



République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Amar Thelidji- Laghouat

FACULTE: DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT : D'ELECTRONIQUE

MEMOIRE DE MASTER

Présenté par : Chouireb Samira

DOMAINE : Technologie

FILIERE : Télécommunication

OPTION : Réseaux de Télécommunication

Thème

**Amélioration de l'intégrité des signaux utilisés en
télécommunications par les métamatériaux**

Jurry de soutenance:

Nom et Prénom	Grade	Qualité
REGGAB Mourad	MCB	President
Birane Mouhoub	MCB	Examineur
Chaker SALEH	MCB	Co-Encadreur
Tidjani Nassima	MCB	Encadreur

Promotion : 2019/2020

Remerciement

Je remercie dieu le tout puissant de nous avoir donné le courage, la volonté et la patience de mener à terme ce modeste travail.

Je tiens à exprimer mes vifs remerciements à ma encadreur TIDJANI NASSIMA pour son entière disposition et ces judicieux conseils, sa patience, sa gentillesse et pour tout le dévouement à mon égard

Mes sentiments de profonde gratitude vont à mes professeurs qui tout au long des années d'études nous ont transmis leur savoir sans réserve.

Je remercie également les membres du jury, pour avoir accepté d'évaluer ce présent travail.

Merci à tous nos amis qui nous ont entourés et encouragés.

Dédicace

Vos sacrifices, vos soutien moral et matériel, votre gentillesse sans égal, qui m'ont permis de réussir mes études. A qui ce travail est le fruit de leur sacrifices que m'on avait consentiez pour mon éducation et ma formation « à mes parents ».

À mes frères, à mes sœurs et à mes nièces et mes neveux, Je vous dédie ce travail avec tous mes vœux de bonheur, de santé et de réussite
À toute ma famille, mes proches et pour ceux qui n'ont pas né de ma mère et ils étaient comme des frères.

À toute la famille.

À mes proches ami(e)s, mes collègues d'études et tous membres du département d'Electronique.

Veillez trouver dans ce modeste travail ma reconnaissance pour tous vos efforts.

ملخص

المواد الخارقة هي مواد من صنع الإنسان، وغالبًا ما تكون مزيجًا من أكثر من مادة واحدة. يمكن تشكيلها للحصول على الاستجابة المطلوبة. في هذا العمل، سنستخدم نوعًا من المواد الخارقة يُسمى مرنان حلقي كمرشح للتخلص من الحديث المتبادل في خطوط النقل. لقد قمنا بحفر خلية مادة خارقة نوع مرنان حلقي على مستوى الأرض من خطوط النقل، ثم حفر خليتين من نفس النوع ونفس الأبعاد في مركز المستوى الأرضي للخط النقل. قارنا هاتين الحالتين بخط نقل عادي، ولاحظنا أنه في كل مرة تتم فيها إضافة خلية مرنانة حلقيّة، يقل الحديث المتبادل، وكان الفرق بين خط النقل العادي وخط نقل خليتين -31 ديسيبل

Abstract

Metamaterials are man-made materials, it is often a mixture of more than one material. It can be trimmed to get the desired response. In this work we will be using a type of metamaterial which is called RAF split ring resonator as a filter to eliminate crosstalk in transmission lines. We engraved an RAF metamaterial cell at the ground plane, then we engraved two cells of the same type and the same dimensions in the center of the ground plane. We compared these two cases with a normal transmission line, and we notice that every time an RAF cell is added, the crosstalk decreases, the difference between a normal transmission line and a two cell transmission line was -31 dB.

Résumé

Les metamateriaux sont des matériaux artificiel, il s'agit souvent d'un mélange de plus d'un matériau. Il peut être taillé pour obtenir la réponse souhaitée. Dans ce travail, nous allons utiliser un type de métamatériau qui s'appelle résonateur en anneau fendu RAF comme un filtre pour éliminer la diaphonie dans les lignes de transmission. Nous avons gravé une cellule de metamateriau RAF au niveau du plan de masse, puis nous avons gravé deux cellules de la même tpe et les mêmes dimensions dans le centre du plan de masse. Nous avons comparé ces deux cas avec une ligne de transmission normale, et nous remarquons qu'à chaque fois qu'une cellule RAF est ajoutée, la diaphonie diminue, la différence entre une ligne de transmission normale et une ligne de transmission à deux cellules était de -31 dB.

Liste des abréviations

MTM : Méta matériaux

MNG : Magnétique Négative

DNG : Double Négative

DNI: Double Négative Index

LHM: Left Handed Material

MMG : Matériaux Main Gauche

RAF : Résonateur en Anneau Fendu

SRR: Split Ring Résonateur

CSRR: Complementary-split-ring-resonator

BC-SRR: Broadside-coupled split ring resonator

Glossaire des symboles

ε : Perméabilité

μ : Permittivité

λ : Vecteur d'onde

ω : Pulsation angulaire

ρ : Densité des électrons

$S_{11}, S_{22}, S_{33}, S_{44}$: Coefficient de réflexion

$S_{21}, S_{31}, S_{41}, S_{12}, S_{13}, S_{14}$: Coefficient de transmission

\vec{E} : Vecteur champ électrique

\vec{H} : Vecteur champ magnétique

\vec{S} : Vecteur poyntinge

\vec{K} : Vecteur d'onde

n : Indice de réfraction

V_g : Vitesse de groupe

Sommaire

Remerciement.....	I
Dédicace	II
Résumé.....	III
Liste des abréviations	IV
Glossaire des symboles	V
Introduction générale.....	XII

Chapitre1 : L'intégrité des signaux IS

I. 1	Introduction	1
I. 2	Bases de l'intégrité du signal	1
I. 3	Dégradation du temps de montée dans les interconnexions	2
I. 4	Evolution des circuits numériques.....	2
I. 5	Evolution des signaux dans les interconnexions	3
I. 6	Retard de propagation dans les circuits intégrés	5
I. 7	Encombrement spectrale des signaux.....	6
I. 8	Comportement des composants à hautes fréquences :	7
I. 9	Comportement des fils de liaison	7
I. 10	Phénomènes de désadaptation	8
I. 11	Effets des pertes dues aux conducteurs effet peau	9
I. 12	Immunité aux bruits :.....	11
I. 13	Les phénomènes d'intégrité de signal	12
I.13. 1	Réflexion.....	12
I.13. 2	Diaphonie :	13
I. 14	Temps de propagation sur les réseaux :.....	14
I. 15	Ligne de transmission :.....	15
I. 16. 1	Principe de mesure :	15
I. 16. 2	Effet de la sonde de mesure :	16

I. 16	La diaphonie :	18
I. 16. 1	Couplage par diaphonie inductive :	18
I. 16. 2	Diaphonie inductive de mode différentiel :	19
I. 16. 3	Diaphonie inductive de mode commun :	20
I. 16. 4	Couplage par diaphonie capacitive :	20
a.	Description :	20
b.	Couplage capacitif de mode différentiel :	21
c.	Couplage capacitif de mode commun :	21
I. 17	Diaphonie NEXT et FEXT :	21
a.	Analyse des timings :	22
b.	Les temps de Setup et Hold :	22
c.	Critères de qualité de transmission :	23
I. 18	Conclusion :	23

Chapitre2 : Les métamatériaux pour réduire la diaphonie

II.1	Introduction :	25
II.2	Les Metamatériaux.....	25
II.2.4	Les matériaux doublement négatifs (DNG).....	28
II.2.6	Métamatériaux avec une perméabilité négative.....	30
II.3	Les caractéristiques des métamatériaux.....	34
II.4	Les Equations De Maxwell.....	34
II.6	L'inversion de l'effet doppler.....	36
II.7	Calcul des paramètres effectifs par inversion des relations.....	37
II.8	Conclusion :	39

***Chapitre3 : lignes de transmission à base de la st recteur
métamatériaux***

III. 1	Introduction	41
III.2	Description de la cellule métamatériau type RAF	41
III.3	Analyse de diaphonie par utilisation de CRAF	43
III.4	Ligne de transmission sans métamatériaux dans le plan de masse solide.....	43
III.5	ligne de transmission avec une seul cellule.....	45
III.5	ligne de transmission avec deux cellules.....	46
III.6	Conclusion.....	51
	Conclusion générale	52
	Bibliographie.....	53

Liste des figures Chapitre I

Figure I. 1 : Niveaux de seuil logique.	1
Figure I. 2 : Interconnexions sur un circuit imprimé comportant plusieurs	2
Figure I. 3 : Évolution des fréquences d'horloges en GHz en fonction de l'année et du niveau d'interconnexions, effet du packaging	3
Figure I. 4 : Appel Courant lié à la commutation des circuits logiques.....	4
Figure I. 5 : Marge sonore liée à la transmission sur les interconnexions	4
Figure I.6 : Evolution du retard de propagation dans les portes logiques et dans les interconnexions en Fonction des nœuds technologiques	6
Figure I.7 : Comparaison des spectres du signal carré et du signal Avec temps de montée ($T_r = T / 10$)	7
Figure I.8 : Présentation du phénomène de réflexion.....	8
Figure I.9 : Variation de l'effet peau en fréquence pour la cuivre conductivité de $56 MS / m$. 9	
Figure I.10 : Répartition de la densité de courant dans la section d'un conducteur	10
Figure I.11 : Résistance linéaire en ohm par millimètre en fonction de la fréquence pour différents rayons de conducteurs en cuivre	10
Figure I. 12 : Détermination des seuils dans l'immunité à la bru	11
Figure I. 13 : Réflexion sur un signal numérique.....	12
Figure I. 14 : Principaux phénomènes d'Intégrité de Signal	14
Figure I. 15 : Modèle de sonde de mesure	17
Figure I. 16 : Représentation géométrique d'une ligne micro-ruban et stripline	17
Figure I. 17 : Représentation géométrique et électrique d'un couplage.....	18
Figure I. 18 : Diaphonie inductive	19
Figure I. 19 : Couplage par diaphonie capacitive.....	20
Figure I. 20 : Diagramme de l'œil caractérisant la qualité du signal numérique.....	23

Liste des figures Chapitre II

Figure II. 1. Classification de matériaux	27
Figure II. 2: cellule DNG- "SRR+Tige" (b) perméabilité et permittivité de la Cellule "SRR+Tige"	28
Figure II. 3: Structure fils fins présentant ϵ négative/ positive quand $E \parallel z$	29
Figure II. 4: La permittivité effective du milieu en fonction de la fréquence.	30
Figure II. 5: La structure rouleau suisse (Swiss-Roll) introduite par Pendry, (a) vue de face, (b) vue de profile	31

Figure II. 6: Le rouleau suisse (Swiss-Roll) de Pendry. (b) la variation de la perméabilité effective réelle et imaginaire en fonction de la fréquence.....	32
Figure II. 7: Configuration du Métamateriau MNG à base des SRR proposée par J.Pendry ..	32
Figure II. 8: Exemple de la perméabilité d'un réseau de SRRs, la perméabilité (partie réelle) devient négative à environ 8.5 GHz. (b) La permittivité (partie réelle) reste toujours positive. Le champ magnétique est orienté selon l'axe du SRR.....	33
Figure II. 9: Le champ électrique E, le champ magnétique H, le vecteur de propagation k et le vecteur Poynting dirigent S pour la propagation des ondes électromagnétiques, (a) RHM ($\epsilon > 0, \mu > 0$) (b) LHM ($\epsilon < 0, \mu < 0$)	35
Figure II. 10: Illustration de l'effet Cerenkov. (a) Milieu conventionnel ($n > 0$) : le front d'onde sphérique se déplace dans le sens opposé à la source à la vitesse c/n . (b) Milieu maingauche ($n < 0$)	36
Figure II. 11: Effet Doppler dans un milieu RH et LH. S est la source qui émet une onde.....	37
Figure II. 12: Forme générale de mesure dans un guide d'ondes a plaques parallèles:.....	38

Liste des figures Chapitre III

Figure III. 1: (a) Cellule métamatériau type RAF carré et (b) les conditions aux limites appliquées au cellule	41
Figure III. 2: Le coefficient de réflexion S_{11} et de transmission S_{21} de la cellule RAF	42
Figure III. 3: La circuit équivalente d'un cellule RAF	43
Figure III. 4: Représentation de FEXT et NEXT dans la ligne de transmission.....	43
Figure III. 5: Ligne de transmission de couple ruban en parallèle	44
Figure III. 6 : Le coefficient de transmission en dB (S_{31} et S_{41}) d'une ligne de transmission simple en fonction de la fréquence.....	44
Figure III. 7: Ligne de transmission avec une cellule Métamateriau type RAF gravée sur le plan de masse. (a) ligne complète, et (b) plan de masse.....	45
Figure III. 8: Le coefficient de transmission en dB (S_{31} et S_{41}) d'une ligne de transmission a une cellule RAF gravée sur le plan de masse en fonction de la fréquence.....	45
Figure III. 9 Ligne de transmission avec deux cellules métamatériau type RAF gravée sur le plan de masse. (a) ligne complète, et (b) plan de masse.....	45
Figure III. 10: Le coefficient de transmission en dB (S_{31} et S_{41}) en fonction de distance entre les deux cellules métamatériau. (a) pour télé-diaphonie (b) pour para- diaphonie.....	47

Figure III. 11: Le coefficient de transmission en dB (S_{31} et S_{41}) d'une ligne de transmission a deux cellules RAF gravées sur le plan de masse avec $d = 0$ mm en fonction de la fréquence.. 48

Figure III. 12: Comparaison Le coefficient entres ligne de transmission avec plan de masse solide, ligne de transmission avec une cellule RAF gravée dans le plan de masse, et ligne de transmission avec deux cellules RAF gravées dans le plan de masse(a) pour NEXT, (b) pour FEXT.....49

Figure III. 13: La distribution de courant dans la ligne de tansmission (a) plan de masse solide, (b) une cellule RAF gravée sur le plan de masse, et (c) deux cellules RAF gravée sur le plan de masse.....50



Introduction générale

Introduction générale

Les Métamatériaux sont des matériaux créés artificiellement et structurés de manière homogène qui ne sont pas disponibles dans la nature. Ces matériaux sont fabriqués par l'homme dans lesquels la valeur de la permittivité électrique (ϵ) et de la perméabilité magnétique (μ) peut être accordée à une fréquence qui n'est pas possible dans les matériaux naturels.

En raison de la région opératoire sur le côté gauche des axes μ et ϵ , ils sont également appelés matériaux doubles négatifs (DNG). Bien que l'indice de réfraction se situe dans la région négative, ces matériaux sont également appelés matériaux à indice de réfraction négatif (NRI). Sur la base des applications où les Métamatériaux sont utilisés, ils sont appelés matériaux gauchers et indice de réfraction négatif matériaux ou simplement Métamatériaux.

Ces Métamatériaux sont conçus par gravure de trous ou de motifs dans le plan de masse, chargés périodiquement là où la propriété d'inductance (L) et de capacité (C) est importante. Les effets des Métamatériaux sont perceptibles lorsqu'ils sont excités par un champ magnétique axial et un champ électrique radial. Le couplage électrique et magnétique existe parmi les structures de Métamatériaux en fonction de leurs dimensions relatives. La réponse des Métamatériaux est importante par rapport aux structures macroscopiques disponibles. Leur réponse pourrait être efficacement choisie parmi les structures conçues d'intérêt par diverses formes.

Le premier chapitre exposera l'intégrité des signaux IS, le deuxième chapitre sera consacré les métamatériaux pour réduire la diaphonie. Outre, le troisième chapitre présentera les résultats de simulation et les application-lignes micro ruban couplées-évaluation de l'intégrité des signaux par les paramètres S, réalisées par le logiciel HFSS, dans ce chapitre nous avons intéressée de supprimé la diaphonie entre les rubans dans la ligne de transmission c'est pour sa nous avons faire des gravures a la forme d'une cellule de métamateriux type RAF au niveau de plan de masse cette cellule joue le rôle d'un filtre de diaphonie.



Chapitre I :

L'intégrité des signaux IS

I. 1 Introduction

L'intégrité du signal est un aspect essentiel de la conception numérique à grande vitesse. Le système et PCB / package designers. La plupart de ces problèmes sont électromagnétique dans la nature et sont donc facteurs contributifs pour les aspects EMI / EMC. Dans cet, nous allons examiner les aspects génériques d'intégrité du signal et de l'alimentation. Par conséquent, de plus en plus de circuits imprimés rapides présentent un certain nombre d'anomalies telles que bruit, résonance ou diaphonie, qui entraînent la non-intégrité des signaux.

Il est important de comprendre le signal clé les problèmes d'intégrité et comment nous pouvons analyser et résoudre ces problèmes dès le début de la conception. La tâche d'analyse est devenue plus facile en raison de la disponibilité de des outils logiciels performants SI et PI. Clé L'aspect du SI est de traiter la synchronisation du signal et aspects de distorsion. L'analyse temporelle consiste à assurez-vous que le signal atteint la destination dans le délai spécifié fenêtre et avec une distorsion minimale due à les effets d'interconnexion :

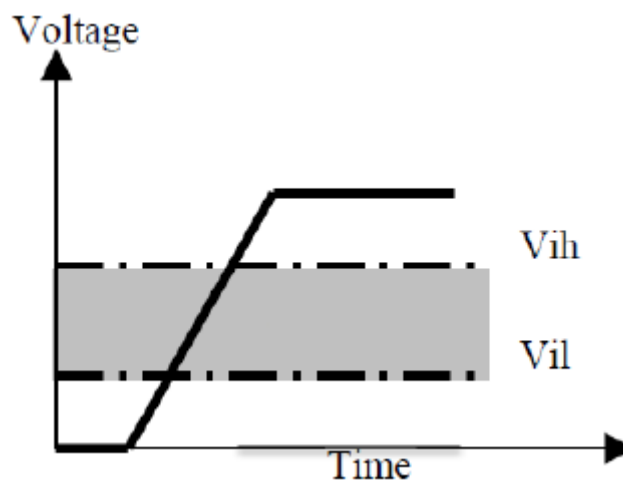


Figure I. 1 : Niveaux de seuil logique.

I. 2 Bases de l'intégrité du signal

Propagation du signal via une interconnexion ou le forfait est régie par le temps de montée du signal que la fréquence de fonctionnement. Courant la fabrication de silicium nano-mètre signifie plus rapide dispositifs de temps de montée / descente. La largeur de bande d'un l'interconnexion est liée au temps de montée du signal T_r , et est donné par la méthode empirique formule.

Dans ce cas, f_{max} est en MHz et T_r est en n Secs. Cette signifierait qu'un appareil avec un temps de montée de 1nSec nécessiterait une interconnexion avec un bande passante de 350 MHz. A cette bande passante, les interconnexions se comportent comme lignes de transmission au lieu de juste bas connexions ohmiques. Les lignes de transmission sont réseaux dépendant de la fréquence.

I. 3 Dégradation du temps de montée dans les interconnexions

Le temps de montée est l'un des paramètres principaux du signal numérique :

Plus le débit augmente, plus le temps de montée doit être maîtrisé. Or les interconnexions se comportent en général comme des circuits passe-bas et la propagation dans les circuits à bande passante limitée conduit à la dégradation du temps de montée, limitant ainsi les performances des systèmes de transmission.

La relation entre la bande passante des signaux en bande de base, la dégradation des paramètres de ces signaux, en particulier le temps de montée, lorsqu'ils se propagent dans un canal à bande passante limitée.

Actuellement les performances des circuits doublent pratiquement tous les 18 mois, et cela a pour conséquences l'amplification des effets parasites dans les interconnexions allant de la puce au circuit imprimé.

I. 4 Evolution des circuits numériques

La vitesse des circuits numériques a considérablement augmenté depuis les années 1990, mégabits par seconde à plusieurs Gbits /s aujourd'hui. Cela est lié aux progrès de la microélectronique, qui suit la loi dit de Moore : "doubler le nombre transistors sur la même puce tous les 18 mois. "Dans les circuits intégrés, le retard global d'un circuit est, à l'heure actuelle, largement contrôlé par le retard parasite dans les interconnexions. Celles-ci deviennent le point bloquant à l'amélioration des performances en termes de vitesse, ce qui est crucial compte tenu de la demande croissante d'applications à haute débit.

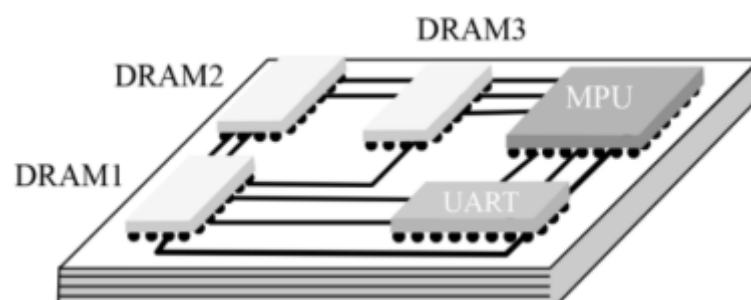


Figure I. 2 : Interconnexions sur un circuit imprimé comportant plusieurs

L'augmentation de la densité et de l'intégration conduit à un certain nombre d'entrées-sorties de puce qui se répercute sur les caractéristiques des boîtiers électroniques. Les Lignes d'interconnexion qui acheminent les signaux en dehors de la puce peuvent aussi être très pénalisantes surtout avec la montée en fréquence des différents signaux transportés. Comme l'on peut le voir sur la figure 1.2, la fréquence du signal dépasse le gigahertz dans les puces et les boîtiers, et cela nécessite des techniques spécifiques de conception.

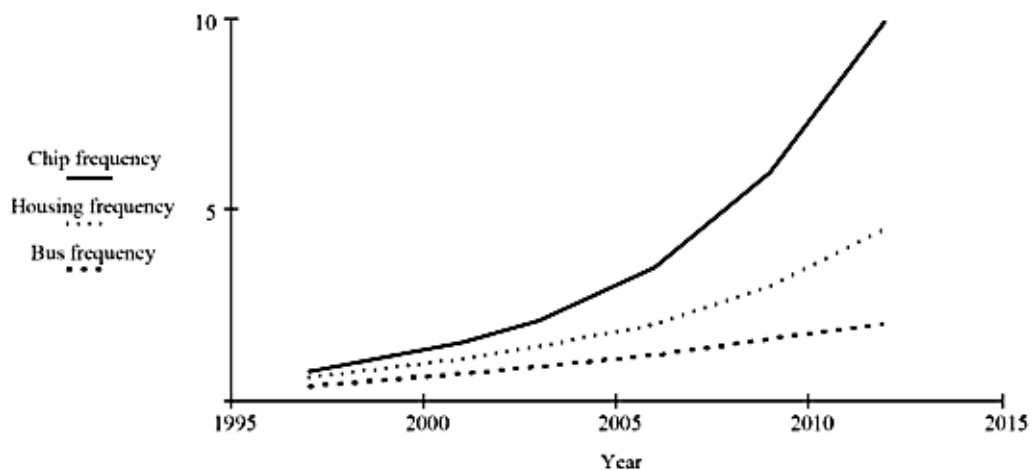


Figure I. 3 : Évolution des fréquences d'horloges en GHz en fonction de l'année et du niveau d'interconnexions, effet du packaging [1]

Pour mieux comprendre l'origine et l'influence de ces problèmes sur les futurs développements de circuits rapides, nous présenterons dans la suite de cet ouvrage les différentes spécificités de ces lignes d'interconnexion. Nous montrerons à chaque fois, les difficultés freinant le développement de circuits intégrés des futures générations.

I. 5 Evolution des signaux dans les interconnexions

L'évolution des circuits présentée ci-dessus est associée à une évolution du débit des signaux. Cette évolution croissante de débit dans la puce correspond à une demande croissante d'applications complexes et de transfert de données de forte capacité (images, vidéo, etc.). Ainsi, les interconnexions transportent différents signaux utiles au fonctionnement du système :

- Alimentations ;
- Horloges ;
- Signaux numériques ;
- Signaux analogiques.

Un circuit de transmission typique entre deux portes logiques est donné sur à la figure 3. Le long des interconnexions, les signaux subissent une atténuation, des distorsions et du bruit.

Ces phénomènes ont pour conséquence de réduire les marges de commutation et par conséquent la vitesse de traitement.

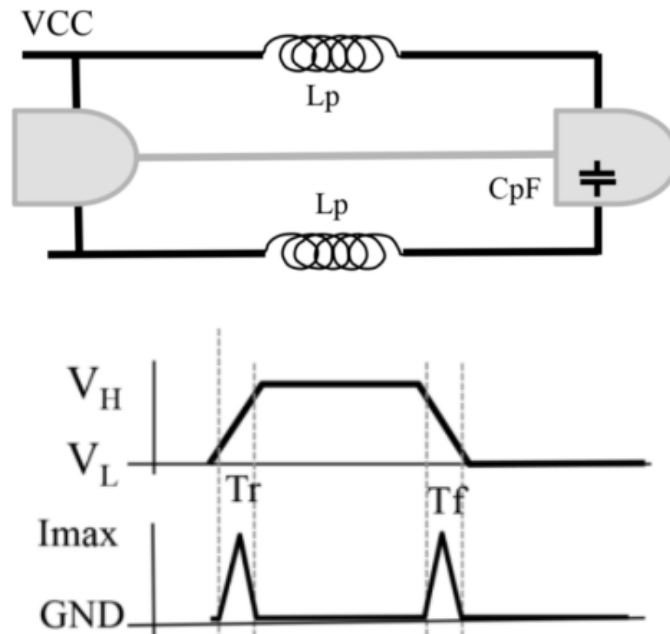


Figure I. 4 : Appel Courant lié à la commutation des circuits logiques

Lors de la commutation du signal ci-dessus, l'inductance de l'alimentation Le circuit provoque un bruit de tension résultant de la variation du courant di/dt . Ce signal se superpose aux signaux utiles transmis sur les interconnexions. Les portes logiques doivent pouvoir fonctionner avec des marges de bruit permettant l'absorption les offset de masse, de VCC ou des variations de la moyenne $VCC / masse$, suivant qu'il s'agit de portes CMOS, TTL ou ECL, qui sont particulièrement vulnérables en basse tension technologie de signalisation différentielle (LVDS).

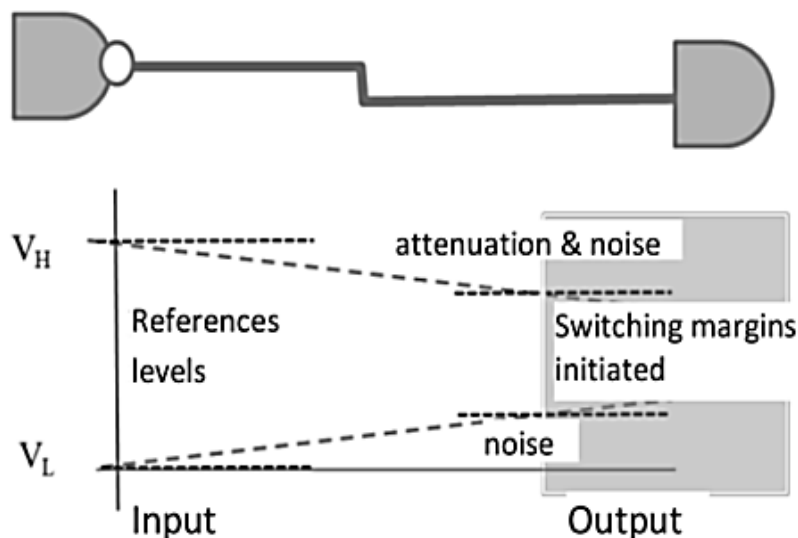


Figure I. 5 : Marge sonore liée à la transmission sur les interconnexions

Il a été montré ci-dessus que la fréquence des signaux d'horloge dans les circuits de courant dépasse 5 GHz. Le temps de montée de ces signaux atteint 20 ps et la bande passante nécessaire aux circuits doit être d'au moins 40 GHz (voir plus loin). Le comportement des interconnexions dans cette bande de fréquences dépend de l'ensemble électromagnétique

L'environnement, en particulier :

- Matériaux (matériaux isolants, substrats).
- Conducteurs (interconnexions, masse).

I. 6 Retard de propagation dans les circuits intégrés

Dans les circuits intégrés, l'utilisation de substrats à faible permittivité pour remplacer l'oxyde de silicium dans les puces électroniques afin de réduire le temps de propagation, en raison de la résistance linéique des conducteurs, le retard de propagation est donné par le produit RC. Ainsi, la réduction des dimensions des conducteurs dans élevée et des retards de propagation pénalisants pour les performances des circuits. Les nouvelles technologies ont réduit la longueur de grille des transistors de façon telle qu'une dimension de 10 nm attendue dans les prochaines années.

La principale innovation introduite dans les nouvelles générations technologiques à partir de 130 au-delà de 130 μm est le remplacement de l'aluminium ($3,0 \mu\Omega \cdot \text{cm}$) par le cuivre ($1,7 \mu\Omega \cdot \text{cm}$) dans les interconnexions critiques. En même temps, l'oxyde de silicium ($\epsilon_r = 4$) est remplacé par des isolants de faible permittivité jusqu'à ($\epsilon_r < 2,0$). La figure 1.5 montre l'évolution du retard.

Table 1: Evolution des paramètres d'interconnexions avec génération de nœuds

Génération technologique	C120	C090	C065	C045	C028	C022
Année	2002	2005	2007	2010	2013	2015
Largeur/ épaisseur (nm)	165/240	115/180	90/130	70/90	50/70	35/50
Isolant (k)	3,6	2,9	2,9	2,6	2,6	1,9-2,3
Résistance Al (Ω/mm)	750	1450	2564	4762	8571	17140
Résistance Cu (Ω/mm)	430	822	1453	2698	4857	9714

Dans la figure 6, il apparaît qu'à partir de la technologie 250 nm, le temps de propagation Globale dans les interconnexions est devenu plus élevé que celui à travers les portes logiques pour les technologies classiques utilisant l'aluminium. Améliorations du conducteur et un matériau diélectrique a fait apparaître ce phénomène au-delà du nœud 180 nm.

Aujourd'hui, la limitation majeure des performances des circuits (VLSI) vient des interconnexions et beaucoup d'efforts et moyens de recherche y sont alloués.

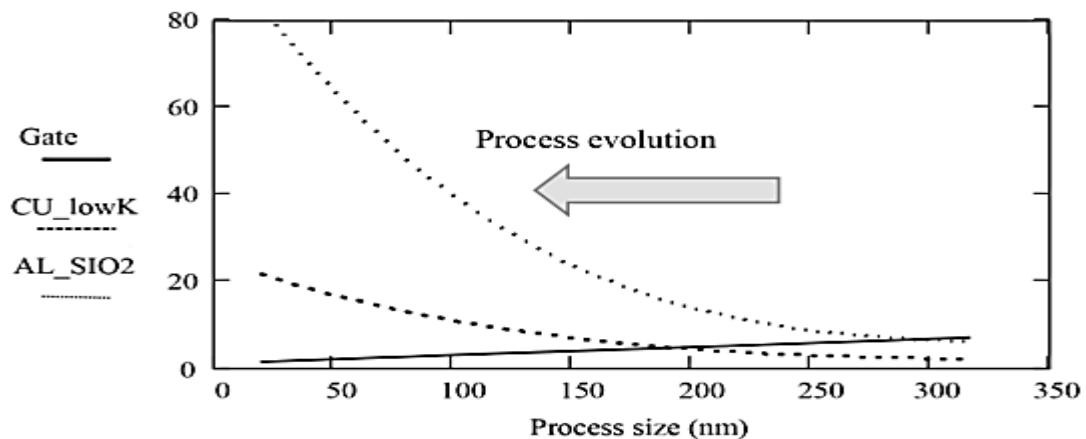


Figure I. 6 : Evolution du retard de propagation dans les portes logiques et dans les interconnexions en Fonction des nœuds technologiques

I. 7 Encombrement spectrale des signaux

La majorité des circuits numériques fonctionnent avec des signaux carrés représentés par le signal d'horloge, comme indiqué dans Figure 7.

$$V_{carré}(f) = \frac{V_0}{2} \frac{\sin(\pi f T)}{\pi f T} \quad (I.1)$$

On montre que ce signal est l'enveloppe d'occupation spectrale du signal numérique correspondant, dont les symboles (niveau haut ou bas) sont aléatoires. Il apparaît que le spectre du signal dépend de l'horloge du signal et du temps de montée. En pratique, il faut considérer la fréquence maximale du signal est égal à :

$$F_{max} = \frac{0.35}{T_r} \quad (I.2)$$

Cependant, la transmission du signal avec un temps de montée T_r dans un canal de fréquence de coupure de -3 dB égale à F_{max} entraînera une augmentation du temps de montée, comme expliqué plus loin. Pour ne pas dégrader le temps de montée d'un signal, il faut une bande passante de transmission supérieur à $1 / T_r$ est nécessaire.

I. 8 Comportement des composants à hautes fréquences :

Alors que le spectre des signaux se rapproche de plus en plus vers les GHz, le classique les composants du circuit tels que les résistances, les inductances et les condensateurs ont des éléments parasites qui limitent leur utilisation, nécessitant des technologies de report spécifiques de type CMS (composants montés en surface).

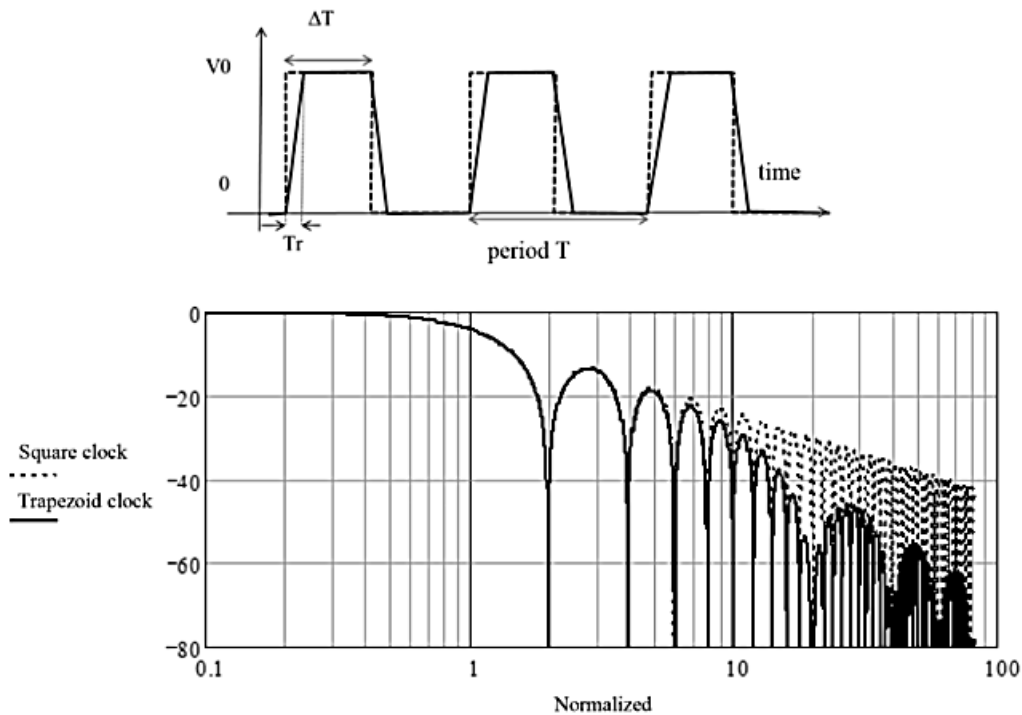


Figure I. 7 : Comparaison des spectres du signal carré et du signal Avec temps de montée
($T_r = T / 10$)

Pour un signal carré avec un temps de montée nul, la transformée de Fourier est utilisée pour déterminer l'encombrement spectral de ce signal selon la formule (I.1).

I. 9 Comportement des fils de liaison

En hautes fréquences, les fils de liaison se comportent soit comme des lignes de transmission, soit comme des inductances. Dans le cas général, un conducteur éloigné du retour de courant conduit à un comportement inductif que peut atteindre $30 \text{ pH} / \text{mm}$. Le fait de rapprocher le retour de transmission lorsqu'un conducteur et son retour de courant sont parallèles sur une longueur supérieure au quart de longueur d'onde à la fréquence de travail.

On voit que pour deux conducteurs de rayon r espacés d'une distance D (centre à centre), l'inductance varie logarithmiquement avec le rapport D / r

$$L = 0.4 \ln \left(\frac{D}{r} - 1 \right) [\text{nH/mm}] \quad (\text{I.3})$$

Étant donné que cette inductance linéique est nulle pour $D = 2r$ et que pour un conducteur éloigné de son retour de courant ($D/r > 10$), l'inductance est de l'ordre de $1 \text{ nH} / \text{mm}$.

Un comportement capacitif pur peut être observé dans le cas de conducteurs étroits, exemple dans les connecteurs et boîtiers.

I. 10 Phénomènes de désadaptation

Comme nous l'avons expliqué, le phénomène de réflexion apparaît quand le signal, au cours de son parcours, rencontre un changement brusque de la valeur d'impédance caractéristique.

En régime impulsionnel, l'amplitude du signal réfléchi est définie par les équations (I.4) et (I.5) :

$$\rho = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} \quad (\text{I.4})$$

$$V_{\text{réfléchi}}(f) = \rho \cdot V_{\text{incidente}} \quad (\text{I.5})$$

Avec ρ coefficient de réflexion, où Z_0 est la valeur de l'impédance vue du point d'émission jusqu'au point de discontinuité d'impédance et Z_1 la valeur de l'impédance du point de discontinuité jusqu'au récepteur (voir Figure I. 8)

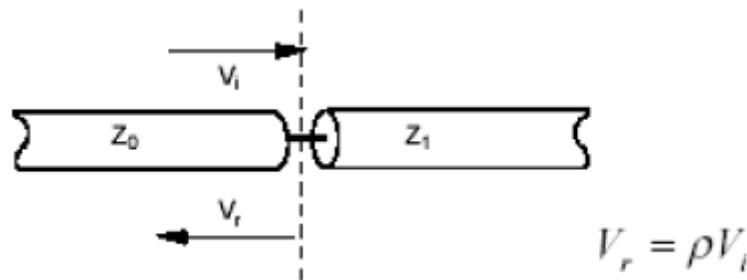


Figure I. 8 : Présentation du phénomène de réflexion

L'impédance caractéristique d'une ligne dépend de sa géométrie. Si cette dernière rencontre une modification de géométrie, un phénomène de réflexion apparaîtra.

Cette discontinuité de la ligne pourra être due :

- Au passage par un via,
- A la modification de la largeur de la piste,
- A un changement de couche dans l'empilage,
- Au passage dans un connecteur,
- A une rupture dans le plan de référence,
- A un stub (ligne multipoint / point de mesure).

Une désadaptation d'impédance peut apparaître le long d'une ligne de transmission mais également entre la source et la ligne ou entre la ligne et la charge. La désadaptation engendre

une déformation du signal qui se caractérise par des dépassements et des oscillations (Figure I. 8)

L'over shoot a lieu lorsque le niveau du signal réfléchi passe au-dessus de la valeur correspondant au « signal haut » pour une logique positive, et inversement (0 V) pour une logique négative. L'Under shoot a lieu lorsque le niveau du signal réfléchi passe au-dessous de la valeur correspondant au signal haut (V_{IH}) pour une logique positive, et inversement (V_{IL}) pour une logique négative.

I. 11 Effets des pertes dues aux conducteurs effet peau

Dans le cas d'un matériau métallique caractérisé par la conductivité σ , complexe la permittivité dépend uniquement de la conductivité, et on en déduit la constante de propagation complexe selon (6) :

$$\varepsilon^* \approx -j \frac{\sigma}{\omega} \quad (\text{I.6})$$

$$\gamma \approx j\omega \sqrt{j \frac{\sigma\mu}{\omega}} = \frac{(1+j)}{\delta} \quad \text{Avec} \quad \delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\sigma\mu}}$$

Le champ électromagnétique pénètre dans le métal à une profondeur équivalente δ , qui est inversement proportionnelle à la fréquence et à la conductivité.

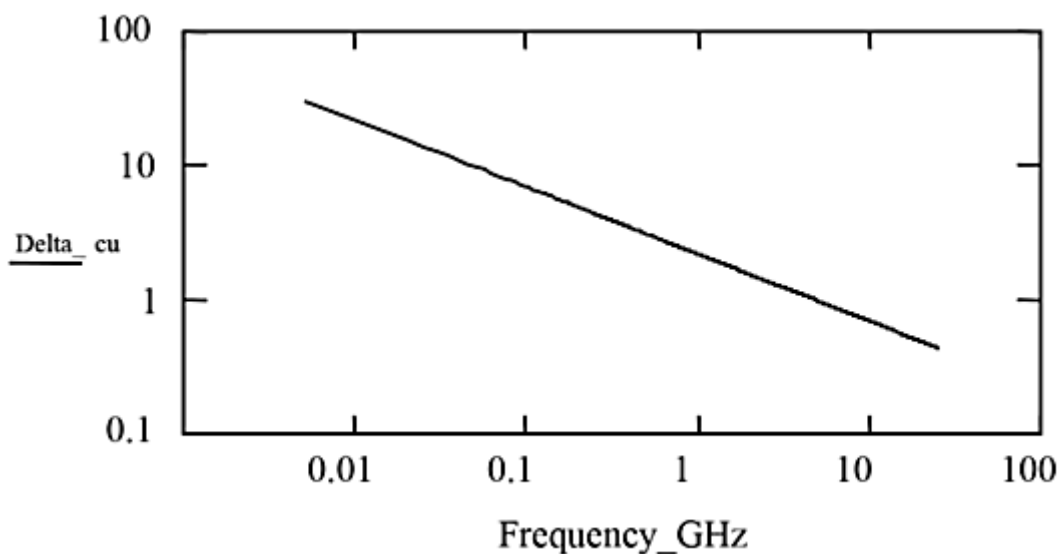


Figure I. 9 : Variation de l'effet peau en fréquence pour la cuivre conductivité de $56 \text{ MS} / \text{m}$

En hautes fréquences, le courant circule dans l'épaisseur δ du conducteur, ce qui augmente la résistance linéaire indépendamment de la section. Si δ est supérieur au rayon du conducteur, on peut considérer le courant comme uniforme en ligne droite section.

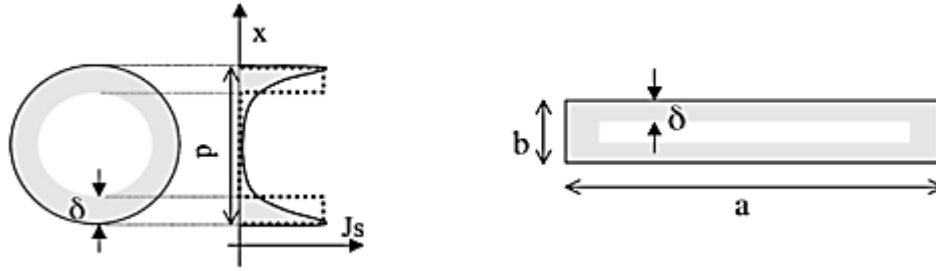


Figure I. 10 : Répartition de la densité de courant dans la section d'un conducteur

La résistance linéaire du conducteur, qui dépend de la fréquence à travers l'effet peau, est déterminée à l'aide des relations (I.7). Si l'épaisseur de peau est supérieure que le rayon d'un conducteur, la résistance linéaire est constante. Dès que le la fréquence augmente, l'épaisseur de la peau devient inférieure au rayon et au linéaire la résistance augmente considérablement avec la fréquence, en raison de l'effet cutané. Pour un conducteur avec un rayon donné r , cet effet de peau prend naissance à partir d'une fréquence f_p selon la relation (I.7).

$$R(\omega) = \frac{1}{\sigma s(\omega)} \quad \text{Avec} \quad s(\omega) = \pi\delta(2r - \delta)$$

$$R \approx R_{dc} * (1 + \sqrt{\frac{f}{4f_p}}) \quad \text{Avec} \quad f_p = \frac{R_{dc}}{\mu} \quad (I.7)$$

Dans le cas des conducteurs à section rectangulaire, la variation de la résistance linéaire est une fonction de la plus petite dimension.

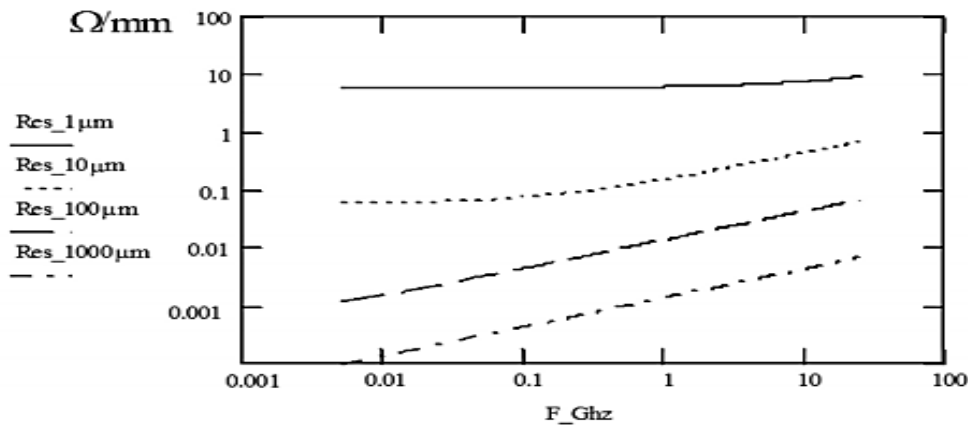


Figure I. 11 : Résistance linéaire en ohm par millimètre en fonction de la fréquence pour différents rayons de conducteurs en cuivre

Ces courbes montrent que pour les conducteurs de rayons supérieurs à $10 \mu m$, la résistance dépend de la fréquence pour des fréquences supérieures à mégahertz.

I. 12 Immunité aux bruits :

La notion de seuil de basculement et donc d'immunité aux bruits est importante quand on parle d'étude d'intégrité de signal. En effet, la mise en place de nombreuses contraintes va se baser sur ces paramètres.

Pour chaque technologie, une norme a été mise en place pour définir les niveaux de tension des entrées et sorties des circuits logiques, ces niveaux définissant les états haut et bas des signaux [4].

La figure 11 présente la définition d'une technologie 3,3 V de type LVTTTL (Low Voltage Transistor-Transistor Logic). Il est important en conception électronique de bien connaître ces paramètres lorsque l'on connecte deux circuits ensemble.

Les niveaux des signaux émis doivent être suffisamment importants pour atteindre les niveaux de basculements du circuit récepteur, mais aussi qu'ils ne doivent pas être trop importants pour ne pas dégrader ou entraîner un vieillissement prématuré du circuit.

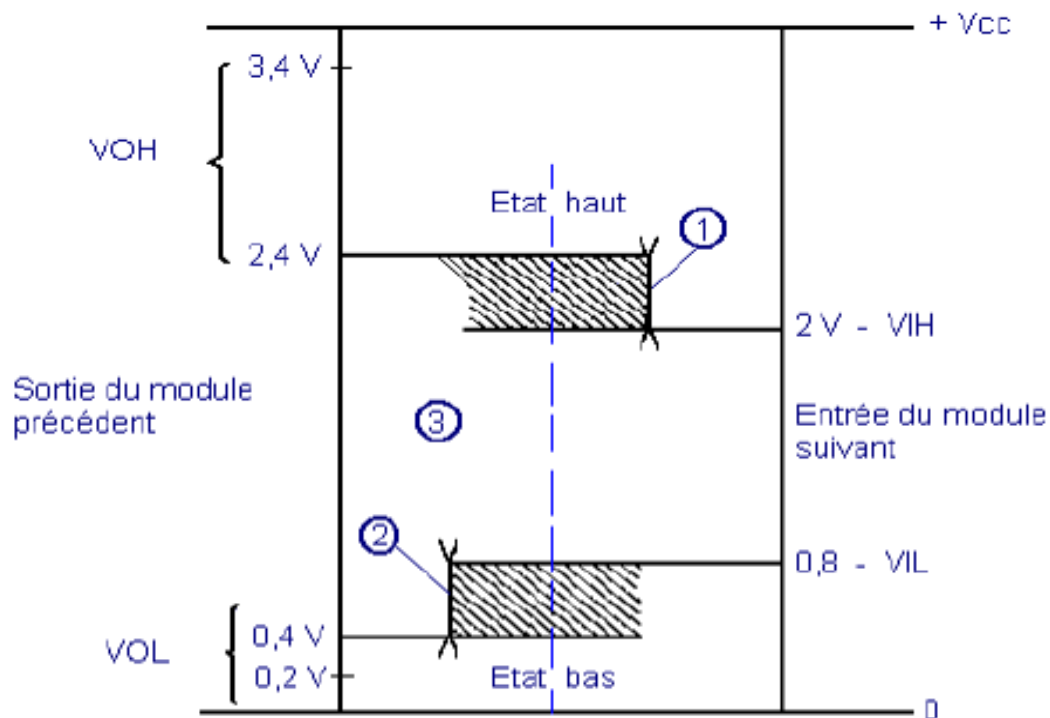


Figure I. 12 : Détermination des seuils dans l'immunité à la bru

En intégrité du signal, ces niveaux nous permettent de définir les limites que l'on ne souhaite pas dépasser pour assurer le bon fonctionnement du circuit.

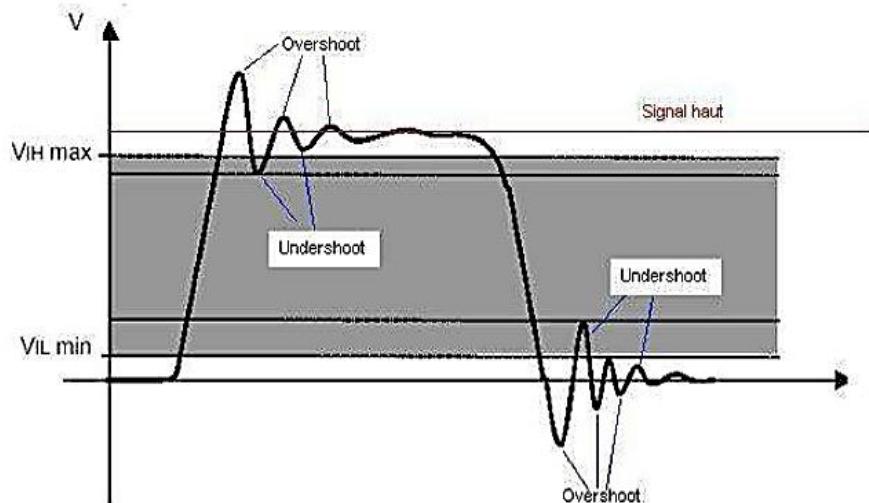


Figure I. 13 : Réflexion sur un signal numérique

Si l'amplitude des oscillations est suffisamment importante, elle peut entraîner un basculement non désiré des entrées du circuit logique et donc provoquer un fonctionnement incorrect du circuit.

Il est donc nécessaire, dans la création de cartes électroniques numériques rapides à très forte densité d'intégration, de mettre en place des circuits imprimés à impédance contrôlée [2]. Cela consiste à garder l'impédance d'une ligne constante tout au long de son trajet et à assurer si besoin l'adaptation à une extrémité.

Mettre en place cette stratégie implique de suivre les trois règles suivantes :

- Utiliser une ligne de transmission uniforme.
- Définir des règles de routage précises qui permettront de garder une topologie de ligne et donc une impédance constante tout au long de l'interconnexion.
- Définir et placer des terminaisons de lignes pour adapter la ligne avec le driver ou le récepteur.

I. 13 Les phénomènes d'intégrité de signal

Les outils, les indicateurs et les règles de conception doivent permettre de traiter différents phénomènes :

I.13.1 Réflexion

- Définir un empilage à impédance contrôlée pour limiter les échos dans les lignes dus à une désadaptation.
- Définir les marges minimales et maximales acceptables pour une technologie donnée.

- Simuler une liaison en réflexion en pré et post routage, et définir l'adaptation la plus optimisée tout en tenant compte des problèmes d'encombrement et de consommation.
- Connaître l'impact d'un via et d'un « stub » (point de mesure) sur une ligne en fonction de sa longueur et des fréquences mises en œuvre.
- Simuler des liaisons cartes à cartes avec une modélisation adaptées des connecteurs.
- Pouvoir appréhender les évolutions technologiques futures et définir l'impact que cela aura sur les cartes à venir.
- Connaître les limitations engendrées par les outils de simulation.

I.13.2 Diaphonie :

- Simuler l'ensemble des interconnexions en pré et post routage pour appréhender les dysfonctionnements potentiels.
- Avoir des règles précises pour optimiser le routage des différents signaux afin de limiter les phénomènes de couplage.
- Avoir une vision de l'ensemble des couplages qui pourront apparaître sur un circuit imprimé.
- Définir les marges minimales et maximales acceptables pour une technologie donnée.
- Avoir une configuration optimisée des outils pour limiter les temps de simulation.

L'intégrité de signal peut être décrite comme la gestion comportementale des signaux logiques afin qu'ils ne perturbent pas les fonctionnalités de la carte électronique [3].

Cela revient à étudier l'influence des éléments passifs (pistes, boîtiers, connecteurs et câbles) sur les systèmes électroniques rapides. En ce sens, les analyses d'intégrité de signal sont à rapprocher des analyses de compatibilité électromagnétique (CEM) qui ont trait aux interférences radioélectriques entre systèmes électroniques. Ces deux approches sont similaires.

Cela fait environ 20 ans que les problèmes d'intégrité des signaux commencent à être pris en compte, tant au niveau des cartes que des systèmes. Un des initiateurs de ce concept est la société Intel, qui a ressenti au début des années 90 le besoin d'une telle analyse dans le cadre des spécifications de ses bus de transmission de données.

La figure suivante (Figure 14) présente les principaux phénomènes qui altèrent l'intégrité du signal sur les cartes électroniques.

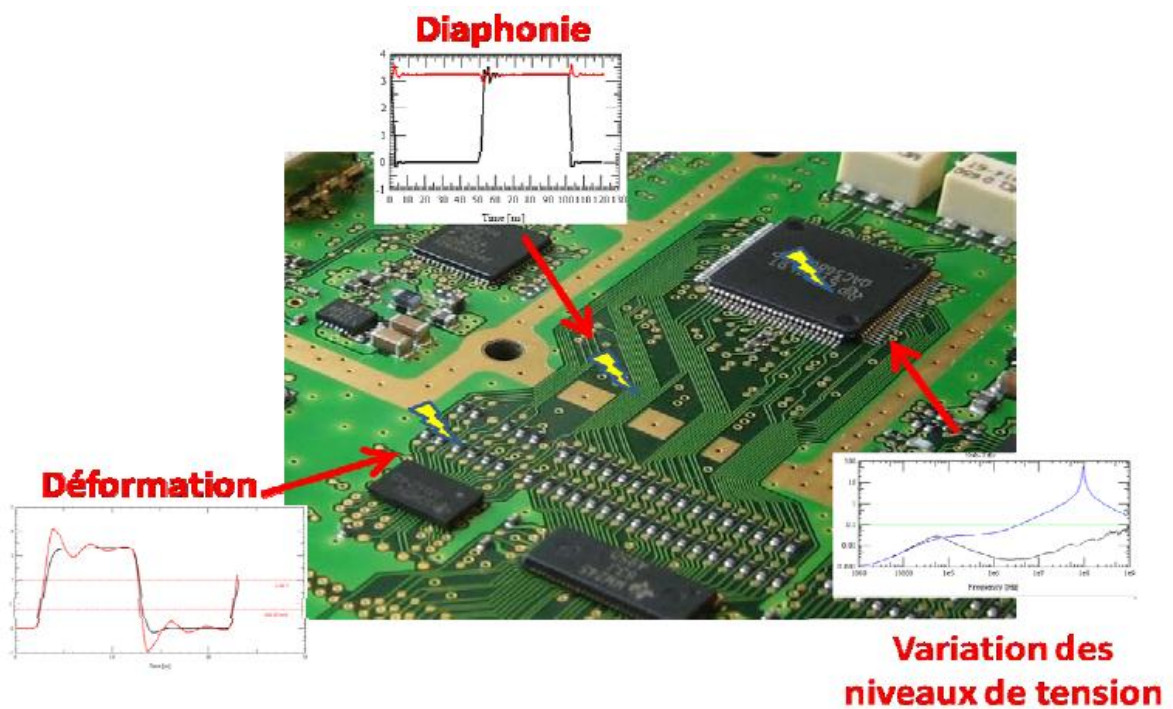


Figure I. 14 : Principaux phénomènes d'Intégrité de Signal

On retrouve sur cette figure les problèmes de :

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

D'autres phénomènes apparaissent au sein des cartes comme les problèmes de commutations simultanées au sein d'un bus qui engendre des perturbations dans les réseaux d'alimentation et donc sur l'allure des signaux. De plus, du fait de l'augmentation des vitesses d'horloge les marges sur les timings diminuent considérablement. Cette diminution est amplifiée par les phénomènes d'intégrité de signal qui déforment l'allure des signaux et engendrent des retards supplémentaires sur les lignes.

I. 14 Temps de propagation sur les réseaux :

La contrainte fondamentale des interconnexions est la vitesse limitée à laquelle les signaux propagent sur les lignes. En pratique, nous utilisons plutôt l'inverse de la vitesse, qui représente

le temps caractéristique sur les lignes de transmission. Dans les substrats avec un parent permittivité ϵ_r , ce coefficient est donné par la formule (I.8).

$$T_C = \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{c_0} = \sqrt{\epsilon_r} \times 3.3 \text{ ps/mm} \quad (\text{I.8})$$

Dans les substrats normalement utilisés dans l'électronique standard, pour lesquels la permittivité ϵ_r varie entre 2 et 5, le temps caractéristique varie de 4 à 5 ps/mm. Sur des substrats à haute permittivité, comme la céramique utilisée dans les puces multiples modules (MCM) -C, le temps caractéristique est de 10 à 12 ps / m, ce qui est très désavantageux pour les longues lignes d'interconnexion.

I. 15 Ligne de transmission :

Une ligne de transmission est caractérisée par son impédance caractéristique, sa constante d'affaiblissement (qui précise les pertes dans la ligne) et la vitesse de propagation des signaux. La vitesse de propagation d'une onde électromagnétique est inversement proportionnelle à la constante diélectrique du milieu ambiant (Equation I.9). Le délai de propagation défini par l'équation (I.10) est l'inverse de la vitesse :

$$V_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (\text{I.9})$$

$$T_p = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (\text{I.10})$$

On se place ici dans l'hypothèse de propagation transverse électromagnétique (TEM) qui nous permet de caractériser la ligne par ses paramètres linéiques. A basse fréquence, l'impédance caractéristique d'une ligne de transmission est définie par l'équation (I.11).

$$Z_C = \sqrt{\frac{R+J\omega L}{G+J\omega C}} \quad (\text{I.11})$$

Propagation dans une ligne sans perte :

$$R_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \text{ET} \quad V = \sqrt{\frac{1}{L \times C}} \quad (\text{I.112})$$

I. 16. 1 Principe de mesure :

Le temps de montée est un paramètre important des signaux logiques. La plupart des systèmes utilisent la montée front ou front descendant comme éléments décisifs de la valeur "1" ou "0" du bit. Pour ça pour cette raison, une incertitude sur l'incertitude sur l'instant du temps de montée peut conduire à des erreurs de transmission.

La mesure du temps de montée pour qualifier le signal numérique est donc de grandes importances. Dans le même temps, les signaux réels n'ont pas de transition linéaire du niveau

bas vers niveau haut, surtout après le passage dans les interconnexions qui se comportent comme des filtres passe-bas. De plus, les désadaptations et la diaphonie introduisent des déformations qui peuvent donner lieu à des fronts de montée ou descente secondaires créant des commutateurs parasites.

Pour les signaux dont l'établissement des niveaux peut être long en raison des capacités rencontrés dans les circuits, plusieurs temps de montée sont utilisés :

- Temps de montés de 10% – 90% : temps que met le signal à passe de 10% à 90% de sa valeur maximale, ou plus précisément, le temps exact sera entre $V_{min} + 0,1\Delta V$ et $V_{min} + 0,9\Delta V$. Il s'agit de la définition la plus répandue et est facile à mesure (options de plusieurs oscilloscopes), mais sensible au bruit, aux over shoots, et au comportement du signal asymptotique.
- Temps de montée de 20 à 80% : temps que met le signal à passe de 20% à 80% de sa valeur maximale, ou plus précisément, le temps exact sera compris entre $V_{min} + 0,2\Delta V$ et $V_{min} + 0,8\Delta V$. Cette définition est également sensible au bruit, aux over shoots, dépassements et comportement du signal asymptotique.
- Pente à 50% : $T_{center slope} = \frac{\Delta V}{dV/dt(50\%)}$ Cette définition est moins sensible

Au comportement asymptotique et aux différentes variations, mais plus difficile à mesurer.

-pente maximale : $T_{max slope} = \frac{\Delta V}{\max(dV/dt)}$ Moins sensible au comportement

Asymptotique et aux différentes variations, mais peu pratique à mesurer ; cette définition permet néanmoins d'évaluer les effets des signaux parasites (diaphonie, désadaptation).

I. 16. 2 Effet de la sonde de mesure :

La mesure du temps de montée doit prendre en compte le système de mesure, qui se compte également comme un filtre. il introduit un temps de montée parasite qui doit être corrigé, Lié à la bande passante de la sonde et celle de l'oscilloscope. Il faut donc considérer la bande passante globale de la sonde et de l'oscilloscope. La figure 15 permet de corriger le temps de montée mesuré si l'on connaît la bande passante de la sonde.

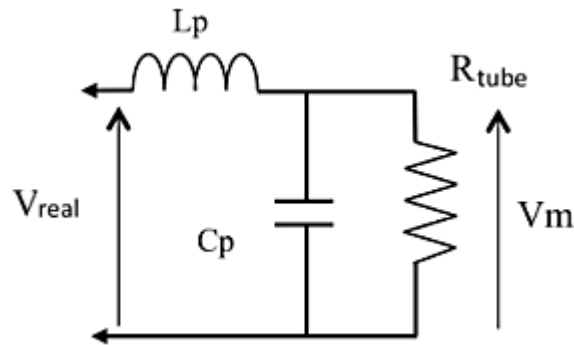


Figure I. 15 : Modèle de sonde de mesure

Les éléments géométriques de la ligne de transmission présentés dans la figure 10 permettent de définir la valeur de l'impédance caractéristique.

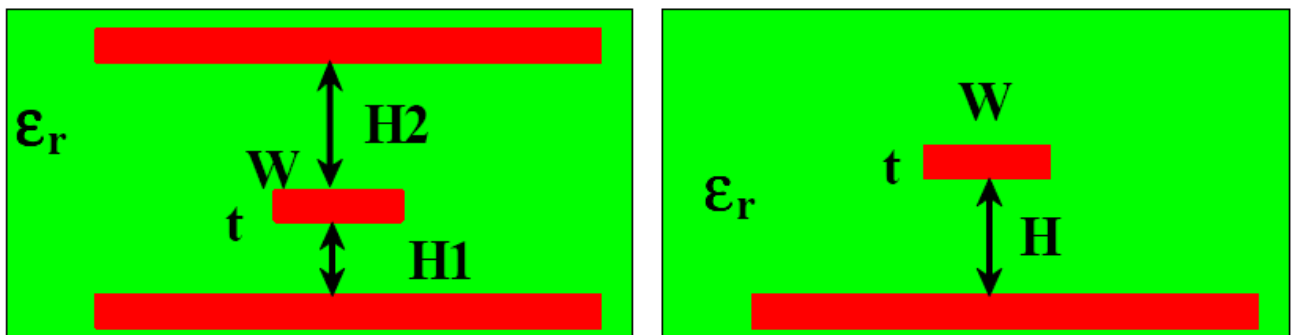


Figure I. 16 : Représentation géométrique d'une ligne micro-ruban et stripline

L'impédance caractéristique dépend des paramètres physiques de la ligne :

- La largeur du conducteur (W)
- L'épaisseur du conducteur (t)
- L'épaisseur du diélectrique (H)
- La constante diélectrique (ϵ_r)

Elle pourra être définie à l'aide d'équations semi-empiriques (I.12)

L'équation (I.12) ci-dessous permet de calculer l'impédance Z_{01} d'une piste Microstrip enterrée comme présentée sur la figure 15-b.

$$Z_{01} = \left(43.037 \times \ln \frac{H}{W} \right) + 5.048 \times \frac{t}{W} + \frac{106.76}{1.09\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{I.12})$$

L'équation (I.13) exprime l'impédance Z_{02} d'une piste Strip-line asymétrique (figure 15).

On considère les plans de masse parfaits et ayant des dimensions transversales importantes ($>5H+W$). Les résultats auront une précision de calcul à plus ou moins 5 % et sont valides si la géométrie respecte : $127 \mu\text{m}$ (5 mils) $< W < 381 \mu\text{m}$ (15 mils). Pour l'équation (I.13)

une condition supplémentaire est nécessaire : le calcul est valide si l'épaisseur du diélectrique au-dessus de la ligne mesure au minimum $127 \mu\text{m}$.

$$Z_{02} = 80 \times \left[\frac{1 - \frac{H_2}{H_2 + H_1 + t}}{\sqrt{\epsilon_r}} \right] \times \ln \left(\frac{1.9 \times H_2 + t}{0.8 \times W} \right) \quad (\text{I.13})$$

Un calcul plus précis peut être rapidement obtenu à l'aide d'un solveur 2D. Ce dernier permet d'obtenir les valeurs des capacités et inductances linéiques de la ligne et son impédance caractéristique.

I. 16 La diaphonie :

Un signal qui se propage sur une ligne provoque des variations de tension et de courant qui se répercutent sur le champ électrique et magnétique à proximité de la ligne. Ces variations de champ induisent l'apparition de courants et de tensions dans les lignes adjacentes [6]. Le couplage par diaphonie (cross talk) est donc un phénomène parasite qui apparaît lorsque les lignes sont proches. Les deux pistes métalliques séparées par un diélectrique (figure 17) 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.

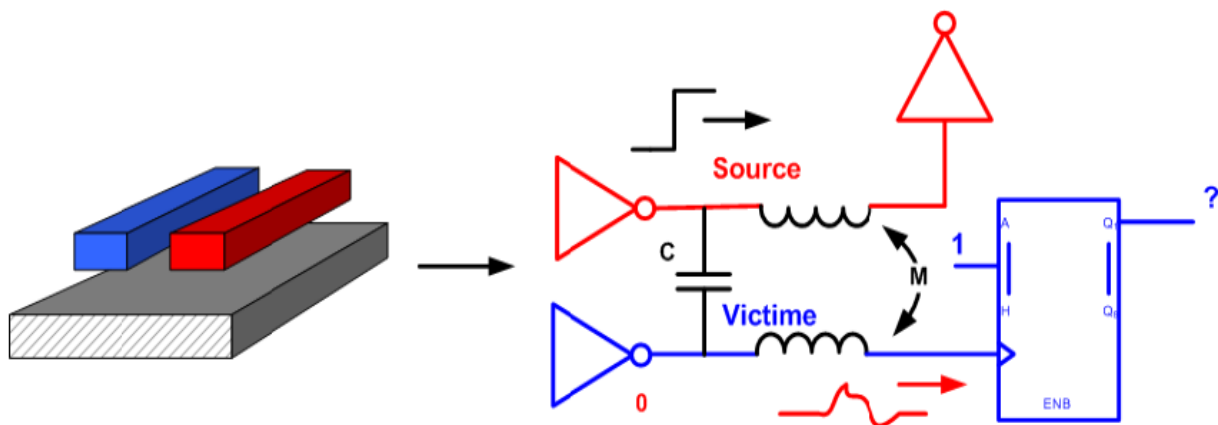


Figure I. 17 : Représentation géométrique et électrique d'un couplage

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

I. 16. 1 Couplage par diaphonie inductive :

La diaphonie est un mode de couplage qui se divise en deux types ; diaphonie inductive ou diaphonie capacitive. Si la diaphonie a pour origine une variation de tension,

dans ce cas on parle d'une diaphonie inductive [8]. Ce phénomène se produit lorsqu'un courant parcourant un conducteur génère un champ électromagnétique qui, à faible distance, peut être considéré comme un champ purement magnétique. Si ce champ est variable, il génère à son tour une différence de potentiel contre électromotrice dans les boucles voisines. Ce phénomène est appelé couplage par diaphonie inductive.

Dans l'exemple de la (Figure 18), 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 existante entre les deux conducteurs.

Pour réduire le couplage par diaphonie inductive, il faut donc diminuer la mutuelle inductance entre les circuits coupable et victime ou encore limiter les variations rapides de courant dans le circuit coupable.

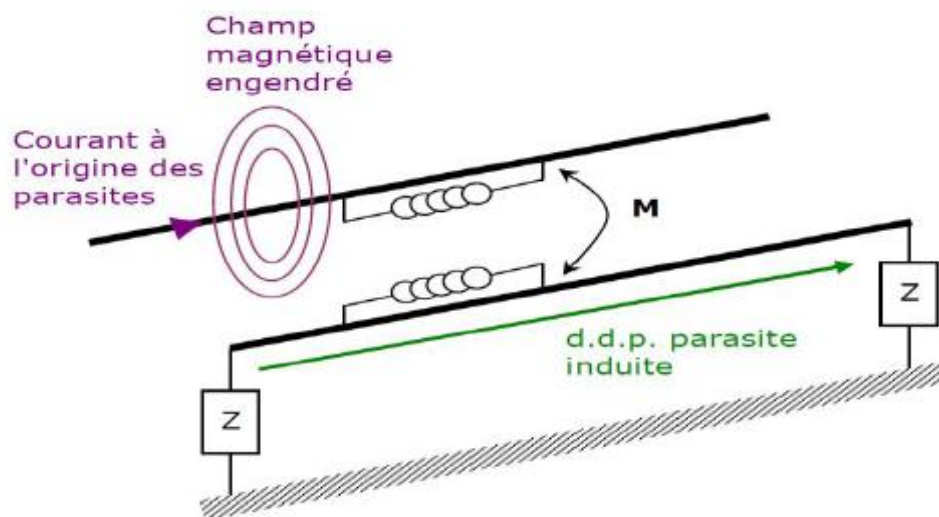


Figure I. 18 : Diaphonie inductive

I. 16. 2 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. Si la distance entre les conducteurs aller et retour est faible, la d.d.p. sera faible [9]. Pour réduire la diaphonie inductive de mode différentiel entre deux paires voisines et serrées sur une longueur significative (> 5 cm), il est donc nécessaire de les torsader avec des pas différents, ce qui est mis en œuvre dans les câbles de télécommunications.

I. 16. 3 Diaphonie inductive de mode commun :

La diaphonie de mode commun est plus sévère que la diaphonie de mode différentiel. Pour ce couplage, la d.d.p. parasite est induite entre un câble parallèle et le conducteur de masse le plus proche. Si la distance entre le câble victime et le conducteur de masse le plus proche est faible, la d.d.p. induite sera faible [10]. D'où la nécessité d'utiliser des câbles blindés, afin de rapprocher les masses des conducteurs. De plus, ces blindages, ou écrans, doivent être correctement mis en œuvre, notamment en connectant à la terre leurs deux extrémités. En effet, pour que le couplage inductif soit réduit, il faut en effet une circulation de courant dans le blindage dont le flux du champ magnétique s'oppose à celui créé par le circuit source.

I. 16. 4 Couplage par diaphonie capacitive :

a. Description :

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. Ce champ, s'il est variable, peut se coupler dans une autre structure filaire qui lui est parallèle et générer à son tour un courant, injecté sur les conducteurs proches. Ce phénomène est appelé couplage par diaphonie capacitive (Figure.19)

La diaphonie capacitive est nulle en continu. Comme la diaphonie inductive, elle demeure très faible tant que la fréquence de la d.d.p. coupable reste dans la gamme des fréquences industrielles. Aux fréquences élevées, la diaphonie capacitive est équivalente en énergie à la diaphonie inductive. Ce phénomène provient de l'effet de ligne qui donne l'illusion, aux premiers instants (pendant un aller-retour) qu'une ligne est une résistance (égale à l'impédance caractéristique).

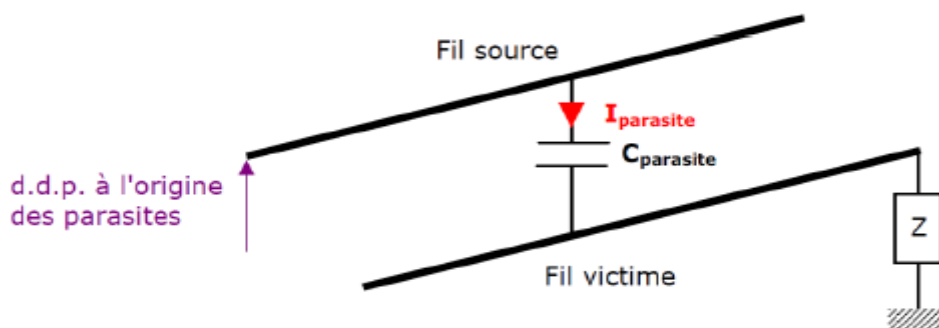


Figure I. 19 : Couplage par diaphonie capacitive

Réduire le couplage par diaphonie capacitive implique de diminuer la capacité entre les conducteurs coupable et victime ou encore de diminuer les variations brutales de d.d.p. du circuit coupable [11].

b. Couplage capacitif de mode différentiel :

Dans ce premier cas, le courant parasite est collecté entre le conducteur allé et le conducteur de retour du circuit victime. Les remarques précédentes concernant la diaphonie inductive des câbles à paires torsadées restent valides en diaphonie capacitive. Cependant, il est possible ici de diminuer la diaphonie capacitive en basses fréquences par un écran rendu conducteur par aluminage. En effet, dans ce cas, le champ électrique ne traverse pas les feuillards conducteurs, même très minces (alors que dans le cas de la diaphonie inductive, les champs magnétiques perturbateurs le peuvent).

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 réduire par écran.

c. Couplage capacitif de mode commun :

Dans ce deuxième cas, le champ électrique est généré par la d.d.p. de mode commun entre un câble et la masse. Le courant parasite est collecté par un câble victime parallèle ou câble coupable. De même que pour la diaphonie inductive, si le câble employé est blindé et que son écran est connecté convenablement à la masse, aucun couplage câble à câble n'est à craindre. Pour que le blindage puisse éliminer le couplage capacitif, la tension du blindage doit être égale à zéro. Pour une ligne électriquement courte, la mise à la terre du blindage à une de ses extrémités est suffisante pour maintenir la tension égale à zéro le long du blindage. Lorsque la longueur électrique de la ligne augmente, le blindage doit être mis à la terre à de multiples points espacés d'environ $\lambda/10$ (λ : longueur d'onde) pour assurer une tension approximativement constante le long du blindage.

I. 17 Diaphonie NEXT et FEXT :

Le courant qui traverse la capacité de couplage parcourt le conducteur victime dans les deux sens. D'après la loi de Lenz, la tension induite aux bornes de l'inductance mutuelle entraîne la circulation d'un courant qui parcourt le conducteur victime dans le sens inverse au courant sur la ligne active. La diaphonie dont le courant retourne vers la source est nommée par la suite NEXT (Near End cross talk). Celle dont le courant parcourt la victime dans le même sens que

le courant agresseur est appelée FEXT (Far End cross talk). Une tension induite peut donc être observée au début et à la fin de la ligne victime

a. Analyse des timings :

2RCC CL'impact des réflexions, diaphonies et bruit dans les alimentations perturbent les informations numériques transitant sur les interconnexions. Si la forme du signal est importante à prendre en compte, les relations temporelles à respecter entre les signaux et l'horloge qui les échantillonne le sont aussi. [7]

Principe :

Le principe d'une interface numérique est de transmettre une donnée stockée dans le composant driver et que la donnée échantillonnée par le récepteur soit identique. Pour cela, il faut que la donnée soit dans un état '1' ou '0' stable à l'échantillonnage.

Si la donnée et l'horloge viennent à changer d'état au même moment, le système devient métastable et on se retrouve dans un état indéterminé. En effet, l'énergie nécessaire au basculement de l'horloge est réquisitionnée par le changement d'état de la donnée. Pour éviter ces phénomènes de métastabilité, les constructeurs de circuit intégré définissent des contraintes de temps.

Il faut donc prendre en compte les temps de propagation mis en jeu par les interconnexions et par les composants. Une fois ces paramètres pris en compte, on peut définir la fenêtre de temps dans laquelle les données doivent être stables puis définir les contraintes de longueur des pistes afin de respecter les cadencements.

b. Les temps de Setup et Hold :

Pour éviter les problèmes de métastabilité et/ou d'état indéterminé, les constructeurs de circuits imposent des contraintes de timing. Le temps d'établissement de la donnée (Setup) définit le moment à partir duquel la donnée doit être présente sur la bascule avant l'échantillonnage par l'horloge. Le temps de maintien (Hold) définit le temps au cours duquel la donnée doit rester stable après l'échantillonnage de l'horloge. Pour étudier le respect de ces contraintes de temps.

Lorsque le signal traverse un système à bande passante limitée, il subit une dégradation en temps de montée correspondant à la bande passante du système. Par définition, la montée

Le temps d'un système est le temps de montée du signal à la sortie lorsqu'un échelon parfait est appliqué à l'entrée.

Lorsque plusieurs systèmes sont mis en cascade, le temps de montée qui en résulte peut être estimé par la valeur quadratique moyenne des différents temps de montée.

$$T_{r_{total}} = \sqrt{T_{r^2_1} + T_{r^2_2} + \dots + T_{r^2_n}} \quad (I.20)$$

c. Critères de qualité de transmission :

Le diagramme de l'œil est obtenu en superposant les différents symboles dans fenêtre, dont la taille peut être réduite à un symbole. la dégradation du temps de montée sera observée par la réduction des marges gauche et droite. L'atténuation est observée par la réduction des marges hautes et basses dans le diagramme de l'œil.

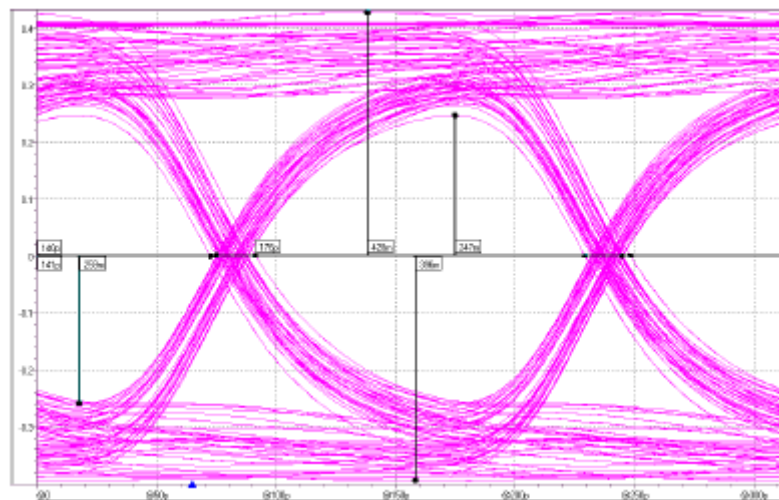


Figure I. 20 : Diagramme de l'œil caractérisant la qualité du signal numérique

En effet, les différentes perturbations du signal (bruit, interférences, réflexions multiples, etc.) ont pour effet de désynchroniser les symboles. Tous les défauts de transmission comme l'atténuation, la dispersion, dégradation du temps de montée, bruit, ont pour conséquence la fermeture du diagramme de l'œil. De ce fait la forme ouverte du diagramme de l'œil représente la qualité globale du canal de transmission.

I. 18 Conclusion :

L'intégrité de signal n'est pas une discipline récente. Dès le début de l'électronique numérique, les ingénieurs se sont heurtés aux problèmes de bruits de commutation et de phénomènes de lignes de transmission. Collatéralement les ingénieurs chargés de garantir la CEM des produits se sont également intéressés aux aspects liés aux rayonnements des cartes. Les spécialistes des deux disciplines sont peu nombreux, ce qui risque d'évoluer, car l'accroissement permanent du besoin en produits électroniques, fortement numériques, et la montée en fréquence font que l'intégrité de signa. Son impact sur la conception de la carte est tel que la conception numérique doit intégrer des principes connus et utilisés dans le monde

analogique et RF. L'évolution vers des fréquences plus élevées, une densification et une mixité technologique plus, forte faite que le recours à des outils spécifiques d'analyse et de simulation s'impose aux ingénieurs qui développent les cartes électroniques.



Chapitre II :

**Les métamatériaux pour réduire
la diaphonie**

II.1 Introduction :

Dans ce chapitre, nous consacrerons à l'étude des métamatériaux qui ont un Comportement magnétique constitué de boucles magnétiques, tel que le Résonateur en Anneau Fendu « RAF », et qui est susceptible de présenter une perméabilité négative dans un spectre donné. Ils sont appelés aussi « résonateur à activité magnétique ». Le résonateur en Anneau Fendu complémentaire est ensuite introduit vu sa grande utilisation dans les structures planaires.

II.2 Les Metamatériaux

II.2.1 Définition

En électromagnétisme, le terme métamatériau veut dire que c'est un matériau composite artificiel qui présente des propriétés électromagnétiques qu'on ne retrouve pas dans un matériau naturel. En général ces structures périodiques, diélectriques ou métalliques, qui se comportent comme un matériau homogène qui n'existe pas à l'état naturel. Il existe plusieurs types de métamatériaux en électromagnétisme, qui sont susceptibles de présenter à la fois une permittivité et une perméabilité négatives. Il existe d'autres : milieux d'impédance infinie, milieu à permittivité relative inférieure à 1, etc. En réalité les métamatériaux sont très anciens, puisqu'on peut considérer par exemple les verres colorés utilisés dans les vitraux des mosquées comme des métamatériaux optiques.

La définition généralement admise des MMT est : le métamatériau est une structure artificielle pseudo- homogène possédant des propriétés électromagnétiques non disponibles dans la nature.

Cette définition est assez vague, surtout au sujet des termes (non disponibles dans la nature) et (artificielle). En effet, on constate que les matériaux utilisés de nos jours sont artificiels, et la plupart de leurs propriétés ne sont pas disponibles telles que dans la nature. Nous prendrons l'interprétation admise par la communauté scientifique.

Le terme pseudo- homogène veut dire que la taille de la cellule de base constituant le matériau « P », doit être beaucoup plus petite que la longueur d'onde guidée (λ_g) à la fréquence de fonctionnement, le matériau est donc vu comme une structure homogène par l'onde. Il est admis que la limite d'homogénéité est fixée à ($p < \lambda_g / 4$).

Cette limite nous assure que les phénomènes de diffraction pourront être négligés.

Le terme "propriétés électromagnétiques non disponible dans la nature "est très vague. Nous imaginons que selon ce seul critère beaucoup de nouvelles structures peuvent être considérées comme des MMT.

Pour le matériau pseudo- homogène, on définit la perméabilité magnétique μ et la permittivité électrique ϵ du MMT. Pour ceux-ci les matériaux classiques peuvent alors être classés en fonction du signe de ces deux paramètres qui forment l'indice de réfraction n . Cet indice est défini par la relation suivante :

$$n = \sqrt{\epsilon_r \mu_r} \quad (\text{II.1})$$

II.2.2 Description des metamateriau

On sait que pour résoudre les équations de Maxwell, il faut connaître les équations « constitutives » qui relient les grandeurs champ électrique et champ magnétique aux propriétés intrinsèques des matériaux que sont la permittivité (ϵ) et la perméabilité (μ), voire à d'autres paramètres de couplage traduisant la chiralité éventuelle du matériau (ξ, ζ)¹. La forme générale de ces équations constitutives est donnée par les relations

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} + \xi \vec{H} \quad (\text{II.2})$$

$$\vec{B} = \zeta \vec{E} + \mu \vec{H} \quad (\text{II.3})$$

Dans ces équations, du fait des termes de couplage (ξ, ζ), le champ électrique peut entraîner une polarisation magnétique et le champ magnétique une polarisation électrique. Les ondes entrantes peuvent alors avoir un comportement différent des ondes sortantes. Cette forme d'anisotropie, s'ajoutant à l'anisotropie associée au caractère tensoriel de ϵ et μ (c'est-à-dire leur variation en fonction de la direction considérée), appelle ces milieux des milieux « bianisotropes ».

Sans prétendre lister tous les types de milieux naturels, on peut distinguer :

- ✓ Les milieux isotropes dans lesquels ϵ et μ sont des scalaires.
- ✓ Les milieux anisotropes dans lesquels ϵ et μ sont tensoriel mais où n'existent pas de coefficient de couplage ξ, ζ .
- ✓ Les milieux bianisotropes tels que définis précédemment qui sont construits de la main de l'homme.
- **La région I** correspond aux milieux diélectrique classique à ϵ et $\mu > 0$. Pour des fréquences n supérieures à quelques dizaines de gigahertz, les matériaux naturels ont une perméabilité μ très proche de 1, se rangeant sur autour de la ligne $\mu = 1$. On appelle diélectriques ceux de ces matériaux qui possèdent une permittivité ϵ positive et

métaux ceux qui ont une permittivité négative (en-dessous d'une certaine fréquence plasma).

- **La région II** correspond aux matériaux dont $\varepsilon < 0$ et $\mu > 0$. On y trouve de nombreux plasmas. Certains métaux (or, argent) présentent également cette caractéristique à des fréquences optiques ;
- **La région III** est la région où les deux grandeurs ε et μ sont négatifs et donnent naissance à un indice de réfraction $n < 0$, avec $n = \sqrt{\varepsilon\mu}$ formule dans laquelle ε et μ sont des grandeurs complexes. Il a fallu attendre 1967 pour que le scientifique russe Victor Veselago montre que des ondes pouvaient propager dans de tels milieux, ondes obéissant aux équations de Maxwell permettant de déduire R et T [8].
- **La région IV** où $\varepsilon > 0$ et $\mu < 0$ et est le domaine des matériaux magnétiques au sens large. Il a été démontré que les ondes à polarisation circulaire pouvaient s'y propager donnant naissance à des dispositifs divers comme les isolateurs, les circulateurs et les déphaseurs non réciproques à ferrite largement utilisés dans les techniques radars et dans les télécommunications.

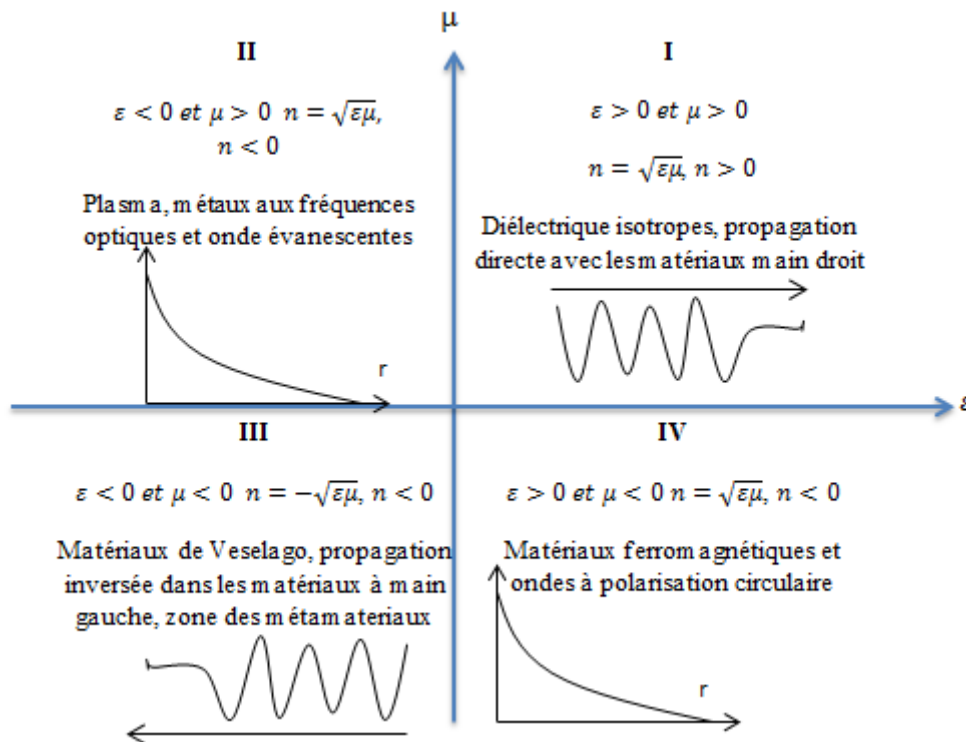


Figure II. 1. Classification de matériaux

II.2.3 Les matériaux DPS (Double Positive)

Sont les matériaux qui présentent des paramètres intrinsèques positifs et non nuls ($\epsilon > 0$ et $\mu > 0$). Les matériaux diélectriques et magnétiques font partie de cette catégorie.

II.2.4 Les matériaux doublement négatifs (DNG)

Les matériaux DNG sont les matériaux ayant simultanément une permittivité et une perméabilité négative, ces Métamatériaux peuvent être réalisés par des cellules « imbriquées » ou des Cellules « combinées ». Le premier type imbrique deux cellules unitaires basiques : une cellule de type MNG, et une Cellule de type ENG. A la résonance cette cellule composite montre un phénomène Doublement Négatif, comme exemple de ce type, la cellule (SRR+Tige) réalisée par l'équipe de D.R.Smith (Figure II.2.a).

Cette cellule imbrique deux cellules unitaires basiques : SRR ayant une Activité magnétique et le réseau de tiges responsable de l'activité électrique. A la résonance Cette cellule composite montre un phénomène doublement négatif (Figure II.2.b)

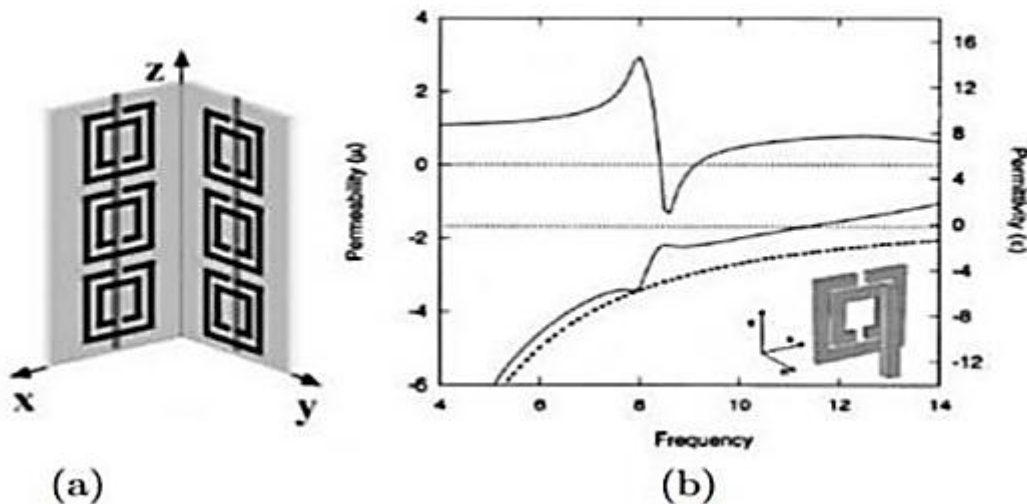


Figure II. 2: cellule DNG- "SRR+Tige" (b) perméabilité et permittivité de la Cellule "SRR+Tige"

II.2.5 Métamatériaux a permittivité négative « ENG »

La structure avec permittivité négative ($\epsilon < 0$) décrite par Pendry est constituée de fils métalliques parallèles infiniment minces (figure II.3).

Cette structure a une taille moyenne de p cellule beaucoup plus petite que la longueur d'onde guidée λ_g ($p \ll \lambda_g$), c'est une structure effectivement homogène.

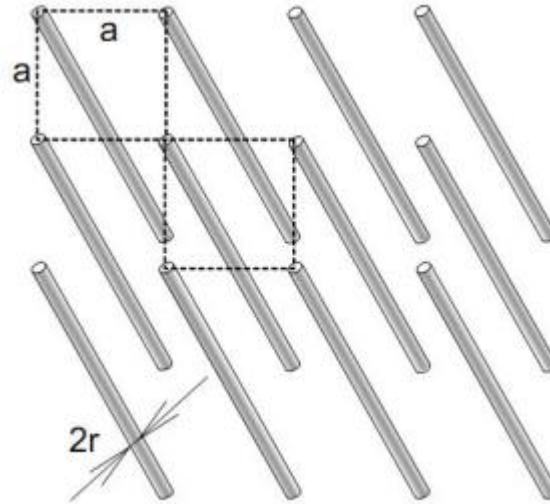


Figure II. 3: Structure fils fins présentant ϵ négative/ positive quand $E \parallel z$

Si l'excitation de \vec{E} champ électrique est parallèle à l'axe des fils, on aura un courant induit le long de ces fils, en plus des moments dipolaires équivalents sont générés.

La permittivité des fils métalliques soumis au \vec{E} champ électrique est donnée par la formule suivante :

$$\epsilon(\omega) = 1 - \frac{\omega_{pe}^2}{\omega^2} \quad (\text{II.4})$$

Où : ω_{pe} : Fréquence de plasma électrique des fils métalliques.

ω : Fréquence d'excitation de la source.

On constate que la permittivité plasma électrique est négative pour les fréquences en dessous de la fréquence de plasma électrique (II.5), mais cette condition est insuffisante, il faut que le champ soit parallèle à l'axe des \vec{z} pour avoir une permittivité négative dans cette structure. (figure II.4)

Où : la fréquence de plasma est donnée par :

$$\omega_p^2 = \frac{n e^2}{\epsilon_0 m_{eff}} \quad (\text{II.5})$$

Avec e est la charge de l'électron et est m_{eff} la masse effective de l'électron.

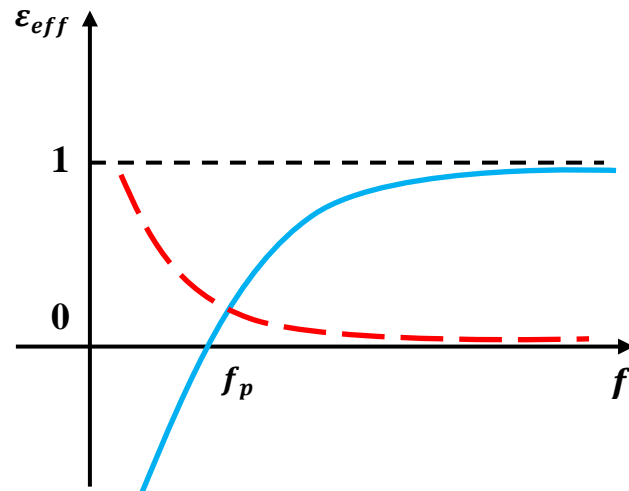


Figure II. 4: La permittivité effective du milieu en fonction de la fréquence.

II.2.6 Métamatériaux avec une perméabilité négative

Dans le domaine microondes, il est possible d'avoir des matériaux ferromagnétiques et composite antiferromagnétique tels que M_gF_2 et F_eF_2 présentant une perméabilité négative, l'inconvénient de ces matériaux se résume en leurs poids et les pertes magnétiques énormes qui peuvent se présenter.

La possibilité de créer des milieux non-magnétique est alors très intéressante. Cette possibilité est devenue une réalité en 1999 quand Pendry introduisit une nouvelle structure permettant de créer des milieux non-magnétiques avec une réponse magnétique, la nouvelle structure est le « rouleau suisse : suiss-roll » présenté dans la figure I.11. Le rouleau suisse est un ensemble de spirales, chaque spirale est enroulée sur un cylindre de rayon R . Les spirales conductrices sont isolées de tours N et les tours sont espacés par un espacement noté d_c . La structure du rouleau suisse est une structure artificielle métallique qui est caractérisée par une réponse magnétique en absence de composant magnétique, en effet, lorsqu'on applique un champ magnétique selon l'axe du cylindre, un courant est induit dans le conducteur, par conséquent, une capacité complète est créée d'où le circuit résonne et fait circuler un courant [24].

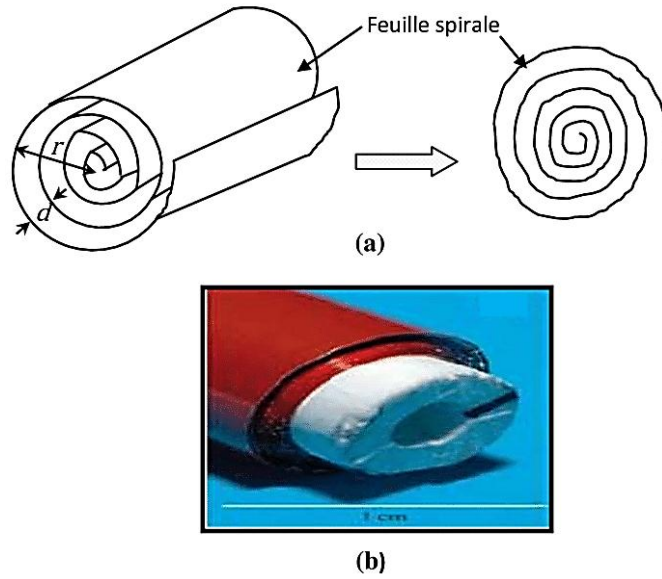


Figure II. 5: La structure rouleau suisse (Swiss-Roll) introduite par Pendry, (a) vue de face, (b) vue de profil

La perméabilité effective d'une telle structure, peut être déterminée en se basant sur les travaux de Pendry et al

$$\mu_{eff} = 1 - \frac{F}{1 + \frac{2\sigma_i}{\omega\tau\mu_0(N-1)} - \frac{dc_0^2}{2\pi^2\omega^2r^2(N-1)}} \quad (\text{II. 6})$$

Avec : c_0 est la vitesse de la lumière dans le vide et ω la pulsation angulaire. σ est la conductivité de la spirale, l'isolant entre les couches conductrices présente une Permittivité ϵ .

F représente le taux de remplissage de matériau actif. Par conséquent, la perméabilité est donnée par la relation suivante :

$$\mu_{eff} = 1 - \frac{F\omega^2}{\omega^2 - \omega_0^2 - i\Gamma\omega} \quad (\text{II.7})$$

Où : la pulsation de résonance est donnée par :

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{dc_0^2}{2\pi^2 r^2 (N-1)}} \quad (\text{II.8})$$

L'amortissement de la résonance est donné par la relation suivante :

$$\Gamma = \frac{2\sigma}{\omega\tau\mu_0 (N-1)} \quad (\text{II.9})$$

Les résultats de la perméabilité effective mesurée et calculée sont donnés sur la figure I.12. La structure rouleau suisse résonne seulement quand le champ magnétique est appliqué selon l'axe du rouleau et pas dans les autres directions. De plus, pour les ondes transverses

incidentes sur un réseau de ces structures où le champ électrique est parallèle aux cylindres, une absorption est observée. De ce fait des comportements anisotropes indésirables peuvent être obtenus [20]. En 1999, J. Pendry [25] a été le premier à exploiter l'idée en introduisant une configuration originale incluant un réseau de structures métalliques sous la forme d'un rouleau suisse (SwissRoll) Figure II. 6

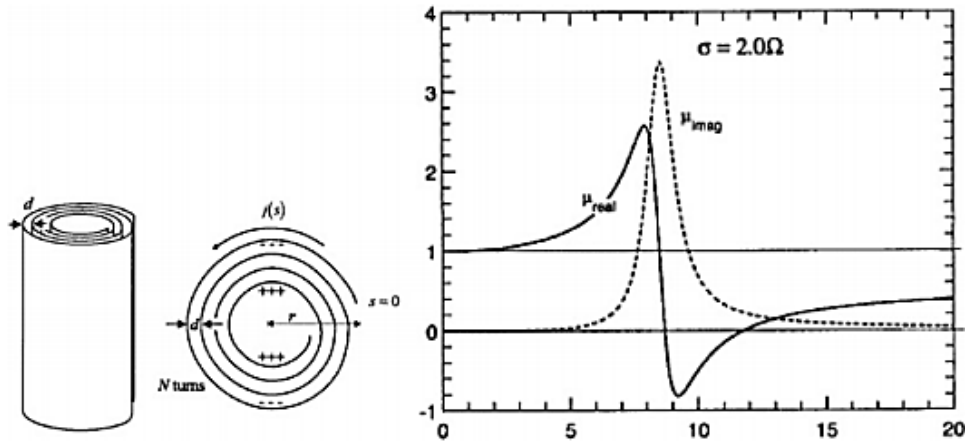


Figure II. 6: Le rouleau suisse (Swiss-Roll) de Pendry. (b) la variation de la perméabilité effective réelle et imaginaire en fonction de la fréquence

$$\mu_{eff} = 1 - \frac{F}{1 + \frac{2\sigma_i}{\omega\tau\mu_0(N-1)} - \frac{dc_0^2}{2\pi^2\omega^2r^2(N-1)}} \tag{II.10}$$

Avec :

C_0 : La célérité de la lumière dans le vide ;

ω : La pulsation angulaire ;

σ : La conductivité du métal de la spire ;

ϵ : La permittivité de la matière isolante entre les feuilles conductrices de la spire ;

μ_0 : La perméabilité du vide ;

F : Le volume de la structure.

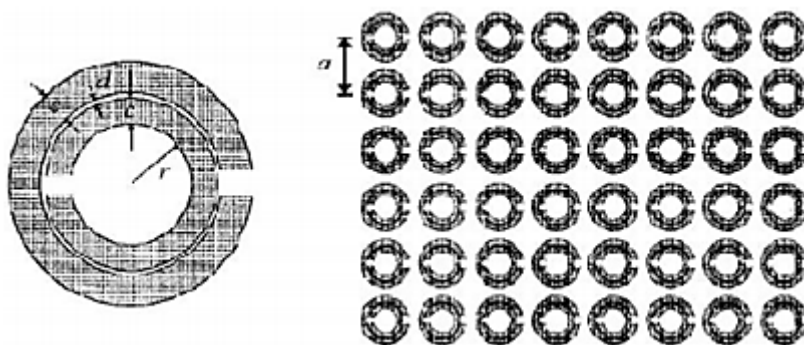


Figure II. 7: Configuration du Métamateriau MNG à base des SRR proposée par J.Pendry

La structure SRR est composée de deux résonateurs en boucles métalliques imbriquées sous forme de la lettre C. Quand un champ magnétique H est appliqué en parallèle à l'axe des boucles, selon les deux équations (II.11 et II.12), un courant est ensuite induit sur les résonateurs et une activité magnétique apparaît.

$$B = \mu_{eff} \mu_0 H \tag{II.11}$$

$$D = \epsilon_{eff} \epsilon_0 \tag{II.12}$$

Avec : ω_m la fréquence de résonance magnétique, ω_{pm} la fréquence plasma magnétique, Γ les pertes métallique du SRR. Ces fréquences peuvent s'écrire en fonction des paramètres géométriques des SRR (Figure II. 6) à l'aide des équations :

$$\omega_m = \sqrt{\frac{3lc_0^2}{\pi \ln\left(\frac{2c}{d}\right)r^3}} \tag{II.13}$$

$$\omega_{pm} = \frac{\omega_m}{\sqrt{1 - \frac{\pi r^2}{a^2}}} \tag{II.14}$$

Si les pertes métalliques sont suffisamment faibles, le SRR donne une valeur de perméabilité négative dans la bande de fréquences comprises entre ω_m et ω_{pm} .

Un exemple est présenté dans la Figure II.8, la perméabilité d'un SRR carré passe par une valeur négative autour de 8.5 GHz, la permittivité quant à elle reste positive.

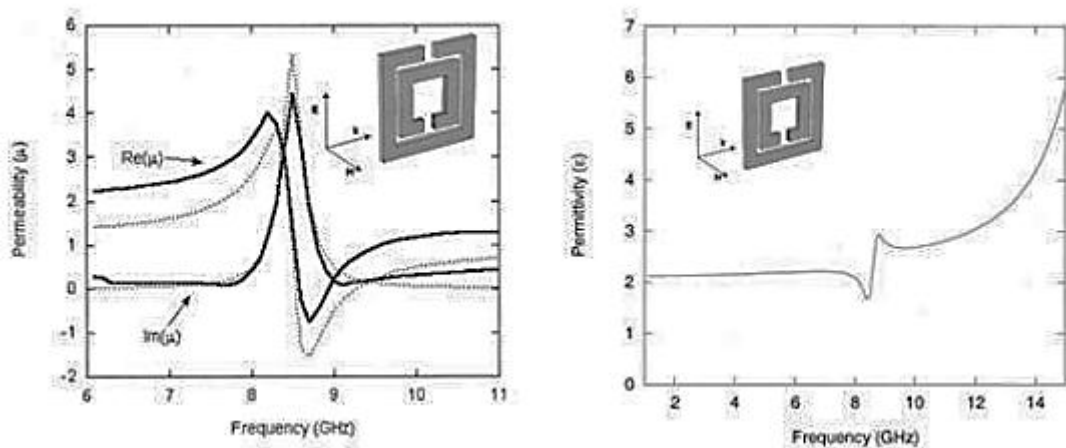


Figure II. 8: Exemple de la perméabilité d'un réseau de SRRs, la perméabilité (partie réelle) devient négative à environ 8.5 GHz. (b) La permittivité (partie réelle) reste toujours positive.

Le champ magnétique est orienté selon l'axe du SRR

II.3 Les caractéristiques des métamatériaux

Plusieurs phénomènes fondamentaux et propriétés électromagnétiques qui se produisent dans ou en association avec les médias gauchers ont été prédites par V. Veselago :

- L'indice de réfraction est négatif ;
- La permittivité ϵ et la perméabilité μ sont négatives, qui sont liés à l'indice de réfraction n par :

$$n = \pm \sqrt{\epsilon_r \mu_r} \quad (\text{II.15})$$

Où ϵ_r et μ_r sont la permittivité et la perméabilité relatives liée à la permittivité et la perméabilité de l'espace libre respectivement par :

$$\epsilon_0 = \frac{\epsilon}{\epsilon_r} = 8,854 \cdot 10^{-12} \quad (\text{II.16})$$

Et

$$\mu_0 = \frac{\mu}{\mu_r} = 4\pi \cdot 10^{-7} \quad (\text{II.17})$$

- Lors de la propagation d'une onde plane dans un métamatériau, le trièdre formé par les vecteurs (k , E , H) est inversé ;
- Les vitesses de phase et de groupe sont opposées (alors qu'elles sont de même sens dans un milieu classique)
- Contrairement aux milieux classiques, ils amplifient les ondes évanescentes ;
- L'effet Doppler est inversé ;
- L'effet Tcherenkov est inversé ;
- Il existe des ondes de surface, appelées plasmons pour les deux polarisations, qui peuvent être propagatives ou rétro-propagatives ;

Il existe des modes guidés rétro-propagatifs et des modes à fuite rétro-propagatifs.

II.4 Les Equations De Maxwell

Dans le cas des ondes électromagnétiques planes les équations de Maxwell ont été réduites en équation d'onde [14] :

$$\left(\nabla^2 - \frac{n^2}{c^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \right) \psi = 0 \quad (\text{II.18})$$

Où n est l'indice de réfraction, c est la vitesse de la lumière et $\frac{n^2}{c^2} = \epsilon\mu$.

Le signe moins pour la permittivité et la perméabilité en même temps ne change pas

L'expression classique de l'indice de réfraction n , mais l'électrodynamique de tels milieux diffère de celle des milieux traditionnels.

Les équations de Maxwell du premier ordre sont données par :

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} \quad (\text{II.19})$$

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\epsilon\vec{E} \quad (\text{II.20})$$

Pour une onde plane les équations précédentes ont été réduites à :

$$\vec{K} \times \vec{E} = \omega\mu\vec{H} \quad (\text{II.21})$$

$$\vec{K} \times \vec{H} = -\omega\epsilon\vec{E} \quad (\text{II.22})$$

Par conséquent, pour une permittivité et une perméabilité positives, le trièdre formé par les vecteur \vec{E} , \vec{H} et \vec{K} est direct. Cependant si ϵ et μ sont négatives simultanément les équations peuvent être réécrites comme suis :

$$\vec{K} \times \vec{E} = -\omega|\mu|\vec{H} \quad (\text{II.23})$$

$$\vec{K} \times \vec{H} = \omega|\epsilon|\vec{E} \quad (\text{II.24})$$

Dans ce cas les trois vecteurs $(\vec{E}, \vec{H}, \vec{k})$ forment un trièdre indirect. En fait, la direction du temps-flux d'énergie moyenne est déterminée par la partie réelle du vecteur de Poynting, Qui n'est pas affecté par le changement de signe de la permittivité et de la perméabilité simultanément. Ainsi les vecteurs \vec{E}, \vec{H} et \vec{S} forment un trièdre direct dans les milieux main gauche et seule la phase est inversée, donc les MMG respectent le principe de causalité. Pour les structures passives la vitesse de groupe est positive dans les bandes passantes, tandis que la vitesse de phase peut prendre une valeur négative ou positive.

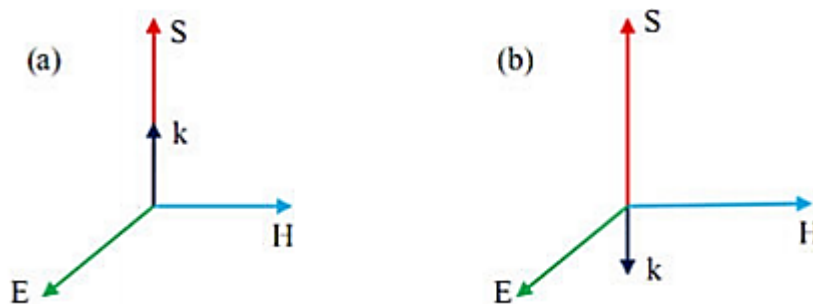


Figure II. 9: Le champ électrique E , le champ magnétique H , le vecteur de propagation k et le vecteur Poynting dirigent S pour la propagation des ondes électromagnétiques, (a) RHM ($\epsilon > 0, \mu > 0$) (b) LHM ($\epsilon < 0, \mu < 0$)

II.5 Inversion De Rayonnement De Cerenkov

Veselago a prouvé que le rayonnement de Cerenkov est inversé dans un milieu de main gauche. En effet l'effet Cerenkov est un phénomène similaire à une onde de choc, un flash de lumière qui a lieu lorsqu'une particule chargée se déplace dans un milieu avec une vitesse supérieure à la vitesse de la lumière dans ce milieu (il faut garder à l'esprit que la vitesse de la lumière dans le vide est toujours supérieure à celle de la particule).

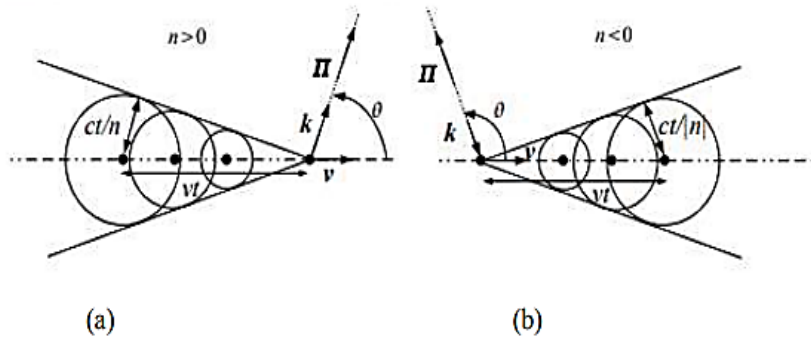


Figure II. 10: Illustration de l'effet Cerenkov. (a) Milieu conventionnel ($n > 0$) : le front d'onde sphérique se déplace dans le sens opposé à la source à la vitesse c/n . (b) Milieu main gauche ($n < 0$)

II.6 L'inversion de l'effet doppler

L'effet Doppler est le décalage de fréquence d'une onde électromagnétique entre la fréquence de l'émission et la fréquence de réception lorsque la distance entre l'émetteur et le récepteur varie au cours de temps. Soit une source S en mouvement le long d'une direction Oz et émettant une onde électromagnétique avec une fréquence angulaire ω_0 (voir Fig. II. 11). Si la source se déplace vers les z positifs avec une vitesse vs la fréquence Doppler est donnée par [65] :

$$\omega_{\text{doppler}} = \omega_0 - \Delta_{\omega}, \text{ avec } \Delta_{\omega} = \omega_0 \frac{nv_s}{c} \quad (\text{II.25})$$

Où c 'est la vitesse de la lumière dans le vide et n est l'indice de réfraction du milieu. Dans un milieu RH, $n > 0$ et donc $\Delta_{\omega} > 0$: l'observateur détectera une onde électromagnétique avec une fréquence angulaire plus petite qu'un milieu avec que celle émise si la source était au repos [25].

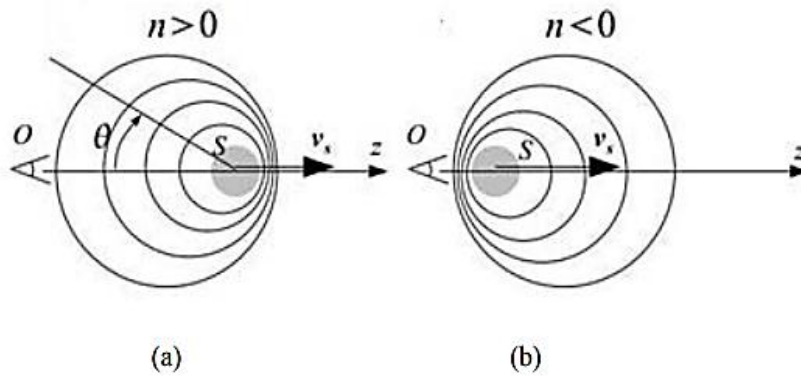


Figure II. 11: Effet Doppler dans un milieu RH et LH. S est la source qui émet une onde électromagnétique sphérique et o est un observateur situé qui détecte l'onde émise par S dans la direction $\theta = 0$. (a) Dans un milieu conventionnel $\Delta_{\omega} > n$. (b) Effet Doppler inversé dans un milieu main-gauche ($\Delta_{\omega} < 0$). [26]

II.7 Calcul des paramètres effectifs par inversion des relations

La méthode que nous avons utilisée repose sur la mesure des paramètres S (Scattering paramètres) Les conditions préliminaires à l'homogénéisation d'une substance décrit par cette méthode peuvent être résumées ainsi :

Le composite est petit devant la longueur d'onde du rayonnement incident et l'écart entre les particules est très petit devant la taille du composite. Les particules donc sont très petites devant la période du réseau. Le système est supposé réciproque ($S_{ii} = S_{jj}$, $S_{ij} = S_{ji}$) et les incidences sont supposé normales. Le calcul des coefficients de réflexion et de transmission d'un revêtement plané claire sous incidence normale par une onde plane est classique. Ce sont les relations de Fresnel que l'on inverse pour déterminer les paramètres effectifs de la plaque Cette relation s'applique à des couches d'épaisseur quelconque. Toutefois le calcul des paramètres effectifs par inversion de ces relations requiert des précautions liées à la variation rapide de la phase des coefficients de réflexion et de transmission lorsque l'épaisseur de la plaque est proche de la demi-longueur d'onde dans le matériau Pour l'extraction des paramètres effectifs de la structure, une fois que les coefficients de réflexion et de transmission sont connus, nous avons utilisé une méthode inverse qui permet d'obtenir les paramètres effectifs à partir des résultats de mesure des paramètres S l'échantillon de matériau dont les paramètres constitutifs ne sont pas connus est placée dans un guide d'ondes a plaques parallèles et est éclairée par une incidence TEM. Les coefficients de réflexion et de transmission, en forme des paramètres S sont mesurés en certains plans de référence situés à une distance d_1 et d_2 de l'échantillon.

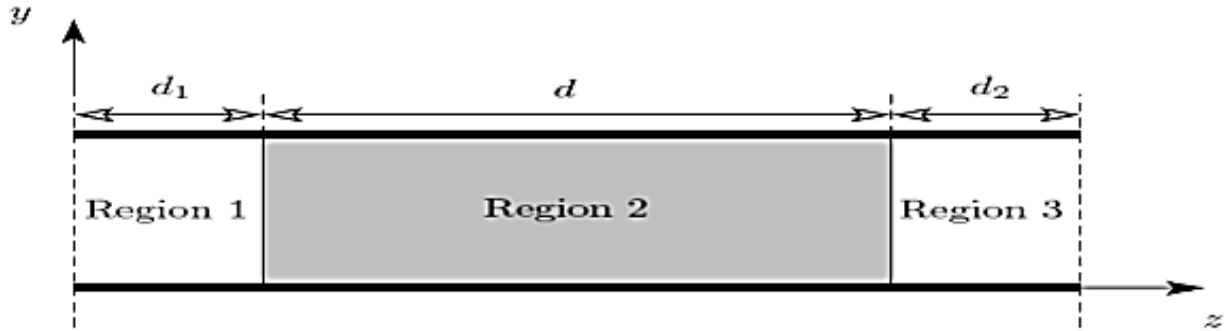


Figure II. 12: Forme générale de mesure dans un guide d'ondes à plaques parallèles: Le milieu homogénéisé définit trois régions avec les coefficients de réflexion et de transmission. Les paramètres S issus de la mesure peuvent s'exprimer de la manière suivante :

$$R_{01} = \frac{z-1}{z+1} \quad (\text{II.26})$$

K : Représente le vecteur d'onde dans le vide de l'onde plane incidente.

Z : Impédance du matériau

d : Epaisseur du matériau Les coefficients de transmission et de réflexion des ondes Électromagnétiques (EM) à travers un matériau homogène d'épaisseur d sont donnés respectivement, en termes d'indice de réfraction n et d'impédance Z du matériau par les relations suivantes :

$$t^{-1} = \left[\cos(nKd) - \frac{i}{2} \left(Z + \frac{1}{Z} \right) \sin(nKd) \right] \quad (\text{II.27})$$

$$\frac{r}{t} = -\frac{i}{2} \left(Z - \frac{1}{Z} \right) \sin(nKd) \quad (\text{II.28})$$

t : Coefficient de transmission

r : Coefficient de réflexion

Le but est d'inverser les équations (1.24) et (1.25) afin d'avoir les expressions de n et Z en fonction de t et de r . Dès que n et Z sont obtenus, la permittivité ϵ et la perméabilité μ peuvent être facilement calculées à partir des relations suivantes :

$$\epsilon = \frac{n}{Z} \quad (\text{II.29})$$

$$\mu = nZ \quad (\text{II.30})$$

Ces deux relations permettent de donner une interprétation directe du matériau. Les paramètres n et Z et donc, ϵ et μ sont des fonctions complexes dispersives. À une fréquence donnée, n'importe quel matériau présente généralement un indice de réfraction n , que le matériau soit continu ou non. Cependant, il n'est généralement pas possible d'attribuer une

impédance Z à un matériau non continu, sauf dans le cas où la longueur d'onde dans le matériau est largement supérieure aux différentes dimensions des éléments constituant le milieu. Dans notre cas, cette condition de grande longueur d'onde est respectée car nous travaillons avec des dimensions géométriques très faibles devant la longueur d'onde. Les relations pour la transmission et la réflexion sont inversées et Z est donné par la relation suivante :

$$Z = \pm \sqrt{\frac{(1+r^2)-t^2}{(1-r^2)-t^2}} \quad (\text{II.31})$$

Vu que l'indice de réfraction n est complexe, il peut s'écrire sous la forme suivante :

$$n = n' + in'' \quad (\text{II.32})$$

$$e^{inkd} = X \pm i\sqrt{1-X^2} \quad (\text{II.33})$$

Avec

$$X = 1/2S_{ji} (1 - S_{ii}^2 + S_{ji}^2) \quad (\text{II.34})$$

L'avantage de cette étape intermédiaire est que l'indice de réfraction et l'impédance effectif sont des grandeurs physiques sur les quel certaines d'exigences (conditions) peuvent être imposées. En règle générale, le fait que le milieu est passif implique que :

$$R_e(z) \geq 0 \quad (\text{II.35})$$

$$Im(n) \geq 0 \quad (\text{II.36})$$

On peut déduire l'expression de l'indice de réfraction à partir de l'équation 1 et on obtient :

$$n = \frac{1}{k_0 d} \left\{ \left[\ln(e^{inkd}) \right] + 2m\pi \right\} - i \left[\ln(e^{inkd}) \right] \quad (\text{II.37})$$

Seule la première solution ($m = 0$) sera prise en considération. En suite la perméabilité et la permittivité sont déduites du fait que :

$$n = \sqrt{\varepsilon\mu} \quad \text{Et} \quad z = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \quad (\text{II.38})$$

II.8 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté une vue générale sur les métamatériaux à savoir la permittivité et la perméabilité, la vitesse de groupe et de phase. Les métamatériaux peuvent être avec une permittivité et/ou une perméabilité négative dans certaines fréquences et dans

des directions bien définies. L'inversion de loi de Snell et l'inversion de l'effet Doppler est une conséquence d'un indice de réfraction négatif

Nous avons présenté les résonateurs à activité magnétique (RAF carré, RAF circulaire, BC-SRR carré et BC-SRR circulaire). Pour un bon fonctionnement, le champ électrique doit respecter la symétrie du résonateur et les conditions doivent être respectées.



Chapitre III:
Lignes de transmission à base de
Métamateriaux

III. 1 Introduction

Nous avons indiqué dans le chapitre précédant que les métamatériaux sont des matériaux ont des propriétés qui n'existent pas dans l'état naturel pouvons les contrôler à travers leur forme et leur taille.

Dans ce chapitre, nous allons introduire les métamatériaux de type résonateur en anneau fendu (RAF) dans une ligne de transmission pour éliminer le phénomène de diaphonie entre les microstrips, on peut utiliser des métamatériaux intégrés de structure dans le plan de masse avec deux parties : premier cas métamatériaux intégrés dans le centre plan de masse et deuxième cas on a utilisé deux structures avec distance d . Nous simulons les structures à l'aide du logiciel commercial HFSS. Les résultats sont présentés au cours de ce chapitre.

III.2 Description de la cellule métamatériau type RAF

Nous avons utilisé dans ce mémoire une cellule élémentaire de métamatériaux magnétiques à une forme carrée est de type d'un résonateur en anneau fendu RAF en anglais SRR (split ring resonator). Les différentes dimensions du RAF pour un fonctionnement en bande [3 GHz - 10 GHz] la plus grande dimension de la structure métamatériau doit être inférieure à la longueur d'onde donc on a choisi la période $\lambda/5$ de la cellule. La longueur du grand résonateur (L) est donnée comme 7.6 mm, la largeur des deux résonateurs et la distance entre eux est $W = 0.6 \text{ mm}$. Le substrat utilisé est le FR4_epoxy qui présente une permittivité relative de $\epsilon_r = 4.4$, des pertes tangentielles de l'ordre de 0.02 et d'une épaisseur $h = 1.6 \text{ mm}$ comme le montre la figure III.1-(a).

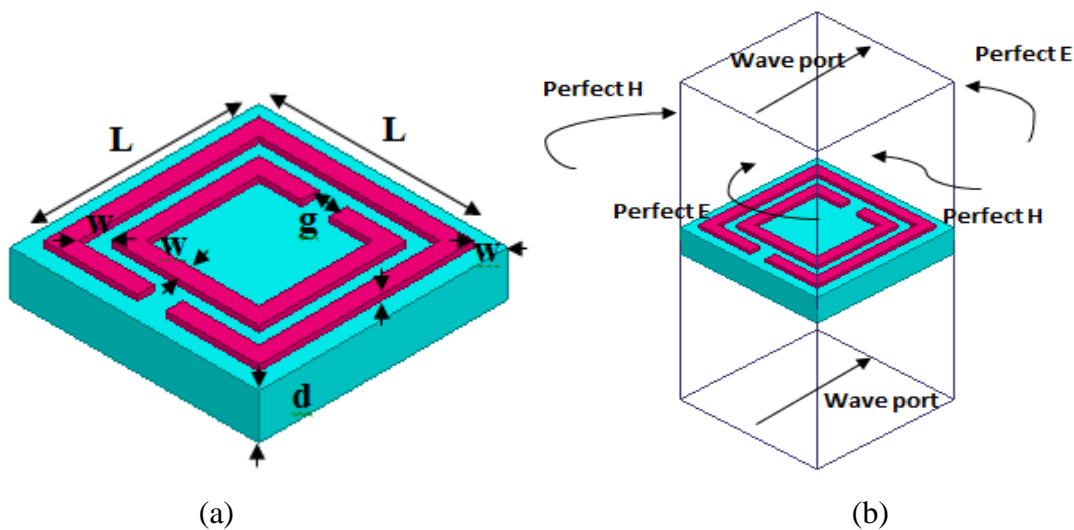


Figure III. 1: (a) Cellule métamatériau type RAF carré et (b) les conditions aux limites appliquées au cellule.

Pour extraire leur paramètres S il doit d'appliqué les conditions aux limites, où les murs électriques sont appliqués selon l'axe y et les murs magnétiques selon l'axe x pour avoir une propagation d'onde suivante l'axe z . Les murs électriques et magnétiques sont définis dans le logiciel HFSS par Perfect E et Perfect H. Ainsi, pour l'excitation nous utilisons 2 ports. Lors de la simulation, le champ magnétique doit être parallèle à l'axe des anneaux et une seule couche sera considérée pour la propagation du champ magnétique afin d'assurer un bon couplage magnétique comme le montre la figure III.1-(b).

La figure III.2 présente les coefficients de réflexion S_{11} et de transmission S_{21} en dB suite à la simulation du RAF carré présenté dans la figure III.1. Nous remarquons que le RAF présente une transmission de -26.12 dB pour une fréquence de $f = 5.8\text{ GHz}$ où le champ E est orienté selon l'axe y .

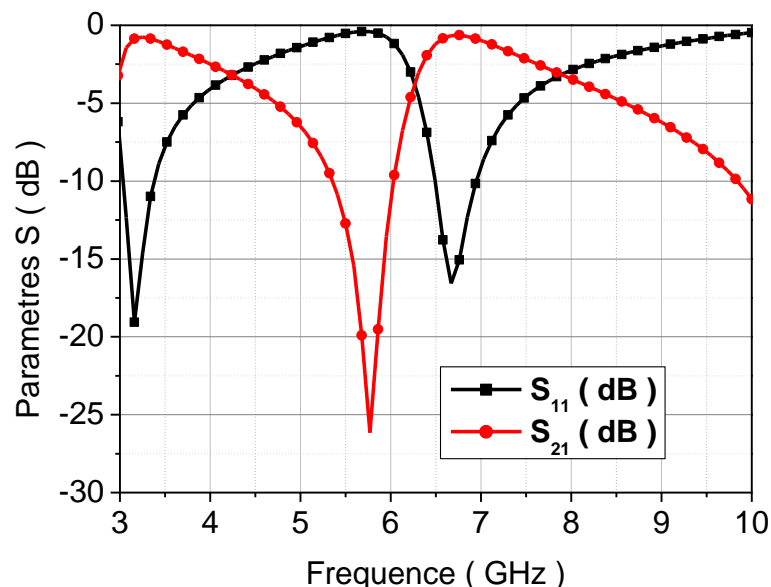


Figure III. 2 : Le coefficient de réflexion S_{11} et de transmission S_{21} de la cellule RAF

Les RAF sont des microstructures construites à partir de matériaux non magnétiques qui présentent une propriété magnétique, lorsqu'ils sont excités par des ondes électromagnétiques. En raison de la présence de capacité interne (C) et d'inductance (L) d'anneaux fendus figure III.3, les structures sont de nature résonante pour un milieu homogène.

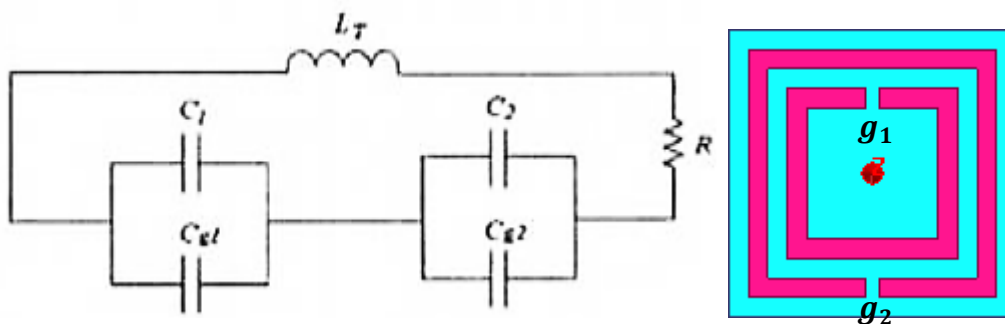


Figure III. 3 La circuit équivalente d'un cellule RAF

III.3 Analyse de diaphonie par utilisation de CRAF

Les paramètres de perturbation mesurée au port 3 est appelé para-diaphonie en anglais NEXT (Near End Cross Talk) et la perturbation mesurée au port 4 est appelée télé-diaphonie en anglais FEXT (Far End Cross Talk) sont mesurés à partir de le domaine fréquentiel de paramètre S (3,1) et S (4,1) respectivement et les pertes montre dans la figure III.4. Les RAFs sont gravés dans le plan de masse sous les conducteurs de signal et un champ électrique est appliqué aux anneaux des RAF axialement.

Pour l'analyse de diaphonie, les hypothèses suivantes sont notifiées.

- 1 Les RAF sont conçus dans le plan de masse.
- 2 S_{41} Représente le signal reçu au port 4 en raison de l'entrée au port 1 (FEXT)
- 3 S_{31} Représente le signal reçu au port 3 en raison de l'entrée au port1 (NEXT)
- 4 S_{21} Donne la sortie au port 2 en raison de l'entrée au port1
- 5 S_{11} Les réflexions

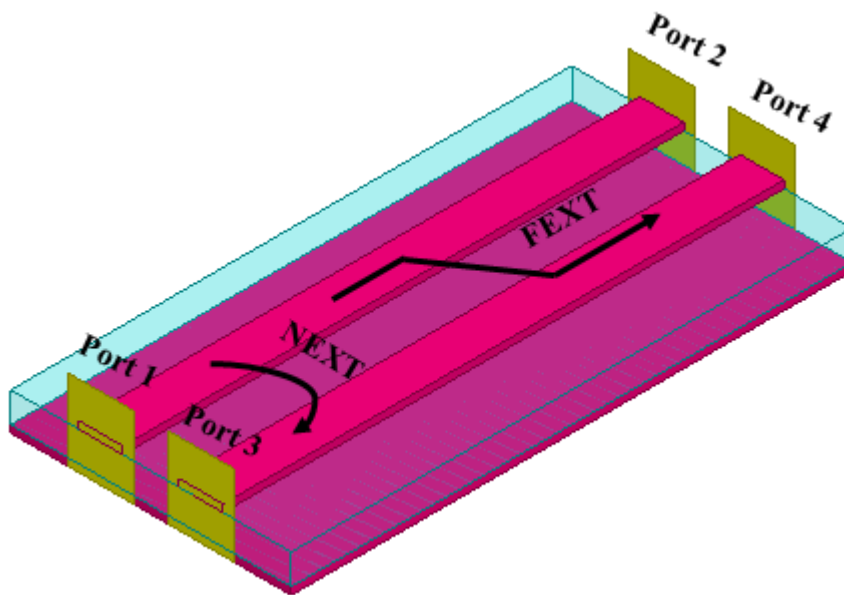


Figure III. 4: Représentation de FEXT et NEXT dans la ligne de transmission

III.4 Ligne de transmission sans métamatériaux dans le plan de masse solide

La première structure retenue est une ligne de transmission constituée d'un substrat de type FR4_epoxy de $h = 1.6 \text{ mm}$ d'épaisseur sur lequel est déposée deux rubans conducteurs de longueur $L = 40 \text{ mm}$ et une largeur $w_c = 2.35 \text{ mm}$ séparé par une distance $g = 1.93 \text{ mm}$ comme le montre la figure III.5, ainsi qu'un plan de masse métallique latérale.

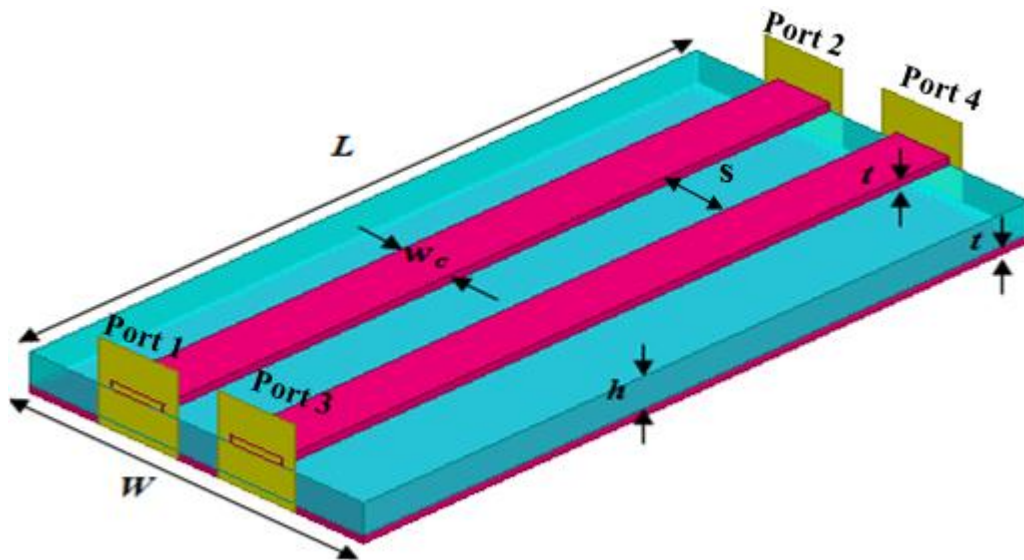


Figure III. 5: Ligne de transmission de couple ruban en parallèle

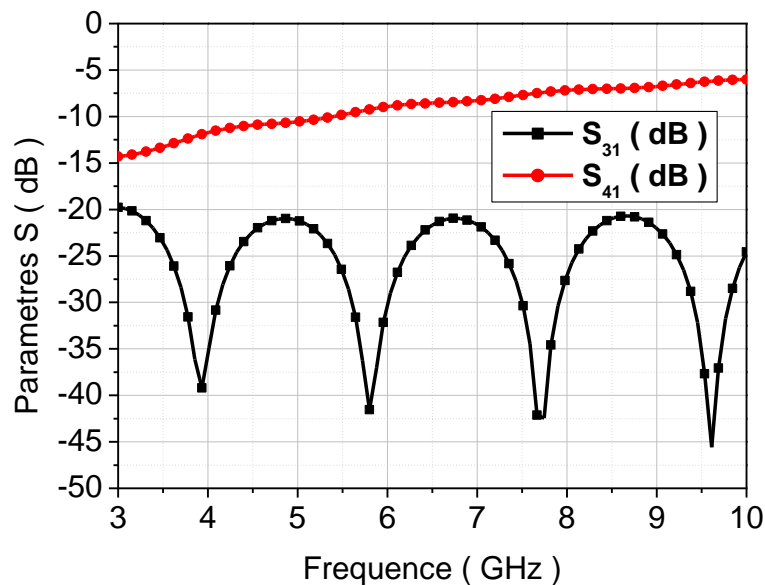


Figure III. 6 : Le coefficient de transmission en dB (S_{31} et S_{41}) d'une ligne de transmission simple en fonction de la fréquence

D'après la figure III.6 on note que les perturbations mesuré au port 3 (la figure III.4) qui est appelé para-diaphonie (NEXT) représenté par S_{31} en fonction de la fréquence d'une ligne de transmission avec un plan de masse solide a une valeur inférieur à -10 dB et 4 fréquences de résonances 3.9 GHz, 5.8 GHz, 7.7GHz, et 9.6 GHz ont des valeurs inférieur à -40 dB. On note aussi que la perturbation mesurée au port 4 (la figure III.4) qui est appelée télé-diaphonie (FEXT) inférieur de -10 dB sur 3 à 5,5 GHz et supérieur à -9 dB pour les autres fréquences.

III.5 Ligne de transmission avec métamatériaux dans le plan de masse

III.5.1 Ligne de transmission avec une seule cellule :

La deuxième structure est une ligne de transmission de mêmes dimensions avec la première qui apparaît sur la figure III.5, sauf que nous allons gravée le plan de masse dans une forme de la cellule metamateriau type RAF qui a été décrite dans le paragraphe III.2 cette cellule est situé au centre de plan de masse comme le montre la figure III.7.

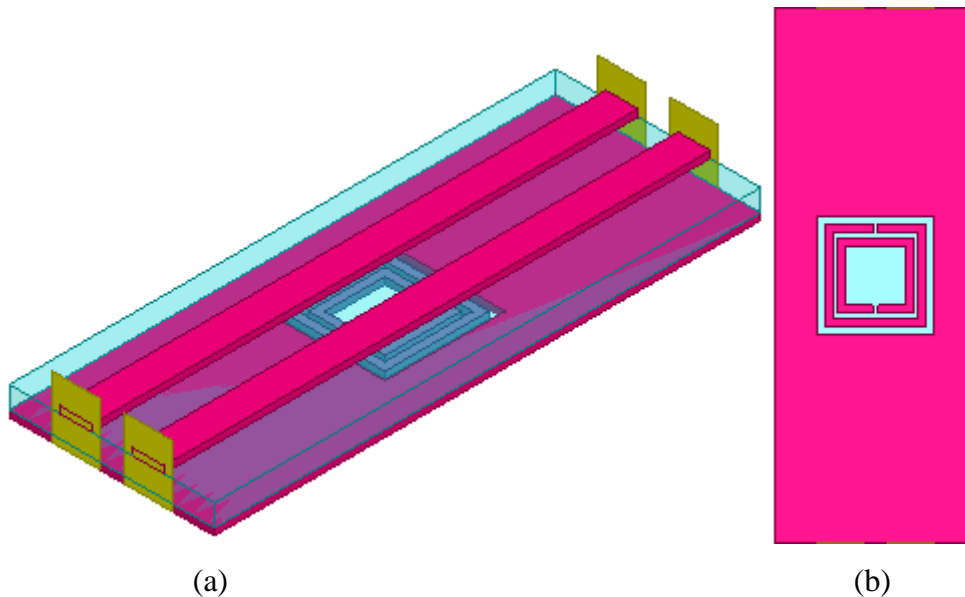


Figure III. 7 : Ligne de transmission avec une cellule Métamateriau type RAF gravée sur le plan de masse. (a) ligne complète, et (b) plan de masse

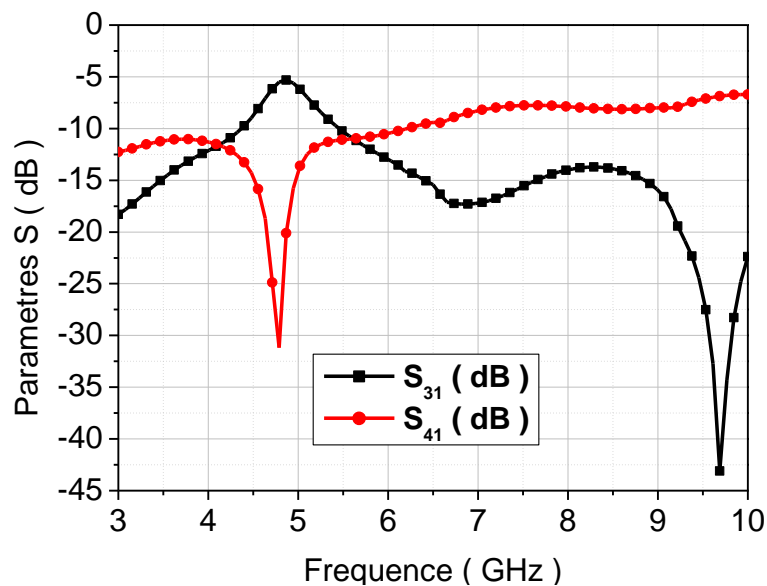


Figure III. 8 : Le coefficient de transmission en dB (S_{31} et S_{41}) d'une ligne de transmission a une cellule RAF gravée sur le plan de masse en fonction de la fréquence

Lorsqu'une cellule unitaire de RAF est considérée au centre, la réduction télé-diaphonie (FEXT) maximale se produit à la fréquence 4.9 GHz avec une valeur de -31 dB. Cela indique une réduction de -20 dB par rapport à la structure à plan de masse solide. Il y a aussi une augmentation maximale dans la para-diaphonie qui est approché de -5 dB à 4.9 GHz au lieu -40 dB dans la première structure comme le représenté dans la figure III.8.

III.5.2 Ligne de transmission avec deux cellules :

La dernière structure consiste à graver deux cellules de métamatériaux type RAF séparées par une distance sur le plan de masse. La distance d entre les deux structures métamatériaux en fonction de la longueur d'onde doit être obtenue pour avoir le maximum de transmission, on a choisie la distance d entre $[0, \lambda/8, \lambda/4, \lambda/2]$.

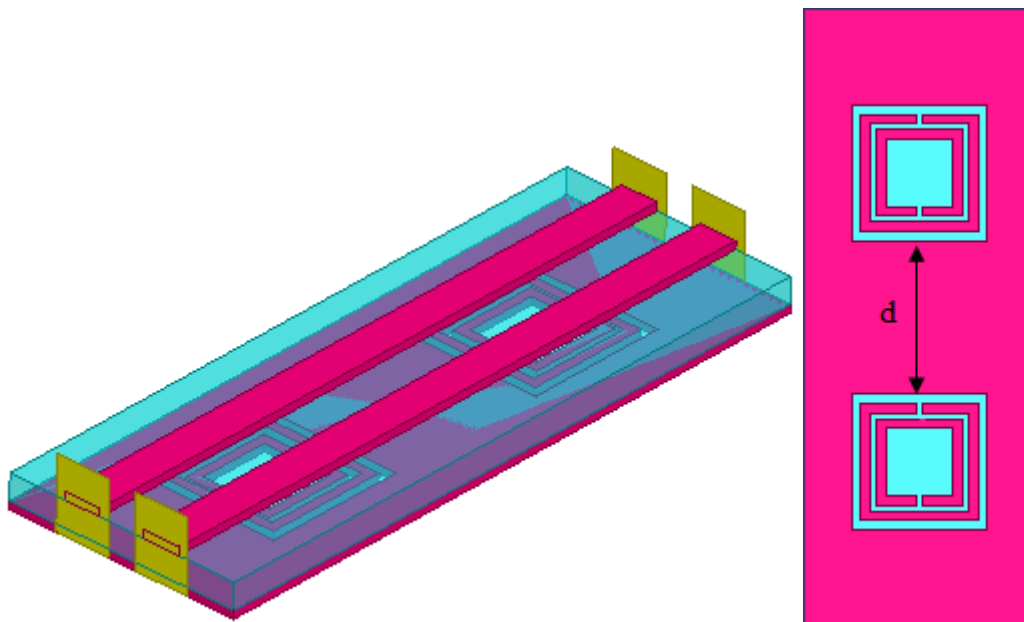
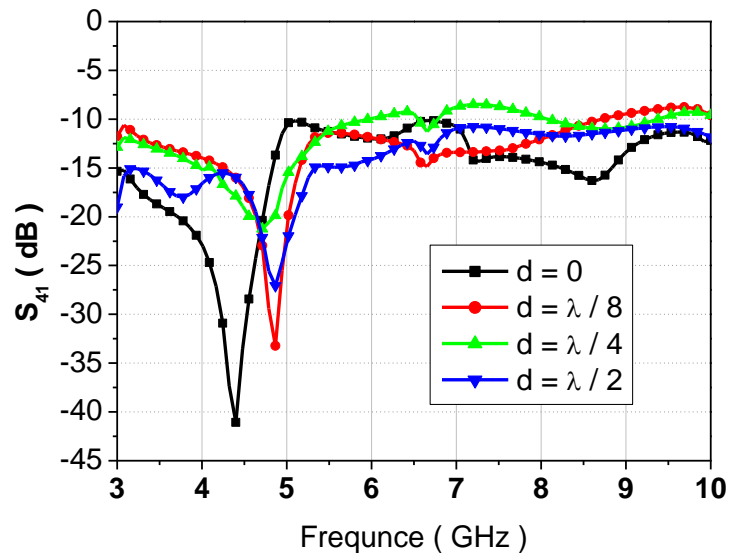
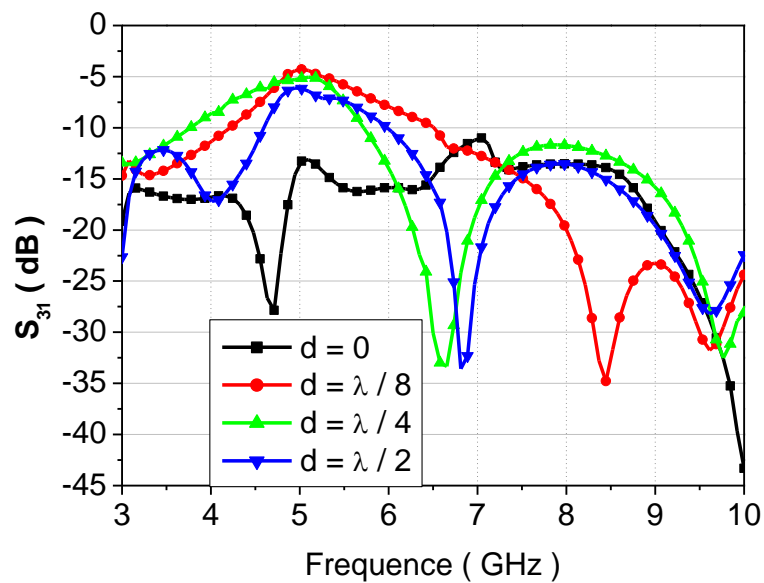


Figure III. 9: Ligne de transmission avec deux cellules métamatériau type RAF gravée sur le plan de masse. (a) ligne complète, et (b) plan de masse



(a)



(b)

Figure III. 10 : Le coefficient de transmission en dB (S_{31} et S_{41}) en fonction de distance entre les deux cellules métamatériau . (a) pour télé-diaphonie (b) pour para-diaphonie.

D'après les courbes de la figure III.10 on peut dire que lorsque la distance entre les cellules métamatériau type RAF sur le plan de masse est nulle nous avons une valeur minimale par rapport à les autres valeurs de d de la télé-diaphonie qui est de l'ordre de -40 dB à la fréquence 4.4 GHz, ainsi que la para-diaphonie, pour une distance entre cellule égale à zéro nous avons -28 dB à la fréquence 4.6 GHz comme le montre la figure III.11.

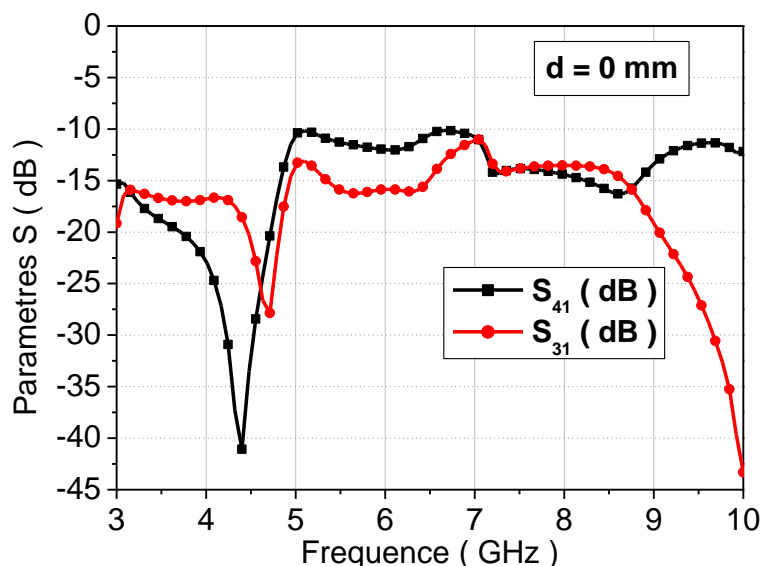
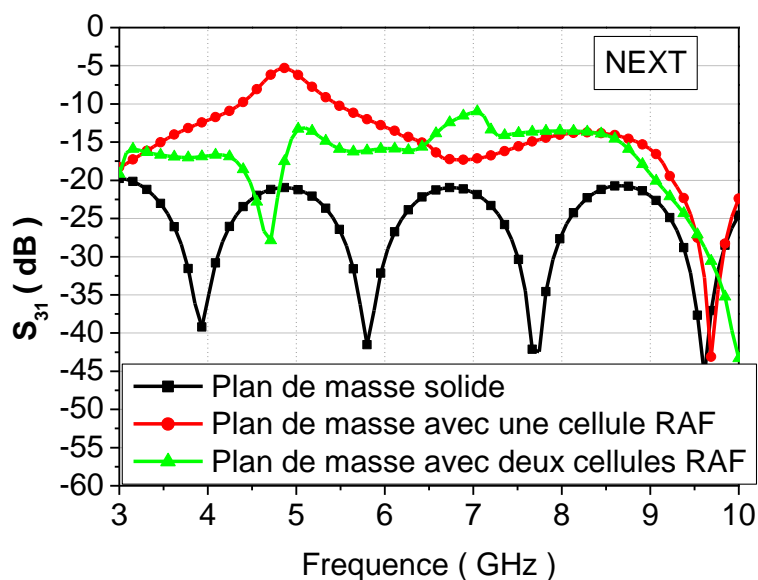
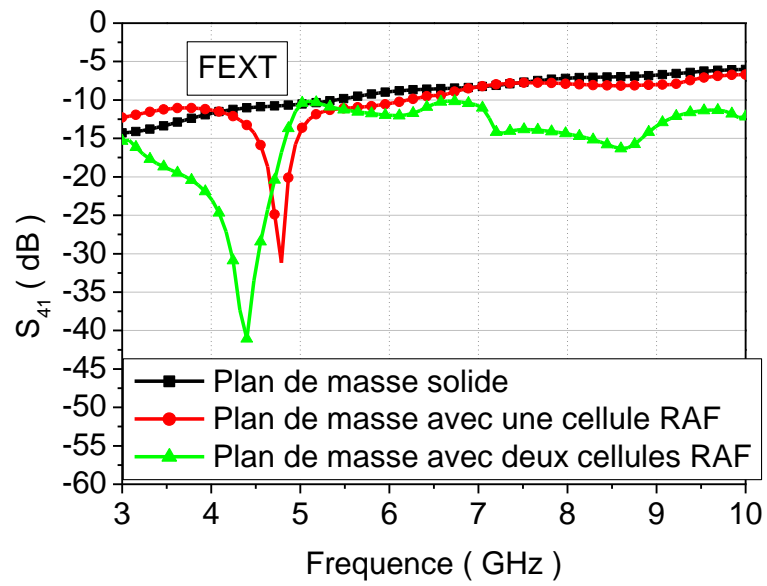


Figure III. 11: Le coefficient de transmission en dB (S_{31} et S_{41}) d’une ligne de transmission a deux cellules RAF gravées sur le plan de masse avec $d = 0$ mm en fonction de la fréquence.

La figure III.12 est une comparaison qui inclut les trois cas qui ont été décrits dans les paragraphes précédents en ce qui concerne ligne de transmission a plan de masse solide, ligne de transmission avec une cellule RAF gravée dans le plan de masse, et ligne de transmission avec deux cellules RAF gravées dans le plan de masse avec la distance qui séparé entre eux est égale à zéro.

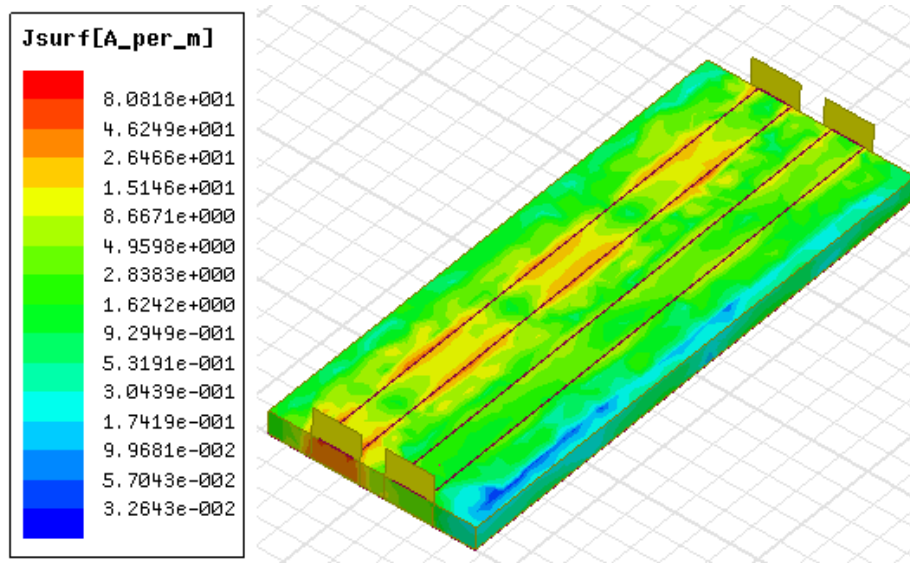


(a)

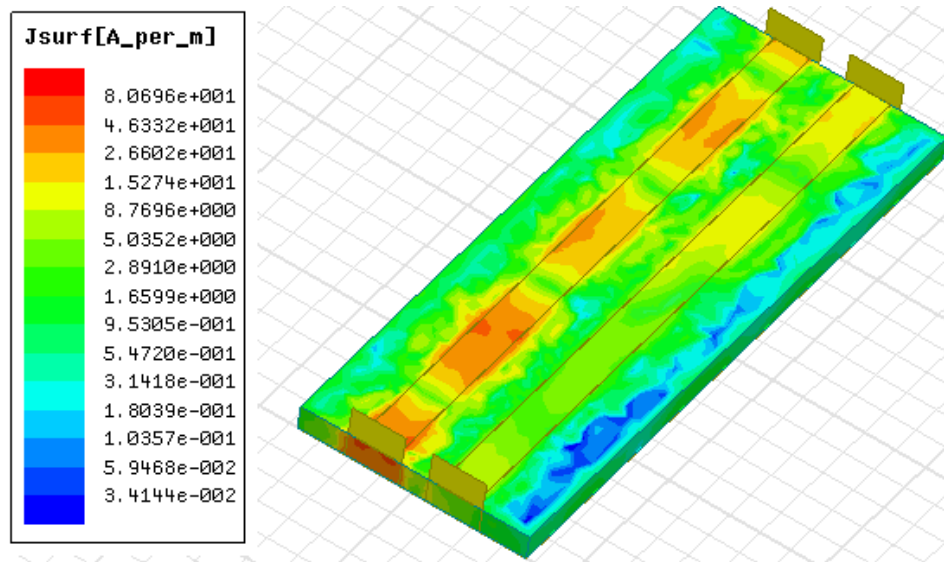


(b)

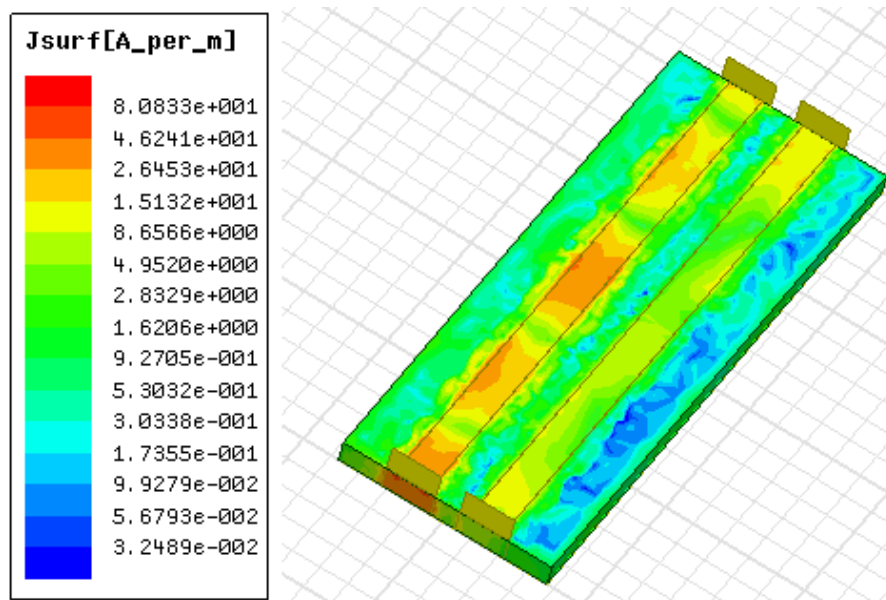
Figure III. 12: Le coefficient de de la ligne de transmission avec plan de masse solide, ligne de transmission avec une cellule RAF gravée dans le plan de masse, et ligne de transmission avec deux cellules RAF gravées dans le plan de masse(a) pour NEXT, (b) pour FEXT



(a)



(b)



(c)

Figure III. 13: La distribution de courant dans la ligne de transmission (a) plan de masse solide, (b) une cellule RAF gravée sur le plan de masse, et (c) deux cellules RAF gravée sur le plan de masse

Le plan de masse solide est utilisé comme référence pour le PCB et FEXT est mesuré comme une moyenne de -10 dB jusqu'à -5 dB pour une fréquence de 3 GHz à 10 GHz comme le montre la figure III.12-(b). Cela indique que le couplage magnétique dû à la haute fréquence de fonctionnement est uniforme et augmente avec la fréquence. Mais le NEXT varie pour la large gamme de fréquences et à la valeur minimale à 9.5 GHz à une valeur de -48 dB, et a la valeur maximale de -21 dB à 3 GHz.

Les paramètres S sont représentés de la PCB à une RAF gravée sur le plan de masse dans la figure III.12-(a) et la figure III.12-(b) pour la fréquence de 3 à 10 GHz, le S_{41} (FEXT) a une valeur moyenne de -31 dB sur la gamme de fréquences de 4.8 GHz. et continue d'obtenir sa résonance à 4.4 GHz. À cette fréquence, le FEXT a la valeur minimale de -41 dB. Cela montre une réduction significative de la valeur FEXT lorsqu'une cellule unitaire de RAF est gravée dans le plan de masse. Le NEXT a la sortie variable avec une valeur minimale à 9.6 GHz et a la valeur maximale à 4.6 GHz avec -41.72 dB.

D'après la courbe de structure à deux cellules de RAFs gravées sur le plan de masse le FEXT a deux résonances avec une valeur minimale $-40.7dB$ à $f = 9.6 GHz$ et l'autre valeur maximale à de -5 dB à $f = 4.6 GHz$, le NEXT est d'environ -27.5 dB à $f = 4.6 GHz$.

La figure III.13 représente la distribution surfacique de courant magnétique J dans les trois cas de lignes de transmission étudié, où nous remarquons que les valeurs sont convergentes et changent de 0.03 jusqu'à 80.8 A/m.

III.6 Conclusion

Nous indiquons dans ce chapitre nous avons intéressée de supprimé la diaphonie entre les rubans dans la ligne de transmission c'est pour sa nous avons faire des gravures a la forme d'une cellule de métamateriux type RAF au niveau de plan de masse cette cellule joue le rôle d'un filtre de diaphonie. Dans une première étape nous allons simuler la PCB avec un plan de masse solide, dans la deuxième étape nous avons gravé une cellule RAF au milieu de plan de masse, la dernière étape nous avons gravé deux cellules de RAF séparé par une distance $d = 0$ mm.



Conclusion générale

Conclusion générale

Un moyen simple d'obtenir des valeurs négatives pour l'opération à main gauche consiste à charger les lignes de transmission couplées avec les conceptions RAF. A une certaine gamme de fréquences, le chargement du RAFs donne une transmission à gauche des bandes.

Les caractéristiques de conception du RAF elles-mêmes fonctionnent comme une région de permittivité négative pour l'annulation des champs à la résonance. L'ajout de RAF au plan de masse améliore la suppression de la diaphonie. Une structure RAF est conçue dans le plan de masse pour contrôler les champs électromagnétiques.

L'inclusion de la structure RAF dans la conception rend la suppression du couplage mutuel entre les traces. La présence de l'inductance et la capacité dans la structure RAF donnent lieu à une fréquence de résonance tirant la courbe caractéristique vers le haut ou vers le bas en fonction des conceptions respectives.

Les paramètres géométriques variables comprennent les capacités, la distance de l'espace, l'espace divisé et la taille de la largeur de l'anneau. A partir des conceptions en faisant varier l'écart de capacité du RAF, un décalage relatif se produit dans la fréquence de résonance de la région supérieure à la région inférieure.

Lorsqu'une cellule unitaire de RAF est utilisée au centre, la valeur maximale de suppression pour S41 existe à une valeur de -31 dB à une fréquence de 4.8 GHz. Lorsque deux cellules unitaires de RAF sont utilisées séparées par une distance $d = 0$ mm, la valeur maximale de suppression se produit à 4.4 GHz à une valeur de -41 dB.



Bibliographie

- [1] ITRS, International Technology Roadmap for Semiconductor, 2012, update – overview, 2012. Available at
- [2] <http://www.itrs.net/Links/2012ITRS/2012Chapters/2012Overview.pdf>, 2020.
- [3] E. Bogatin, “What is Characteristic Impedance?”, Print Circuit Design Magazine, pp18, January 2000.
- [4] Thèse T.Zak, “Intégration des exigences d’intégrité de signal et de compatibilité électromagnétique dans la conception des cartes électroniques numériques rapides et mixtes”, 2001.
- [5] Daniel Robert, Site Internet “Electronique et Informatique”, <http://www.premiumorange.com/daniel.robert9/>, Juin 2020.
- [6] L. Ritchey, "The how and why of obtaining accurate impedance calculations", Spring IPC conference
- [7] E. Bogatin, “Signal Integrity Simplified”, Prentice Hall PTR
- [8] G. Eldun, “Timing Analysis and Simulation for Signal Integrity Engineers”, Prentice Hall
- [9] Kaushik, B.K.; Sarkar, S.; Agarwal, R.P.; Joshi, R.C., "Crosstalk Analysis of an Inductively and Capacitively Coupled Interconnect Driven by a CMOS Gate," in Information Technology
- [10] Mbairi, F.D.; Siebert, W.P.; Hesselbom, H., "On The Problem of Using Guard Traces for High Frequency Differential Lines Crosstalk Reduction," in Components and Packaging Technologies, IEEE Transactions
- [11] Shishuang Sun; Geping Liu; Drewniak, J.L.; Pommerenke, D.J., "Hand-Assembled Cable Bundle Modeling for Crosstalk and Common-Mode Radiation Prediction," in Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions
- [12] Nogueira de Sao Jose, A.; Colin, A.C.P.M.; Fujioka Mologni, J.; Maciulis Dip, G.; do Carmo Resende, U.; Trindade Mordente Goncalves, S., "Inductive and capacitive couplings in automotive harnesses - A crosstalk investigation," in Microwave & Optoelectronics Conference (IMOC), 2013 SBMO/IEEE MTT-S International , vol., no., pp.1-5, 4-7 Aug. 2013
- [13] A. Sihvola. "Metamaterials in electromagnetics". Metamaterials, vol. 1, no. 1, February 2007.
- [14] H. Lamb. "On group-velocity". In Proc. London Math. Soc., pages 473–479, 1904.
- [15] H. C. Pocklington. "growth of a wave-group when the group-velocity is negative". Nature, vol. 71:607–608, 1905.

- [16] A. Schuster. An introduction to the Theory of Optics. Edward Arnold, London, 1904.
- [17] L. I. Mandelshtam. "Lectures on some problems of the theory of oscillations". Complete Collection of works, vol. 5 :428–467, 1950.
- [18] G. D. Malyuzhinets. "A note on the radiation principle". Zhurnal Technicheskoi Fiziki, vol. 21 :940–942, 1951.
- [19] D. V. Sivukhin. "The energy of electromagnetic waves in dispersive media". Opt. Spektrosk, vol. 3 :308–312, 1957.
- [20] V. E. Pafomov. "jetp 33". Soviet Physics, vol. 33 n°4, 1957.
- [21] R. A. Silin. "Possibility of creating plane-parallel lenses". Opt. Spektrosk, vol. 44 :189–191, 1978.
- [22] D. R. Smith, W. J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser, and S. Schultz. "composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity". Physical review letters, vol. 84 no 18 :4184–4187, 2000.
- [23] J. Brown. "Artificial dielectrics". progress in dielectrics, vol. 2 :195–225, 1960.
- [24] W. Rotman. "Plasma simulation by artificial and parallel plate media". IRE Trans. Ant. Propagat., vol. 10 :82–95, 1962.
- [25] S. A. Schelkunoff and H. T. Friis. Antennas : Theory and practice. New York : John Wiley and Sons, 1952
- [26] Habib Kandouci, " Contribution à la conception d'un filtre passe bande à base des métamatériaux", Mémoire de Master en télécommunication, l'université de Dr Tahar Moulay - SAIDA, 2016.
- [27] Smahi Assia, Massaouda Hocine, " Contribution à la conception et l'optimisation de filtres passe bande hyperfréquences en technologie SIW, SAIDA, 2016.
- [28] BERMATI Abdellatif, BADA Amor, " Effet des irrégularités dans le plan de masse sur les performances d'une antenne microbande ", Ouargla, 2017.
- [29] REMAS Bouchra, " Application de la technique de miniaturisation HMSIW pour la conception d'un filtre passe bande à fentes," , Juin 2015.