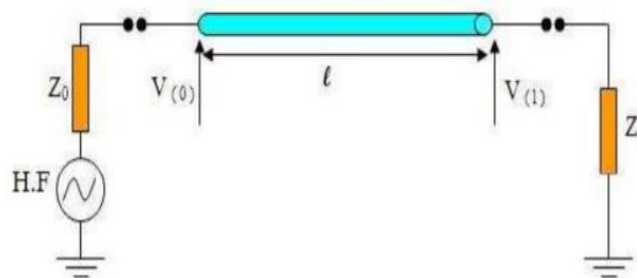


Figure I.13 : Ligne de transmission [7].

Les valeurs de la tension et de courant varient en fonction du temps et de la distance l . En effet, en hautes fréquences, la longueur de la ligne est grande devant la longueur d'onde λ , ce qui rend impossible de la modéliser par un seul quadripôle. On analyse une petite section dz de la ligne. Cette petite section de ligne est modélisée à l'aide de circuit équivalent, comme montré à la figure I.14.

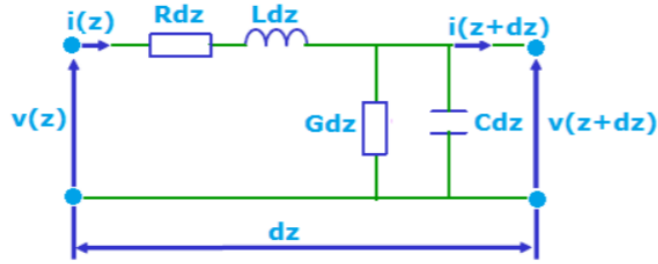


Figure I.14: Circuit équivalent d'un tronçon de ligne de transmission [8].

\mathbf{R} , \mathbf{L} , \mathbf{G} et \mathbf{C} , sont respectivement : \mathbf{R} la résistance linéique en Ω/m , \mathbf{L} l'inductance série de la ligne en H/m , \mathbf{G} c'est les pertes dans le diélectrique qui sépare les conducteurs en S/m , \mathbf{C} c'est la capacitance parasite en F/m , \mathbf{v} et $\mathbf{v}+d\mathbf{v}$ les tensions à l'entrée et à la sortie de l'élément, \mathbf{i} et $\mathbf{i}+d\mathbf{i}$ sont les courants correspondants [8].

4.1. Equations de propagations pour une ligne de transmission

Pour déterminer les équations de propagations relatives à cette ligne de transmission élémentaire, on applique la loi des mailles qui donne les résultats suivants [1] :

$$v + dv = v - Ldz \frac{\partial i}{\partial t} - Rdzi \quad (\text{I.3})$$

$$i + di = i - Cdz \frac{\partial v}{\partial t} - Gdzv \quad (\text{I.4})$$

En se basant sur les équations (I.3) et (I.4), on déduit que i et v satisfont les équations de télégraphistes :

$$\frac{\partial^2 v}{\partial z^2} - LC \frac{\partial^2 v}{\partial t^2} - (RC + LG) \frac{\partial v}{\partial t} - RGv = 0 \quad (\text{I.5})$$

$$\frac{\partial^2 i}{\partial z^2} - LC \frac{\partial^2 i}{\partial t^2} - (RC + LG) \frac{\partial i}{\partial t} - RGi = 0 \quad (\text{I.6})$$

Si le régime est sinusoïdal les équations (I.5) et (I.6) deviennent :

$$\frac{\partial^2 v}{\partial z^2} = (R + jL\omega)(G + jC\omega)v \quad (\text{I.7})$$

$$\frac{\partial^2 i}{\partial z^2} = (R + jL\omega)(G + jC\omega)i \quad (\text{I.8})$$

Avec :

$$\gamma = \sqrt{(R + jL\omega)(G + jC\omega)} \quad (\text{I.9})$$

Où γ : est la constante de propagation de la ligne, qui peut se mettre sous la forme : $\gamma = \alpha + j\beta$

Où α , la partie réelle, est un paramètre d'affaiblissement exprimé en (Np/m). β , la partie imaginaire est un paramètre de phase exprimé en (rad/m). On obtient par identification à partir de l'équation (I.9) les expressions de α et β suivantes :

$$\alpha = \sqrt{\frac{1}{2} \left(\sqrt{(R^2 + L^2\omega^2)(G^2 + C^2\omega^2)} + (RG - LC\omega^2) \right)} \quad (\text{I.10})$$

$$\beta = \sqrt{\frac{1}{2} \left(\sqrt{(R^2 + L^2\omega^2)(G^2 + C^2\omega^2)} - (RG - LC\omega^2) \right)} \quad (\text{I.11})$$

Les équations (I.7) et (I.8) admettent des solutions de la forme :

$$v(z) = V_i e^{(-\gamma z)} + V_r e^{(\gamma z)} \quad (\text{I.12})$$

$$i(z) = I_i e^{(-\gamma z)} + I_r e^{(\gamma z)} \quad (\text{I.13})$$

Où V_i, I_i, V_r et I_r sont des constantes d'intégration.

$$\frac{V_i}{I_i} = -\frac{V_r}{I_r} = \sqrt{\frac{R+jL\omega}{G+jC\omega}} \quad (\text{I.14})$$

L'impédance caractéristique Z_c de la ligne est déterminée par le rapport $\frac{V_i}{I_i}$:

$$Z_c = \sqrt{(R + jL\omega)/(G + jC\omega)} \quad (\text{I.15})$$

On note aussi les paramètres caractéristiques suivants :

La vitesse de phase : $V_{ph} = \frac{\omega}{\beta}$

Le coefficient de réflexion : $\Gamma_r = \frac{Z_r - Z_c}{Z_r + Z_c}$

Le rapport d'ondes stationnaires (ROS) : $ROS = \frac{1+|\Gamma_r|}{1-|\Gamma_r|}$

Dans le cas d'une ligne sans pertes on a $L\omega \gg R$ et $C\omega \gg G$, ce qui donne :

$$\alpha = 0, \gamma = j\beta = j\omega\sqrt{LC}$$

L'impédance caractéristique dans ces conditions est réelle, la valeur de $Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}}$. On a

$$\beta = \omega\sqrt{\mu\varepsilon}, \text{ donc : } LC = \mu\varepsilon$$

Où μ et ε sont respectivement la perméabilité effective et la permittivité effective des matériaux. Le modèle d'une ligne de transmission sans perte est présenté par une simple inductance série avec une capacité parallèle (Figure I.15) [1].

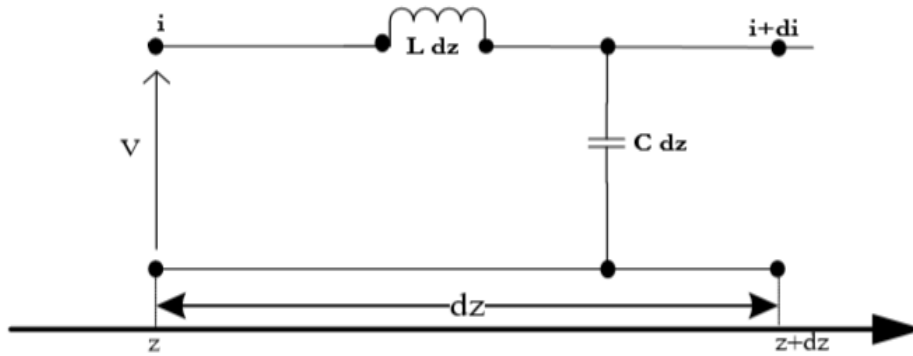


Figure I.15 : Modèle d'un tronçon de longueur dz d'une ligne de transmission sans pertes.

4.2. Equations de propagation pour 'N' lignes de transmission « MTLs »

Les équations de propagation pour les lignes multiconductrices permettront de modéliser les lignes de transmissions.

4.2.1. Solution théorique à partir des équations de Maxwell

On considère la structure de ligne présentée dans la figure I.16. Elle est constituée 'N' lignes de transmission et une ligne de référence (ligne d'indice zéro). Pour résoudre les équations de propagation dans cette structure, nous commençons par la loi de FARADAY dans sa forme intégrale suivante [1] :

$$\oint_c \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\mu \frac{d}{dt} \int_s \vec{H} \cdot d\vec{s} \quad (\text{I. 16})$$

Avec \vec{E} le vecteur champ électrique et \vec{H} le vecteur champ magnétique. Nous appliquons cette relation au contour qui contient la surface S_i (Figure I.16) entre la ligne de référence et la ligne d'indice i , on trouve :

$$\int_a^{a'} \vec{E}_t d\vec{l} + \int_{a'}^{b'} \vec{E}_l d\vec{l} + \int_{b'}^b \vec{E}_t d\vec{l} + \int_b^a \vec{E}_l d\vec{l} = \mu \frac{d}{dt} \int_{S_i} \vec{H} \vec{a}_n ds \quad (I.17)$$

Où \vec{E}_t et \vec{E}_l sont respectivement les composantes transversale et longitudinale du champ électrique, \vec{a}_n est le vecteur orthogonal à la surface.

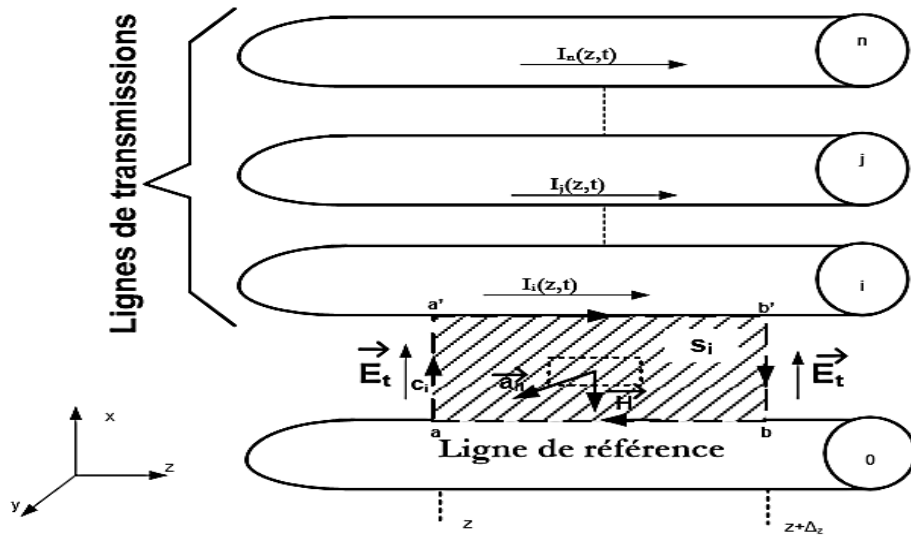


Figure I.16 : Les lignes Multiconducteurs [1].

Les deux équations de propagations obtenues pour les lignes multiconducteurs sont :

$$\frac{\partial}{\partial z} V(z, t) = -RI(z, t) - L \frac{\partial}{\partial t} I(z, t) \quad (I.18)$$

$$\frac{\partial}{\partial z} I(z, t) = -GV(z, t) - C \frac{\partial}{\partial t} V(z, t) \quad (I.19)$$

D'une manière générale, on peut écrire les deux équations précédentes sous la forme suivante

$$\frac{\partial}{\partial z} \begin{bmatrix} V(z, t) \\ I(z, t) \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} 0 & R \\ G & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V(z, t) \\ I(z, t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & L \\ C & 0 \end{bmatrix} \frac{\partial}{\partial t} \begin{bmatrix} V(z, t) \\ I(z, t) \end{bmatrix} \quad (I.20)$$

Dans le cas des conducteurs parfaits ($R=0$) et dans le milieu sans pertes ($\sigma=0$ et $G=0$), la relation précédente deviendra :

$$\frac{\partial}{\partial z} \begin{bmatrix} V(z, t) \\ I(z, t) \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} 0 & L \\ C & 0 \end{bmatrix} \frac{\partial}{\partial t} \begin{bmatrix} V(z, t) \\ I(z, t) \end{bmatrix} \quad (I.21)$$

Les équations différentielles de second ordre obtenues à partir des équations sont :

$$\frac{\partial^2}{\partial z^2} V(z, t) = -R \frac{\partial}{\partial z} I(z, t) - L \frac{\partial^2}{\partial z \partial t} I(z, t) \quad (\text{I.22})$$

$$\frac{\partial^2}{\partial z^2} I(z, t) = -G \frac{\partial}{\partial z} V(z, t) - C \frac{\partial^2}{\partial z \partial t} V(z, t) \quad (\text{I.23})$$

Substituant les équations on obtient :

$$\frac{\partial^2}{\partial z^2} V(z, t) = (RG)V(z, t) + (RC + LG) \frac{\partial}{\partial t} V(z, t) + LC \frac{\partial^2}{\partial t^2} V(z, t) \quad (\text{I.24})$$

$$\frac{\partial^2}{\partial z^2} I(z, t) = (GR)I(z, t) + (GL + CR) \frac{\partial}{\partial t} I(z, t) + CL \frac{\partial^2}{\partial t^2} I(z, t) \quad (\text{I.25})$$

4.3. La ligne micro-ruban

Les lignes micro rubans (ou microstrip) c'est une structure planaire comportant un conducteur métallique mince et étroit (ruban) déposé sur un substrat diélectrique qui est réalisée à partir des techniques des circuits imprimés (PCB). Il est composé de deux bandes conductrices, la bande micro-ruban supérieur qui transmet le signal et le plan de masse en dessous. Ils sont les plus légers et moins encombrant et les plus utilisées parmi toutes les autres lignes de transmission disponibles en hyperfréquence car ils sont facile de fabriquer et de placer des composants. La structure générale d'une ligne micro ruban est illustrée dans la figure suivante [9].

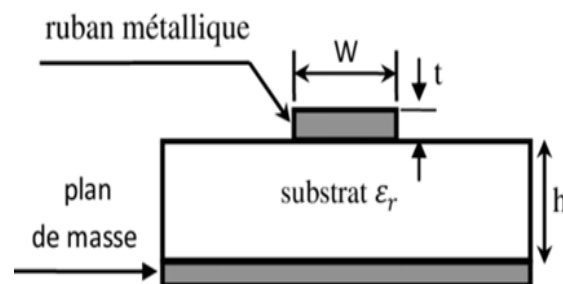


Figure I.17: topologie d'une ligne micro ruban [7].

Les paramètres caractérisent la ligne micro ruban sont :

ϵ_r : La permittivité relative du substrat l'emploi d'un diélectrique de grande permittivité a pour effet de concentrer le champ électromagnétique dans le substrat réduisant ainsi les rayonnements ;

h : L'épaisseur du substrat généralement de l'ordre d'une fraction de millimètre ;

w : La largeur du conducteur supérieur (ruban);

t : L'épaisseur du ruban généralement très petite $t/h \ll 1$ devant w ;

De nombreuses études ont montré qu'une telle ligne de transmission est le siège d'une onde se propageant en mode quasi-TEM (Transverse Electro-Magnetic), c'est à dire que les champs électrique et magnétique sont perpendiculaires à l'axe de la ligne selon lequel s'effectue la propagation.

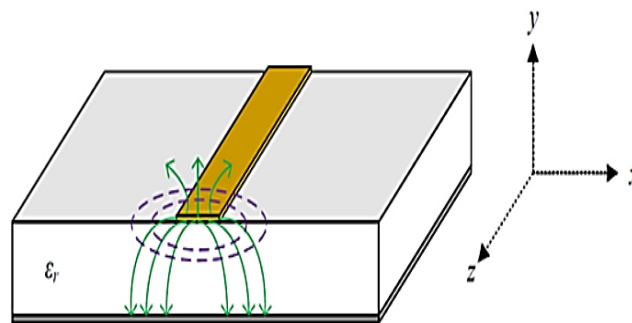


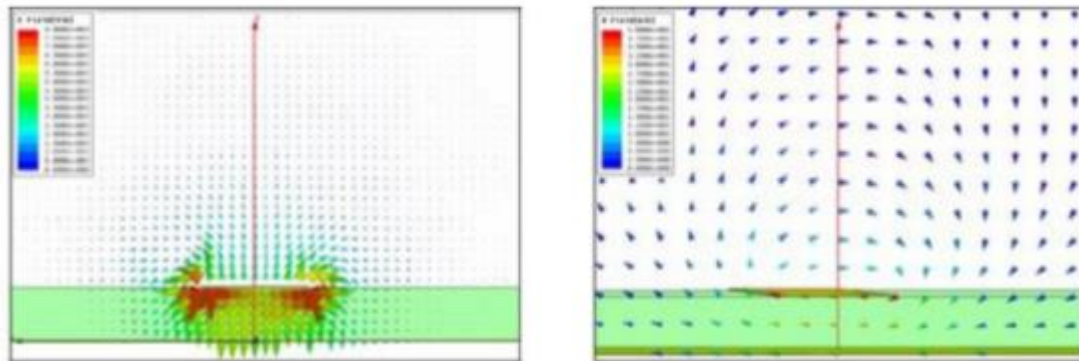
Figure I 18: Allure des champs électrique et magnétique dans une ligne micro-ruban [10].

Les lignes vertes représentent le champ électrique (\vec{E}) et les lignes violettes le champ magnétique (\vec{H}) pour une ligne de transmission en technologie micro-ruban affichant un mode de propagation quasi-TEM.

4.3.1. L'approximation Quasi-TEM

La ligne micro-ruban constitue un milieu de propagation non homogène, puisqu'elle est constituée de deux milieux de propagation différents, l'air (ϵ_0, μ_0) et le substrat (ϵ_r, μ_0). Le mode de propagation dominant dans cette structure est un mode hybride, qui possède six composantes non nulles du champ électromagnétique.

Cependant vu la faible amplitude des composantes longitudinales celles-ci peuvent être négligées en dessous de certaines fréquences, puisque leurs amplitudes sont nettement plus petites par rapport aux amplitudes des champs transverses. Le mode hybride dominant est alors remplacé par un mode Quasi-TEM (Figure I.19) [11].



a) champ électrique

b) champ magnétique

Figure I.19: Disposition des lignes de champs pour le mode TEM.

5. Techniques de réduction des interférences

Les perturbations électromagnétiques telles que la diaphonie sont un grand problème pour le contrôle des composants dans l'électronique moderne. Pour remédier à ce problème plusieurs techniques ont été proposées pour réduire le couplage entre les lignes de transmissions sur le même circuit imprimé.

Dans cette section, nous exposerons quelques techniques pour réduire le couplage entre les lignes de transmissions sur le même circuit imprimé.

5.1. Ligne de garde rectiligne avec des trous

La figure I.20 représente une structure générale qui explique le concept de cette technique. Elle consiste à ajouter une ligne de transmission entre deux lignes de transmission couplées (victime et agresseur).

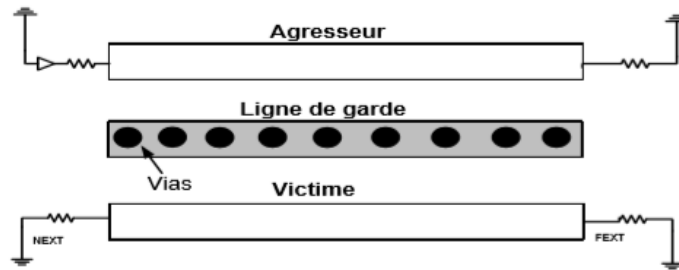


Figure I.20 : Ligne de garde avec plusieurs vias [1].

La ligne de garde est constituée de plusieurs trous (vias-holes) pour créer des liens avec le plan de masse. Cette ligne joue un rôle de sécurité qui permettra de réduire l'effet de couplage et n'est pas destinée pour la transmission des informations. Cette technique permet de réduire le couplage entre les lignes de transmission. Par contre, elle augmente les dimensions des circuits et réduit par conséquent le taux d'intégration. Mais cette solution peut générer une perturbation supplémentaire si elle n'est pas très bien dimensionnée.

5.2. Ligne de garde serpentine

Cette technique est constituée d'une ligne de garde de forme serpentine insérée entre deux lignes de transmission. Le choix de ce profil a pour but de réduire les effets des capacités (C_m) et des inductances mutuelles (L_m) [1].

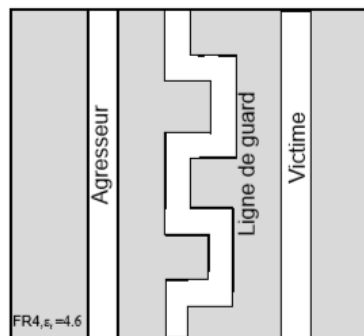


Figure I.21: La structure ligne de garde en méandre [1].

6. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons effectué une rapide présentation sur les perturbations électromagnétiques. En parallèle nous avons décrit les différents modes des couplages et ses caractéristiques électromagnétiques.

Nous avons exposé, quelques techniques de réduction des interférences électromagnétiques entre les lignes de transmission, chacune présente des avantages et des inconvénients.

La première technique '*ligne de garde rectiligne*' est performante en termes de réduction de couplage. Cependant, elle augmente les dimensions des circuits et par conséquent elle réduit le taux d'intégration. La deuxième technique '*ligne de garde serpentine*', elle réduit les interférences mais augmente les dimensions des circuits.

Dans la suite de nos travaux, on va étudier la réduction de la diaphonie par des nouvelles méthodes, et de nouvelles solutions pour limiter le phénomène de diaphonie, comme l'utilisation des méta matériaux.

Le chapitre suivant est consacré à une étude sur les méta matériaux et comment celui-ci va influencer le comportement de la diaphonie.

CHAPITRE II

Généralité sur les cellules unitaires méta matériaux et les méthodes d'extractions

1. Introduction

Les méta matériaux sont des structures artificielles utilisées pour contrôler les propriétés électro nouvelle piste pour réduire la diaphonie entre les lignes de transmission couplées dans les cartes PCBs.

Dans ce chapitre, nous allons commencer par des généralités du méta matériaux, les classifications et leurs propriétés. Ainsi, une démarche de conception des cellules méta matériaux.

On terminera, par la méthode numérique qui va nous permettre d'extraire les paramètres effectifs d'une cellule unitaire à base de méta matériaux, c'est la procédure d'homogénéisation suivis par les formules nécessaires pour transformer les paramètres S_{11} et S_{21} aux paramètres effectifs du méta matériau (ϵ_{eff} et μ_{eff}).

2. Généralités

2.1. Historique

En 1968 V.VESLAGO le physicien russe a publié l'analyse théorique de méta matériaux (MMT) intitulé « L'électrodynamique des substances avec des valeurs simultanément négatives de ϵ et μ » dont il a montré que l'indice de réfraction peut également être négatif sous l'hypothèse qu'une réfraction négative peut se produire si la permittivité (électrique) et la perméabilité (magnétique) d'un matériau sont négatives [12].

Malheureusement cette étude est examinée à une réalité physique c'est-à-dire un tel matériau n'existe pas dans la nature, ce qui rendra la démonstration expérimentale de ses propriétés prédictibles impossible, à cause de ça l'article de V. VESLAGO a reçu peu d'attention lors de sa publication, le sujet resta lettre morte pour de longues années.

Pour que le sujet se lance réellement il fallut attendre la fin des années 1990, avec J.PENDRY et ses assistant qui réalisent deux structures réseaux : les fils fins en métal (Metal thinwire) et le résonateur en anneau fendu (SRR: split ring resonators), ces deux types de structures permettent d'obtenir respectivement une permittivité et perméabilité négatives sous certaines conditions.

En 2000 SMITH et ses assistants ont combiné les deux structures de PENDRY dans une structure composite pour réaliser le premier prototype de matériau à perméabilité et permittivité négative simultanément. La confirmation expérimentale de l'indice de réfraction négatif a été faite par D.SMITH, SHELBY et SCHULTZ à l'université de Californie en 2001 [13].

La réalisation pratique du premier méta matériau a été obtenue au prix de l'évolution en quatre étapes comme représente la figure II.1:

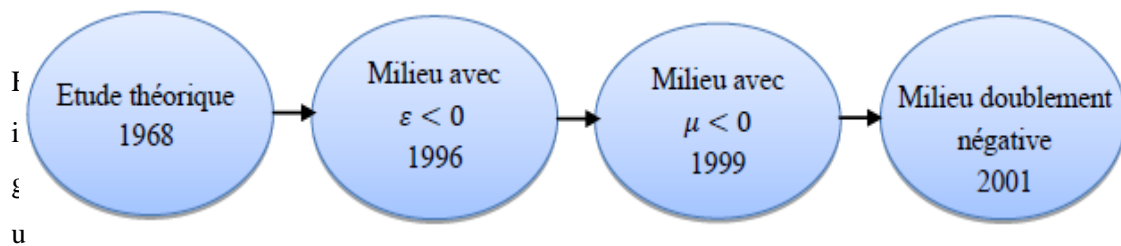


Figure II.1: Les étapes de création du méta matériau [14].

Donc on cite :

- 2000: SMITH montre théoriquement la faisabilité d'un méta matériau qui se compose d'un RAF couplés a un réseau de fils conducteurs verticaux.
- 2001: Validation expérimentale de la réfraction négative par SMITH.
- 2002: Concept de lentille parfaite de PENDRY.
- 2005: Approche ligne de transmission par CALOZ et ITOH.
- 2006: Application méta matériaux : antenne, coupleur,... [12]

2.2. Méta matériaux

Les métras matériaux sont des matériaux artificiels possédant des propriétés physiques supérieures aux matériaux naturels. « Meta » est un préfixe grec signifiant « au-delà » ou « un niveau au-dessus », Les méta matériaux sont donc des matériaux ayant des propriétés « au-delà » de ce que l'on peut espérer et observer dans des matériaux naturels [12].

Les métras matériaux (Electromagnetic Metamaterials " MTMs ") sont des structures électromagnétiques fonctionnellement homogènes avec des propriétés rares et qui ne sont pas disponibles dans la nature (avoir une permittivité et perméabilité négative, un indice de réfraction négatif).

Une structure efficacement homogène est une structure dont sa taille moyenne structurale de cellules p est beaucoup plus petite que la longueur d'onde guidée λ_g .

Ainsi, cette taille moyenne de cellule devrait être au moins plus petite qu'un quart de la longueur d'onde : [11]

$$p < \frac{\lambda_g}{4} \quad (\text{II.1})$$

Le matériau main gauche MG (Left-Handed-Material 'LHM') est un milieu électromagnétique possédant une perméabilité et une permittivité simultanément négatives.

Ce terme main gauche vient du fait que le champ électrique \vec{E} , le champ magnétique \vec{H} et le vecteur d'onde \vec{k} forment un trièdre indirect (Figure II.2) :

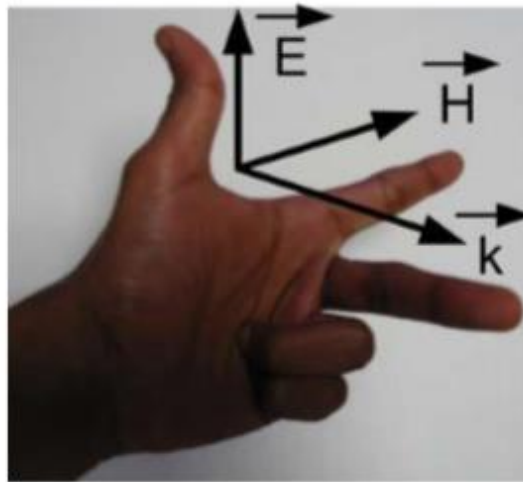


Figure II.2: Trièdre indirect caractérisé par la règle de la main gauche.

La réalisation pratique du premier méta matériau a été faite par la réalisation d'un milieu doublement négatif [9].

2.3. Classification

Cette classification est basée sur les différentes valeurs de la permittivité ϵ et de la perméabilité μ , et aussi sur les valeurs de l'indice de réfraction n et de la constante de phase β (Figure II.3), définies par [12]:

$$n = \pm \sqrt{\epsilon_r \mu_r} \quad (\text{II.2})$$

$$\beta = \omega \sqrt{\epsilon_r \mu_r} \quad (\text{II.3})$$

Dans un matériau classique, les valeurs de ϵ , μ sont positives en même temps. Ce matériau est appelé par nouvelle convention (Reight-handed material) et la valeur de l'indice de réfraction est réelle et positive ; l'onde se propage selon les \vec{Z} croissants (direction de propagation) et aussi selon \vec{Z} , se propage la puissance active.

En plus les vitesses de phase et de groupe ont le même sens. Grâce à l'indice de réfraction on peut diviser les matériaux suivant une nouvelle classification, elle est basée sur les différentes valeurs de la permittivité ϵ et de la perméabilité μ . Il existe quatre combinaisons possibles de couple (ϵ, μ) , elles sont présentées dans le diagramme $(\epsilon-\mu)$ suivant [13].

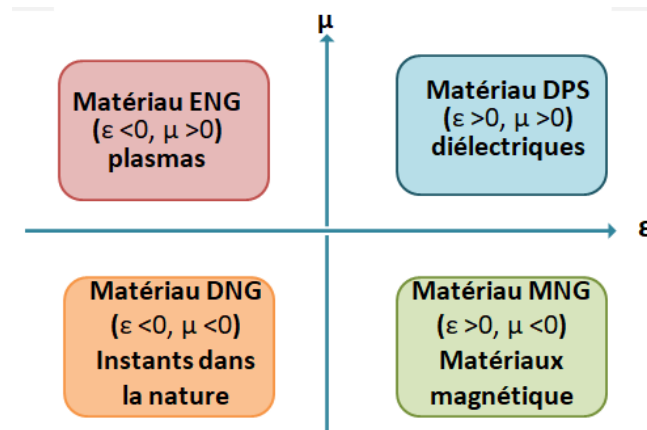


Figure II.3: Classement des matériaux en fonction de leur permittivité et perméabilité.

La zone (+, +) ou les milieux sont double positifs (DPS) correspond aux matériaux classiques dits matériaux main droite, comme par exemple les diélectriques. Les milieux [ENG, (-, +)] et [MNG, (+, -)] sont aussi connus depuis longtemps dans l'électromagnétisme.

Les milieux doubles négatifs [DNG, (-,-)] n'existent pas dans la nature mais physiquement, ils sont réalisables [9].

2.4. Démarche de conception des cellules méta matériaux

Dans le but de concevoir et d'étudier les performances des cellules unitaires méta matériaux, nous allons utiliser durant toute notre étude la méthode basée sur les paramètres S.

La plus grande dimension de la cellule doit être convenablement petite par rapport à la longueur d'onde ($d \ll \lambda$). Pratiquement les cellules que nous allons concevoir auront une taille autour de $\lambda/8$. Pour que les cellules unitaires méta matériaux aient un comportement méta matériaux, il faut que l'orientation du champ électrique et/ou magnétique soit bien choisie pour exciter la résonance.

A titre d'exemple, un méta matériau du type MNG formé par des boucles métalliques doit être excité à l'aide d'un champ \vec{H} doit être perpendiculaire à l'axe des boucles. Pour plus de clarté sur les étapes de conception et dans une approche didactique, nous allons présenter une démarche méthodologique sous forme d'un algorithme (Figure II.4) [16].

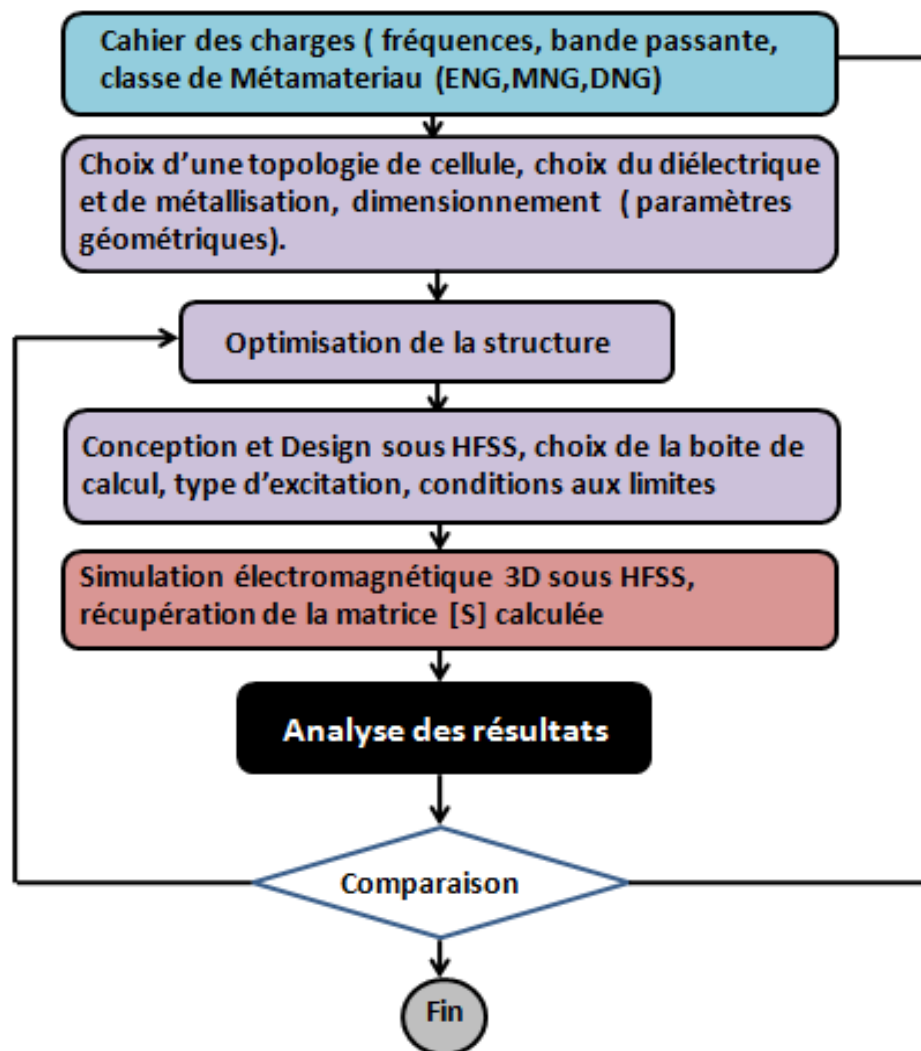


Figure II.4: Algorithme de la démarche méthodologique de conception des cellules Méta matériaux.

3. Résonateur en Anneau Fendu (RAF)

Split Ring Resonator (SRRs) sont proposés par J. PENDRY, ces éléments métalliques sont conçus pour avoir des matériaux artificiels avec perméabilité effective négative afin d'accélérer et dynamiser les recherches sur les méta matériaux.



Figure II.5: Résonateur en anneau fendu (Split Ring Resonator (SRR)) [14].

3.1. La cellule SRR circulaire

Comme montré dans la figure II.6, il s'agit de deux cylindres avec une fente sur chacune et imbriqués l'un dans l'autre, il se comporte comme un résonateur LC.

La provocation se fait par un champ magnétique externe axial variant dans le temps, cela induit des courants sur les anneaux, ayant un fort diamagnétisme au-dessus de la première résonance.

Ce champ magnétique est orienté selon l'axe des cylindres et transverse la direction de propagation de l'onde électromagnétique \vec{K} .

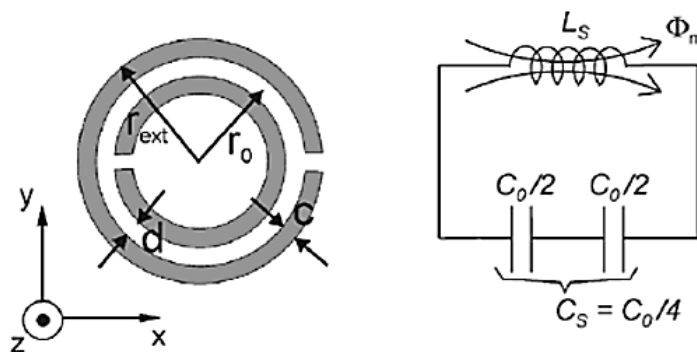


Figure II.6 : Topologie du SRR circulaire et de leur modèle de circuit équivalent [9].

D'après PENDRY, la perméabilité effective est calculée comme la moyenne volumique de la perméabilité sur une cellule unitaire SRR, et pouvait avoir une valeur négative au voisinage de la fréquence de résonance.

Les fentes sur les cylindres servent à créer des forces de passages du courant qui permet de produire un effet capacitif entre les cylindres intérieur et extérieur.

C_0 représente la capacité totale entre les anneaux :

$$C_0 = 2\pi r_0 C_{pul} \quad (\text{II.4})$$

Où C_{pul} est la capacité par unité de longueur entre les deux anneaux. L_s est l'inductance d'un anneau en fonction de la largeur des anneaux et le rayon moyen du résonateur [9].

3.2. La cellule SRR carré

Dans le cas d'un résonateur en anneau fendu de forme carré (Figure II.7), Lorsqu'une onde électromagnétique est lancée dans une ligne de transmission, se propageant dans la direction y , le champ magnétique le long de l'axe Z interagit avec le SRR métallique placé sur la ligne.

Il en résulte une force électromotrice apparaissant autour des SRR engendrant des courants qui passeraient d'un anneau à l'autre par l'espacement inter-anneau d et la structure se comporte comme un circuit L_c ayant une fréquence de résonance f_0 donnée par :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_T C_{eq}}} \quad (\text{II.5})$$

Où L_T est l'inductance totale de la structure SRR carré et C_{eq} est la capacité équivalente totale de la structure. Cette capacité équivalente totale, C_{eq} peut être évaluée comme suit :

$$C_{eq} = \frac{(C_1 + C_{g1})(C_1 + C_{g2})}{(C_1 + C_{g1}) + (C_1 + C_{g2})} \quad (\text{II.6})$$

Où C_1 et C_2 sont les capacités des demi-parties supérieure et inférieure entre le SRR carré autour d'une ligne imaginaire passant par les centres des fentes g_1 et g_2 . Les fentes sont incorporés dans le modèle en tant que capacités des fentes C_{g1} et C_{g2} .

Ces fentes affectent également l'inductance totale L_T de la structure et ont été prises en compte dans ce modèle. Etant donné que les fentes sont de dimensions semblables $g_1 = g_2 = g$, les capacités des fentes sont donc notées comme $C_{g_1} = C_{g_2} = C_g$, et les capacités en série sont notées comme $C_1 = C_2 = C_0$, et donc équation est modifiée comme suit:

$$C_{eq} = \frac{(C_0 + C_g)}{2} \quad (\text{II.7})$$

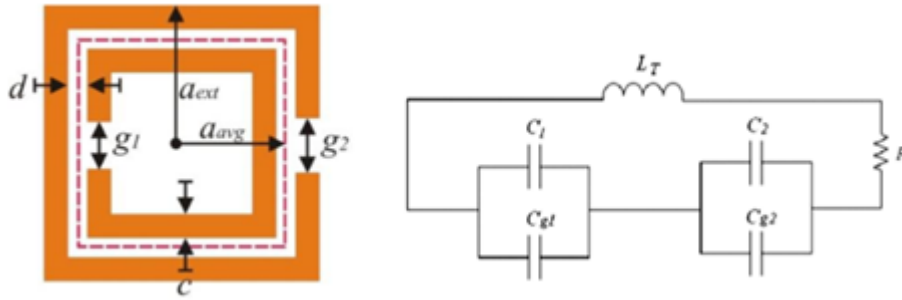


Figure II.7 : Topologie du SRR carré et de leur modèle de circuit équivalent [9].

En considérant une épaisseur de métal t de la bande conductrice, les capacités des fentes C_{g_1} et C_{g_2} sont représentées par :

$$C_{g_1} = C_{g_2} = C_g = \frac{\epsilon_0 c t}{g} \quad (\text{II.8})$$

Où c et t sont la largeur et l'épaisseur des bandes métalliques respectivement, et ϵ_0 est la permittivité de l'espace libre.

Les capacités distribuées C_1 et C_2 sont également en fonction des dimensions des écarts fendu $g_1 = g_2 = g$ et de la dimension d'anneau moyenne a_{avg} et est donné comme :

$$C_1 = C_2 = (4a_{avg} - g)C_{pul} \quad (\text{II.9})$$

Où

$$a_{avg} = a_{ext} - c - \frac{d}{2} \quad (\text{II.10})$$

C_{pul} : Est la capacité par unité de longueur.

3.3. La cellule SRR rectangulaire

Dans le but de confectionner de cellules méta matériaux miniatures rectangulaires, nous proposons une optimisation de la taille de la cellule unitaire selon l'axe oy . Cette nouvelle forme est très utile pour des chargements à forte contrainte dans le sens de la propagation des ondes.

Le principe de la technique de miniaturisation repose sur l'application d'une cellule SRR rectangulaire (Figure II.8). Cette forme nous impose deux côtés de dimensions différentes ($dx \neq dy$). Le cas de ($dy < dx$) répond plus à notre besoin, par ce que la dimension de la cellule suivant l'axe Oz sera diminuée tout en conservant la surface S_{xy} proche de celle de la cellule SRR carrée.

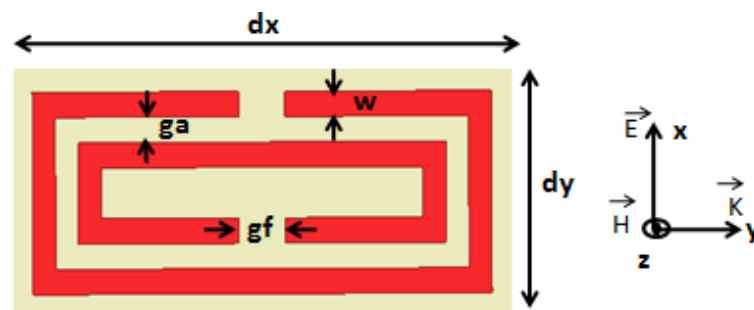


Figure II.8 : Géométrie de la cellule SRR rectangulaire.

Suivant cette technique, nous prédisons que la fréquence de résonance sera quasiment la même que celle d'une cellule CSRR carrée tout en diminuant la dimension selon l'axe oy [17].

3.4. Différentes géométries de SRR

En 2003, C. R. SIMOVSKI a étudié le premier motif de forme « Ω ». Puis en 2004, les chercheurs de l'université Zhejiang en Chine et le Massachusetts ont développé un motif de forme « S » caractérisé par une permittivité et perméabilité négative simultanément afin d'avoir une conception simple et facile d'une structure bidimensionnelle.

Ces résonateurs de forme « Ω et S » sont considèrent comme un dipôle magnétique par le biais de l'anneau et un dipôle électrique par le biais des bras.

La figure II.9 représente plusieurs formes géométriques pour les SRR (circulaire, carrée, oméga, triangulaire).

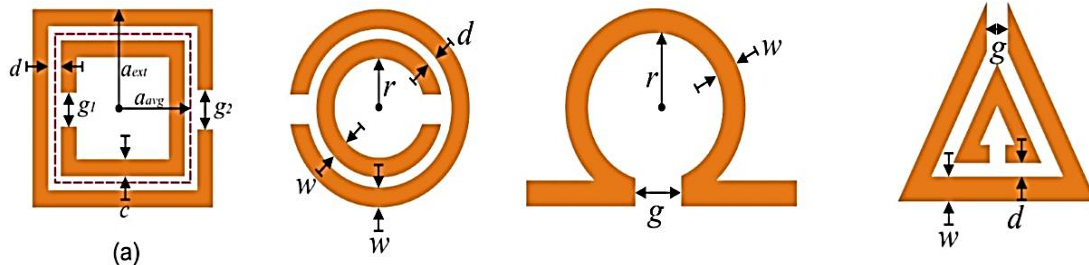


Figure II.9 : Différentes géométries de SRR utilisés pour la conception des matériaux à effet magnétique [9].

3.5. Le principe de Babinet

La majorité des méta matériaux proposés sont fabriqués à base des résonateurs d'anneaux fendus (SRRs), ou à base des géométries identiques, pour avoir une perméabilité effective négative dans une certaine gamme de fréquence. Le constant diélectrique négatif est généralement obtenu à partir d'une rangée de fils ou de plaques métalliques.

Récemment plusieurs circuits planaires unidimensionnels et bidimensionnels qui montrent le comportement main gauche ont été proposés, certains d'entre eux utilisent le concept des (SRRs) qui basé sur le principe de Babinet. L'élément clé de ce nouveau concept est le résonateur complémentaire d'anneaux fendus (CSRRs), L'image complémentaire du SRR [16].

4. Le complémentaire du résonateur en anneau fendu (CSRR)

Pour des applications planaire, nous proposons de servir sur une cellule SRR complémentaire CSRR (Complementary Split Ring Resonator). La première démonstration expérimentale sur les CSRRs a été présentée par F. FLACONE et AL en 2004.

CSRR est plus utilisé pour simuler des éléments méta matériaux. Cet élément clé est la partie complémentaire du SRR. Dans une première étape de son analyse, le comportement

d'une CSRR purement conductrice et infiniment mince dans un système électromagnétique externe.

De la dualité (comme SRR), un comportement similaire est attendu pour les CSRR illuminés par un champ magnétique externe polarisé le long de l'axe y .

4.1. La cellule CSRR circulaire

Le CSRR de son tour, il se considère comme un dipôle électrique ponctuel avec polarisation négative. Il est excité par un champ électrique \vec{E} se propage parallèlement au plan du CSRR afin de générer un fort dipôle électrique qui affecte la fréquence de résonance de CSRR.

Les SRRs et les CSRRs approximativement la même fréquence de résonance et ça due de leurs dimensions identiques et partagées (Figure II.10).

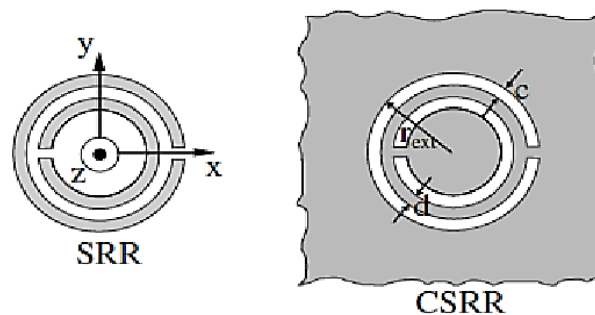


Figure II.10 : Géométries du SRR et du CSRR circulaires.

Des fois, le décalage entre la fréquence de résonance des métas surfaces SRR et CSRR peut être principalement attribué à l'effet du substrat diélectrique, qui affecte de manière différente la fréquence de résonance des SRRs et des CSRRs [9].

4.2. La cellule CSRR carré

Nous rappelons que pour assurer la résonance, la cellule complémentaire (CSRR) doit présenter une polarisation inversée par rapport à la SRR. En effet, le champ \vec{E} sera perpendiculaire au plan de la métallisation tandis que le champ \vec{H} sera parallèle.

Cette inversion des conditions de polarisation électromagnétique favorisera l'utilisation de la cellule CSRR pour des dispositifs planaires.

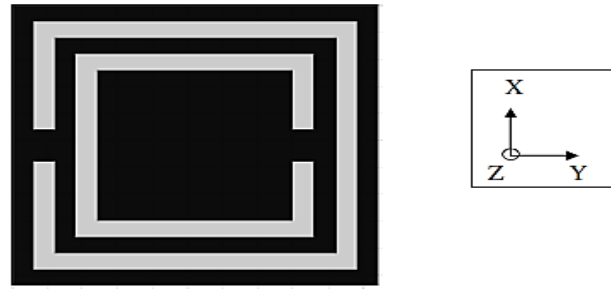


Figure II.11: Géométrie du CSRR carré [17].

Le CSRR, qui agit comme un dipôle de point électrique avec une polarisabilité négative, a été proposé en suivant de l'approche de Babinet.

Le principe de Babinet a été appliqué à la conception de surfaces et de matériaux artificiels dotés de propriétés électromagnétiques extraordinaires.

Ce concept précède l'approche habituelle pour la fabrication de méta matériaux à permittivité négatifs, basés sur l'utilisation de fils ou de plaques métalliques [9].

5. Résonateur BC-SRR (Broadside Coupled SRR)

Le résonateur BC-SRR a été proposé par MARQUE pour éliminer le couplage magnéto-électrique dans le SRR carré ou circulaire. Ce résonateur peut être carré ou circulaire, et est composé de deux anneaux placés chacun sur une face du substrat, et ont les mêmes dimensions.

Dans cette partie nous allons étudier le BC-SRR carré et circulaire afin de les comparer avec le SRR carré et circulaire étudiés préalablement.

La figure II.12 présente des unités de cellule du BC-SRR, l'une carré et l'autre circulaire [14].

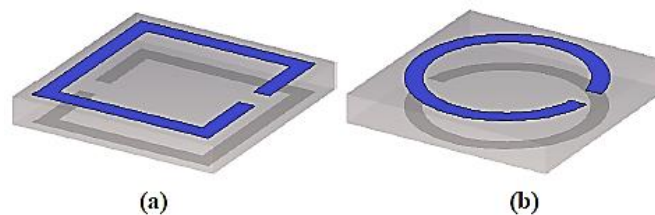


Figure II.12 : Configuration de la cellule unitaire BC-SRR : (a) carré, (b) circulaire.

6. Les différentes approches pour les métas matériaux

6.1. L'approche résonante pour les métas matériaux

L'approche résonante est basée sur l'application des cellules SRR, comme montré sur la figure (II.13), lorsqu'elles sont excitées par un champ magnétique axial, présentent des valeurs extrêmes de perméabilité effective dans le voisinage de la fréquence de résonance des anneaux, à savoir très positif/négatif.

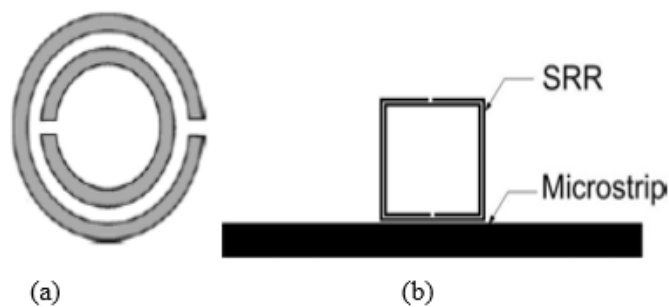


Figure II.13: (a) split ring resonator (SRR) et (b) SRR-loaded micro-strip line.

Dans la technologie micro ruban, les SRRs ne peuvent être gravées dans le côté du substrat supérieur, à côté de la ligne de transmission (Figure II.13.b). Pour améliorer le couplage, la distance entre la ligne et les anneaux doit être aussi petite que possible. Cette disposition géométrique est adéquate, car dans de nombreuses applications la miniaturisation est la demande principale.



Figure II.14: Résonateur Complémentaire fondue d'anneaux CSRR.

En utilisant le principe d'anneau fondu « Complementary Split Ring Resonator » (CSRR) a été proposée dans la figure (II.14). Dans la technologie micro-ruban, les CSRRs sont gravées dans le plan de masse sous le micro-ruban, et plus les CSRRs sont excités par le champ électrique, ils produisent une permittivité effective négative. Afin d'obtenir un comportement main gauche, on doit additionner une particule qui introduit une perméabilité effective négative, ceci est réalisé par gravure et produit des lacunes capacitifs dans la ligne micro-ruban.

Le circuit équivalent d'une cellule résonnante main gauche est présenté dans la figure (II.15), ou le circuit résonant est parallèle avec une inductance L_r et une capacité C_r , les CSRRs et la ligne micro-ruban est représentée par une inductance L . Le fossé est modélisé par une capacité C_g , et le CSRR est électriquement couplée à la ligne micro-ruban hôte par intermédiaire de la capacité de ligne C_c [15].

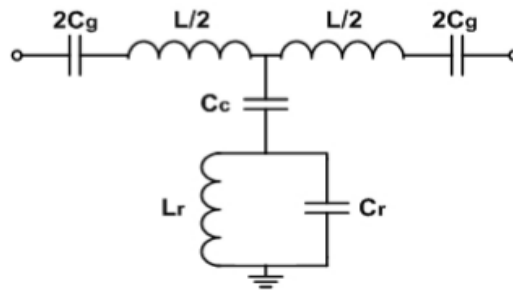


Figure II.15: circuit équivalent d'une unité cellulaire d'une ligne main gauche résonant [15].

6.2. L'approche hybride

L'approche hybride combine des particules provenant des deux précédentes approches : SRR et CSRR d'un côté, les gaps (lacunes) et shunts stubs de l'autre côté. Généralement, les SRRs et les gaps fournissent une perméabilité négative, tandis que CSRRs et les shunts stubs fournissent une permittivité négative. En utilisant diverses combinaisons de ces particules, les méta matériaux hybrides peuvent être conçus. Une unité de cellules qui se compose d'une ligne micro-ruban SRR chargé et un adaptateur d'impédance inductif comme représentée sur la figure (II.16).

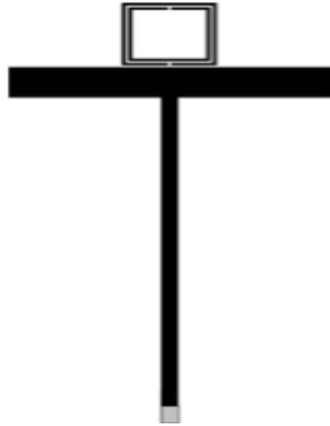


Figure II. 16: cellules unitaires composées d'une ligne micro-ruban chargée de SRR.

L'optimisation des dimensions à la fois des SRRs et des shunts stubs joue un rôle crucial, parce qu'ils doivent à la fois fonctionner à la même fréquence.

Une autre cellule unitaire possiblement faite par la combinaison de SRR et CSRR, comme représenté sur la figure (II.17). Encore une fois, la procédure d'optimisation doit être employée. Néanmoins, les SRRs et CSRRs avec les mêmes dimensions ne peuvent pas résonner à la même fréquence [18].

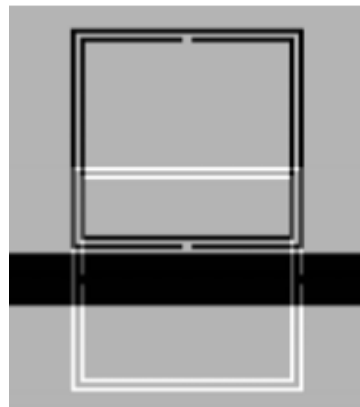


Figure II. 17: cellule unitaire composées de SRR et CSRR [18].

7. La méthode numérique et les outils de simulation de méta matériaux

Comme outil de simulation de méta matériaux, nous avons utilisé le logiciel commercial d'éléments finis de la société ANSYS HFSS. Ces simulations numériques sont très plus utilisées dans la communauté des méta matériaux puisqu'elles font office d'expérience virtuelle en approximant numériquement la solution physique des équations de

Maxwell. Ainsi, des effets physiques souvent ignorés dans les méthodes analytiques sont présents dans ce type de calcul numérique.

Dans cette partie, nous expliquerons tout d'abord la méthode des éléments finis et comment nous l'avons utilisée avec le logiciel HFSS.

Nous aborderons ensuite les différentes méthodes d'extraction des paramètres effectifs des structures étudiées (permittivité, perméabilité,...) et les problèmes qui en découlent.

7.1. La méthode des éléments finis

Le terme élément fini a été inventé par CLOUGH en 1960. Il existe plusieurs méthodes des éléments finis et qui sont l'approche directe, qui est la méthode la plus simple pour résoudre des problèmes discrets de 1 et 2 dimensions.

La méthode des résidus pondérés qui utilise directement les équations différentielles et l'approche qui utilise le calcul de la variation et la minimisation de l'énergie potentielle.

7.2. Technique et procédure d'homogénéisation

La procédure utilisée pour l'extraction des paramètres effectifs est celle de la procédure d'homogénéisation. Elle consiste à modéliser le problème d'une structure périodique, illuminée par une onde incidente plane normale, par un problème de transmission - réflexion sur un matériau d'épaisseur d et de paramètres effectifs ϵ_{eff} et μ_{eff} .

Cette technique consiste à déterminer les paramètres effectifs (ϵ_{eff} et μ_{eff}) d'un matériau homogène qui montre les mêmes paramètres S que la structure réelle périodique à étudier.

Ces paramètres effectifs sont déterminés à partir des coefficients de réflexion S_{11} et de transmission S_{21} . Ces deux coefficients sont obtenus à partir des simulations numériques sous le logiciel HFSS.

On peut traduire la procédure d'extraction des paramètres effectifs par la figure II.18 [14].

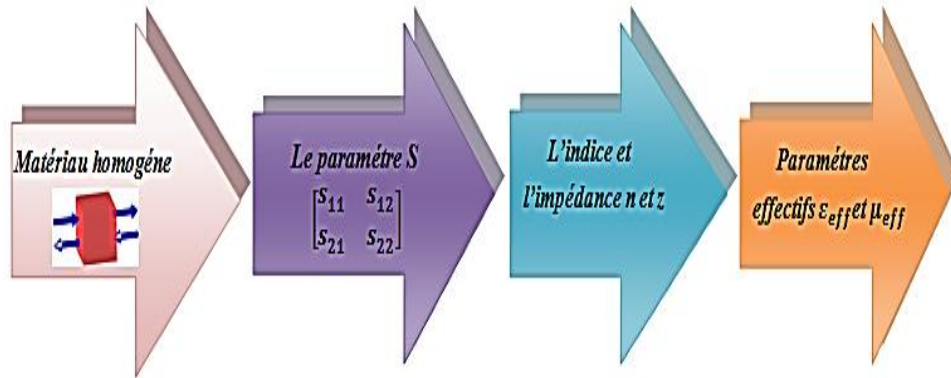


Figure II.18: Procédure d'extraction des paramètres effectifs.

7.3. Méthodes d'extraction des paramètres effectifs

L'extraction des paramètres effectifs pour les méta matériaux est déjà traitée. Nous nous intéressons tout particulièrement aux paramètres effectifs des structures étudiées (indice, perméabilité, permittivité...).

Ces paramètres effectifs doivent être extraits à partir des coefficients de réflexion et de transmission complexes de la lame de matériau composite simulée avec HFSS.

Ces coefficients de réflexion et de transmission se présentent sous la forme de paramètres S , avec S_{11} le coefficient de réflexion et S_{21} le coefficient de transmission :

$$S_{11} = M_{11}e^{-i\phi_{11}}S_{21} = M_{21}e^{-i\phi_{21}} \quad (\text{II.11})$$

Où $M_{11}, M_{21}, \phi_{11}, \phi_{21}$ sont respectivement les modules et les phases de la réflexion et de la transmission. L'extraction des paramètres effectifs peut être réalisée en utilisant plusieurs méthodes.

7.3.1. Approche de Smith (Méthode 1)

Les coefficients de transmission et de réflexion des ondes électromagnétiques sont donnés par [15] :

$$S_{11}^{-1} = \left[\cos(nkd) - \frac{i}{2} \left(Z + \frac{1}{Z} \right) \sin(nkd) \right] e^{ikd} \quad (\text{II.12})$$

$$Z_{eff} = \sqrt{\frac{(1+S_{11})^2 - S_{21}^2}{(1-S_{11})^2 - S_{21}^2}} \quad (\text{II.13})$$

S_{11} Est le rapport entre la puissance de l'onde réfléchie et la puissance de l'onde incidente, d'épaisseur du matériau:

$$S_{11} = \frac{P_{reflechie}}{P_{incidente}} \quad (\text{II.14})$$

L'indice de réfraction est donné par :

$$n_{eff} = \cos^{-1} \left(\frac{1}{2S_{21}} \left[\frac{1 - (S_{11}^2 - S_{21}^2)}{kd} \right] \right) \quad (\text{II.15})$$

Et par conséquent μ_{eff} et ε_{eff} sont calculées en fonction de Z_{eff} et n comme suit :

$$Z_{eff} = n_{eff} * Z_{eff} \quad (\text{II.16})$$

$$\varepsilon_{eff} = \frac{n_{eff}}{Z_{eff}} \quad (\text{II.17})$$

Notons que k est le vecteur d'onde donné par :

$$k = \frac{\omega}{c} \quad (\text{II.18})$$

7.3.2. Approche de NRW (Méthode 2)

La méthode (NRW) est usuellement utilisée dans la caractérisation de matériaux. Cette méthode consiste à calculer l'indice de réfraction, l'impédance d'onde et les paramètres constitutifs d'un milieu composite à partir du coefficient de réflexion et de transmission mesurés ou simulés.

Cette méthode a été appliquée en premier dans le contexte des méta matériaux par SMITH et AL [14].

Plusieurs approximations faites dans la littérature, dont le but est d'éliminer l'ambiguïté de cette technique.

Les équations de bases utilisées pour déterminer les paramètres effectifs sont :

$$\varepsilon_{eff} = \frac{2}{jkd} * \frac{1-v_1}{1+v_1} \quad (\text{II.19})$$

$$\mu_{eff} = \frac{2}{jkd} * \frac{1-v_2}{1+v_2} \quad (\text{II.20})$$

Où :

$$v_1 = S_{21} + S_{11} \quad (\text{II.21})$$

$$v_2 = S_{21} + S_{11} \quad (\text{II.22})$$

On va introduire ces équations au logiciel HFSS pour extraire les paramètres effectives comme l'indice de réfraction, la partie réelle de la permittivité ou la perméabilité [15].

8. Conclusion

Tout d'abord nous avons présentées les généralités et la théorie des métas matériaux. Ensuite quelques structures à base des métas matériaux. Le premier type présenté est un réseau de tiges métalliques caractérisé par une partie réelle de la permittivité négative. Le deuxième type de structure étudié et celui du résonateur en anneau fendu (SRR) qui est susceptible de présenter une perméabilité négative autour de sa fréquence de résonance, nous avons étudié le RAF carré et circulaire, puis le résonateur C-SRR carré et circulaire et le BC-SRR.

Enfin, nous avons présenté les méthodes qui nous ont permis de calculer les paramètres effectifs d'une cellule unitaire à partir des coefficients de réflexion et de transmission, deux méthodes ont été présentées.

Dans le chapitre suivant, nous allons appliquer ces résonateurs dans la conception des lignes micro-ruban par une modélisation et simulation numérique de méta matériaux basée sur le simulateur HFSS et quelques techniques d'extraction des paramètres effectifs.

CHAPITRE III

Simulation et résultats

1. Introduction

Les méta matériaux sont des matériaux artificiels qui possèdent des propriétés électromagnétiques n'existant pas dans la nature. On les appelle aussi des matériaux à indice de réfraction négatif.

Dans ce chapitre, nous avons étudié le couplage entre les lignes micro-rubans couplées. Nous avons d'abord exploré leurs caractéristiques physiques. Pour ce faire, nous avons utilisé le simulateur HFSS et l'article (A- novel) que nous avons adopté dans notre étude de l'analyse de la diaphonie à l'aide de CSRR dans le plan de masse d'une PCB. Finalement, nous avons proposé une technique de réduction d'interférence par l'utilisation des cellules unitaires à base de méta matériaux.

2. Lignes micro-rubans

Une ligne de transmission est un ensemble d'un, ou plusieurs conducteurs acheminant un signal électrique. Les lignes de transmission les plus courantes utilisées sur les circuits imprimés et les circuits intégrés, on trouve couramment des lignes micro-rubans et des lignes coplanaires. Dans cette partie, nous allons présenter les caractéristiques de la ligne micro-ruban, puis les phénomènes de couplage entre deux lignes de transmission couplées. Ceci pour pouvoir prévoir le couplage électromagnétique parasite. On procède à la comparaison des résultats théoriques avec les mesures et les simulations par HFSS.

La figure (III.1) présente la structure des lignes micro-rubans d'impédance caractéristique est $Z_c = 50 \Omega$ à étudier.

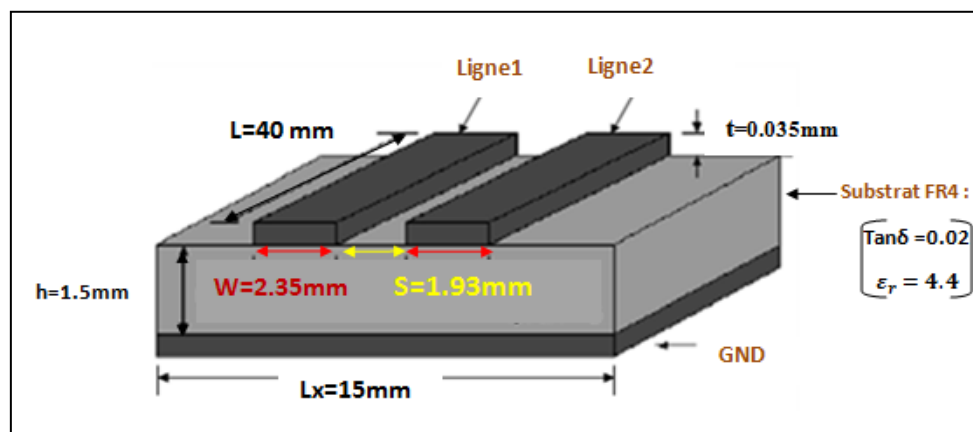


Figure III.1: Lignes micro-rubans couplées.

2.1. Les paramètres S (Scattering Parameters)

L'étude des lignes de transmission nécessite l'utilisation des paramètres S ou la matrice S. La matrice S ou "Scattering Matrix" est un outil essentiel de caractérisation de multi pôles en hyperfréquence. Les coefficients de cette matrice, appelés paramètres S, relient les ondes incidentes avec les ondes réfléchies par les ports du dispositif considérons le quadripôle suivant :

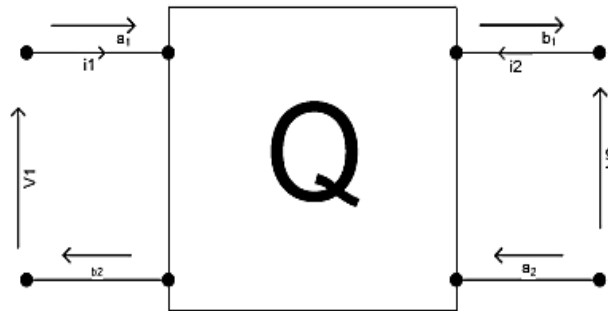


Figure III.2: Accès d'un quadripôle.

a_i : est l'onde incidente à l'accès 'i'

b_i : est l'onde réfléchies à l'accès 'i'

Dans le cas d'un quadripôle, les ondes entrante et sortante sont reliées par la relation :

$$\begin{cases} V_1 = a_1 + b_1 \\ V_2 = a_2 + b_2 \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

$$\begin{cases} i_1 = a_1 - b_1 \\ i_2 = a_2 - b_2 \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

$$\begin{cases} b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

Pour interpréter les paramètres S, il faut faire une expérience particulière. Alimentons le quadripôle par l'accès 1 et chargerons l'accès 2 par une charge adaptée (c'est-à-dire une charge égale à l'impédance caractéristique de référence) [19].

Les paramètres S caractérisant ce quadripôle sont définis par :

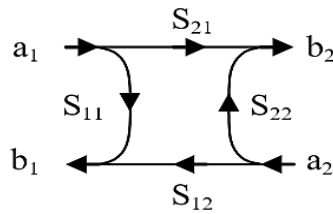
$$S_{11} = \frac{\text{signal réfléchi au port 1}}{\text{signal incident au port 1}} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad \text{coefficient de réflexion en entrée}$$

$$S_{21} = \frac{\text{signal transmis au port 2}}{\text{signal incident au port 1}} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad \text{coefficient de transmission entrée - sortie}$$

$$S_{12} = \frac{\text{signal transmis au port 1}}{\text{signal incident au port 2}} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad \text{coefficient de transmission sortie - entrée}$$

$$S_{22} = \frac{\text{signal réfléchi au port 2}}{\text{signal incident au port 2}} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad \text{coefficient de réflexion en sortie}$$

Les résultats précédents peuvent être représentés par le graphe de transfert suivant :



En outre, nous avons utilisé HFSS pour trouver le couplage entre les lignes par simulation.

2.2. Réalisations et conceptions

Pour étudier les lignes de transmission micro-rubans, on s'est orienté vers la réalisation et la conception d'une carte PCB avec deux lignes micro-rubans. Pour cela, nous avons fabriqué des lignes couplées avec les mêmes dimensions physiques que le modèle conçu sous HFSS.

C'était notre souhait d'effectuer les mesures avec l'analyseur de réseaux vectoriel (Figure III.3) au sein du laboratoire de recherche LTSS mais avec le problème de virus covid-19 on n'a pas eu la chance de terminer cette partie de mesure.

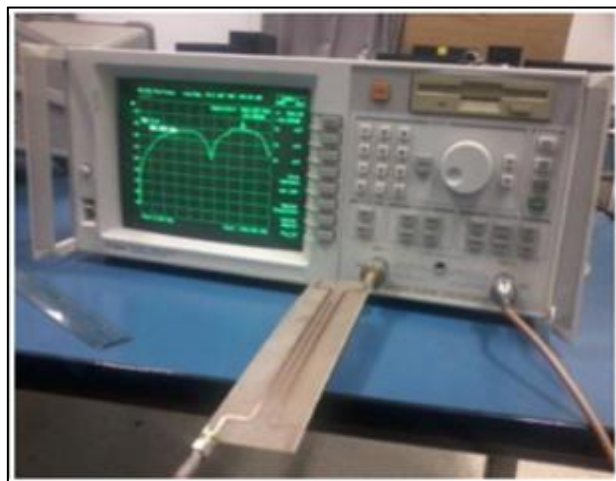


Figure III. 3: Analyseur vectoriel de réseaux.

L'étude de la diaphonie sur une carte électronique nécessite la mise en œuvre de multiples étapes. Cela commence par la réalisation de la carte PCB. Pour la 1^{er} étape, nous avons pris les mesures des liges et on dessinées sur un papier transparent. Nous mettons ce dernier sur un circuit imprimé double face, ensuite nous l'avons coupé par la (guillotine), comme montre la figure (III.4).

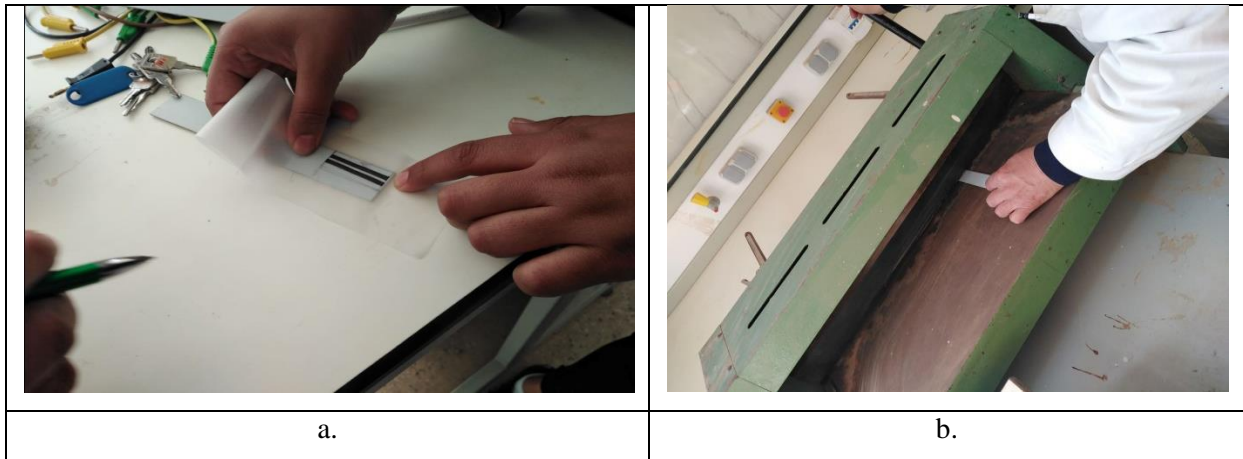


Figure III. 4 :(a) Dessin de la carte PCB sur un papier transparent. (b) coupe la carte PCB par la machine guillotine.

Après cela, nous entrons la carte de piste dans une insoleuse (ultraviolet) (Figure III.5) pendant 3 minutes. Ensuite nous l'avons mis dans un milieu de perchlore de fer pour éliminer le cuivre figure (III.6). Frottez la carte avec un papier verre (Figure III.7).

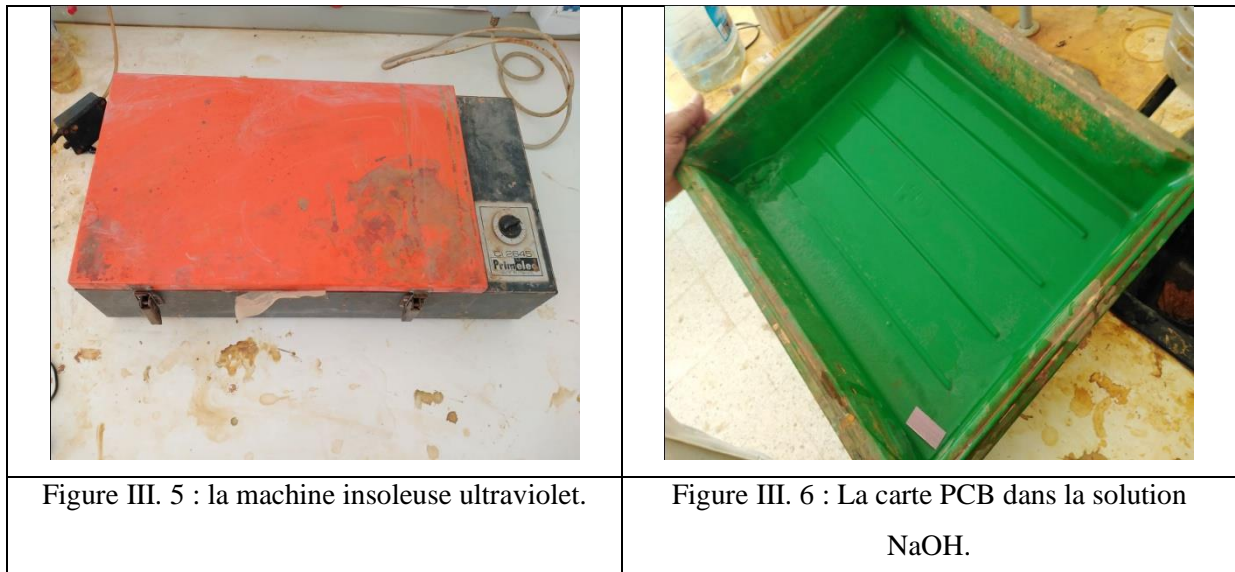


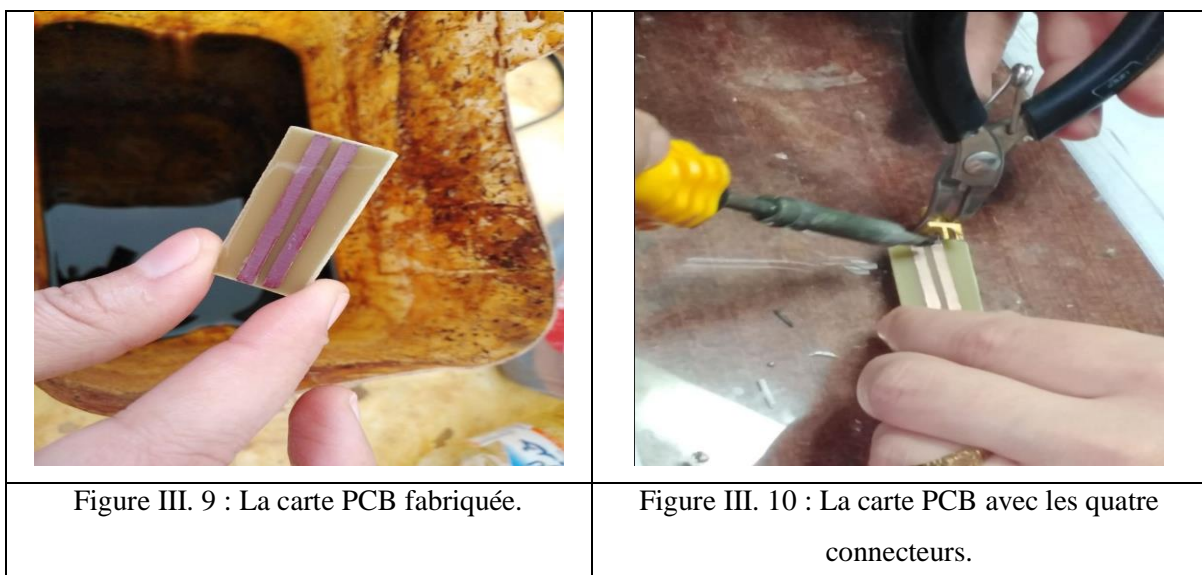


Figure III. 7 :(a) Perchlorure de fer. (b) Retirez l'isolateur de la carte PCB.



Figure III. 8 : Frottement de la carte PCB par un papier verre.

Finalement, la carte PCB est illustrée sur la figure III.9. Après, on a ajouté des ports sur les lignes de transmission (Figure III.10).



2.3. Banc de Mesure

Le principal appareil de mesure en hyperfréquence est l'analyseur vectoriel de réseaux (AVR ou VNA). Il sert à déterminer les paramètres S d'un dipôle ou d'un quadripôle actifs ou passifs. Il existe deux grandes familles d'analyseurs de réseaux : les scalaires qui ne mesurent que le module des paramètres S et les vectoriels qui mesurent le module et la phase. Son principe de base est l'association de coupleurs et de mesureurs. Pour définir les paramètres S, le VNA injecte un signal à l'aide d'une source RF et mesure la partie du signal réfléchi et celle transmise. Enfin, à l'aide de la référence issue du signal envoyé, il détermine les paramètres S_{11} et S_{12} .

3. Simulations numériques

3.1. L'ANSYS HFSS

L'ANSYS HFSS est un logiciel de simulation électromagnétique 3D destiné à la conception et à la simulation de produits électroniques à haute fréquence tels que les antennes, les réseaux d'antennes, les composants RF ou hyperfréquences, les interconnexions à grande vitesse, les filtres, les connecteurs, paquets de circuits intégrés et cartes de circuits imprimés. Beaucoup d'chercheurs utilisent ANSYS HFSS pour concevoir des composantes électroniques à haute vitesse et à haute fréquence que l'on retrouve dans les systèmes de communication, les systèmes radar, les satellites, produits de l'internet des objets (IoT: internet of things) et autres appareils numériques RF et à haute vitesse. HFSS (High Frequency Structure Simulator) utilise des solveurs polyvalents et une interface utilisateur graphique intuitive pour offrir des performances inégalées et une connaissance approfondie des problèmes électromagnétiques 3D. Grâce à l'intégration avec les outils d'ANSYS thermiques, structurels et de dynamique des fluides, HFSS fournit une analyse multi-physique puissante et complète des produits électroniques, garantissant leur fiabilité thermique et structurelle. Grâce à sa technique de maillage adaptatif automatique et à ses solveurs sophistiqués, le HFSS est synonyme de précision et de fiabilité à toute épreuve, qui peut être accéléré grâce à la technologie de calcul haute performance (HPC : High Performance Computing). Dans la suite de notre démarche, la simulation sous HFSS est basée sur trois cas.

3.2. Carte PCB avec deux lignes de transmission

Un modèle, qui comporte une carte PCB avec deux lignes de transmission micro-ruban est conçue et simulé sous HFSS illustré sur la figure (III.11).

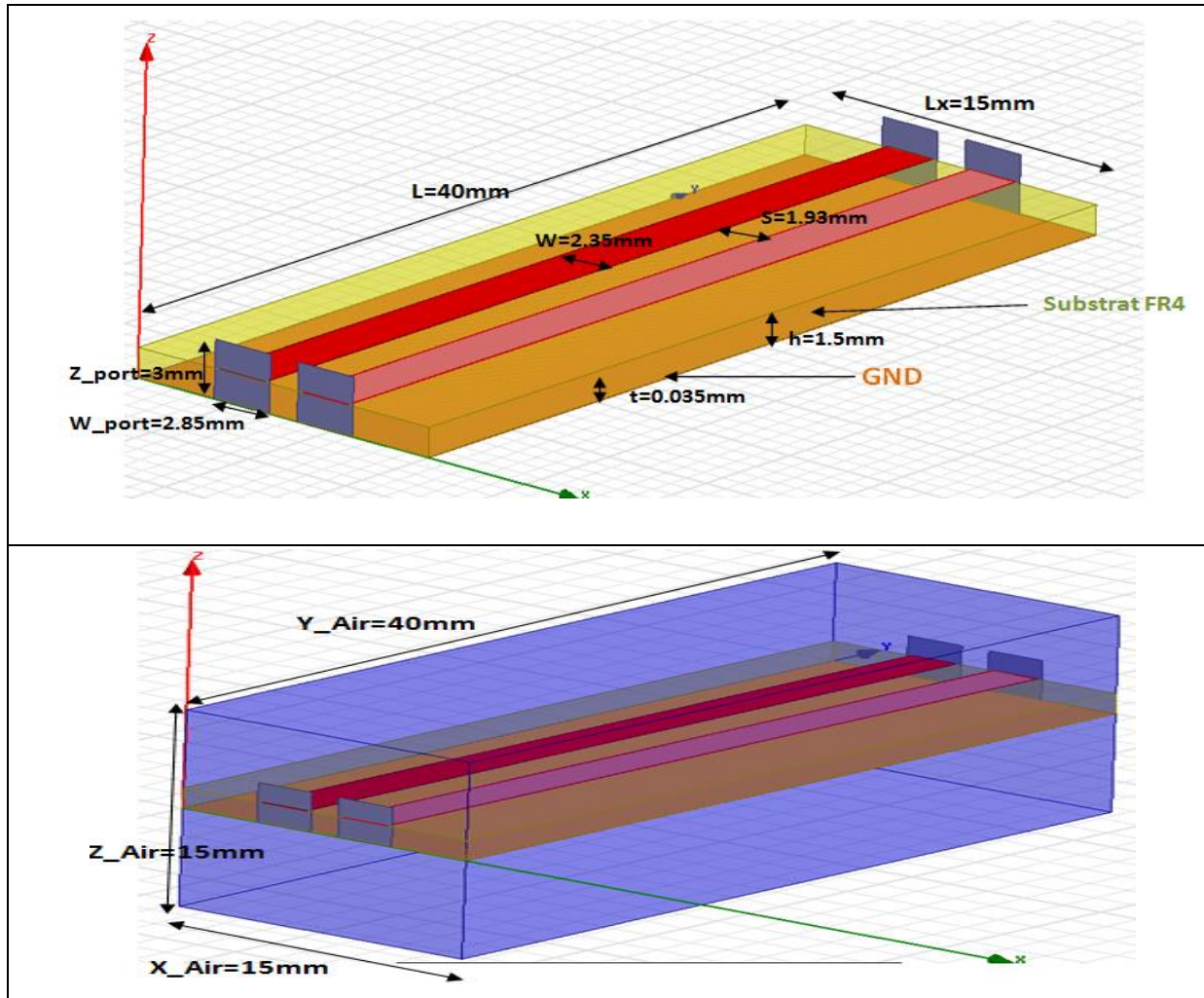


Figure III.11 : Configuration des lignes micro-ruban 50Ω.

3.3. Carte PCB avec 1 élément CSRR

Nous rappelons que pour assurer la résonance, la cellule complémentaire (CSRR) doit présenter une polarisation inversée par rapport à la SRR. En effet, le champ \vec{E} sera perpendiculaire au plan de la métallisation tandis que le champ \vec{H} sera parallèle. Cette inversion des conditions de polarisation électromagnétique favorisera l'utilisation de la cellule CSRR pour des dispositifs planaires.

Pour valider le concept de la CSRR, nous avons optimisé une cellule CSRR pour un fonctionnement autour de la fréquence 7.5 GHz.

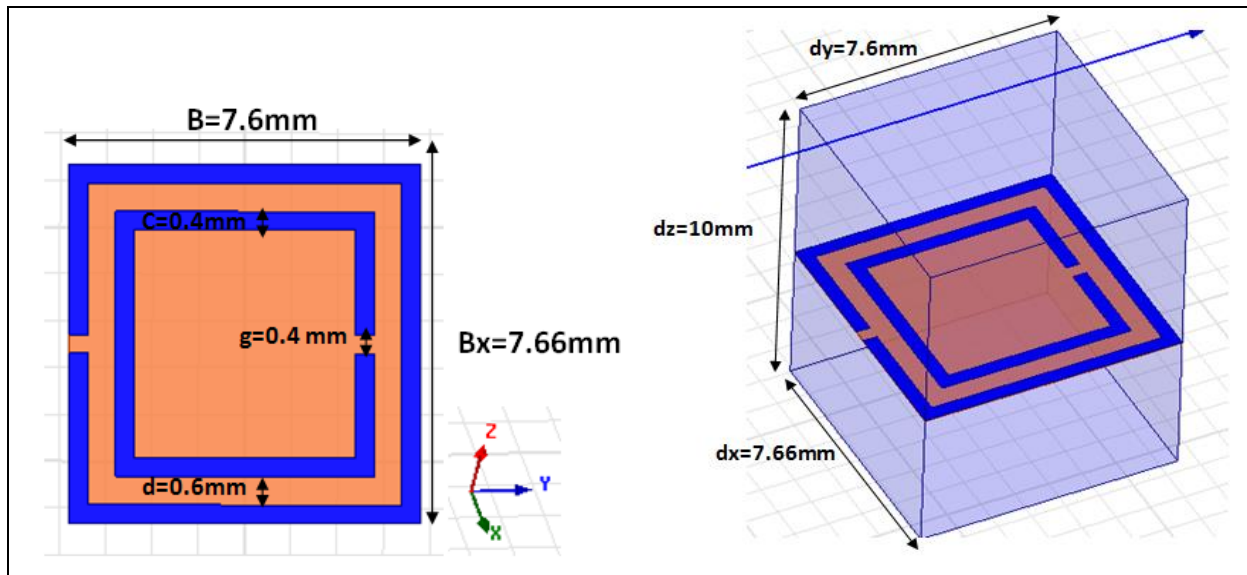


Figure III.12 Configuration CSRR carrée imprimée sur un plan de masse dans HFSS.

Pour améliorer l'adaptation des lignes micro-ruban, on utilise les mêmes lignes précédentes, et on applique une structure périodique de deux dimensions des résonateurs en anneaux fendus complémentaires (CSRR) sur les lignes micro ruban. Cependant, le plan de masse sera dé métallisé par une structure périodique, comme le montre la figure III.13.

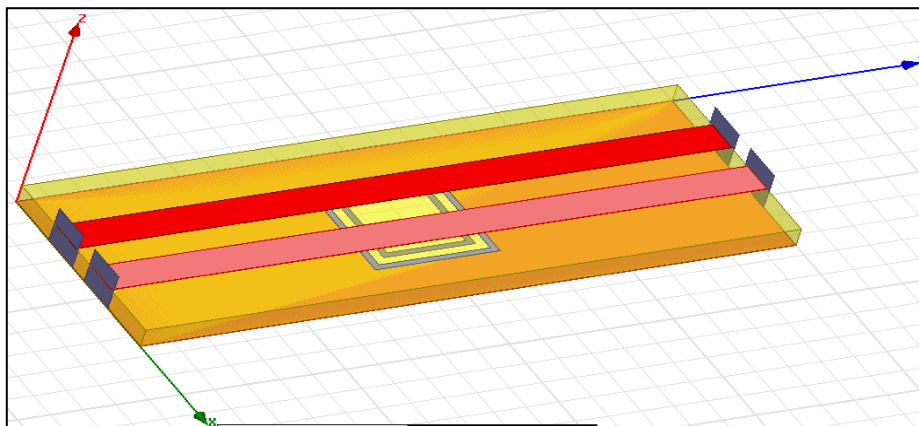


Figure III.13 : Configuration des lignes micro-ruban avec un CSRR au centre de plan de masse.

3.4. Carte PCB avec 2 éléments CSRR

La figure (III.14) présente une configuration des lignes micro-ruban 50Ω constitué de deux cellules méta matériaux CSRRs.

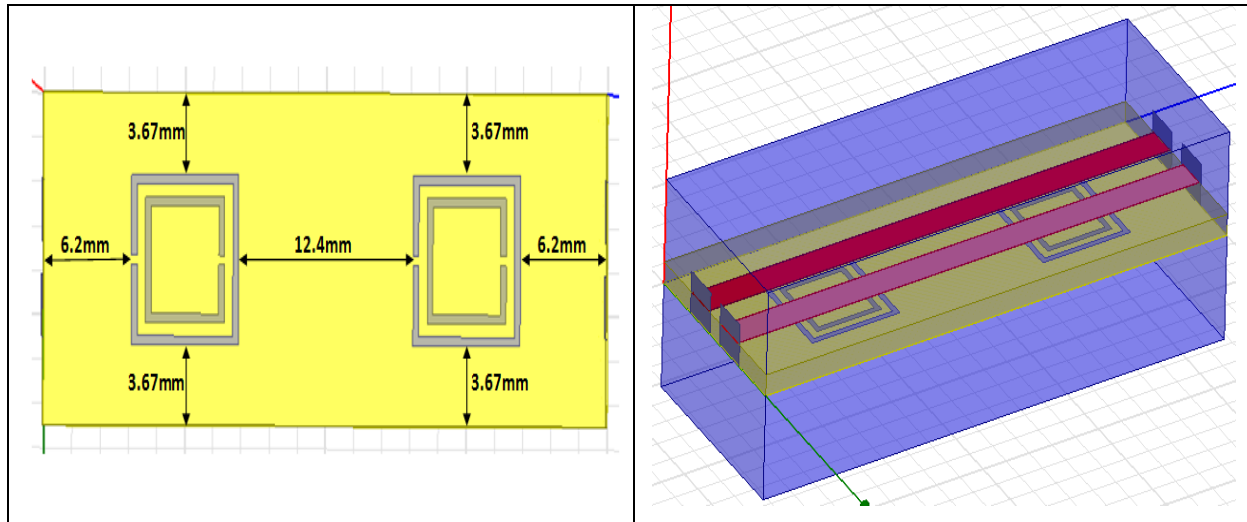


Figure III.14 : Configuration des lignes micro-ruban avec deux CSRRs dans le plan de masse.

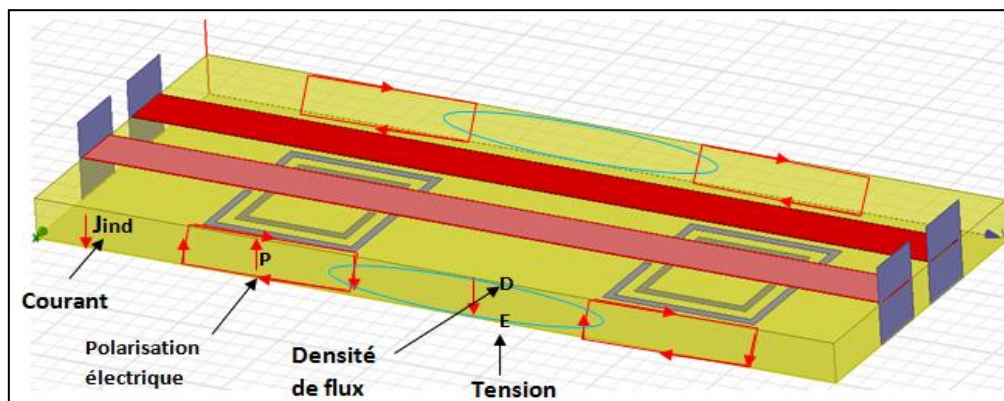


Figure III.15 : Distribution du courant pour l'annulation des champs électromagnétiques.

4. Résultats et interprétations

4.1. Carte PCB avec deux lignes de transmission

Les résultats de simulation des paramètres S (Figure III.16) montrent une transmission dans la bande de fréquence [5 GHz ; 10 GHz]. Une transmission (S_{12}) tend vers -2 dB avec une bonne adaptation (S_{11}) inférieure à -8dB à une fréquence de 6.17 GHz.

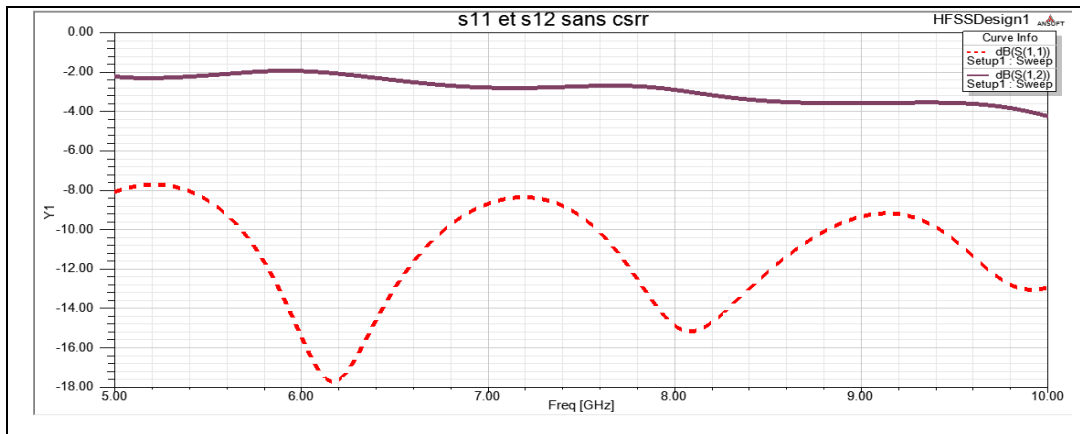


Figure III.16 : Les paramètres S11 et S12 des lignes micro-ruban.

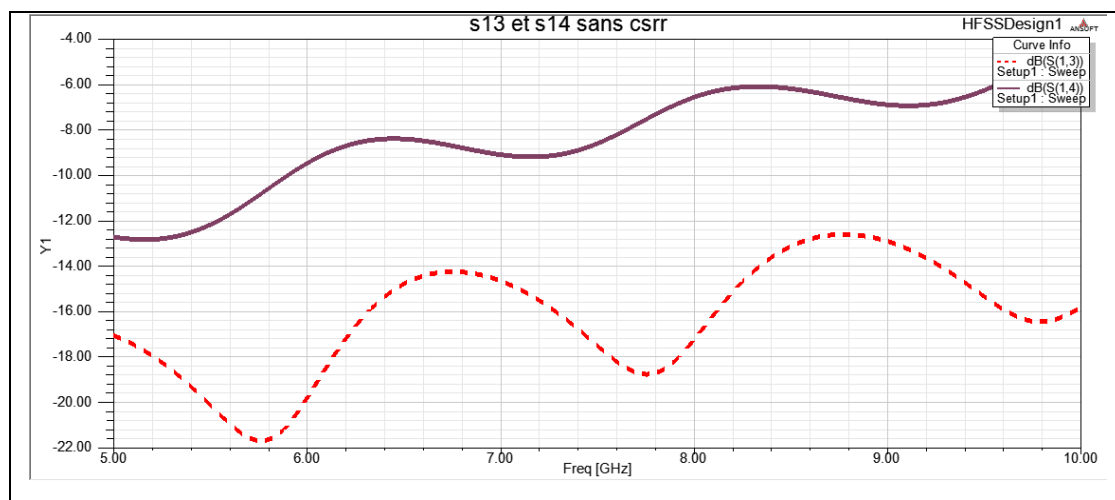


Figure III.17 : Les paramètres S13 et S14 des lignes micro-ruban.

La figure III.17 montre le coefficient de transmission et de réflexion, la fréquence de résonance égale à 5.76 GHz et le paramètre (S_{14}) vaut -12.8 dB à cette fréquence.

4.2. Carte PCB avec 1 élément CSRR

Les résultats de simulation des paramètres (S_{11}) et (S_{12}) de la configuration, illustrés dans la figure III.18 montrent un comportement coupe bande peut être observé autour de la fréquence de résonance de la cellule (7GHz) avec un niveau de rejection de l'ordre de -12.62dB.

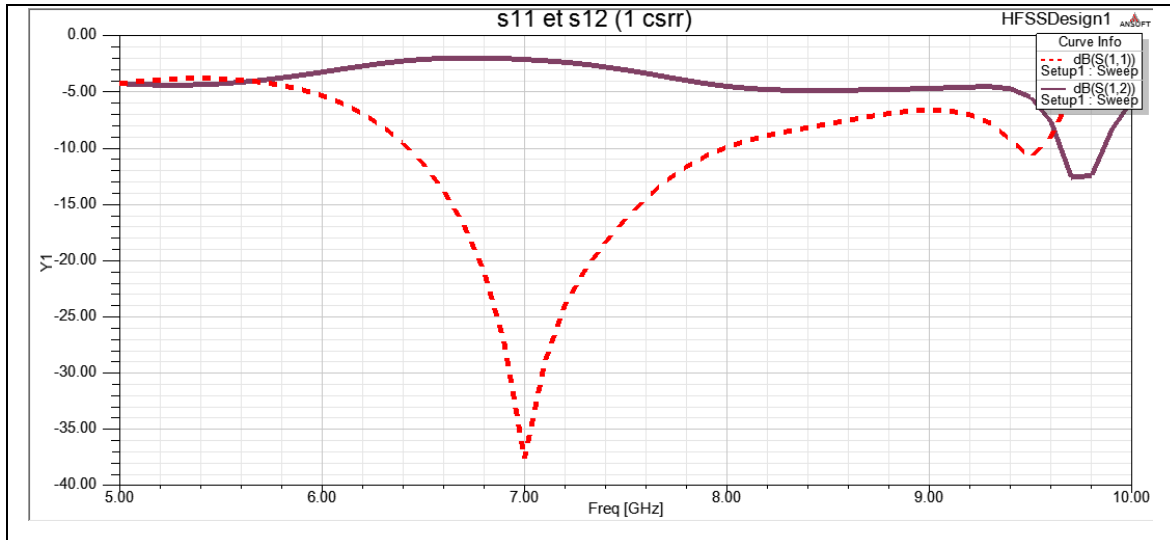


Figure III.18 : Les paramètres S11 et S12 des lignes micro-ruban avec un CSRR au centre.

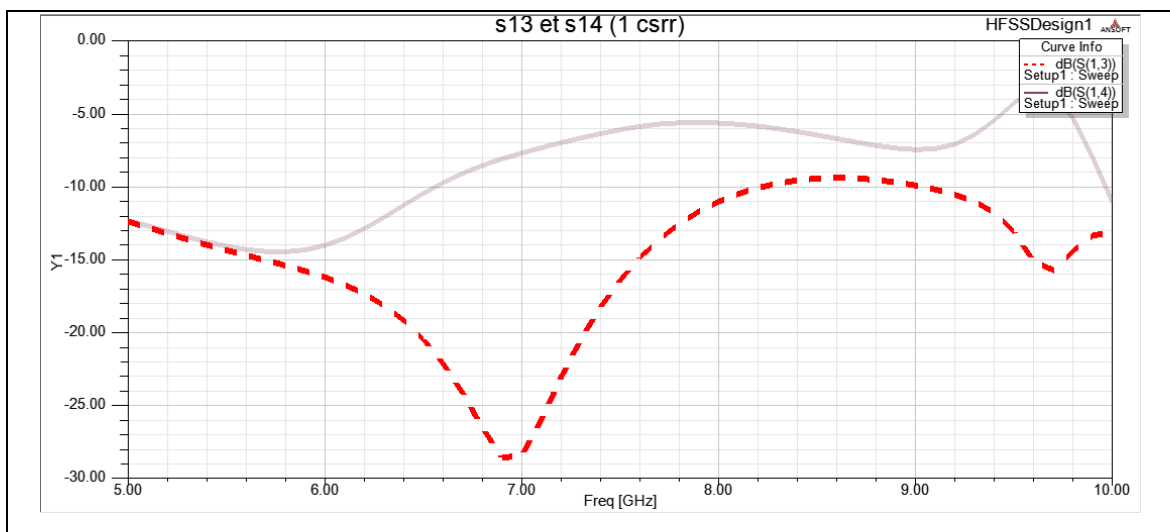


Figure III.19 : Les paramètres S13 et S14 des lignes micro-ruban avec un CSRR au centre.

La figure III.19 montre le coefficient de transmission et de réflexion, la fréquence de résonance égale à 6.9 GHz et le paramètre (S_{14}) vaut -14.47 dB à cette fréquence.

4.3. Carte PCB avec 2 éléments CSRR

Les résultats de simulation des paramètres (S_{11}) et (S_{12}) de la configuration, illustrés dans la figure III.20 montrent un comportement coupe bande peut être observé autour de la fréquence de résonance des cellules (5.4GHz) avec un niveau de rejection de l'ordre de -12.43dB.

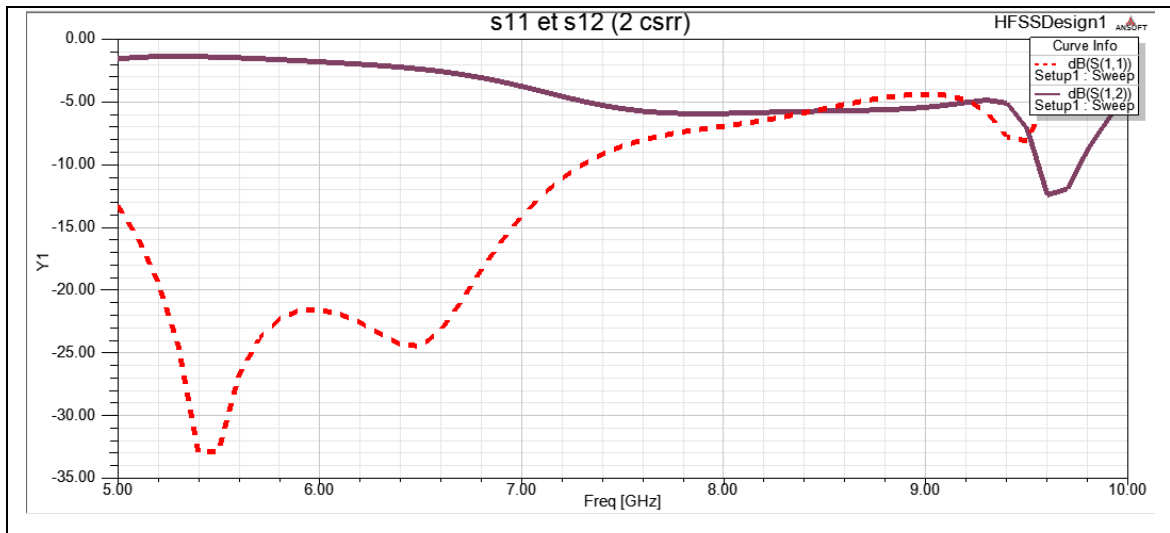


Figure III.20 : Les paramètres S11 et S12 des lignes micro-ruban avec deux CSRRs.

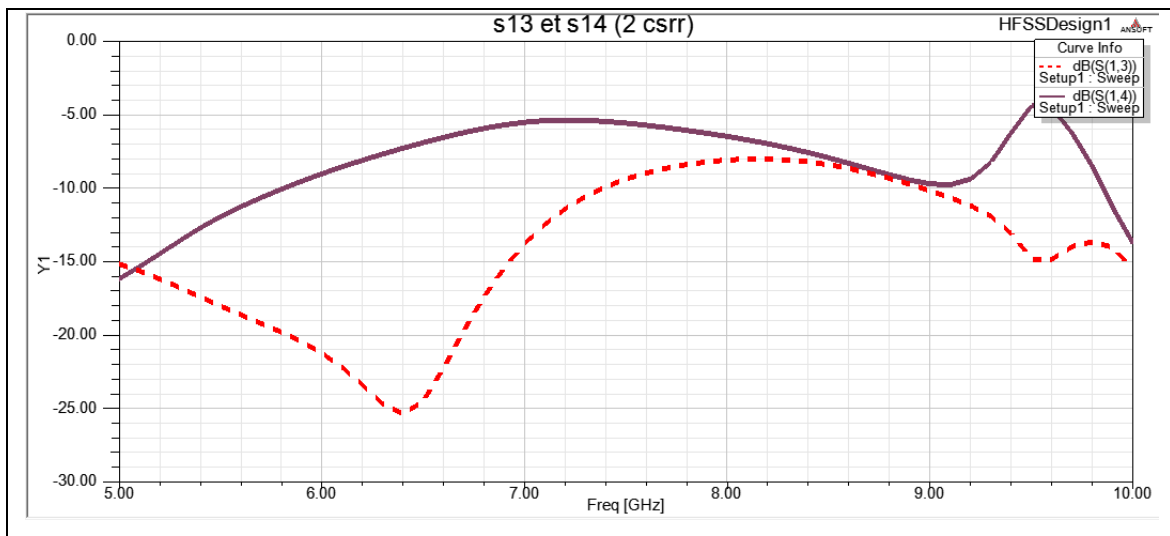


Figure III.21 : Les paramètres S13 et S14 des lignes micro-ruban avec deux CSRRs.

La figure III.21 montre le coefficient de transmission et de réflexion, la fréquence de résonance égale à 6.4 GHz et le paramètre (S_{14}) vaut -16.16 dB à cette fréquence.

Dans la dernière phase de notre démarche, nous étudions l'association des lignes micro-ruban des cellules CSRR. Pour cela, deux configurations des lignes ont été conçues à base de un et deux cellules CSRRs.

4.4. Étude comparative

La figure III.22 montre que la diaphonie devient plus moine avec une augmentation de nombre des cellules CSRRs utilisées. Les paramètres des différentes configurations des filtres

en fonction du nombre de cellules CSRRs sont détaillés dans le tableau III.3. Ce résultat est en conformité avec les lois des lignes de transmission.

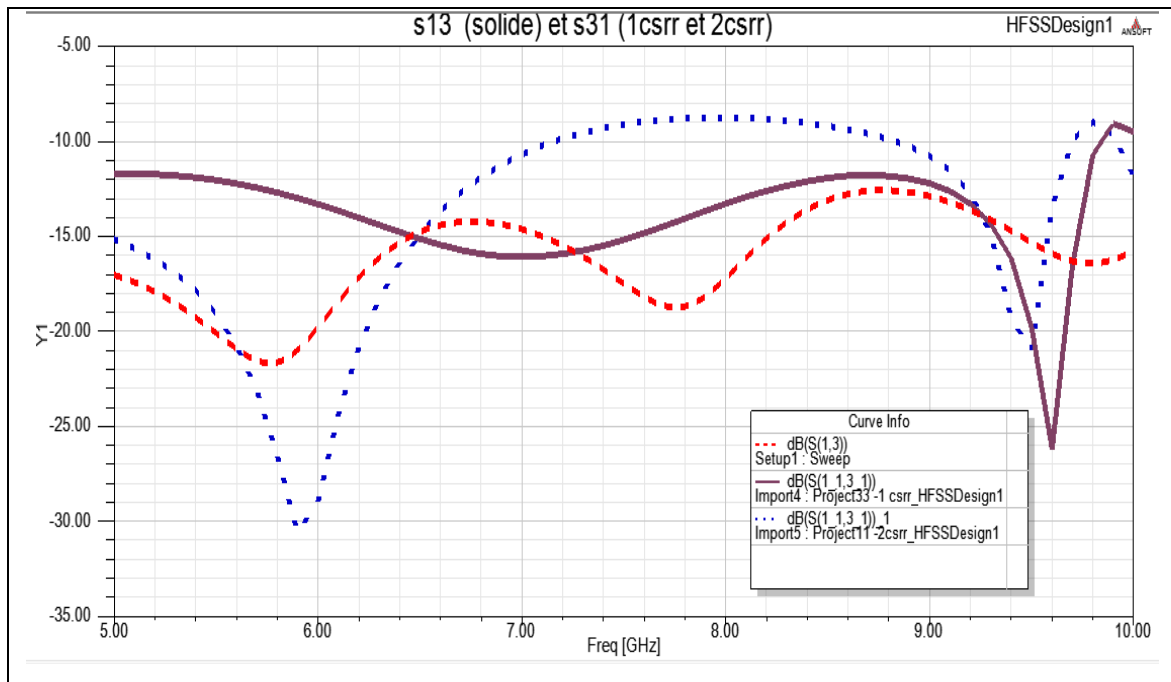


Figure III.22 : S13 avec plan de masse solide, S31 des lignes micro-ruban avec un CSRR et deux CSRRs.

La Figure III.22 montre les valeurs NEXT mesurées à l’extrémité proche du deuxième conducteur. En utilisant un plan de masse solide, la valeur NEXT est de -12,82 dB à 5 GHz et le NEXT ont été atteints à -26,18 dB lors de l’utilisation d’un seul CSRR et -30,53 dB dans le cas de deux CSRRS gravées dans le plan de masse qui est réduction de -4,35 dB.

Tableau III.1 : Comparaison des paramètres (S31) des lignes en fonction du nombre des cellules CSRR carré.

Nombre des cellules	Niveau de rejetion (S31)	Fréquence centrale	Bande rejetée
Sans cellule	-12.82 dB	5.16 GHz	7.5 GHz
Une cellule	-26.18 dB	9.6 GHz	7.5 GHz
2 cellules	-30.53 dB	5.9 GHz	7.5 GHz

Le bruit FEXT est représenté par les paramètres de diffusion (S41) comme l’énergie couplée de la source à la ligne victime.

La figure III.23 montre (S41) pour trois configurations avec un plan de masse solide, avec un et deux CSRRs gravés sur le plan de masse du PCB.

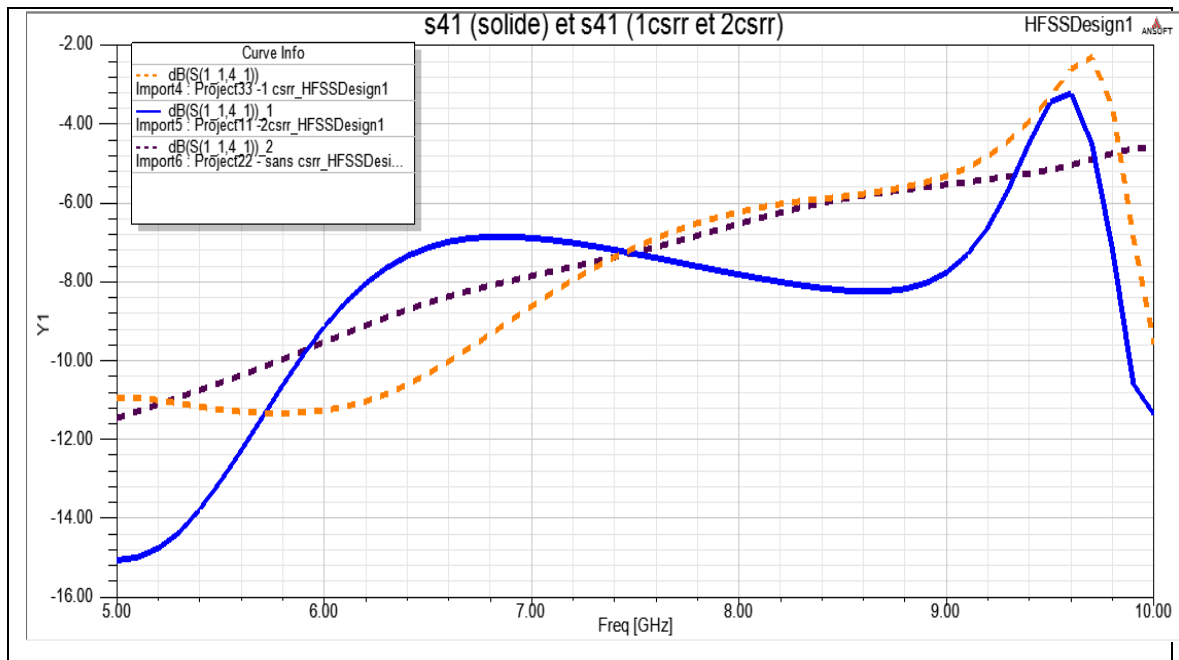


Figure III.23: S41(FEXT) avec plan de masse solide, un CSRR et deux CSRRs.

Le FEXT joue un rôle très important dans la dégradation du signal due à sa propriété d'inductance mutuelle. Un fort couplage magnétique mutuel est créé entre Les lignes de transmission qui améliorer le FEXT en particulier dans les hautes fréquences de fonctionnement.

La figure III.23 montre le FEXT pour le plan de masse, avec un CSRR et avec deux CSRRs.

Les valeurs S41 sont tracées pour la gamme de fréquences de 5 à 10 GHz au deuxième conducteur adjacent du multiconducteur lignes.

L'analyse est effectuée pour les trois cas ; d'abord le plan de masse donne -11.44 dB à 5 GHz.

La valeur de FEXT améliorée pour trois configurations dans laquelle avec un et deux CSRRs donne une réduction de -3.71 dB à une fréquence de 5 GHz.

Tableau III.2 : Comparaison des paramètres (S41) des lignes en fonction du nombre des cellules CSRR carré.

Nombre des cellules	Niveau de rejection (S41)	Fréquence centrale	Bande rejetée
Sans cellule	-11.44dB	5 GHz	7.5 GHz
Une cellule	-11.32dB	5.8 GHz	7.5 GHz
2 cellules	-15.03dB	5 GHz	7.5 GHz

D'après les résultats de l'article que nous avons adopté dans notre étude de l'analyse de la diaphonie à l'aide de CSRR dans le plan de masse d'un PCB :

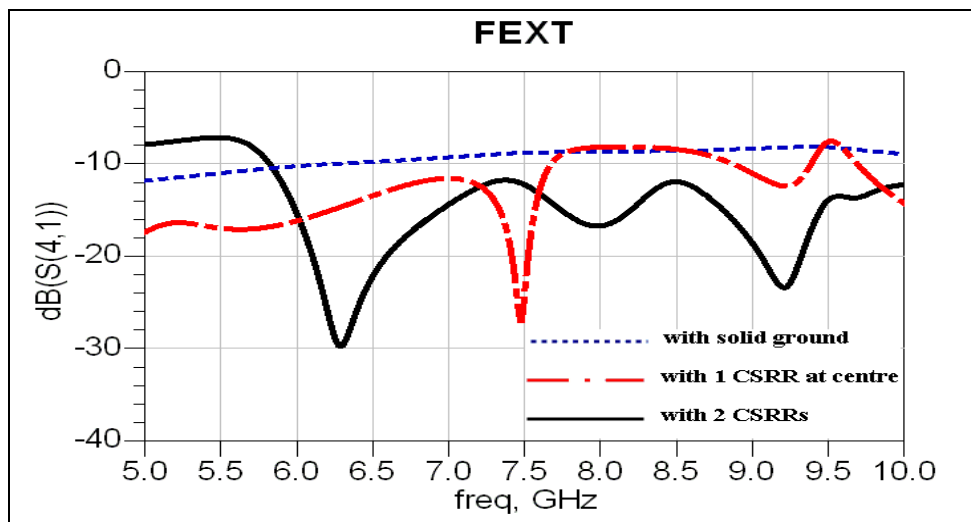


Figure III.24 : FEXT, S41 avec plan de masse solide, un CSRR et avec deux CSRR. [20]

L'analyse montre que le bruit FEXT (S41) avec plan de masse solide, un CSRR et avec deux CSRRs, en utilisant le plan de masse solide a une valeur moyenne de -9 dB entre la plage de fréquence de 5 GHz à 10 GHz. Lorsque le plan au sol a un CSRR, il y a une importante réduction du niveau de bruit FEXT (S41) à une valeur de -28 dB à une fréquence de 7,5 GHz.

Si les deux CSRR gravés sur le plan de masse, S41 est -30 dB à 6,3 GHz et -24 dB à 9,3 GHz.

Remarque :

- L'analyse de la diaphonie à l'aide de CSRR dans le plan de masse d'un PCB a été étudiée et les résultats comparés avec le sol solide.
- L'analyse comparative entre l'article et notre simulation montre qu'en raison de la présence de CSRR dans le plan, une suppression significative est obtenue dans la diaphonie distante.

5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous exposerons une démarche méthodologique de conception et de simulation des cellules méta matériaux unitaires résonnantes en utilisant le logiciel HFSS. Selon cette démarche méthodologique, nous avons réalisé la conception de la cellule CSRR de J.PENDRY qui appartient à la famille des métas matériaux MNG.

L'étude de la ligne micro ruban est divisée en deux parties, dans la première partie nous avons déterminé les paramètres S sans l'utilisation des SRRs et CSRRs. La deuxième partie nous avons utilisé une solution pour diminuer la diaphonie, dans cette modélisation nous avons utilisé principalement les cellules unitaires à base de méta matériaux dans les lignes de transmission. Cette théorie permet de concevoir des métas matériaux à indice de réfraction négatif pour les applications en lignes de transmission.

Conclusion générale

Les métas matériaux sont aujourd'hui devenus un domaine de recherche incontournable grâce à leurs propriétés singulières qui promettent de répondre aux besoins d'industrie.

L'objectif principal de ce travail était de proposer des structures lignes micro-rubans à base de méta matériaux pour la réduction de la diaphonie de façon d'améliorer ses performances. Pour analyser et étudier ces structures, on a eu recours au logiciel de simulation HFSS et aux mesures expérimentales effectuées sur la carte PCB fabriquée dans un souci de validation des résultats numériques.

Une présentation panoramique des lignes micro-rubans et l'environnement de couplage électromagnétique en réalisant une étude sur les modes de couplages entre les lignes de transmission a été faite dans la première partie du premier chapitre.

Ensuite, dans le deuxième chapitre, nous avons décrit de manière générale les matériaux composites artificiels que l'on appelle méta matériaux. En effet, nous avons présenté les étapes qui nous ont permis de réaliser le méta matériau doublement négatif allant d'une étude théorique jusqu'à une réalisation pratique. Ces matériaux ont été réalisés à partir de superposition d'un milieu à perméabilité négative et un milieu à permittivité négative, ce sont respectivement le résonateur en anneau fendu (CSRR) et la tige métallique proposée par PENDRY. Puis, nous avons cité quelques applications des métas matériaux en général.

Dans le troisième chapitre, dans la première partie on a présenté un ensemble des travaux de conception et de fabrication de la carte PCB qui concerne de nouvelles structures des lignes micro-ruban à base de méta matériaux CSRR. Cependant, la deuxième partie a pour objectif de présenter les couplages électromagnétiques des métas matériaux à travers des coefficients de réflexion et de transmission (S_{31}) et (S_{41}). Les résultats de simulation de quelques structures CSRR carré proposées et simulées sous HFSS, ainsi que quelques résultats expérimentaux ont été présentés. L'étude de ce résonateur nous permet de choisir celui qui est le plus adapté dans le cadre d'une application donnée. La comparaison de nos résultats de simulation et les résultats analytiques du modèle théorique proposé et discuté dans la littérature donnent une bonne concordance entre les allures des courbes de diaphonie.

Autres résultats importants, lorsque nous avons exposé une structure périodique à base de méta matériaux CSRR sur un plan de masse pour trois configurations avec un plan de masse

solide, avec un et deux CSRRs gravés sur le plan de masse du PCB, nous avons observé que la diaphonie est réduite de plus de 90%. Au niveau de NEXT (S_{31}), réduction de - 4,35 dB et limiter les effets néfastes de la diaphonie. Au niveau de FEXT (S_{41}), donne une réduction de -3.71 de la diaphonie. La comparaison de nos résultats de simulation différant, par rapport aux résultats de l'article que nous avons adopté dans notre étude de l'analyse de la diaphonie à l'aide de CSRR dans le plan de masse d'une carte PCB, l'espacement des éléments CSRR et les effets néfastes de la diaphonie sont différent.

En général, les résultats obtenus dans ce mémoire ont apporté une contribution à la conception et la fabrication des lignes micro-rubans à base des méta matériaux CSRR. Les résultats de simulation et ceux de la mesure montrent une bonne concordance. La comparaison de nos résultats de simulation, en termes de taille et de performances, par rapport aux résultats publiés dans l'article valide, les résultats obtenus montrent que les structures proposées contribuent à la réponse aux exigences des systèmes de communication modernes. Comme perspective, de ce travail on va s'orienter vers différentes formes et tailles des éléments méta matériaux, suivi par des bancs de mesure.

Bibliographie

[1] Mnaouer Kachout « Réduction des interférences pour l'intégrité des signaux RF » diplôme de Doctorat en Technologies de l'Information et de la Communication (TIC), Université de Carthage Ecole Supérieure des Communications de Tunis (Sup'Com), 16 Juillet 2016.

[2] Support de Cours compatibilité électromagnétique CEM Dr.Tidjani Nassima Master 1 instrumentation, système embarques, télécommunication, université Ammar thelidji 17/01/2019.

[3] J.-L. Cocquerelle "C.E.M. et Electronique de Puissance" Edition Technip.

[4]<http://igm.univ-mlv.fr/~dr/XPOSE2013/CEM/perturbation.html#sources> [accéder le 07-02-2020 à 18:02]

[5] https://sitelec.org/download_page.php?filename=td_tp/cem/couplage_perturbations.pdf [accéder le 08-02-2020 à 15 :30]

[6] Alexandre Amédéo «Etude des phénomènes de Réflexions, de Diaphonie et de Stabilité des alimentations sur les cartes à haute densité d'interconnexions » thèse de Doctorat en électronique de l'école normale supérieure de Cachan - ENS, le 14 janvier 2010.

[7] Faris Boukchiche « Etude de structures coplanaires à méta matériaux et à couche magnétique» Magistère en micro onde, Université Mentouri de Constantine, le 30 / 11 / 2010.

[8] Melle Frih Meryem «Etude et simulation du comportement quasi TEM de la ligne micro ruban » mémoire de Master en électronique de Composant et système pour Telecom (C.S.T), Université Dr. Taher Moulay de Saida, juin 2015.

[9] Belkadi Bachir« étude et conception de filtres hyperfréquences à base de nouveaux matériaux » thèse de Doctorat en électronique, Université DjillaliLiabès Sidi Bel Abbes, le 17/04/2019.

[10]<https://translate.google.com/translate?hl=fr&sl=en&u=https://www.3ds.com/products-services/simulia/resources/microstrip-transmission-line/&prev=search> [accéder le 12 -02-2020 à 23 :24]

- [11] F. Gardiol, *Microstrip Circuits*. New York: Wiley, 1994.
- [12] Dahmani Sabra « Etude et conception des antennes planaires ULB à base de méta matériaux » l'obtention du diplôme de Master en télécommunications, Université 8 Mai 1945 – Guelma, Juillet 2019.
- [13] M. DJERROUD Tarik « Méta matériaux, applications aux antennes pour la téléphonie mobile » l'obtention du diplôme Master en télécommunication, Université Abderrahmane Mira-Bejaïa 2012-2013.
- [14] Tahar BOUGOUTAIA « analyse et conception des antennes microstrip a base de méta matériaux » l'obtention du diplôme de Doctorat LMD en télécommunications, Université Mohamed Boudiaf - M'sila, le 24/05/2018.
- [15] OURTEMACHE Hacane « Méta matériaux, application aux antennes RFID » l'obtention du diplôme Master en télécommunication, Université Abderrahmane Mira de Bejaïa 2012.
- [16] BELKACEM fekirwalid et BENEDDIF Ahlem « modélisation des filtres bases sur nouvelles technologies métamatériaux/SIW » l'obtention du diplôme de Master en télécommunications, Université aboubekrBelkaid Tlemcen, mai 2016.
- [17] Hicham LALJ « Conception et caractérisation de filtres et systèmes antennaires reconfigurables chargés par des résonateurs métamatériaux sub-longueurs d'onde sous le sceau » Spécialité : Electronique et télécoms, l'Université européenne de Bretagne le 14.04.2014.
- [18] DRAOUI Abdellah et KEZADRI Ammar « conception de nouveaux coupleurs métamatériaux directifs a base de deux approches (CRLH, RESONANT) » l'obtention du diplôme de Master en télécommunications, Université Abou bekrBelkaid Tlemcen, Juin 2012.
- [19] Principe de fonctionnement d'un Analyseur de Réseaux Vectoriel IEEE StudentBranch.
- [20] R.Azhagumurugan et al. / *International Journal of Engineering and Technology (IJET)* « A Novel Metamaterial Structure to Reduce Far-End Crosstalk in Printed Circuit Boards »