

N° d'ordre : 40094



# **THESE**

présentée à

**L'UNIVERSITE LILLE 1 - SCIENCES ET TECHNOLOGIE**

**Ecole Doctorale Sciences Pour l'Ingénieur**

pour obtenir le titre de

**DOCTEUR DE L'UNIVERSITE**

spécialité

**MICROONDES et MICROTECHNOLOGIES**

par

**Aurélien MARTEAU**

**DEPHASEURS COMPOSITES A BASE DE METAMATERIAUX**

**ACCORDABLES PAR FILMS FERROELECTRIQUES**

*soutenue le 11 décembre 2009*

J.C. Carru  
D. Lippens.  
E. Lheurette  
V. Vigneras  
G. Tanné  
J. Carbonnell

Président  
Directeur de thèse  
Co-Directeur de thèse  
Rapporteur  
Rapporteur  
Examineur



# REMERCIEMENTS

Ce travail de thèse a été effectué à l'Institut d'Electronique de Microélectronique, et de Nanotechnologie (IEMN), dirigé par Monsieur A. Cappy, Professeur à l'Université des Sciences et Technologies de Lille (USTL). Je le remercie de m'avoir accueilli dans ce laboratoire.

Monsieur D. Lippens, Professeur à l'USTL, dirige le groupe Dispositifs Opto et Micro Electroniques Quantiques (DOME) au sein du Département Hyperfréquences et Semiconducteurs (DHS) de l'IEMN. Je le remercie de m'avoir accueilli dans son équipe, pour avoir proposé ce sujet de thèse et en assuré la direction. Je le remercie également pour la confiance qu'il m'a témoignée.

Je remercie sincèrement Monsieur E. Lheurette, Maître de Conférences de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, qui a co-encadré ce travail. Je le remercie pour sa disponibilité et ses conseils qui ont rendu cette période particulièrement agréable.

Je remercie Monsieur J.C. Carru, Professeur à l'Université du Littoral- Côte d'Opale qui me fait l'honneur de participer à cette commission d'examen.

Je remercie, Monsieur G. Tanné, Professeur à l'Université de Brest, et Madame V. Vigneras, Professeur à l'Université de Bordeaux, d'avoir accepté de juger ce travail et d'en être les rapporteurs.

Je remercie également Monsieur J. Carbonell, Chercheur à l'Université de Valence en Espagne, pour sa collaboration au cours de ces années et de me faire l'honneur de participer à ce jury en tant qu'examinateur.

Je tiens à remercier particulièrement Monsieur G. Velu, Maître de conférences (HDR) à l'Université du Littoral, de m'avoir initié à la méthode sol-gel pour le dépôt des films minces ferroélectriques ainsi que d'avoir pris le temps de me faire visiter la ville de Calais.

Je tiens également à remercier sincèrement Elizabeth Delos de la centrale de caractérisation et Didier Vandermoere de la centrale de technologie pour l'aide qu'ils m'ont fournie lors des campagnes de mesures et des séances de montage des dispositifs. Je remercie aussi Karine Blary de la centrale de technologie, pour ses conseils lors de la fabrication des circuits réalisés dans la salle blanche de l'IEMN.

Je remercie sincèrement l'ensemble des personnes travaillant à l'IEMN qui ont permis, de par leurs compétences et leur sympathie, de rendre mon séjour dans ce laboratoire le plus agréable possible. Avec un hommage tout particulier à Pierre Armand.

Je n'oublie pas de remercier également, les autres membres permanents de l'équipe, Messieurs X. Mélique, O. Vanbésien et Madame Véronique Sadaune, qui ont contribué à la progression de ce travail et

à la bonne humeur au sein de l'équipe. Je remercie également Madame Marie-Benedicte Dernoncourt et Mademoiselle Anne Marie Gregis pour leur aide dans les démarches administratives.

Merci également à Romain Kozlowski et François Danneville pour les vacances effectuées à l'Université Lille 1.

Je tiens à remercier l'ensemble des anciens et nouveaux membres de l'équipe (postdocs, thésards, stagiaires. . .) que j'ai rencontrés et qui ont contribué à une excellente ambiance durant ces années: Thibaut Decoopman, Tahsin Akalin, Sophie Fasquel, Mathias Perrin, Marc Ternisien, Abdenour AZIRI, Sami Hage-Ali, Olivier Bonno, Michel-François Foulon, Nathalie Fabre, Dmitri Yarekha, Charles Croëgne, Mouloud Bouzouad. Une attention toute particulière à Thomas Crépin qui a partagé mon bureau pendant deux années de préparation de thèse ainsi qu'à Arnaud Curuchet pour les soirées laborieuses.

Merci à tous ceux que j'ai rencontrés à l'IEMN ou ailleurs, et qui m'ont fait découvrir la chaleur de cette belle région du Nord et de ses habitants.

Enfin, je n'oublierai pas d'associer à mon travail mes parents pour leur amour et leur grand soutien pendant cette période. Je les remercie de m'avoir toujours encouragé à continuer dans cette voie.

A Sandrine, qui a toujours été présente dans tous les moments, joyeux et difficiles. Merci d'avoir supporté cet éloignement géographique pendant ces deux années. Les trajets en train sont enfin finis, et maintenant nous pouvons construire notre foyer ....

## NOTATIONS UTILISEES

$\epsilon_0$  : Permittivité électrique du vide  
 $\mu_0$  : Perméabilité magnétique du vide  
 $c_0$  : Vitesse de la lumière dans le vide  
 $\lambda$  : Longueur d'onde  
 $\lambda_0$  : Longueur d'onde dans le vide  
 $\mathbf{k}$  : Vecteur d'onde  
 $\mathbf{E}$  : Vecteur champ électrique  
 $\mathbf{H}$  : Vecteur champ magnétique  
 $\mathbf{R}$  : Résistance  
 $\mathbf{L}$  : Inductance ( $L_s$  : en série,  $L_p$  : en parallèle,  $L_R$  : à caractère RH,  $L_L$  : à caractère LH)  
 $\mathbf{C}$  : Capacité ( $C_s$  : en série,  $C_p$  : en parallèle,  $C_R$  : à caractère RH,  $C_L$  : à caractère LH)  
 $\mathbf{Z}$  : Impédance  
 $\mathbf{TE}$  : Transverse Electrique  
 $\mathbf{TM}$  : Transverse Magnétique  
 $\mathbf{EM}$  : Electromagnétique

## GLOSSAIRE DES TERMES TECHNIQUES

**BIP** : Bande Interdite Photonique  
**CMA** : Conducteur Magnétique Artificiel  
**SSF** : Surface Sélective en Fréquence  
**SHI** : Surface à Haute Impédance  
**LHM** : Left Handed Materials  
**RH** : Right Handed  
**LH** : Left Handed  
**MD** : Main-droit  
**MG** : Main-gauche  
**PLH** : Purely Left Handed  
**PRH** : Purely Right Handed  
**DNG** : Double NeGative media  
**SNG** : Single NeGative media  
**CRLH** : Composite Right and Left Handed  
**SRR** : Split Ring Resonator  
**CSRR** : Complementary Split Ring Resonator  
**CID** : Capacité Interdigitée  
**FDTD** : Finite Difference Time-Domain  
**FEM** : Finite Element Method  
**MoM** : Method of Moment  
**VNA** : Vector Network Analyser



# SOMMAIRE GÉNÉRALE

**INTRODUCTION GENERALE.....1**

**PARTIE I :**

**LES METAMATERIAUX A BASE DE MOTIFS RESONANTS EN TECHNOLOGIE FIN-LINE**

- ❑ Chapitre I : Introduction sur les métamatériaux.....7
- ❑ Chapitre II : Métamatériau gaucher en technologie fin-line.....53
- ❑ Chapitre III : Amélioration de la bande passante :  
Métamatériau à base de motifs Omega en technologie fin-line.....93
- ❑ Bibliographie de la partie I .....113

**PARTIE II :**

**LES MÉTAMATÉRIAUX ACCORDABLES À BASE DE FILMS MINCES FERROÉLECTRIQUES**

- ❑ Chapitre IV : Les matériaux ferroélectriques pour la réalisation  
de dispositifs accordables..... 121
- ❑ Chapitre V : Caractérisations électriques large bande de couches  
minces ferroélectriques.....149
- ❑ Chapitre VI : Conception de déphaseurs RH et LH à base de films minces  
ferroélectriques.....191
- ❑ Bibliographie de la partie II.....241

**CONCLUSION GENERALE.....247**

**ANNEXES.....251**

**PUBLICATIONS ET COMMUNICATIONS PERSONNELLES**





# INTRODUCTION GÉNÉRALE

Depuis quelques années, l'essor des systèmes de télécommunications est considérable tant dans le domaine militaire que civil. Dans ce contexte, l'utilisation de technologies innovantes est nécessaire pour concevoir des dispositifs toujours plus performants tout en répondant aux contraintes en terme de poids, d'encombrement et de coût. Parmi les nouvelles solutions à envisager, la recherche de nouveaux matériaux est une des plus prometteuses. Les technologies à base de métamatériaux et de films ferroélectriques accordables en fréquence s'inscrivent ainsi pleinement dans cette optique avec un attrait incontestable pour les applications hyperfréquences. Le fait d'introduire l'accordabilité dans les métamatériaux à l'aide de films ferroélectriques constitue ainsi un enjeu technologique. Les travaux de recherche présentés dans ce manuscrit permettent d'atteindre cet objectif.

Dans ce manuscrit, nous présentons les travaux de thèse que nous avons réalisés à l'IEMN dans le contexte des milieux artificiels périodiques et des matériaux diélectriques à base de BST. Ils concernent la conception, la fabrication et la caractérisation de structures hyperfréquences aux propriétés originales : des déphaseurs composites à base de métamatériaux accordables par films ferroélectriques. Ces structures sont d'une part une ligne de transmission à base de métamatériaux main-gauche en technologie fin-line et d'autre part des dispositifs droitiers et gauchers accordables à base de films minces ferroélectriques. Ces deux thématiques constituent les deux parties du manuscrit.

Le premier thème est relatif aux métamatériau : il s'agit de structures artificielles métalliques et/ou diélectriques composites dont les propriétés électromagnétiques dépassent celles des matériaux constitutifs. L'intérêt des dispositifs basés sur cette nouvelle approche est de proposer des fonctionnalités originales, que ce soit en gamme microonde ou en optique.

Le second thème exploré dans cette thèse consiste à étudier la possibilité d'utiliser des films minces ferroélectriques pour réaliser des structures à base de métamatériaux aux fonctions hyperfréquences agiles. Une étude de la dispersion fréquentielle de la fonction diélectrique de films minces de BaSrTiO<sub>3</sub> (50/50) est également réalisée jusqu'à 100 GHz.

Ce mémoire est structurée en deux parties. La première partie traite des métamatériaux à base de motifs résonants en technologie fin-line. Ainsi, cette partie présente successivement dans les trois premiers chapitres, l'état de l'art des métamatériaux, puis la conception d'un métamatériau gaucher en technologie fin-line et enfin l'amélioration de la bande passante en utilisant des motifs Omega avec cette même technologie fin-line, dans le troisième chapitre. La deuxième partie s'intéresse aux métamatériaux accordables à base de films minces ferroélectriques. Les chapitres quatre, cinq et six composant cette partie traiteront ainsi respectivement un état de l'art des matériaux ferroélectriques pour la réalisation de dispositifs accordables, les caractérisations électriques large bande de couches minces ferroélectriques et enfin la conception de déphaseurs RH et LH à base de ces films ferroélectriques.

Dans le premier chapitre, nous nous intéressons à la thématique des métamatériaux. Une forte dynamique de recherche s'est développée au cours des dernières années sur ce sujet, en raison des propriétés électromagnétiques qu'ils peuvent présenter. La structuration périodique sous longueur d'onde de ces milieux permet de créer des matériaux artificiels présentant des valeurs de permittivité et de perméabilité effectives négatives. Nous présentons dans ce chapitre, de manière théorique, ces milieux ainsi que les applications associées. Ces structures périodiques ont apporté à l'électromagnétisme de nouveaux concepts et de nouvelles solutions à différents problèmes.

Ce chapitre général sur les matériaux artificiels périodiques sera l'occasion de s'intéresser, par la présentation de résultats théoriques aux principes physiques régissant les matériaux main-gauche et d'introduire les notions exploitées dans les lignes main-gauche. Les méthodes de caractérisations numériques et expérimentales classiquement utilisées pour les métamatériaux sont présentées. Une présentation non exhaustive des applications en hyperfréquence sera également exposée.

Dans le deuxième chapitre, nous présentons le développement d'une ligne composite rétropropagative originale et la mise en évidence d'un milieu à permittivité et perméabilité négatives. Les technologies en guides d'onde métalliques sont largement utilisées dans les systèmes microondes, notamment de télécommunications, en raison des faibles pertes en ligne qu'elles présentent et du blindage électromagnétique.

Dans ce cadre, nous présentons la conception, la réalisation et la caractérisation d'une ligne de transmission main-gauche en technologie fin-line en bande Ku. Nous détaillons les raisons du choix de la technologie en plan E ainsi que les différentes étapes de conception de cette ligne chargée par des réseaux de fils et de particules résonantes (SRR). La simulation globale nous permet de prévoir les performances de la structure. Nous détaillons également sa caractérisation ainsi que la mise en évidence expérimentale des propriétés main-gauche.

Ces études nous permettent d'accroître notre compréhension des métamatériaux et en particulier des matériaux main-gauches. Afin de mieux comprendre l'origine des pertes, point bloquant pour des applications RF : une attention toute particulière est portée sur celle-ci.

Le travail de ce chapitre s'inscrit dans le cadre d'un programme de recherche européen Eureka TELEMAT : « Study and control of microwave and millimeter wave propagation by using metamaterials ». C'est un projet de collaboration entre la société THALES AEROPORTES SYSTEMES (TAS); l'Universidad Autònoma de Barcelona, Universidad Pública de Navarra (avec F. MARTIN); le Consultora Navarra de Telecomunicaciones (CONATEL) ; Omicron Circuits s.l; l'Institut d'Electronique Fondamentale (IEF avec M. A. DELUSTRAC) et l'Institut d'Electronique, Micro-électronique et Nanotechnologies (IEMN) de l'Université des Sciences et Technologies de Lille.

Dans le troisième chapitre, nous nous intéressons à la conception, la fabrication, la caractérisation et l'analyse de métamatériaux gauchers large bande en technologie fin-line chargée par des lettres Omega. Ces travaux de recherche sont une extension des travaux précédents dans le but d'élargir la bande de transmission. Nous détaillons donc brièvement les travaux (méthode de conception, explication des principes et des méthodes de calculs) en se focalisant plus particulièrement sur les résultats expérimentaux obtenus.

Ces travaux de recherche de ce troisième chapitre sont le fruit d'une collaboration avec J. Carbonell du « Departamento de Comunicaciones », de l'Université « Politécnica de Valencia » à Valence en Espagne.

Le quatrième chapitre est entièrement consacré aux matériaux ferroélectriques en dressant un état de l'art de la littérature. Dans un premier temps, les matériaux ferroélectriques sont présentés pour mieux comprendre leur fonctionnement. Les propriétés générales de ces matériaux, notamment leur phase (ferroélectrique / paraélectrique en fonction de la température de Curie) sont abordées.

Les matériaux ferroélectriques sont utilisés en électronique depuis plus de 50 ans sous forme de céramiques, de couches épaisses et de poudres principalement pour leur constante diélectrique élevée. Le dépôt de ces matériaux sous forme de films minces a commencé récemment avec des intérêts indéniables. Nous nous focalisons donc sur le titanate de baryum strontium  $Ba_xSr_{1-x}TiO_3$  (BST) qui est élaboré sous forme de films minces, d'épaisseur de l'ordre du micromètre, sur des substrats mono cristallins de saphir. Ces dépôts sont réalisés par l'équipe LEMCEL (Laboratoire d'Etude des Matériaux et des Composants pour l'Electronique) de l'université du Littoral à Calais.

Ensuite, la fabrication et le dépôt des films minces ferroélectriques par la technique sol-gel sont introduits. Puis les différentes méthodes de caractérisations de ces films ainsi que les applications du BST pour les circuits agiles en fréquence, et plus particulièrement les déphaseurs, sont brièvement présentées.

Les propriétés électriques des couches minces  $Ba_xSr_{1-x}TiO_3$  déposées au LEMCEL sont étudiées dans le 5<sup>e</sup> chapitre. Désirant connaître la permittivité complexe de ces films dans des conditions proches de celles de nos dispositifs, une méthode de caractérisation large bande est utilisée jusqu'à 100 GHz.

Ainsi, des mesures à l'analyseur de réseau vectoriel et des extractions des paramètres caractéristiques du BST sont réalisées sur deux éléments micro-ondes, des capacités interdigitées sub-microniques et des lignes coplanaires, pour comparaison et validation des résultats. Des outils d'analyse (modèles en éléments localisés) et de caractérisations électromagnétiques sont également développés sur toute la bande de fréquence.

Les résultats du chapitre précédent nous permettent d'envisager la réalisation de dispositifs RF plus complexes. Ainsi, dans ce sixième et dernier chapitre, la conception de dispositifs agiles en fréquences utilisant des couches minces ferroélectriques est traitée.

Le but de cette étude est d'introduire l'accordabilité en utilisant un matériau agile en fréquence tel que le BST, dans des circuits à base de métamatériaux afin de concevoir des déphaseurs aux propriétés originales. Par conséquent, la première partie du chapitre présente la réalisation de lignes de transmission conventionnelles chargées par des capacités en utilisant la même technologie. L'étude des déphaseurs RH a été introduite par l'équipe du LEMCEL. Les étapes de conception et d'analyse menées sur ces déphaseurs permettent une meilleure compréhension de cette technologie.

Les milieux de propagation basés sur l'obtention d'un effet de perméabilité négative ont des pertes intrinsèques élevées résultant des effets de résonance, et la bande de fréquences où le matériau est doublement négatif, est faible. Par ailleurs, pour de nombreuses applications micro-ondes, les lignes de transmission plaquées constituent une alternative aux milieux artificiels : il s'agit ici d'utiliser les méthodes de conception de circuits et d'analyse des lignes de transmission pour proposer des structures exploitant les propriétés originales des matériaux artificiels. Ces considérations ont amené un certain

nombre de chercheurs à s'orienter vers une technologie duale des lignes de transmission conventionnelle en introduisant une dispersion anormale par le biais d'inductances et de capacités localisées. L'apport de l'accordabilité à base de BST dans ce type de structures est un travail original.

Ainsi, un circuit main-gauche accordable en fréquence est réalisé et analysé. Après avoir justifié les choix technologiques nous présentons le détail de la conception de ce déphaseur. Les différentes étapes qui permettent de conduire efficacement la réalisation de dispositifs accordables en fréquence est présentée. Celle-ci s'est faite par le biais de simulations électromagnétiques en éléments finis couplées à des simulations type circuit. Les réalisations technologiques associées à ce dispositif sont ensuite exposées. Les performances en régime métamatériaux sont également présentées avec l'aspect équilibré mis en avant.

Finalement, la conclusion générale permettra de faire un bilan des résultats travaux de recherche effectués au cours de cette thèse.

# **PARTIE I**

## **LES METAMATERIAUX A BASE DE MOTIFS RESONANTS EN TECHNOLOGIE FIN-LINE**



# **CHAPITRE I**

**\*\*\***

## **INTRODUCTION SUR LES METAMATERIAUX**





## SOMMAIRE DU CHAPITRE I

|                 |   |           |
|-----------------|---|-----------|
| <b>I.1.</b>     | <b>INTRODUCTION .....</b>   | <b>11</b> |
| <b>I.2.</b>     | <b>STRUCTURES A L'ECHELLE DE LA LONGUEUR D'ONDE :<br/>MATERIAUX BIP OU CRISTAUX PHOTONIQUES.....</b>                  | <b>12</b> |
| I.2.1.          | GENERALITES SUR LES BIP .....   | 12        |
| I.2.2.          | APPLICATIONS DES BIP .....  | 15        |
| I.2.3.          | REFRACTION NEGATIVE DANS LES CRISTAUX PHOTONIQUES .....   | 17        |
| <b>I.3.</b>     | <b>LA TECHNOLOGIE DES METAMATERIAUX.....</b>  | <b>18</b> |
| I.3.1.          | STRUCTURES DE BASE : CIRCUITS IMPRIMES DE MOTIFS PERIODIQUES<br>METALLIQUES A BANDES INTERDITES .....                 | 19        |
| <b>I.3.1.1.</b> | <b>Les Surfaces à Hautes Impédances (HIS).....</b>  | <b>19</b> |
| I.3.1.1.1.      | <i>Les Surfaces à Hautes Impédances de Sievenpiper.....</i>   | <i>20</i> |
| I.3.1.1.2.      | <i>Les surfaces Ultra-compactes.....</i>  | <i>21</i> |
| <b>I.3.1.2.</b> | <b>Les Surfaces Sélectives en Fréquences.....</b>   | <b>21</b> |
| I.3.2.          | LA CONCEPTION DES METAMATERIAUX « MAIN-GAUCHE » .....   | 23        |
| <b>I.3.2.1.</b> | <b>Concept des métamatériaux « main-gauche ».....</b>   | <b>23</b> |
| I.3.2.1.1.      | <i>Définition d'un matériau gaucher (LHM).....</i>  | <i>23</i> |
| I.3.2.1.2.      | <i>Propriétés électromagnétiques des métamatériaux « gauchers ».....</i>  | <i>25</i> |
| <b>I.3.2.2.</b> | <b>Fabrication des milieux doublement négatifs par l'approche de type<br/>réseaux de fils et de résonateurs .....</b> | <b>25</b> |
| I.3.2.2.1.      | <i>Réseaux de fils : la permittivité négative.....</i>  | <i>26</i> |
| I.3.2.2.2.      | <i>Résonateurs à activités magnétiques : la perméabilité négative .....</i>   | <i>27</i> |
| I.3.2.2.3.      | <i>Réseau composite.....</i>  | <i>28</i> |
| <b>I.3.2.3.</b> | <b>Intérêt de l'approche par ligne de transmission (TL) comparé aux<br/>structures résonantes .....</b>               | <b>29</b> |
| <b>I.3.2.4.</b> | <b>Fabrication des milieux doublement négatifs par éléments localisés<br/>L-C</b>                                     | <b>30</b> |
| I.3.2.4.1.      | <i>Contexte .....</i>   | <i>30</i> |
| I.3.2.4.2.      | <i>Lignes de transmission homogènes idéales.....</i>  | <i>30</i> |
| I.3.2.4.3.      | <i>La ligne composite (CRLH).....</i>   | <i>33</i> |

|             |   |           |
|-------------|---|-----------|
| <b>I.4.</b> | <b>METHODES DE CARACTERISATIONS NUMERIQUES ET EXPERIMENTALES DES LHM .....</b>        | <b>33</b> |
| I.4.1.      | MODELISATIONS DES METAMATERIAUX .....   | 33        |
|             | <b>I.4.1.1. Le milieu effectif .....</b>  | <b>33</b> |
|             | <b>I.4.1.2. Les méthodes de modélisations.....</b>                                    | <b>34</b> |
| I.4.2.      | METHODES DE SIMULATION NUMERIQUES DES STRUCTURES LHM .....                            | 35        |
| I.4.3.      | SIGNATURES DU CARACTERE MAIN-GAUCHE .....   | 39        |
|             | <b>I.4.3.1. Techniques de caractérisations expérimentales .....</b>                   | <b>39</b> |
|             | <b>I.4.3.2. Méthodes d'inversion pour l'extraction des paramètres effectifs .....</b> | <b>39</b> |
|             | <b>I.4.3.3. Signatures théoriques et expérimentales d'un LHM.....</b>                 | <b>41</b> |
| <b>I.5.</b> | <b>LES APPLICATIONS DES METAMATERIAUX EN HYPERFREQUENCE.....</b>                      | <b>42</b> |
| I.5.1.      | STRUCTURES GUIDEES .....  | 42        |
|             | <b>I.5.1.1. Filtres à base de structures résonantes .....</b>                         | <b>42</b> |
|             | <b>I.5.1.2. Lignes de transmission composite de type LC .....</b>                     | <b>44</b> |
| I.5.2.      | STRUCTURES RAYONNANTES .....  | 47        |
|             | <b>I.5.2.1. Antennes à modes de fuites .....</b>                                      | <b>47</b> |
|             | <b>I.5.2.2. Antennes en cavité .....</b>  | <b>48</b> |
| I.5.3.      | LIGNES BIDIMENSIONNELLES A REFRACTION NEGATIVE.....                                   | 49        |
| <b>I.6.</b> | <b>CONCLUSION .....</b>   | <b>51</b> |

## I.1. INTRODUCTION

Les milieux artificiels périodiques sont réalisés grâce à une structuration métallique et/ou diélectrique à différentes échelles devant la longueur d'onde. La périodicité spatiale de ces milieux hétérogènes permet de modifier les conditions de propagation des ondes électromagnétiques par rapport aux matériaux constitutifs. Nous présentons dans ce chapitre deux catégories de matériaux artificiels périodiques susceptibles de présenter des propriétés similaires à celles des milieux main-gauche, à savoir les métamatériaux et les cristaux photoniques. Ces deux types de matériaux peuvent être classés en fonction de leurs dimensions par rapport à la longueur d'onde. Nous nous intéresserons plus particulièrement aux métamatériaux gauchers qui présentent des propriétés électromagnétiques originales et très intéressantes pour les futurs systèmes hyperfréquences.

Si l'approche par les métamatériaux a été la première exploitée pour l'électromagnétisme gaucher, d'autres milieux périodiques artificiels sont susceptibles de reproduire des effets physiques observables dans les milieux main-gauche. C'est le cas des cristaux photoniques dans lesquels il est possible d'obtenir une réfraction négative. Ces éléments ont une structuration (périodicité et motifs élémentaires) à l'échelle de la longueur d'onde : ils fonctionnent en régime de diffraction. Selon la bande de fréquence de travail, cette classe regroupe naturellement la grande famille des cristaux photoniques ou des matériaux à Bandes interdites Photoniques (BIP), et également les matériaux à Bandes interdites électromagnétiques (BIE). Ces matériaux peuvent présenter des propriétés main-gauche dans certaines bandes de fréquences. Les courbures de bande du diagramme de dispersion permettent dans ce cas d'obtenir une réfraction négative.

Les métamatériaux quant à eux sont réalisés par une structuration périodique sous longueur d'onde, le plus souvent métallique. L'échelle très petite de structuration rend possible leur homogénéisation et ils peuvent être caractérisés par des valeurs de permittivité et de perméabilité effectives. Une présentation des circuits imprimés de motifs périodiques métalliques et de leurs caractéristiques électromagnétiques sera réalisée dans la deuxième partie de ce chapitre. On constate que la maturité sur ces sujets n'a été acquise que très récemment. Le meilleur exemple est probablement la surface à haute impédance introduite par Sievenpiper pour une utilisation en réflecteur. Dans ce cas, l'onde électromagnétique interagit avec le milieu sous incidence normale, la surface micro-structurée élimine les ondes parasites de surface et permet de réaliser des antennes compactes avec un déphasage nul à la réflexion.

Dans le cas des métamatériaux main-gauche, cette structuration artificielle particulière permet l'obtention d'un indice de réfraction négatif : la permittivité et la perméabilité effectives sont simultanément négatives. On emploie en conséquence le terme de milieu doublement négatif. Veselago prédit ainsi en 1968 [Réf. I.38] la possibilité de recouvrer une bande de transmission. Dans ce cas, le milieu est dénommé main-gauche (MG) ou Left-Handed (LH) en anglais, par opposition à une propagation normale, où le milieu est dénommé « main-droit » (MD) ou « Right-handed » (RH) en anglais.

Ce chapitre général sur les matériaux artificiels périodiques sera l'occasion de s'intéresser, par la présentation de résultats théoriques aux principes physiques régissant les matériaux main gauche et d'introduire les notions exploitées dans les lignes main-gauche de ces travaux de recherche. Une présentation non exhaustive des applications en hyperfréquence sera également exposée.

## I.2. STRUCTURES A L'ECHELLE DE LA LONGUEUR D'ONDE : MATERIAUX BIP OU CRISTAUX PHOTONIQUES

Depuis l'invention des réseaux de diffraction pour la spectroscopie au début du vingtième siècle, les structures périodiques n'ont jamais cessé de susciter l'intérêt des chercheurs. Dans les années cinquante, les études dédiées aux structures périodiques portaient essentiellement sur des éléments métalliques possédant différents axes de périodicité dans le but de réaliser des polariseurs et des réflecteurs. Ces dernières années ont vu un important intérêt pour les réseaux métallo-diélectriques multicouches. Des structures périodiques comprenant plusieurs dimensions et présentant des bandes interdites électromagnétiques ont alors été développées.

### I.2.1. GENERALITES SUR LES BIP

Les matériaux à Bandes Interdites Photoniques (PBG en anglais, pour Photonic Bandgap) sont des structures constituées d'un agencement périodique d'éléments métalliques ou diélectriques, volumiques ou imprimés. Dans ces structures périodiques la propagation des ondes pour certaines bandes de fréquences et certains angles d'incidence de l'onde excitatrice est interdite [Réf. I.1]. Ces structures peuvent jouer le rôle de filtre fréquentiel et de filtre spatial.

Ce phénomène n'a pas été inventé par l'homme : de nombreuses manifestations de ces propriétés sont déjà appréciables dans la nature. Comme pour les ailes de certains papillons qui peuvent, suivant la structure de la lumière, donner lieu à des couleurs ternes aussi bien qu'à des couleurs brillantes.

Parmi la diversité des structures que les études sur les cristaux photoniques ont permis d'envisager, un certain nombre d'entre elles sont emblématiques et restent les principaux repères historiques. La Figure 1 présente ces matériaux en allant de la structure la plus simple à la plus complexe. Ces structures sont définies en fonction du degré de périodicité qui les compose.

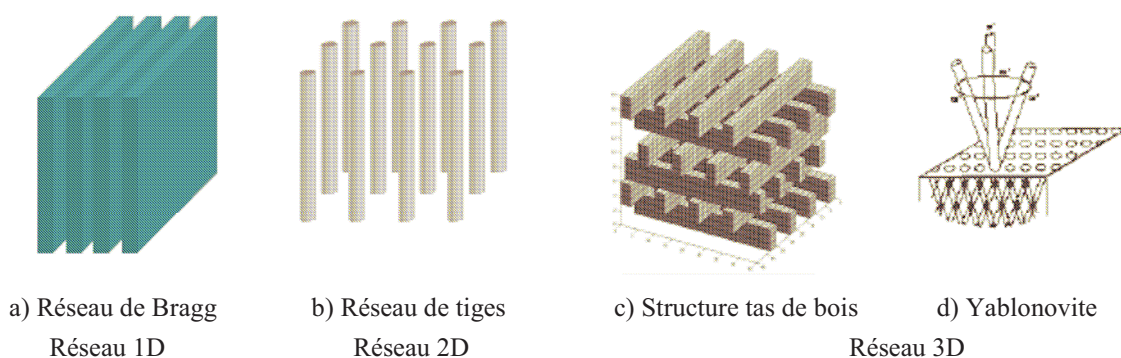


Figure 1 : Cristaux photoniques de référence

Ce phénomène a tout d'abord été découvert pour des structures de dimensions microniques vouées aux fréquences optiques, d'où son nom « Bande Interdite Photonique », qui situe la bande interdite pour des ondes photoniques. Cependant moyennant un rapport d'échelle, ces propriétés sont transposables à des fréquences plus basses : nous utiliserons plutôt le terme de matériaux à Bande Interdite Electromagnétique ou BIE qui correspond aux bandes de fréquences étudiées. En effet, leurs propriétés fréquentielles sont transposables pour d'autres longueurs d'ondes car elles sont surtout induites par la ou les périodicités du matériau. Mais par abus de langage, le terme BIP est généralement utilisé pour désigner ces structures à Bande Interdite quelle que soit la longueur d'onde de travail

- **Cristaux Photoniques 1D**

En réalité, le tout premier matériau BIP ou cristal photonique, initialement conçu pour l'optique, a été réalisé par le physicien anglais William Laurence Bragg en 1915. Cette structure (Figure 1-a) est composée par un empilement de couches plates de diélectriques de permittivités différentes et d'épaisseur égale au quart de la longueur d'onde guidée dans chaque matériau. Cette structure unidimensionnelle se comporte comme un miroir capable de réfléchir la quasi-totalité de l'onde incidente sur une large bande de fréquence centrée sur la fréquence de référence choisie pour sa synthèse. Cette performance est impossible avec un miroir classique. Ce phénomène s'explique par de multiples réflexions à l'intérieur même de chaque interface. Elles sont constructives pour une épaisseur particulière des différentes couches. Ces matériaux dont la constante diélectrique est structurée de manière périodique possèdent des fréquences pour lesquelles il n'existe aucun mode de propagation possible à l'intérieur du milieu, autrement appelé bande de fréquence interdite.

Pour les études expérimentales des matériaux aux fréquences microondes, il est aisé d'évaluer la bande interdite par une mesure de réflectivité d'un échantillon illuminé par une onde localement plane ([Réf. I.2], [Réf. I.3]). Ainsi, grâce à un balayage fréquentiel de l'illumination, il est facile de repérer les bandes de fortes réflectivités correspondant aux bandes interdites du matériau. Cette méthode s'applique à des structures finies dans la direction de propagation, et finies ou infinies dans les autres directions. La Figure 2 montre le module du coefficient de transmission  $|S_{21}|$  et le module du coefficient de réflexion  $|S_{11}|$  d'une structure 1D sans défaut, soumise à une onde électromagnétique d'incidence normale ([Réf. I.4]).

Lorsque cet angle s'écarte de l'incidence normale, la réflectivité chute et le miroir finit par devenir transparent. L'existence d'une bande interdite omnidirectionnelle, c'est-à-dire indépendante de la direction de propagation et de la polarisation, est évidemment impossible dans les cristaux 1D. Pour obtenir un contrôle de la bande interdite quel que soit l'angle d'incidence, il faut donc étendre la périodicité à 2 (réseau de tiges : Figure 1-b) voire 3 dimensions (communément appelée « tas de bois » et la « Yablonovite » Figure 1-c). Cette généralisation des dimensions a donné naissance au concept de cristal photonique.

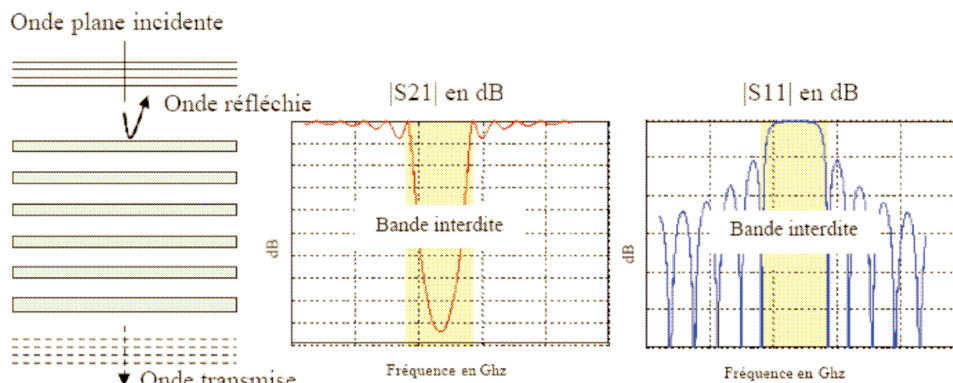


Figure 2 : Coefficient de transmission et de réflexion d'une structure 1D ([Réf. I.4]).

- **Cristaux Photoniques 2D**

La Figure 1-b présente une structure périodique suivant deux directions, plus difficile à réaliser. Il s'agit d'un arrangement périodique de cylindres diélectriques de permittivité différente du milieu environnant. La constante diélectrique est donc structurée périodiquement dans les deux dimensions et reste homogène dans la troisième. Nous pouvons ainsi étudier les ondes électromagnétiques incidentes à la

structure 2D en considérant deux polarisations distinctes : TE (champ électrique parallèle aux barreaux de la structure) et TM (champ électrique perpendiculaire aux barreaux).

Le comportement fréquentiel diffère selon la polarisation. En effet, l'apparition des bandes interdites dépend du contraste d'indice qui doit être plus élevé selon le type de réseau. Ce sont les paramètres géométriques, c'est-à-dire le pas du réseau, le diamètre des tiges (par conséquent le taux de remplissage de la structure), le motif élémentaire et le contraste d'indice qui fixent les largeurs et les positions des bandes interdites et des bandes permises.

Le calcul de la relation de dispersion (diagramme de bande) se détermine par la résolution des équations de Maxwell au sein de la maille élémentaire. La représentation de la première zone de Brillouin se fait sur les trois axes du diagramme ( $\Gamma$ -M, M-K, K- $\Gamma$ ). Ce diagramme définit les modes de propagation possibles dans la structure en fonction de la fréquence.

- **Cristaux photoniques 3D**

Yablonovitch [Réf. I.1] a eu l'idée d'étendre la structuration des cristaux photoniques à 3 dimensions afin d'obtenir une réflectivité totale quelque soit l'angle d'incidence. En 1987, un prototype tridimensionnel, la « Yablonovite » (Figure 1-d), a été défini avec des bandes interdites mesurables en micro-ondes (autour de 12 GHz), pour simplifier les réalisations. Il s'agit d'un bloc de plexiglas usiné dans trois directions différentes séparées de  $120^\circ$  permettant de reproduire la structure cristalline du diamant. En réalité, le matériau BIP ainsi réalisé est une extension tridimensionnelle aux fréquences micro-ondes des miroirs de Bragg. Ce matériau possède la plus large des bandes interdites quel que soit l'angle de l'onde électromagnétique et il se rapproche de la structure parfaite du diamant. Une autre approche permettant la réalisation d'un cristal photonique 3D est inspirée de matériaux trouvés à l'état naturel dénommés « Opales ». Ces matériaux sont constitués de nanosphères assemblées périodiquement de façon très compacte.

Une méthode très utilisée pour étudier les matériaux BIE consiste à calculer le diagramme de dispersion du matériau infini. Le réseau cristallin est transposé dans l'espace réciproque des vecteurs d'ondes. Un nouveau réseau orthogonal au réseau cristallin de l'espace direct est ainsi obtenu. Cela permet d'en déduire la première zone de Brillouin qui représente le domaine élémentaire dans lequel doivent être recherchées les solutions des équations de propagation. Cette étude permet de déterminer si le matériau possède une bande de fréquence interdite commune à tous les angles de propagation envisageables.

Cette technique est particulièrement adaptée aux matériaux périodiques à plusieurs dimensions car elle considère l'ensemble des directions de propagation électromagnétique dans le matériau pour chaque fréquence étudiée.

- **Structures métalliques**

Dans les exemples empruntés ci-dessus, seuls les matériaux diélectriques ont été présentés, mais il existe également des structures composées d'éléments métalliques agencés périodiquement. Contrairement aux longueurs d'onde optiques, l'utilisation des métaux aux fréquences microondes n'est pas préjudiciable. En effet, les pertes métalliques sont bien souvent très inférieures aux pertes engendrées par des matériaux diélectriques.

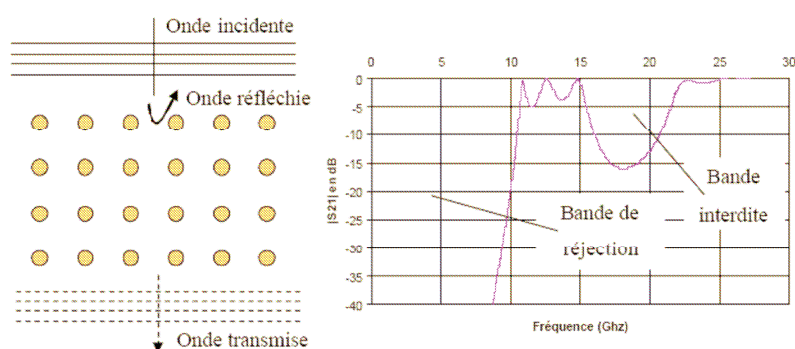


Figure 3 : Coefficient de transmission d'une structure BIE Métallique 2D

Les matériaux métalliques périodiques peuvent se présenter sous la forme de tiges ou de grilles possédant un ou plusieurs axes de périodicité. Toutes les grilles possèdent une bande interdite basse fréquence dans laquelle elles se comportent comme de parfaits miroirs. Ce comportement présente une nouveauté par rapport aux réseaux périodiques BIE diélectriques. En tirant parti de cet effet de coupure à basse fréquence (Figure 3), il est possible de réaliser des filtres passe-haut (ou passe-bande). Le comportement fréquentiel de ces structures dépend de la géométrie et de la polarisation de l'onde incidente.

### 1.2.2. APPLICATIONS DES BIP

Dans le domaine de l'optique, de nombreuses applications ont été développées, puis ce fut dans celui des longueurs d'onde centimétriques et millimétriques. Dans ces cas-ci, les réalisations sont en effet plus simples vu les dimensions mises en jeu.

Une propriété intéressante des matériaux BIP apparaît lorsque la périodicité du cristal est rompue [Réf. I.5]. Ces matériaux sont dits « à défaut ». Ils peuvent faire apparaître des modes de propagation à l'intérieur de la bande interdite. Cela revient à introduire des micro cavités résonantes, confinant le champ électromagnétique. Le défaut peut être de différentes natures : changement de la permittivité, de la taille ou de la forme des inclusions.

Quelle que soit la structure photonique étudiée, les variations des champs dépendent des motifs choisis. On peut donc classer les structures qui utilisent les structures BIE en deux familles

#### □ Celles qui utilisent la périodicité des motifs :

- **Les filtres** ([Réf. I.6])

La structuration périodique du plan de masse (ou à moindre mesure dans le substrat) d'une ligne de transmission permet d'éliminer les ondes de surface en introduisant une importante impédance de surface. Plus le nombre de motifs est grand, plus la bande rejetée est profonde et large ([Réf. I.7]). Les guides d'ondes métalliques chargés par des structures BIP diélectriques peuvent permettre de réaliser des filtres passe-bande compacts avec de bonnes performances.

- **Les antennes** ([Réf. I.8], [Réf. I.9])

Une première idée consiste à percer le substrat suivant un réseau bidimensionnel de telle manière que la bande interdite du BIP recouvre les premiers modes de substrats ([Réf. I.10]). Ainsi, les champs électromagnétiques ne sont plus piégés dans le plan de masse arrière : les ondes de surfaces sont éliminées et nous obtenons des lobes secondaires réduits. Cette idée peut également servir à diminuer le couplage

parasite induit par des modes de substrat d'antennes (appartenant à un réseau) proches l'une de l'autre ([Réf. I.11]).

Une autre solution utilise la structure employée pour les filtres. Il s'agit d'usiner cette fois, suivant un réseau, le plan de masse de l'antenne. Il est d'ailleurs possible de se servir de cette structure pour réaliser un balayage électronique. En effet, en usinant le plan de masse à l'arrière de lignes microrubans alimentant un réseau d'antennes patches et en y incorporant des composants actifs commandables, le trou dans le plan de masse aura une influence (suivant l'état des composants) sur la phase du signal distribué au réseau ([Réf. I.12]).

- **Les structures cristallines artificielles** ([Réf. I.13])

le but est d'empêcher la propagation de l'onde quel que soit l'angle d'incidence de l'onde excitatrice.

- **Les Radômes**

Les matériaux BIE sont également intéressants pour la furtivité. Il est possible de réduire la Surface Equivalente Radar (SER) d'un aérien en couplant ce dernier avec un BIE métallique possédant des caractéristiques de transparence durant le temps d'émission ou de réception d'une information et des caractéristiques d'opacité pendant le reste du temps ([Réf. I.14]).

- **Celles qui utilisent la périodicité des motifs et des ruptures de périodicité :**

- **Les filtres très sélectifs** ([Réf. I.15])

Dans ce cas les ruptures de périodicités permettent d'introduire des degrés de liberté pour la définition du gabarit de filtrage (transmission de l'onde dans la bande interdite).

- **Les guides** ([Réf. I.16], [Réf. I.17])

Un « couloir » est créé au milieu du réseau périodique, l'onde le suit comme dans le cas d'un guide. Ces couloirs, correspondant à des défauts linéiques, peuvent être obtenus de diverses manières, soit en retirant une ou plusieurs rangées de trous, soit avec un espace différent de la période du réseau. Cette ingénierie de réseau permet ainsi de réaliser des coudes guidés avec de forts rayons de courbure ([Réf. I.18], contrairement aux dispositifs de guidage classique.

Des structures spectaculaires sont les guides de propagation photoniques par l'intermédiaire de défauts résonants couplés. En effet, en insérant plusieurs défauts positionnés aléatoirement dans un réseau de Bragg, ceux-ci vont se coupler en créant des modes dans la bande interdite de la structure initiale sans défaut. Les défauts étant couplés, il y a une dégénérescence au niveau des modes résonants. L'onde peut ainsi se propager d'une cavité à l'autre par effet de couplage ([Réf. I.19]).

- **Les coupleurs** ([Réf. I.20])

En ajoutant à deux guides parallèles une jonction commune, associée à des éléments actifs, on peut réaliser une fonction d'aiguillage. On peut également réaliser un diviseur de puissance en Y en cassant la symétrie sur l'un des bras par un défaut manquant.

- **Les antennes en cavité** ([Réf. I.21])

Les champs électromagnétiques sont piégés dans le défaut, nous obtenons ainsi une antenne résonante et directive. Ainsi, en utilisant le principe des cavités de type Fabry-Pérot, Thévenot et al, de l'IRCOM, ont augmenté la directivité d'une antenne imprimée fonctionnant en bande X ([Réf. I.22]).



Les cristaux photoniques peuvent être non seulement utilisés aux fréquences des bandes interdites tels que des miroirs, comme nous venons de le voir, mais également dans les régions de transparence de l'onde correspondant aux bandes permises, grâce à leurs propriétés de dispersion et de réfraction particulières.

### **I.2.3. REFRACTION NEGATIVE DANS LES CRISTAUX PHOTONIQUES**

Nous venons de voir qu'initialement, les microstructures à gap de photons ont été proposées afin de créer une bande interdite dans le diagramme de dispersion, de manière analogue à la bande interdite des cristaux de semi-conducteurs. Ce n'est que récemment que des effets tout d'abord d'ultra-réfraction puis de réfraction négative ont été recherchés ([Réf. I.23]). Dans ce dernier cas, on ne cherche plus à les utiliser pour la création de guide d'ondes, par l'insertion de défauts linéiques, ou de cavités photoniques, à l'aide de défauts ponctuels, mais de tirer parti du caractère hautement dispersif, résultant de la périodicité des systèmes.

En optique, la structure à réseaux de trous est actuellement la solution la plus utilisée pour la réalisation de matériaux à indice de réfraction négatif avec une structuration transversale d'une hétérostructure de semi-conducteurs. Cette structuration assure le confinement de l'onde électromagnétique dans la direction de croissance. Le substrat dans lequel on micro-grave un réseau de trous comporte des couches alternées de semi-conducteurs. L'indice plus élevé de la couche quaternaire permet le confinement de la lumière dans un plan situé plus ou moins profondément par rapport à la surface libre. La gravure du réseau de trous permet de modifier, par la structuration périodique, le diagramme de dispersion qui présente généralement l'allure de celui tracé sur la Figure 4-a pour les directions cristallines principales ([Réf. I.24]).

Nous avons la possibilité de réfracter négativement la lumière pour tous les points pour lesquels la vitesse de groupe et la vitesse de phase ont des directions opposées. On constate qu'en première bande, cette condition pourrait être remplie près du bord de la zone de Brillouin. Rappelons que le concept de zone réduite, introduite par Léon Brillouin dans l'espace des vecteurs d'ondes, permet de définir les conditions de propagation dans l'ensemble de l'espace réciproque en tirant parti de la périodicité. Or, pour des vecteurs d'ondes situés en bordure de la zone de Brillouin, la longueur d'onde associée se compare au pas du réseau. Ces conditions correspondent au régime de diffraction pour lequel la longueur d'onde est du même ordre de grandeur que la dimension qui définit la structuration. Par ailleurs, la structure de bande correspondant à ces fréquences où la réfraction négative peut être observée dépend fortement de la direction cristalline et présente par conséquent de fortes anisotropies. Dans ces conditions, il est difficile de définir un milieu effectif et des valeurs non locales de l'indice de réfraction, compte tenu de ces effets d'anisotropie marqués.

Face à cette difficulté, les chercheurs s'orientent actuellement vers la seconde bande d'énergie permise. On constate tout d'abord que la courbure est dans ce cas inversée. Par conséquent le critère de l'existence d'ondes rétropropagées dans les milieux à indice de réfraction négatif est satisfait, à savoir les signes opposés entre les vitesses de groupe et de phase. De plus, le calcul des isofréquences montre que les contours sont relativement isotropes comme on peut le constater sur la Figure 4-b, tracés pour un réseau de trous dans le plan  $\Gamma\text{MK}$ . On note en effet que les contours sont relativement circulaires. Dans cette zone, l'indice de réfraction est indépendant de l'angle d'incidence. L'approche phénoménologique consiste alors à définir un indice effectif en raison de l'isotropie. Un resserrement des cercles isofréquences avec la décroissance de la fréquence indique la présence d'un indice négatif.

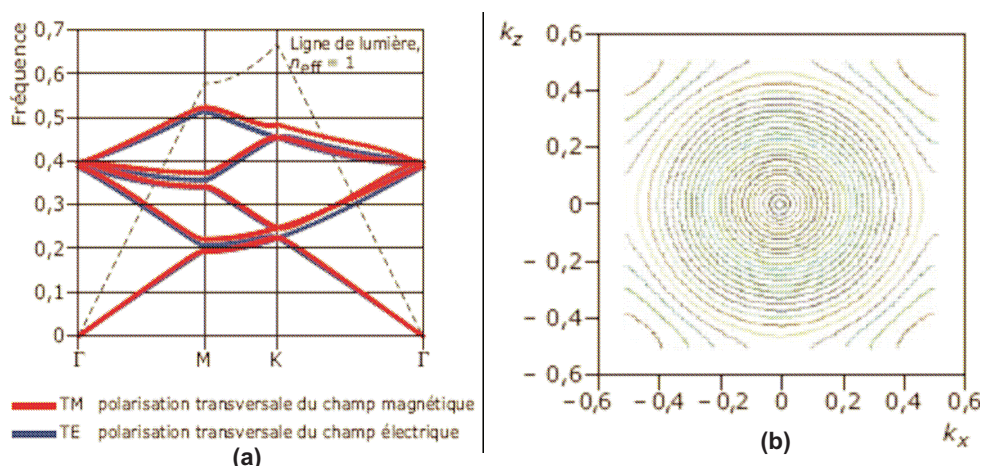


Figure 4 : Microstructures diélectriques. (a) Structure de bande dans les directions cristallines principales (b) Courbes d'iso-énergie dans le plan  $\Gamma$ MK (unités normalisées) [Réf. I.25]

### I.3. LA TECHNOLOGIE DES METAMATERIAUX

Par définition, le métamatériau est un matériau qui n'existe pas dans la nature, sous une forme homogène et isotrope. Nous rappelons que le préfixe méta signifie « au-delà de », indiquant l'idée d'une transformation conduisant à un changement des propriétés du milieu. Les métamatériaux sont des structures artificielles comportant généralement des inclusions métalliques dans un matériau hôte diélectrique, avec une périodicité et une forme spécifiques. Contrairement aux cristaux photoniques, la structuration est effectuée à des échelles bien plus petites que la longueur d'onde de l'onde électromagnétique qui les excite, permettant de définir un milieu effectif homogène. Ainsi, une des premières conséquences de la micro- ou nano- fabrication de ces structures artificielles est la perspective de miniaturiser les dispositifs.

Dans un premier temps, des circuits imprimés de motifs périodiques métalliques vont être présentés en tant que structures historiques des métamatériaux. Ces structures étaient initialement utilisées en bande interdite. Cette partie traitera des exemples les plus connus et appliqués de nos jours, et plus particulièrement les surfaces de D. Sievenpiper qui sont des structures périodiques bidimensionnelles développées initialement pour présenter une bande interdite pour les ondes de surface.

Ensuite, le cas particulier des métamatériaux « main-gauche » va être introduit d'un point de vue théorique et applicatif. Dans ce cas, les structures sont étudiées en bande de transmission et non interdite. L'échelle très petite de structuration rend possible leur homogénéisation et ils peuvent être caractérisés par des valeurs de permittivité et de perméabilité effectives simultanément négatives. On emploie en conséquence le terme de milieux doublement négatifs. Les démonstrations actuelles sont réalisées en gamme microondes et terahertz et les recherches s'orientent vers l'optique. Une liste non exhaustive des applications possibles des métamatériaux main gauche en hyperfréquence va être présentée, pour des fonctionnements guidés et rayonnants.

### **I.3.1. STRUCTURES DE BASE : CIRCUITS IMPRIMES DE MOTIFS PERIODIQUES METALLIQUES A BANDES INTERDITES**

#### **I.3.1.1. LES SURFACES A HAUTES IMPEDANCES (HIS)**

Historiquement, les premières surfaces à haute impédance (ou High Impedance Surface, soit HIS, en anglais) sont constituées par des surfaces corruguées. Celles-ci sont des structures unidimensionnelles, constituées de plaques métalliques de profondeur égale au quart de la longueur d'onde et court-circuitée à une des extrémités, comme le montre la Figure 5-a ([Réf. I.26]) Ainsi, les ondes ne peuvent pas se propager le long de sa surface puisque le court-circuit en bas de la structure est vu comme un circuit ouvert quand on se met à une distance égale au quart d'onde. Par conséquent, les plaques métalliques paraissent infinies et l'onde ne peut pas se propager.

Les substrats à hautes impédances sont l'extension des surfaces corruguées en deux dimensions. Ainsi, de nouvelles structures périodiques apparues à la fin des années 90, ont enrichi la panoplie des matériaux à bande interdite. Les dimensions des motifs métalliques qui composent ces structures périodiques sont inférieures à la longueur d'onde. Le matériau est alors assimilable à un milieu effectif. Ces structures sont des surfaces imprimées en métal et qui opèrent sur des modes guidés (coplanaires ou micro-rubans). Elles peuvent interagir avec l'environnement électromagnétique par l'excitation de courants surfaciques. L'existence de ces courants de surface permet d'introduire la notion d'impédance de surface, définie par le rapport de la composante du champ électrique et celle du champ magnétique dans le plan de propagation. Cette onde décroît exponentiellement aux abords de l'interface. Parmi les modes propres de ces structures, certains sont dits à fuite alors que d'autres sont des modes guidés.

Si les motifs métalliques sont suffisamment petits devant la longueur d'onde de travail, leurs propriétés électromagnétiques peuvent être traitées en termes d'éléments localisés. Ils agissent comme un réseau de circuits LC résonnant parallèle. A la fréquence de résonance du circuit équivalent  $1/(2\pi f) = (LC)^{0.5}$ , dans la première bande interdite, l'impédance de surface est la plus élevée.

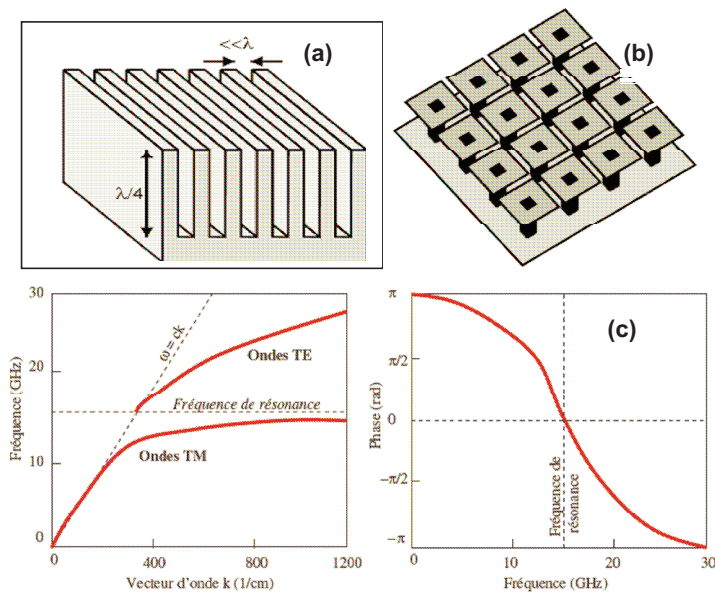
Cette résonance se traduit par le passage à zéro de la phase du coefficient de réflexion. En effet, à la résonance, les ondes réfléchies par une HIS ne subissent aucun déphasage contrairement à des réflecteurs métalliques classiques pour lesquels l'onde électromagnétique réfléchie est déphasée de  $180^\circ$  par rapport à l'onde incidente (due à l'annulation du champ électrique à la surface). Les HIS créent un courant en phase avec la source. Le champ magnétique tangentiel est faible et le champ électrique tangent à la surface est élevé. Ces surfaces se comportent donc comme des Conducteurs Magnétiques Artificiels (CMA). Cette caractéristique existe tant que l'impédance de surface est supérieure à celle du vide ( $120 \Omega$ ). Dans ces conditions, la phase du coefficient de réflexion de la SHI est comprise entre  $-90^\circ$  et  $90^\circ$ . En pratique, les comportements HIS et CMA sont obtenus lorsque la phase est comprise entre  $-45^\circ$  et  $45^\circ$ .

Les HIS présentent une autre propriété très intéressante d'un point de vue électromagnétique (non vérifiée pour les CMA). Ces structures n'autorisent la propagation des ondes électromagnétiques le long de leur surface que pour certaines bandes de fréquences. On remarque deux topologies particulière : les structures de type punaise (mushroom en anglais) de Dan Sievenpiper [Réf. I.26] et les Uniplanar Compact Photonic Bandgap (UC-PBG) de Tatsuo Itoh [Réf. I.27].

### I.3.1.1.1. Les Surfaces à Hautes Impédances de Sievenpiper

La structure développée par D. Sievenpiper est représentée Figure 5-b. Il s'agit d'un réseau 2D de punaises métalliques déposées sur un substrat diélectrique et connectées à un plan de masse par des vias métalliques.

Si cette surface est éclairée par une onde plane, on remarque les différents comportements suivants. Lorsque la fréquence est inférieure à la fréquence de résonance, la surface est assimilable à un plan métallique où seules les ondes TM sont susceptibles de se propager. Au dessus de la fréquence de résonance, la surface est capacitive et supporte les ondes TE. Autour de la fréquence de résonance, on observe que la phase est nulle (Figure 5-c). L'impédance de surface est la plus élevée. Cette fréquence est située au milieu de la première bande interdite et les valeurs de la phase comprises entre  $+\pi/2$  et  $-\pi/2$  permettent de définir les frontières de cette bande.



**Figure 5 : (a) Surfaces corruguées. (b) Surface à haute impédance réalisée à partir d'un réseau carré de pavés reliés à la masse par des vias métalliques (mushroom) [Réf. I.26]. (c) Diagramme de dispersion et phase à la réflexion d'une surface haute Impédance**

- **Applications des HIS :**

Les caractéristiques des surfaces à haute impédance décrites précédemment sont très intéressantes pour l'amélioration du fonctionnement des antennes. En effet, il est possible de coller l'antenne au plan de masse, quand ce dernier présente une surface à haute impédance alors que les sources électriques seront, quant à elles, court-circuitées et ne rayonneront pas si on s'approche trop du plan de masse électriquement conducteur. Ce dernier doit, en effet, être situé à une certaine distance (le quart de la longueur d'onde guidée dans le cas des réflecteurs métalliques) pour que la source électrique rayonne correctement, ce qui représente un inconvénient pour les structures antennaires miniatures large bande. Il est donc possible d'utiliser ces structures dans des circuits très compacts. La suppression des ondes de surfaces permet d'éviter de voir les ondes piégées le long de la surface et par la suite permet d'éviter les ondulations et d'augmenter la directivité de l'antenne. Par conséquent, elle est utile pour réduire le couplage entre les antennes. S. Rogers et al., ont réduit le couplage entre antennes et ont réussi à avoir une isolation d'environ 45 dB pour une antenne « bluetooth » dans la bande ISM (2,4 GHz) [Réf. I.28]. Victor C.

Sanchez et al., ont essayé de contrôler le rayonnement d'une antenne en modifiant les caractéristiques de la surface à haute impédance sur laquelle ils l'ont implantée [Réf. I.29].

### I.3.1.1.2. Les surfaces Ultra-compactes

Les structures Uniplanar Compact (UC) PBG ont été développées par le professeur Tatsuo Itoh. Cette surface est composée de motifs métalliques périodiques imprimés directement sur un substrat. La taille du motif élémentaire est très petite devant la longueur d'onde, de l'ordre de  $\lambda/4$  permettant de créer des structures compactes. Le motif ainsi que le circuit équivalent en éléments localisés sont représentés Figure 6. Lorsque L et C augmentent proportionnellement l'un par rapport à l'autre, l'impédance d'onde est constante mais l'indice effectif équivalent du matériau augmente, ce qui se traduit par un ralentissement des ondes.

Comme pour la surface de Sievenpiper présentée au paragraphe précédent, la UC-PBG présente une bande interdite en fréquence pour laquelle la surface se comporte comme un mur magnétique. Cependant la phase réfléchi par la surface UC-PBG varie plus rapidement en fréquence que celle de Sievenpiper. Le caractère haute impédance de la structure de Itoh est moins large bande.

- **Applications des UC-PBG:**

L'absence de vias, sur cette surface garantit une grande simplicité de réalisation. Plusieurs applications ont déjà été testées dans le domaine des micro-ondes. Un circuit coplanaire avec un plan de masse constituée de UC-PBG a été conçu afin de s'affranchir des ondes parasites. Par ailleurs, un filtre passe-bande à ligne micro-ruban dont le plan de masse est constitué de tels motifs, a permis de réduire la taille du filtre de 30 % ([Réf. I.30], [Réf. I.31]).

Il faut noter également l'idée proposée par T. Itoh, d'obtenir un guide d'onde à mode TEM en s'appuyant sur les propriétés des surfaces à hautes impédances (parois magnétiques) en association avec des parois métalliques.

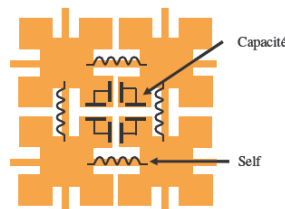


Figure 6 : Motif de la structure UC-PBG et les éléments localisés équivalents [Réf. I.27].

### I.3.1.2. LES SURFACES SELECTIVES EN FREQUENCES

Une autre catégorie de structures périodiques est encore à répertorier : les FSS (Surfaces Sélectives en Fréquence, ou Frequency Selective Surfaces en anglais). Ces surfaces sont composées d'un arrangement périodique d'éléments métalliques ou d'ouvertures dans un plan métallique. Ces structures sont loin d'être nouvelles, elles ont retenu une grande attention il y a 20 - 30 ans ([Réf. I.32], [Réf. I.33]) pour des applications dans le domaine militaire.

Une FSS est une surface composée de motifs métalliques résonants disposés périodiquement suivant une ou deux dimensions. Sous l'incidence d'une onde plane, cette surface agit comme un filtre fréquentiel. Les caractéristiques de la réponse en fréquence dépendent de la forme, des dimensions et de la périodicité des éléments. A chacune des FSS, composée de patchs déconnectés, d'ouvertures dans un plan métallique ou de boucles métalliques, correspond une réponse en fréquence spécifique répertoriée sur

la Figure 7. Sur cette figure, les motifs métalliques sont représentés en foncé, et les ouvertures sont en blanc.

La première structure (a), composée de patches déconnectés, se comporte comme un filtre passe-bas. La seconde FSS (b) est le dual de la première, elle est composée d'un arrangement d'ouverture dans un plan métallique. Elle offre le comportement d'une grille métallique caractérisée par un filtre passe-haut. Les FSS (c) et (d) sont également deux structures duales. La première est composée d'anneaux métalliques formant un filtre stop- bande. La seconde est une grille métallique pourvue de patches déconnectés, la réponse en fréquence est un filtre passe-bande. Cette dernière peut également être perçue comme la superposition des deux premiers.

• Applications

Une des premières applications des FSS a été des filtres fréquentiels dans des systèmes réflecteurs haute performance. Elles sont également utilisées dans le domaine des antennes. L'objectif est de supprimer ou de réduire les effets des lobes indésirables dans la bande de fréquences de fonctionnement. La superposition de deux surfaces constituées de dipôles a été utilisée afin de produire une réponse passe-bande extrêmement étroite et angulairement stable (jusqu'à 70°) [Réf. I.34]. Les propriétés des FSS ont permis aussi de réduire le couplage entre les antennes et l'encombrement des systèmes [Réf. I.35].

Ces structures peuvent également jouer le rôle de surface à haute impédance lorsqu'elles sont à proximité ( $\ll \lambda/4$ ) d'un plan de masse. En effet, elles sont alors équivalentes à des HIS à base de Conducteurs Magnétiques Artificiels qui sont réalisées uniquement à partir d'un réseau de pavés métalliques déposés sur un substrat diélectrique au-dessus d'un plan de masse, sans l'utilisation de vias métalliques. A cause de l'absence des vias, la structure ne présente pas une bande interdite aux ondes se propageant dans le plan en mode TM et TE aux alentours de la fréquence de résonance. En exemple, on peut citer les surfaces de Gangbuster, Peano et Hilbert [Réf. I.36] illustrées sur la figure (Figure 7-b). Elles ont également permis de réaliser et de réduire les dimensions des cavités de type Fabry-Pérot [Réf. I.37].

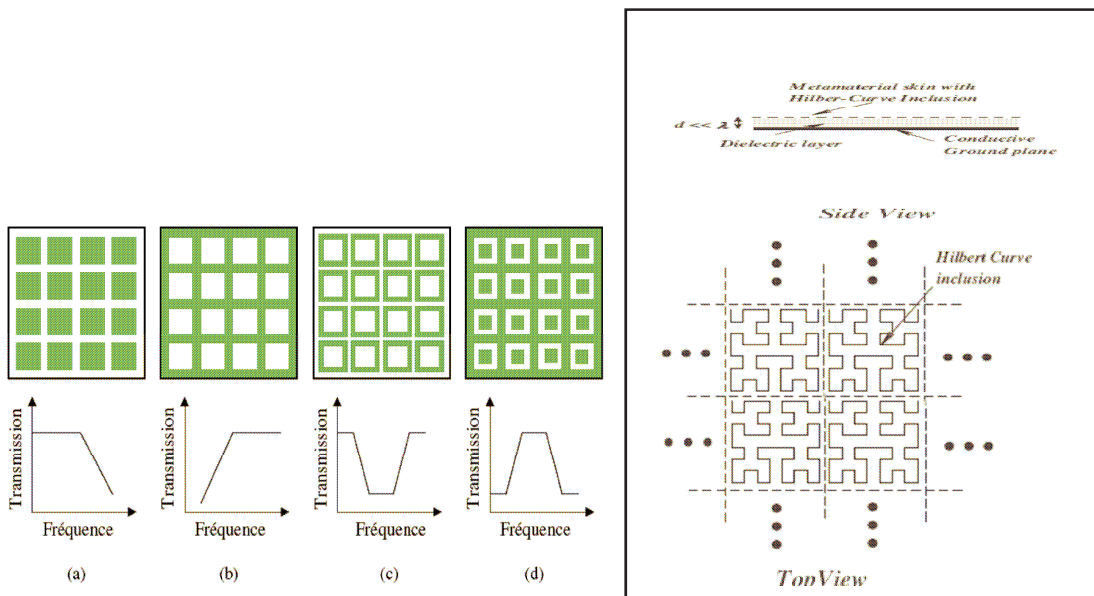


Figure 7 : (a) Classification des FSS en fonction de leur réponse en fréquence. (b) Plan de masse haute impédance constitué de FSS [Réf. I.36].

### I.3.2. LA CONCEPTION DES METAMATERIAUX « MAIN-GAUCHE »

La maturité sur ces sujets n'a été acquise que très récemment. Contrairement aux surfaces à hautes impédances, les structures à base de métamatériaux sont étudiées en bande de transmission et non en bande interdite. Au départ le domaine des hyperfréquences n'avait été envisagé que pour relaxer les contraintes technologiques en réalisant des structures miniaturisées. A présent, on constate à présent la possibilité de tirer parti des effets de retro-propagation des métamatériaux gauchers, qui sont la conséquence directe de l'obtention d'un indice de réfraction négatif. Les métamatériaux que nous considérerons dans la suite sont des structures bipériodiques basées sur l'interaction entre un 1<sup>er</sup> réseau à perméabilité négative et un 2<sup>e</sup> à permittivité négative.

#### I.3.2.1. CONCEPT DES METAMATERIAUX « MAIN-GAUCHE »

##### I.3.2.1.1. Définition d'un matériau gaucher (LHM)

La structuration de la matière permet de contrôler la vitesse de propagation dans un milieu. Dans la plupart des cas, il est possible d'agir sur le signe de la permittivité et de la perméabilité. Dans l'espace de la permittivité et de la perméabilité, il est possible de définir quatre quadrants correspondant respectivement aux quatre combinaisons des valeurs de permittivité ( $\epsilon$ ) et de perméabilité ( $\mu$ ) qui peuvent être positives ou négatives. Si les deux grandeurs restent positives, la propagation est dite normale, on parle de milieu « main-droit » (MD) ou « Right-handed » (RH) en anglais. Lorsque les deux grandeurs  $\epsilon$  et  $\mu$  sont négatives simultanément, correspondant à un indice de réfraction négatif, Veselago prédit en 1968, la possibilité de recouvrir une bande de transmission [Réf. I.38]. Dans ce cas, le milieu est dénommé main-gauche (MG) ou Left-Handed (LH) en anglais, ou encore LHM (« Left-Handed Material »). Cependant, si un des deux paramètres caractéristiques est négatif, alors l'onde ne peut pas se propager dans le milieu : les ondes sont évanescentes.

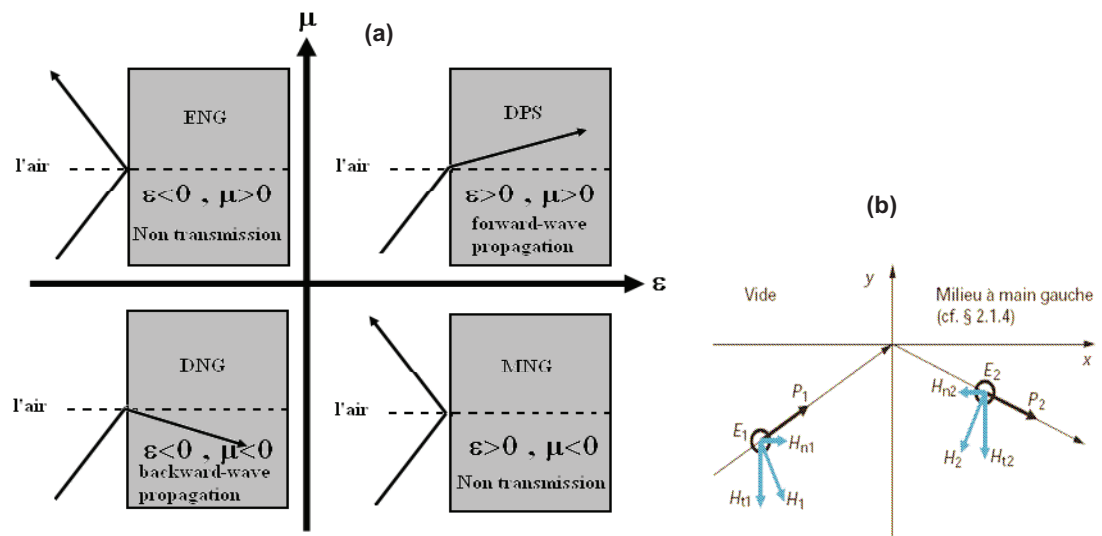


Figure 8 : (a) Sur ce schéma, nous distinguons les quatre familles de matériaux. Si la permittivité et la perméabilité sont de même signe, le matériau est guidant alors que si les signes sont opposés, les ondes sont évanescentes. Ce second cas se produit lorsque la fréquence de travail est inférieure à une des deux fréquences plasma, propres au matériau (électrique ou magnétique). (b) Réfraction d'une onde électromagnétique à l'interface entre un milieu d'indice positif et un milieu où  $\epsilon$  et  $\mu$  sont négatifs

En effet, dans le cas de deux constantes négatives, il faut choisir la solution d'indice elle aussi négative. Cet indice négatif provient des propriétés de réfraction électromagnétique observées à l'interface entre un milieu à indice positif avec une permittivité relative  $\epsilon_{r1} > 0$  et une perméabilité relative  $\mu_{r1} > 0$  et un milieu tel que  $\epsilon_{r1} < 0$  et  $\mu_{r1} < 0$ . Deux solutions sont possibles pour l'indice de réfraction, mais si l'on considère la continuité des champs électromagnétiques à l'interface entre les deux milieux, seule la solution négative est possible (Figure 8-b). L'indice de réfraction est défini par :

$$n^2 = \epsilon\mu \qquad n_{LHM} = -\sqrt{\epsilon\mu}$$

En effet, à l'interface entre le vide et le milieu où la permittivité et la perméabilité sont négatives, on a une continuité de la composante tangentielle du vecteur E (Et), de la composante normale de B (Bn) et de la composante tangentielle de H (Ht). Donc  $E_{t1} = E_{t2}$ ,  $B_{n1} = B_{n2}$  et  $H_{t1} = H_{t2}$ .

Comme  $\mu_{r2}$  est négative :  $B_{n1} = B_{n2}$  et  $\mu_1.H_{n1} = \mu_2.H_{n2}$ . Par conséquent  $H_{n1}$  est de signe opposé à  $H_{n2}$  et la réfraction est négative à l'interface entre les deux milieux. L'indice du milieu où  $\epsilon_r$  et  $\mu_r$  sont négatifs est donc lui aussi négatif.

Cette démonstration induit de nombreuses conséquences. En effet, malgré le signe négatif de ces deux constantes, la propagation est à nouveau possible dans le milieu mais avec un indice effectif négatif. La conséquence directe est l'opposition de direction entre la vitesse de phase et la vitesse de groupe dans le milieu.

Concrètement, une onde traversant le milieu verra sa phase subir un retard négatif (rétro-propagation de phase). Elle sera donc en avance de phase par rapport à la même onde traversant une même épaisseur de milieu d'indice positif. Le principe de causalité n'est pas altéré car si on envoie une onde réelle (impulsion non monochromatique) au travers de ce milieu, l'enveloppe décrivant le paquet d'onde arrivera toujours après une enveloppe de référence correspondant à une onde n'ayant pas traversé le milieu.

Par la suite, nous parlerons systématiquement de vitesse de groupe positive, seule solution à une propagation anormale. La vitesse de phase peut quant-à elle prendre toutes les valeurs dans la mesure où elle ne décrit pas la propagation de l'énergie.

Les matériaux à rétro-propagation de phase (backward wave) sont dit « main gauche » ou « gauchers ». Cette appellation vient du fait que dans un matériau ordinaire, le trièdre formé par les vecteurs E, H et k est direct et peut être représenté par les trois doigts de la main-droite. Le vecteur de Poynting et le vecteur d'onde k sont donc colinéaires et dirigés dans la même direction.

Dans le cas d'un matériau à indice de réfraction négatif, le trièdre est indirect car le vecteur d'onde est de sens opposé. Il faut alors utiliser la main gauche pour le représenter. Le vecteur de Poynting et le vecteur d'onde k sont donc anti-parallèles, par opposition aux milieux électromagnétiques isotropes classiques. Cette inversion provient du signe négatif de l'indice de réfraction. Ce signe négatif indique que la vitesse de phase de l'onde est négative, ce qui explique l'inversion du sens du vecteur d'onde. Par contre le vecteur de Poynting forme toujours un trièdre direct avec les champs E et H. Le sens de la circulation de l'énergie, et donc de l'information, n'est pas inversé.

L'utilisation de matériau gaucher (LHM) est un abus de langage car, par définition, le matériau artificiel est inhomogène et ne peut satisfaire les conditions du trièdre en tout point. Malgré cela, on assimile souvent les matériaux à rétro-propagation de phase, à des matériaux gauchers homogènes car ils sont utilisés en régime de grandes longueurs d'ondes.



### **I.3.2.1.2. Propriétés électromagnétiques des métamatériaux « gauchers »**

- **Inversion loi Snell Descartes (réfraction négative)**

L'inversion de la vitesse de phase se traduit tout d'abord par l'inversion de la loi de Snell Descartes. En effet, cette loi élémentaire indique que le rayon transmis, au delà d'un milieu réfractif, suit une trajectoire autre que le rayon incident, les angles d'incidence et de réfraction dépendant du rapport des indices entre les deux milieux. Dans l'expérience précédente, la réfraction de la lumière à l'interface air/liquide, par exemple, se traduit par une brisure virtuelle de l'objet observé. Si nous supposons à présent que le milieu réfractif est d'indice négatif, la loi de Snell-Descartes est encore valable. Elle prédit un angle négatif de réfraction. En d'autres termes, le faisceau transmis sera réfracté du même côté que le faisceau incident par rapport à la normale au plan séparant les deux milieux. Ainsi, une expérience d'optique, a priori banale, permet de révéler l'existence d'un indice de réfraction négatif.

- **Focalisation et effet super-lentille**

En conséquence de la réfraction négative, il est possible de réaliser une lentille plane grâce à une lame de matériau main-gauche. En effet, l'effet de réfraction négative laisse entrevoir une première application qui consiste à focaliser un faisceau divergent par une simple lame micro ou nanostructurée, alors qu'il est nécessaire de conformer la surface d'une lentille conventionnelle pour obtenir un effet similaire. Compte tenu de la planéité de la lentille, on peut constater également que l'on obtient l'invariance des propriétés de focalisation par translation de la source parallèlement au plan de la lentille.

De plus, Pendry a démontré que ces milieux amplifient également les ondes évanescentes [Réf. I.39]: son principal intérêt réside dans le fait qu'il est ainsi possible d'utiliser cette lentille sous la limite de diffraction qui est un des obstacles majeurs dans la résolution des systèmes d'imagerie.

Un milieu dont la vitesse de phase et la vitesse de groupe sont de signes opposés a d'autres conséquences sur les lois élémentaires de la physique du rayonnement :

- L'inversion de l'effet Doppler : dans le cas d'une source s'approchant du récepteur, le décalage en fréquence se fait vers le bas dans le milieu main gauche.
- L'inversion de l'effet Cerenkov : une particule se déplaçant à une certaine vitesse émet un rayonnement électromagnétique. Le cône de rayonnement, dans le milieu main-gauche, est opposé au sens de propagation de la particule.

Si ces matériaux sont particulièrement intéressants au regard des applications potentielles, leur étude a été longtemps limitée par la difficulté d'obtenir en pratique des paramètres  $\epsilon_r$  et  $\mu_r$  simultanément négatifs. L'intérêt pour ce type de milieu a été relancé récemment par l'intermédiaire des milieux périodiques, capables de créer artificiellement de telles conditions. En effet, les micro- et nano-technologies ont ouvert des perspectives nouvelles pour la création de structures artificielles pouvant présenter un indice de réfraction négatif.

### **I.3.2.2. FABRICATION DES MILIEUX DOUBLEMENT NEGATIFS PAR L'APPROCHE DE TYPE RESEAUX DE FILS ET DE RESONATEURS**

Nous venons de voir que la fabrication d'un matériau à indice de réfraction négatif passe par la fabrication de milieux artificiels doublement négatifs, c'est à dire dont les valeurs de permittivité et de perméabilité effectives sont négatives simultanément dans une même bande de fréquence.

Dans la gamme de fréquence micro-onde, l'apparition des métamatériaux à indice de réfraction négatif s'est donc faite par une ingénierie de la permittivité et de la perméabilité. Se sont succédés ainsi les réseaux à permittivité négative, puis des réseaux à perméabilité négative, et enfin par la superposition des deux, les matériaux doublement négatifs. Nous reprenons donc cette démarche progressive, en étudiant successivement les réseaux de fils métalliques et de résonateurs à activité magnétique, puis nous évoquons d'autres approches alternatives, comme l'utilisation d'un seul motif ou celle d'une structuration diélectrique.

### I.3.2.2.1. Réseaux de fils : la permittivité négative

Une lame métallique est transparente au dessus de la fréquence de coupure, dite fréquence plasma du métal, et réfléchissante au dessous. Pour des matériaux classiques tels que l'or et l'argent, la fréquence plasma d'un matériau massif se situe dans le spectre ultra-violet (à plusieurs milliers de THz). La permittivité de cette lame de métal suit une loi dispersive de type Drude :

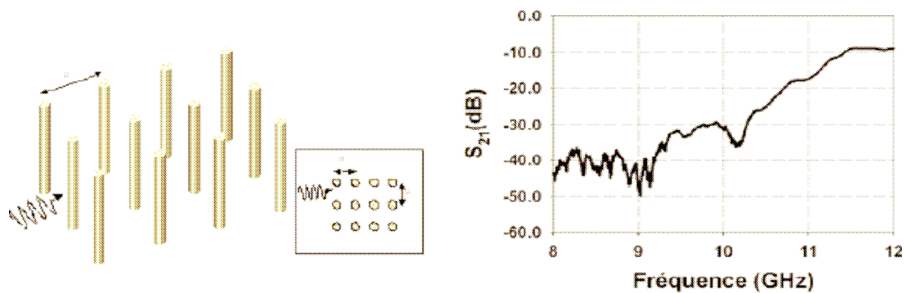
$$\epsilon(\omega) = 1 - \frac{\omega_p^2}{\omega(\omega + i\gamma)}$$

avec  $\omega_p$  : pulsation plasma,  $\gamma$  : pulsation de collision,  $i$  nombre complexe.

La valeur de la permittivité passe par zéro à la fréquence plasma ( $f_p$ ) et prend des valeurs négatives en dessous de  $f_p$ . Par exemple, pour une lame d'argent,  $f_p$  est de l'ordre de 2500 THz. Dans ces conditions, on constate que dans l'ensemble du spectre, allant des micro-ondes à l'optique, la permittivité est négative en accord avec le but recherché.

Toutefois, l'idée est d'ajuster cette fréquence à celle caractérisant la réponse magnétique. Dans ce but, Pendry ([Réf. I.40]) propose de structurer les films métalliques notamment sous la forme d'un réseau de fils, diluant ainsi le système, ce qui permet d'abaisser la fréquence plasma (Figure 9). Dans ce cas de figure, la fréquence plasma s'écrit en fonction des paramètres du réseau («  $c_0$  » est la vitesse de la lumière

dans le vide, «  $a$  » la périodicité du réseau et  $r$  le rayon des fils) :

$$V_{\text{plasma}}^2 = \frac{c_p^2}{2\pi a^2 \ln(a/r)}$$


**Figure 9 : Obtention de l'effet de permittivité négative par un réseau de fils. Variations fréquentielles de la transmission avec une fréquence plasma diélectrique égale ici à 11.5 GHz.**

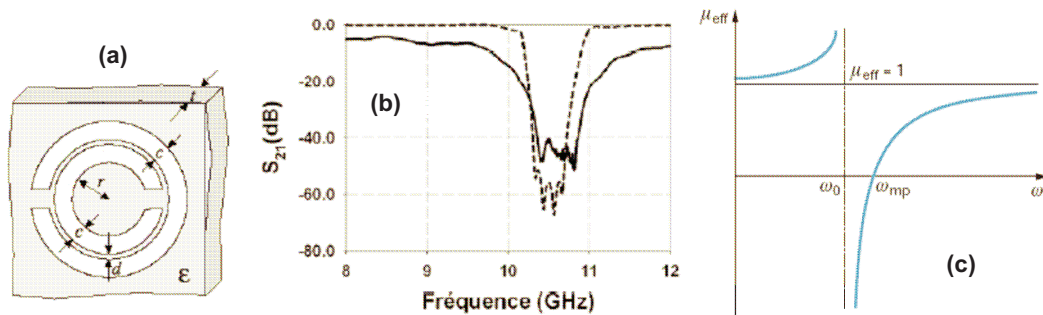
Le but de cette manipulation est de pouvoir se placer sous la fréquence plasma tout en contrôlant la permittivité grâce à une structuration de la matière (en jouant sur le rayon «  $r$  » des fils et la période spatiale «  $a$  » qui les séparent). Dans ce régime de fonctionnement, seules les ondes évanescentes peuvent pénétrer sur une faible épaisseur de métal (des plasmons de surfaces peuvent se propager à l'interface entre le milieu périodique et un milieu diélectrique). Pour satisfaire les conditions de métamatériau, afin de repousser les limites de diffraction, il faut que la longueur d'onde correspondant à la fréquence plasma soit

grande par rapport aux dimensions du réseau, ce qui implique que  $\lambda_{\text{fréq\_plasma}} \gg a \gg r$ . Cette condition est d'ailleurs favorable au principe d'homogénéisation.

En résumé, un réseau de fils métalliques éclairé par une onde plane dont le champ électrique est polarisé le long de l'axe des fils présente une permittivité effective négative. L'évolution de cette permittivité peut être décrite par un modèle de Drude. La fréquence plasma, qui dépend des dimensions du réseau peut être abaissée en gamme micro-onde.

### I.3.2.2. Résonateurs à activités magnétiques : la perméabilité négative

L'obtention d'un effet de perméabilité négative, à partir de matériaux non magnétiques, passe par la fabrication de boucles de courant résonantes. Un exemple proposé par John Pendry [Réf. I.59] est connu sous la dénomination de Split Ring Resonators, littéralement résonateurs à anneaux fendus ( Figure 10-a). D'autres formes sont également possibles telles que des lettres de forme C, rondes ou carrées par exemple. Il est possible de fabriquer un micro-résonateur qui interagira avec le faisceau électromagnétique incident à la fréquence de résonance (champ magnétique colinéaire à leurs axes). Une ouverture est pratiquée sur la boucle afin de créer un effet capacitif.



**Figure 10 : (a) Particule magnétique artificielle de type « Split Ring Resonators », (b) courbes de transmission théorique et expérimentale, (c) perméabilité effective des SRR [Réf. I.59]**

La perméabilité effective est une moyenne volumique de la perméabilité sur une cellule unitaire. Au voisinage de la résonance du motif, la perméabilité effective complexe devient négative dans une certaine plage de fréquence et dépend des paramètres géométriques de la structure ( $\gamma$  un coefficient d'amortissement,  $F$  la fraction de volume occupée par le cylindre intérieur et  $f_0$  la fréquence de résonance):

$$\mu_{\text{eff}} = 1 - \frac{F}{1 + i\frac{\gamma}{f} - (\frac{f_0}{f})^2}$$

Pour un réseau constitué d'un ensemble de ces boucles, la fréquence plasma magnétique  $f_{\text{pm}}$  est définie comme la fréquence à laquelle la perméabilité passe par la valeur nulle. Cette fréquence est directement reliée au couplage entre les résonateurs et donc au pas du réseau. Elle peut s'écrire de la manière suivante :

$$f_{\text{pm}} = \frac{f_0^2}{1 - F}$$

Pour une fréquence comprise entre la fréquence de résonance et la fréquence plasma magnétique, la perméabilité est négative (Figure 10-c) et présente un comportement fréquentiel de type Lorentz. Le spectre de transmission va présenter un effet de réjection entre ces deux fréquences (Figure 10-b).

Ces deux fréquences dépendent étroitement des paramètres géométriques du réseau. La bande de fréquence dans laquelle nous obtenons cette perméabilité négative est étroite.

Le rapport entre les deux pulsations est donné par (« r » le rayon du cylindre extérieur, « a » le pas du réseau) :

$$\omega_{np} / \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{1 - \frac{\pi^2 r^2}{a^2}}}$$

Comme le rayon r des fils doit être petit devant la période a du réseau, le rapport des deux pulsations est proche de 1, et donc la bande de fréquence dans laquelle la perméabilité est négative est très étroite, contrairement à la bande permise pour la permittivité négative.

Au sein de ce motif, il existe naturellement une combinaison d'effets inductifs et capacitifs. La géométrie des inclusions métalliques élémentaires, va nous aider à ajuster les fréquences caractéristiques à la bande de fréquences visée. En première approximation, la fréquence de résonance pour une simple boucle de courant est donnée par la formule suivante :

$$f_r = 0,5\pi(LC)^{-1/2} \quad \text{où} \quad L = \pi R^2 \mu_0 \quad \text{et} \quad C = \epsilon_0 \epsilon_r w/g$$

Dans ces expressions R est le rayon interne de la boucle, w et g sont respectivement la largeur du ruban et le gap définissant l'ouverture de la lettre C,  $\epsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12}$  F/m et  $\mu_0 = 1,256 \cdot 10^{-6}$  H/m sont les valeurs de permittivité et de perméabilité du vide et  $\epsilon_r$  est la constante diélectrique relative du matériau de substrat (ceci est valable si la capacité ne voit que le substrat, ce qui revient à considérer un SRR noyé dans le diélectrique).

On peut également tirer parti des deux cotés d'un substrat pour placer deux anneaux de dimensions identiques. On notera que les ouvertures des lettres sont placées tête-bêche afin de compenser les effets de bi-anisotropie ([Réf. I.41]).

### I.3.2.2.3. Réseau composite

La première démonstration expérimentale de l'existence d'un indice de réfraction négatif a été faite à l'université de Californie par David Smith ([Réf. I.42]). Il a superposé des réseaux de fils pour obtenir la permittivité ( $\epsilon_r$ ) négative et des boucles métalliques pour la perméabilité ( $\mu_r$ ) également négative, dont la fréquence de résonance des anneaux est inférieure à la fréquence plasma. Il a ainsi formé un milieu composite doublement négatif. Il a ensuite démontré qu'il est possible, dans la bande de fréquences où les valeurs effectives de  $\mu_r$  et  $\epsilon_r$  sont négatives simultanément, de transmettre les ondes électromagnétiques alors que celles-ci sont évanescentes si une seule de ces grandeurs est négative.

R. A. Shelby a proposé une version bidimensionnelle de ce milieu composite, à partir de SRR carrés (Figure 11) [Réf. I.43]. Les dimensions de la cellule de base sont présentées (Figure 11-b). Le champ électrique est dirigé selon l'axe des fils. Pour une propagation dans les directions [10] et [01], le champ magnétique est parfaitement perpendiculaire aux SRR, ce qui est favorable à leur excitation.

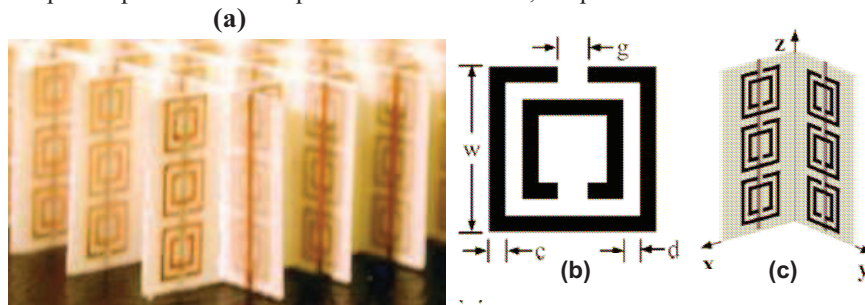


Figure 11 : (a) Photo du milieu composite 2D réalisé par R. A. Shelby. (b) Détail d'un SRR : c = 250  $\mu\text{m}$ , d = 300  $\mu\text{m}$ , g = 460  $\mu\text{m}$ , w = 2,62 mm. (c) Schéma du à 6 cellules [Réf. I.43]

Le problème d'adaptation d'impédance a été traité par Li [Réf. I.44], [Réf. I.45]. Il a amélioré le niveau de transmission et a démontré par des mesures en espace libre que les réflexions à l'interface des deux milieux étaient réduites.

Pour optimiser la géométrie de ces motifs, et par souci de simplification, d'autres réalisations récentes visent à fabriquer un matériau composite doublement négatif en utilisant un seul motif métallique. C. R. Simovski a étudié les propriétés d'un réseau tridimensionnel isotrope constitué de motifs en  $\Omega$  [Réf. I.46] proposés initialement par M. M. I. Saadoun pour la réalisation d'un déphaseur réciproque [Réf. I.47]. Ce motif combine à la fois un dipôle magnétique (l'anneau) et un dipôle électrique (les bras), et permet l'obtention simultanée d'une perméabilité et d'une permittivité effectives négatives.

Un milieu à permittivité négative peut également être obtenu grâce à des boucles fendues complémentaires ou Complementary Split Ring Resonator (CSRR) en anglais, selon F. Martin [Réf. I.48].

Pour les applications microondes des matériaux main-gauche, les lignes de transmission constituent une alternative aux milieux artificiels présentés dans cette partie. Il s'agit d'utiliser les méthodes de conception de circuits et d'analyse des lignes de transmission pour proposer des structures exploitant les propriétés originales des matériaux artificiels.

### I.3.2.3. INTERET DE L'APPROCHE PAR LIGNE DE TRANSMISSION (TL) COMPARE AUX STRUCTURES RESONANTES

La résonance des dispositifs électromagnétiques piège l'énergie durant un temps d'autant plus long que le coefficient de qualité de la résonance est élevé. Cela se traduit par une augmentation des pertes diélectriques et métalliques au voisinage de la fréquence de résonance. Or, les motifs de type SRR sont très résonants. Le facteur de qualité de chaque résonateur,  $Q_l$ , peut s'exprimer par la relation :

$$\frac{1}{Q_l} = \frac{1}{Q_u} + \frac{1}{Q_e} \quad \text{où } Q_u : \text{facteur de qualité non chargé et } Q_e : \text{facteur de qualité externe}$$

Cette relation exprime que les pertes totales ( $\propto 1/Q_l$ ) à travers un résonateur est égal à la somme des pertes diélectriques et ohmiques ( $\propto 1/Q_u$ ) et les pertes par couplages ( $\propto 1/Q_e$ ).  $Q_e$  est en général élevé ( $Q_e \gg Q_u$ ) :  $Q_l$  est donc dominé principalement par  $Q_u$  (selon Eq 1). Le facteur de qualité de charge peut également être extrait du coefficient de transmission :  $Q_l = \frac{f_r}{B}$ , où  $f_r$  est la fréquence de résonance et

$B$  la bande passante à -3dB (en Hz). Le facteur de qualité non chargé est:  $Q_u = \omega \frac{\text{Energie moyenne stockée}}{\text{Puissance dissipée}}$

Ainsi pour des matériaux diélectriques (pertes diélectriques  $\propto \tan\delta$ ) et métalliques (pertes métalliques  $\propto 1/\sigma$ , où  $\sigma$  est la conductivité) donnés, il y a un évitable compromis entre la bande passante et le niveau de transmission.

Par conséquent, la bande de fréquence où le matériau est doublement négatif est faible et le niveau de transmission diminue rapidement en fonction du nombre de résonateurs. Ces considérations ont amené un certain nombre de chercheurs à s'orienter vers une technologie duale de celle des lignes de transmission conventionnelles en introduisant une dispersion anormale par le biais d'inductances et de capacités localisées. Ces structures, non résonantes dans leur principe, permettent d'obtenir des comportements fréquentiels large bande et à faibles pertes. Ces supports de propagation planaires ont aussi l'avantage d'être compatibles avec l'intégration de circuits MMIC. Nous présentons le principe des lignes de transmission chargées par des éléments localisés dans le paragraphe suivant [Réf. I.60].

### I.3.2.4. FABRICATION DES MILIEUX DOUBLEMENT NEGATIFS PAR ELEMENTS LOCALISES L-C

#### I.3.2.4.1. Contexte

Face aux difficultés présentées par les réseaux de fils et de SRR, différentes propositions ont été faites afin de fabriquer non plus un réseau structuré bi- ou tridimensionnel à base d'éléments résonants mais plutôt des structures guidées. Ces structures peuvent être unidimensionnelles (on parle dans ce cas de lignes de transmission à base de métamatériaux) ou bidimensionnelles regroupant les objets connus sous les dénominations de surfaces sélectives en fréquence ou méta-surfaces. Dans ce qui suit, nous allons nous intéresser particulièrement aux lignes de transmission main-gauche, c'est-à-dire à ondes retro-propagées.

La théorie des lignes est généralement utilisée dans le but de décrire au mieux le comportement électromagnétique d'une ligne de transmission à rétro-propagation de phase. L'idée de base est de reproduire le caractère passe-haut de la transmission pour un système dispersif. Il est connu qu'en chargeant une ligne de transmission par des éléments localisés réactifs, des effets de dispersion extrêmement marqués peuvent être introduits. En effet, il est possible, grâce à l'insertion d'éléments capacitifs et inductifs discrets, de contrôler la vitesse de phase d'une ligne de transmission soit en conservant son caractère naturellement droitier, soit en le rendant gaucher.

La réponse fréquentielle d'un réseau unidimensionnel classique constitué de la mise en cascade d'inductance en série et de capacités en parallèle est de type passe-bas avec une fréquence caractéristique appelée « fréquence de Bragg ». L'idée sous-jacente est de fabriquer un réseau dual en permutant les capacités, qui sont à présent mises en série le long de la ligne de transmission, et les inductances, placées en parallèle. [Réf. I.49] à [Réf. I.52]

#### I.3.2.4.2. Lignes de transmission homogènes idéales

##### □ Condition d'homogénéisation d'un métamatériau

La théorie des lignes consiste à modéliser une ligne de transmission au moyen d'un réseau électrique distribué de type passe-bas L-C. Il peut inclure une résistance  $R_s$  et une inductance  $L_s$  en série, qui correspondent respectivement aux pertes actives et réactives dans les conducteurs de la ligne, ainsi qu'une conductance  $G_p$  et une capacité  $C_p$  en parallèle représentant les pertes d'énergie active et réactive dans le diélectrique.

Pour prendre en compte l'effet de propagation, la ligne est modélisée par une suite périodique d'éléments RLGC identiques correspondant à ce réseau, dont la longueur est choisie très petite devant la longueur d'onde. Les grandeurs  $R_s$ ,  $L_s$ ,  $G_p$  et  $C_p$  représentent alors les valeurs de résistance, inductance, conductance et capacité linéiques, dont les longueurs représentatives tendent vers 0 ( $\Delta z \rightarrow 0$ ).

Cette ligne de transmission est homogène c'est-à-dire qu'elle est parfaitement uniforme et son plan de coupe invariant dans le sens de la propagation. Par conséquent, elle peut transmettre un signal de la fréquence 0 à l'infini. Mais une ligne de transmission main-gauche est réalisée pratiquement par des éléments localisés, rendant la condition d'homogénéisation invalide pour les LHM. Cependant il est possible de construire des lignes de transmission MG artificiellement homogènes, en créant un milieu effectif représentant parfaitement les lignes de transmission idéales dans une gamme de fréquence. La structure main-gauche sera considérée comme un milieu homogène effectif à la condition que :  $\Delta z \ll \lambda_g$

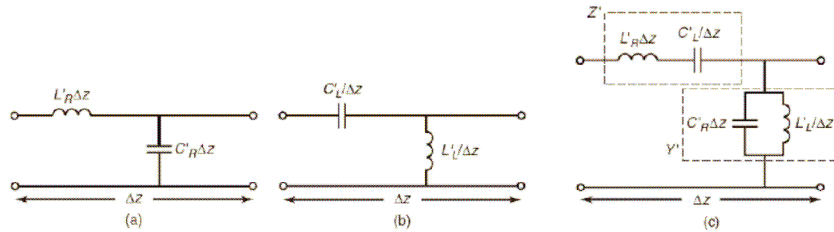
Nous allons maintenant étudier le cas idéal d'une ligne de transmission LH, c'est-à-dire en considérant le milieu de propagation homogène.

□ **Ligne duale**

Les schémas équivalents du tronçon unitaire d'une ligne de transmission classique sans perte, ainsi que son dual, sont représentés sur la Figure 12-a et -b. Le circuit s'apparente à un filtre passe-bas modélisé par les éléments linéiques inductif  $L'_R$  et capacitifs  $C'_R$  dans le cas de la ligne droitère; et à un filtre passe-haut pour la ligne gauchère modélisée par  $L'_L$  et capacitifs  $C'_L$ .

Il est alors possible de déterminer la relation de dispersion relative à la propagation des ondes électromagnétiques le long de la ligne. Soit  $Z$  l'impédance des éléments en série et  $Y$  l'admittance des éléments en parallèle sur le schéma équivalent. La relation de dispersion s'écrit:

$$\gamma^2 = (\alpha + j\beta)^2 = Z.Y \text{ où } \alpha \text{ est l'atténuation linéique et } \beta \text{ la constante de propagation.}$$



**Figure 12 : (a) Schéma équivalent d'un tronçon de ligne de transmission classique (ou ligne purement droitère PRH) sans perte de longueur dz. (b) schéma équivalent de la ligne duale (ou purement gauchère : PLH) lui correspondant. (c) Modèle électrique équivalent d'une ligne de transmission composite (gauchère et droitère). Ce circuit peut se diviser en deux parties : une impédance en série et admittance en parallèle. Ce circuit, étant la superposition des deux cellules idéales précédentes, possède deux fréquences de résonances propres [Réf. I.52].**

□ **Paramètres équivalents**

Les paramètres de la ligne de transmission classique ( $L'_R$  et  $C'_R$ ) et duale ( $L'_L$  et  $C'_L$ ) peuvent être reliés aux paramètres constitutifs ( $\epsilon$  et  $\mu$ ) d'un milieu réel main-gauche présentant les mêmes caractéristiques de propagation en comparant les équations télégraphistes aux équations de Maxwell. Dans ce paragraphe, cette analogie est rigoureusement possible si les ondes électromagnétiques dans le milieu main-gauche se propagent selon un mode transverse électromagnétique (TEM), tel que  $E_z=0$  et  $H_z=0$ , où  $z$  est la direction de propagation sur la ligne.

Selon les équations télégraphistes, la tension  $v(z)$  et le courant  $i(z)$  sur la ligne sont reliés par les équations suivantes :

$$\frac{\partial v(z)}{\partial z} = -i(z)Z \qquad \frac{\partial i(z)}{\partial z} = -v(z)Y$$

La tension sur la ligne correspond au champ électrique, par l'intermédiaire de la définition de la différence de potentiel ; et le courant au champ magnétique grâce à la loi d'Ampère. Les équations de Maxwell-Faraday et de Maxwell-Ampère correspondantes s'écrivent :

$$\frac{\partial H(z)}{\partial z} = j\omega\epsilon E \qquad \frac{\partial E(z)}{\partial z} = j\omega\mu H$$

Ainsi, par identification, la permittivité et la perméabilité effectives peuvent être reliées aux paramètres de la ligne :

$$\epsilon = Y / j\omega \qquad \mu = Z / j\omega$$

Dans ce paragraphe nous utilisons d'autres acronymes (« p » pour parallèle et « s » pour série) classiquement utilisés dans la littérature pour désigner les différents éléments capacitifs et inductifs des lignes PRH et PLH. Ce sont les éléments  $C_p$  et  $L_s$  qui définissent une ligne PRH; et  $C_s$  et  $L_p$  pour son duale PLH.

Pour la ligne de transmission classique,  $\epsilon$  et  $\mu$  correspondent alors aux valeurs de capacité et d'inductance linéiques  $C_p$  et  $L_s$ . En appliquant les équations précédentes au schéma électrique de la ligne duale, où la capacité et l'inductance sont permutées par rapport à la topologie d'une ligne de transmission classique, il est possible d'obtenir des paramètres  $\epsilon$  et  $\mu$  qui soient simultanément négatifs.

Nous comparons en Figure 13 les différentes grandeurs caractéristiques des deux types de lignes. D'une part, la ligne de transmission classique ou purement main-droite (PRH), et d'autre part, son modèle dual ou purement main-gauche (PLH), dans le cas sans perte.  $L_s$ ,  $C_p$  correspond aux valeurs linéiques d'inductance et de capacité de la ligne de transmission,  $L_p$  et  $C_s$  à celles de la ligne de transmission duale et  $w$  à la pulsation. Notons que dans le cas dual la capacité est en série et l'inductance est en parallèle, par conséquent  $L_p$  et  $C_s$  sont exprimées respectivement en H.m et en F.m.  $v_g$ ,  $v'$ ,  $n$  et  $c_0$  représentent respectivement la vitesse de groupe, la vitesse de phase, l'indice effectif des lignes et la vitesse de la lumière dans le vide.

|  | PRH                  | PLH                                    |
|--|----------------------|--|
| $\beta^2$                              | $L_s C_p \omega^2$   | $\frac{1}{L_p C_s \omega^2}$           |
| $Z_c$                                  | $\sqrt{L_s / C_p}$   | $\sqrt{L_p / C_s}$                     |
| $v_g = \partial\omega / \partial\beta$ | $1 / \sqrt{L_s C_p}$ | $\omega^2 \sqrt{L_p C_s}$              |
| $v_\phi = \omega / \beta$              | $1 / \sqrt{L_s C_p}$ | $-\omega^2 \sqrt{L_p C_s}$             |
| $n = \frac{c_0 \beta}{\omega}$         | $c_0 \sqrt{L_s C_p}$ | $\frac{-c_0}{\omega^2 \sqrt{L_p C_s}}$ |
| $\epsilon$                             | $C_p$                | $\frac{-1}{\omega^2 L_p}$              |
| $\mu$                                  | $L_s$                | $\frac{-1}{\omega^2 C_s}$              |

**Figure 13 : Principales grandeurs caractéristiques d'une ligne de transmission classique (PRH) et de sa structure duale (PLH).**

La relation de dispersion, représentée pour les deux cas, indique clairement une propagation dispersive dans le cas de la ligne duale. De plus, la constante de propagation est dans ce cas décroissante avec la fréquence, ce qui signifie que la longueur d'onde guidée augmente avec la fréquence. Pour conserver une vitesse de groupe positive dans les deux cas, il est nécessaire de choisir  $\beta = -1 / \sqrt{(L_p C_s w^2)}$  pour la ligne duale. Sur les diagrammes, il est possible d'extraire les vitesses de phase et de groupe selon :

$$v_g = \frac{\partial \omega}{\partial \beta} \qquad v_\phi = \frac{\omega}{\beta}$$

Les diagrammes de dispersion montrent que  $v_g$  et  $v_\phi$  sont parallèles ( $v_g \cdot v_\phi > 0$ ) pour une ligne de transmission PRH, alors que  $v_g$  et  $v_\phi$  sont anti-parallèles ( $v_g \cdot v_\phi < 0$ ) pour une ligne de transmission PLH. Ainsi, la permittivité et la perméabilité sont dispersives et négatives dans le cas dual.

L'indice de réfraction d'une telle structure peut être calculé de manières différentes, grâce :

- aux paramètres C-L extraits du schéma équivalent de la ligne,
- la relation de dispersion  $\beta(w)$  obtenu analytiquement
- l'analyse full-wave en utilisant les conditions aux limites périodiques (par  $n \beta / k_0$ )



### **I.3.2.4.3. La ligne composite (CRLH)**

Nous venons de présenter les modélisations de lignes idéales : purement main-droite (PRH) et purement main-gauche (PLH). La réalisation d'une ligne duale sous forme entièrement répartie nécessite donc de pouvoir réaliser une structure présentant une capacité série et une inductance parallèle distribuée.

Or, dans la réalité la ligne gauchère idéale (PLH) n'existe pas car celle-ci est fabriquée à partir d'une ligne de transmission classique et il est donc nécessaire de tenir compte de ce caractère droitier non négligeable. On parle alors de ligne de transmission main-gauche composite ou (CRLH, ie Composite Right and Left Handed, en anglais). Le lecteur pourra se reporter à l'annexe C pour une analyse détaillée de la ligne de transmission gauchère composite sous forme répartie dans un premier temps.

Sur le plan pratique, on place périodiquement (pour des facilités de fabrication et de modélisation) des composants localisés sur une ligne de transmission. La modélisation homogène considérant des éléments de longueurs infinitésimales est dans ce cas incorrecte. L'ajout d'éléments localisés introduit une périodicité  $p$  finie souvent imposée par les processus technologiques: le caractère discret de la ligne composite obtenu doit alors être pris en compte. Ainsi, l'annexe C détaille les structures gauchères sous forme répartie composite puis le cas plus réel, c'est-à-dire lorsque les éléments ajoutés sont localisés. La relation de dispersion de ces structures est perturbée ce qui permet d'obtenir un comportement de matériau doublement négatif dans un intervalle restreint de fréquence. Le cas particulier où l'indice passe continûment d'une valeur négative à positive sans bande interdite intermédiaire, communément appelé le cas équilibré, est également présenté dans cette annexe.

Nous venons d'introduire le concept des lignes chargées, et les propriétés de propagation des ondes sur ces supports associées. Nous présentons maintenant les modélisations et les méthodes de simulations numériques des métamatériaux, puis les signatures expérimentales du caractère main-gauche.

## **I.4. METHODES DE CARACTERISATIONS NUMERIQUES ET EXPERIMENTALES DES LHM**

Ce paragraphe décrit les méthodes de conception des LHM et les techniques de caractérisation expérimentales et numériques des paramètres électriques (permittivité et perméabilité) des métamatériaux. Ces paramètres sont dits « effectifs » puisqu'ils donnent la réponse du matériau à l'application d'un champ électrique et magnétique. Ils sont importants car ils permettent de prédire la réponse d'un objet de forme quelconque en utilisant les hypothèses physiques appropriées (Théorie Géométrique de Diffraction, optique physique ou modélisation numérique exacte par exemple). L'utilisation de matériaux composites (constitués d'un mélange régulier ou aléatoire de plusieurs matériaux) a amené le besoin de méthodes théoriques pour prédire les paramètres effectifs à partir de la connaissance du comportement de chacun de ses constituants. Les méthodes de caractérisation numériques et expérimentales des LHM sont d'un intérêt majeur puisqu'elles apportent les éléments nécessaires pour l'ingénierie des technologies exploitant les métamatériaux.

### **I.4.1. MODELISATIONS DES METAMATERIAUX**

#### **I.4.1.1. LE MILIEU EFFECTIF**

Le concept de milieu effectif pour la description de la réponse électromagnétique de systèmes hétérogènes est utilisé dans plusieurs domaines de la physique. L'idée est de remplacer le milieu hétérogène par un milieu homogène macroscopiquement, ayant les mêmes réponses électromagnétiques.

Ceci peut être réalisé à l'aide de procédures d'homogénéisation qui permettent de définir une réponse effective à partir des paramètres caractérisant le milieu hétérogène. L'intérêt du concept de milieu effectif réside dans le calcul de tous les autres paramètres électromagnétiques du système en utilisant les relations de l'électrodynamique des milieux continus.

Dans ces travaux de recherche, nous nous sommes intéressés aux composites périodiques car les structures à indice de réfraction négatif qui existent dans la littérature sont essentiellement périodiques. Les différents types de propagation dans les milieux hétérogènes et périodiques sont résumés sur la Figure 14.

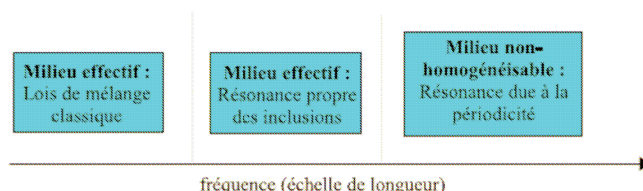


Figure 14 : Échelle de longueur pour le milieu effectif d'un composite périodique ([Réf. I.53])

La zone de gauche de la figure représente la zone quasi-statique où la longueur d'onde est beaucoup plus grande que la périodicité des inclusions. Les paramètres effectifs du composite dans cette zone peuvent facilement être calculés à l'aide de solutions quasi-statiques ou en s'appuyant sur des lois de mélange classiques [Réf. I.54].

La zone de droite représente la zone où le composite est hétérogène et les résonances du milieu sont associées à sa périodicité. Un tel composite n'est pas homogénéisable. L'étude de ses caractéristiques de propagation étant plus complexe, elle nécessite des méthodes numériques rigoureuses. Ces méthodes requièrent une discrétisation du volume d'étude : une cellule élémentaire est généralement définie et des conditions de périodicité de Floquet-Bloch sont imposées pour borner le volume de calcul. Il s'agit typiquement du régime de fonctionnement des matériaux à bande interdite photonique.

La zone intermédiaire représente une zone où les inclusions sont résonantes. Les dimensions électriques des inclusions ainsi que la périodicité sont petites devant la longueur d'onde. Les métamatériaux main-gauche appartiennent à cette zone intermédiaire. Un tel milieu sera considéré homogénéisable ([Réf. I.53]).

Quand un champ électromagnétique est appliqué à un composite, les champs au sein de ce composite contiennent des effets du champ appliqué et la réaction des particules constituant ce composite [Réf. I.55], [Réf. I.56]. Le champ local au sein du composite peut être librement propagatif, propagatif avec atténuation, ou évanescer.

Par ailleurs, le processus d'homogénéisation ne saurait se résumer à un simple calcul de moyenne, comme c'est le cas par exemple pour la masse volumique. Le passage au modèle macroscopique s'effectue dans le respect des lois électromagnétiques et la prise en compte des variations locales des paramètres électromagnétiques constitutifs.

#### I.4.1.2. LES METHODES DE MODELISATIONS

Quatre approches principales permettent d'aboutir aux paramètres constitutifs homogénéisés. Ces méthodes sont exposées brièvement ci-dessous.

- **Méthode de la moyenne et loi des mélanges :**

Quand les inclusions sont petites, bien espacées, de forme sphérique ou ellipsoïdale, la méthode de la moyenne est en générale utilisée. Elle consiste à lier l'induction et le champ électromagnétique moyen aux paramètres constitutifs en introduisant la densité de moment et la polarisabilité. La permittivité effective est définie comme étant le rapport entre le déplacement et le champ électrique moyen :

$$\langle \vec{D} \rangle = \epsilon_{eff} \langle \vec{E} \rangle$$

Plusieurs formalismes théoriques existent : Clausius-Mossotti, Rayleigh etc. On retient en particulier les formalismes de Maxwell-Garnett, Bruggeman et du potentiel cohérent qui sont le plus souvent utilisés.

- **Méthode de la limite :**

Quand les inclusions ne vérifient pas ces conditions, on peut utiliser la méthode de la limite. Elle tient compte de toutes les interactions entre les inclusions. Cette approche est plus récente et s'applique en particulier aux structures périodiques. Mathématiquement, au lieu de résoudre rigoureusement le problème pour chaque valeur de la période  $p$ , on le plonge dans une suite de problème indexés par  $p$ , qu'on fait tendre vers 0. La longueur d'onde est très grande par rapport à la période. Ainsi, c'est comme si l'onde éclairait un matériau homogène caractérisé par les paramètres électromagnétiques effectifs.

Contrairement à la méthode de la moyenne, le processus de limite ne souffre pas des contraintes sur la forme et la taille des inclusions, les méthodes les plus utilisées étant celles du développement asymptotique et celle de la convergence à deux échelles.

- **Méthode d'éclatement périodique :**

Enfin, la méthode d'éclatement périodique permet de se libérer des contraintes imposées par la méthode de la moyenne. Introduite par Damlamian et al., le champ électromagnétique se décompose en un champ électromagnétique moyen, qui est le champ calculé dans le matériau homogène équivalent et un champ correcteur.

- **Méthode de moyenne et sommation du champ**

L'idée récente de Pendry est de calculer les paramètres effectifs à partir du champ local moyenné. Cette méthode révèle toute son efficacité, par rapport à celle utilisant les paramètres  $S$ , lorsque les structures à étudier sont complexes et que les amplitudes en transmission et réflexion deviennent difficilement interprétables. Puis il améliora cette méthode en remplaçant les moyennes volumiques par un rapport d'intégrales surfacique et linéique.

## I.4.2. METHODES DE SIMULATION NUMERIQUES DES STRUCTURES LHM

- **Introduction**

Lors de la conception de structures planaires ou volumiques hyperfréquences, le dimensionnement est une des phases la plus importante. Ce dimensionnement nécessite l'utilisation de techniques de synthèses analytiques qui permettent de déterminer les caractéristiques électriques (impédances, longueurs électriques, etc...) nécessaires à la mise en œuvre des fonctions désirées. Une fois ces caractéristiques déterminées, il faut les traduire en termes de dimensions physiques selon la technologie choisie. Les outils de simulation hyperfréquence disponibles s'appuient sur deux formalismes principaux basés sur des grandeurs fondamentales de complexité différentes. Les simulateurs circuit traitent ainsi de grandeurs

scalaires : courants, tensions ondes réduites; tandis que les simulateurs électromagnétiques traitent plus précisément des grandeurs vectorielles : champs électriques et magnétiques, courants surfaciques, etc.

Une approche de type circuit est souvent limitée face à la complexité de plus en plus importante des dispositifs actuels. Le concepteur se voit donc dans l'obligation d'utiliser un outil d'analyse rigoureux pouvant prendre en compte l'ensemble des phénomènes parasites pouvant survenir sur le circuit (phénomène de couplage, apparition de modes supérieurs, etc).

Les logiciels basés sur l'utilisation de méthodes électromagnétiques s'imposent donc comme des outils incontournables lors de la conception des dispositifs hyperfréquences. Compte tenu des évolutions incessantes de la rapidité de calcul des ordinateurs, les logiciels commerciaux tirant parti des techniques numériques développées pour la résolution des problèmes électromagnétiques ont vu leur nombre s'accroître et leur intérêt s'affirmer. Ils peuvent permettre de faciliter la conception et également de limiter le temps nécessaire pour développer un système hyperfréquence. Les méthodes numériques sont maintenant un outil incontournable pour obtenir une caractérisation précise et rigoureuse des phénomènes électromagnétiques engendrés au sein des circuits hyperfréquences.

Toutefois, malgré les évolutions des machines de calcul, leur application peut rapidement conduire à des temps de calcul importants. Ainsi, les procédures d'optimisation électromagnétiques restent réservées à des cas courants, dont la complexité est limitée.

Dans cette partie nous détaillons les différentes méthodes d'analyse, qu'elles soient de type circuit ou électromagnétique, en présentant les spécificités de chacune ainsi que leur domaine d'application. Le principe de ces différentes méthodes est exposé brièvement puis illustré au travers de la conception des différents prototypes présentés dans les chapitres de ce manuscrit. La phase de conception des circuits de ce travail a été réalisée grâce à des logiciels commerciaux.

- **Les méthodes de simulations de type circuit**

L'analyse circuit des dispositifs hyperfréquences est le point de départ de toute procédure de conception. Elle permet la conception de dispositifs électroniques par la combinaison de modèles analytiques ou schémas électriques équivalents de composants de base. Ces composants peuvent être actifs ou passifs et les simulations, de types linéaire ou non-linéaire, peuvent s'effectuer dans le domaine fréquentiel ou temporel. La rapidité de l'analyse circuit facilite l'optimisation et les études statistiques (sensibilité, cohérence, rendement) des dispositifs.

Dans une analyse circuit, on reconstitue électriquement un dispositif par association de diverses "briques de base" paramétrées. Les briques de base sont en fait une modélisation sous forme de circuits électriques équivalents (lignes de transmission, discontinuités) propres à une technologie. De nos jours, les modèles analytiques de beaucoup de composants actifs et passifs (localisés ou distribués) existent et sont performants.

L'analyse circuit permet d'évaluer rapidement les performances des dispositifs puisque les temps de calcul associés aux modèles circuits (généralement implantés sous forme d'équations) sont très faibles. La rapidité de l'analyse circuit est favorable à l'optimisation des dispositifs, permettant de modifier le dimensionnement du circuit afin de répondre à un cahier des charges prédéfini.

Mais, il est bien entendu que ces modèles sont d'utilisation restreinte tant au point de vue des rapports de forme (par exemple pour de fines couches de BST déposées sur des substrats hôtes), des paramètres constitutifs (tels que pour des métamatériaux « gauchers »), que de la gamme de fréquence (plusieurs dizaine de GHz). De plus, selon la technologie étudiée, les modèles sont inexistantes ou mal définis. Par exemple, le logiciel commercial ADS de chez Agilent, ne dispose pas de modèles multicouches couvrant les caractéristiques de nos substrats à base de ferroélectrique, ce qui exclu d'utiliser de façon directe le logiciel ADS pour prédire le comportement de nos circuits. Ainsi, quand les structures se complexifient, d'autres méthodes sont nécessaires. En conséquence, il est nécessaire d'utiliser des techniques plus générales capables de modéliser précisément l'ensemble des phénomènes physiques (les couplages, les résonances, les interactions de modes supérieurs pour les discontinuités, etc..) : l'analyse électromagnétique paraît indispensable.

- **Les méthodes d'analyses électromagnétiques**

La simulation EM consiste en la résolution des équations régissant les lois de l'électromagnétisme grâce à des méthodes de calcul numérique. Ainsi la propagation des ondes EM dans une structure à la géométrie complexe et constituée de tous types de matériaux, peut être calculée et ainsi permettre la caractérisation EM de cette structure.

Il existe plusieurs méthodes de simulation EM qui possèdent chacune des avantages et des inconvénients en fonction du problème traité. A partir des équations de Maxwell, des relations constitutives du milieu et des conditions aux limites, est posée une formulation mathématique du problème EM à résoudre. Celui-ci peut être posé sous plusieurs formes :

- Sous la forme d'équations différentielles et résolue par la discrétisation des équations sous la forme des différences finies par exemple (FDTD : Finite Difference Time Domain).
- Sous la forme intégrale et résolue par exemple par la méthode des moments (MoM), considérée comme une méthode 2D1/2.
- Sous la forme variationnelle et résolue par exemple par la méthode des éléments finis (FEM).

Ces méthodes peuvent être fréquentielles (méthode des moments, méthode des éléments finis, . . . ) ou temporelles (différences finies dans le domaine temporel, TLM : Transmission Line Matrix, méthode des moments . . . ) et adaptées à des problèmes 2, 5D ou 3D. Les méthodes fréquentielles sont couramment employées pour l'analyse des dispositifs hyperfréquences, car elles permettent d'obtenir rapidement une réponse sur une faible largeur de bande. Cependant, avec le développement informatique actuel, de plus en plus de logiciels commerciaux sont basés sur des méthodes temporelles qui permettent une caractérisation large bande fréquentielle (obtenue grâce à une transformée de Fourier) en une seule simulation.

Ces méthodes de calcul nécessitent une discrétisation spatiale des structures étudiées. Chaque méthode possède son maillage caractéristique plus ou moins adapté à divers types de géométries. Ces méthodes sont aujourd'hui implémentées dans des logiciels commerciaux.

La durée des simulations EM était auparavant prohibitive pour envisager la conception optimisée RF. Grâce à l'amélioration récente des capacités de calcul, les méthodes EM sont désormais en mesure de produire des résultats précis de simulation de géométries complexes 3D dans un temps réduit.

- **HFSS**

Nous n'exposons pas ici en détail les différentes méthodes numériques d'analyses électromagnétiques car cela sortirait du cadre de ce manuscrit, mais nous détaillons le logiciel HFSS de

ANSOFT qui est basé sur la méthode des éléments finis et parfaitement adapté à la résolution des équations de Maxwell dans une structure à trois dimensions.

La méthode des éléments finis est basée sur la description géométrique de la structure sous forme d'un maillage utilisant des tétraèdres (3D) ou des triangles (2D) qui ne sont pas forcément uniformes. Les équations de Maxwell font intervenir les différentes grandeurs électromagnétiques correspondant aux différents matériaux présents dans la structure. Le modèle est composé d'un nombre fini de milieux homogènes par morceaux, linéaires, isotropes ou anisotropes et avec ou sans pertes. Ces milieux sont caractérisés par leur permittivité  $\epsilon_r$ , leur perméabilité  $\mu_r$  ou éventuellement leur conductivité  $\sigma$ . Ces grandeurs peuvent être réelles, complexes et/ou tensorielles.

Avec cette méthode, le volume d'étude doit obligatoirement être borné. Les conditions aux limites peuvent être de différentes natures, telles que des conditions de court-circuit électrique (CCE), des conditions de court-circuit magnétique (CCM), des impédances de surface. Ces conditions limites peuvent également être absorbantes pour l'étude des systèmes ouverts. Ces conditions simulant l'espace libre sont soit des couches absorbantes (ABC : Absorbing Boundary Conditions) soit des couches parfaitement adaptées (PML : Perfectly Matched Layers). Les ABC minimisent les réflexions de l'onde à la frontière mais elles ne sont efficaces que pour les ondes d'incidence normale. Pour des angles d'incidence différents de la normale, il est nécessaire d'utiliser les couches absorbantes PMLs. Par ailleurs, les logiciels commerciaux commencent à intégrer des fonctionnalités permettant de simuler des réseaux de métamatériaux de dimensions infinies (la fonction « FSS » par exemple dans HFSS).

La méthode des éléments finis du logiciel est basée sur la résolution des équations de Maxwell prises au sens des distributions. Dans un premier temps un maillage est défini. Celui-ci représente la division de la structure en un nombre fini de tétraèdres. Les dimensions de ces tétraèdres sont choisies très petites devant la longueur d'onde et devant les grandeurs géométriques du système. Les vecteurs de champs électrique et magnétique sont calculés seulement sur les points principaux tels que les sommets ou les milieux d'arrête. A l'intérieur des volumes élémentaires, le champ est interpolé. Grâce à cette décomposition, les équations de Maxwell peuvent être résolues par des techniques numériques matricielles.

- **Méthode de conception hybride pour l'optimisation des dispositifs à base de métamatériaux : la segmentation**

La méthode présentée dans cette partie n'est pas a priori une véritable méthode d'optimisation des circuits, mais elle s'apparente plutôt à une démarche de conception hybride, à la fois circuit et électromagnétique. Cette méthode de conception s'applique au cas où une démarche purement circuit ne permet pas d'obtenir un résultat électromagnétique en accord avec les spécifications souhaitées et où le problème de modélisation est clairement identifié. D'autre part, comme nous l'avons déjà évoqué, l'étude de modèles complexes nécessite l'usage de ressources informatiques importantes. Il est donc nécessaire de développer des outils permettant d'intégrer l'analyse électromagnétique à l'intérieur d'une boucle d'optimisation. L'objectif est de limiter le nombre de simulations et de réduire les temps de conception pour des raisons économiques.

La méthode de segmentation est la méthode traditionnelle de simulation des structures mixtes où coexistent des composants actifs et des éléments passifs (localisés ou distribués). Le principe de cette

approche est le suivant : le circuit étudié est divisé en différents segments simulés indépendamment. Cette méthode peut combiner l'usage de deux modèles représentatifs du comportement à optimiser. Le premier modèle est un modèle rigoureux établi par l'analyse électromagnétique globale du dispositif, mais coûteux en temps de calcul. Alors que le second est un modèle simple qui permet d'obtenir un comportement approché, suffisamment explicite pour pouvoir guider rapidement l'optimisation des paramètres du modèle rigoureux. Ceux-ci sont ensuite recombinaés via un simulateur circuit pour obtenir le résultat final.

Cette méthode est utilisée pour tous les prototypes présentés dans ce travail. Elle est d'autant plus valable pour les métamatériaux puisque ce sont des structures périodiques qui nécessitent l'optimisation uniquement sur une cellule unitaire (une période). Les paramètres de transmission et réflexion d'une structure complète sont ensuite obtenus par chaînage des cellules unitaires.

La discrétisation, effectuée par HFSS, du volume de calcul des éléments critiques par éléments finis, nous permettra de disposer d'un maillage non uniforme, ce qui est approprié pour l'analyse des structures hétérogènes de géométrie complexe.

### **I.4.3. SIGNATURES DU CARACTERE MAIN-GAUCHE**

#### **I.4.3.1. TECHNIQUES DE CARACTERISATIONS EXPERIMENTALES**

Les méthodes usuelles de caractérisation expérimentale des matériaux dans le domaine RF visent à mesurer le coefficient de réflexion et le coefficient de transmission au travers d'une plaque d'épaisseur connue du matériau pour en déduire ses propriétés de propagation. Ces coefficients complexes sont fonctions des paramètres effectifs (permittivité et perméabilité) de chaque couche constituant l'échantillon à mesurer, une procédure inverse peut être employée pour caractériser ces propriétés. Pour effectuer la mesure il faut prélever un échantillon du matériau qui s'adapte à la technique de mesure utilisée et le placer sur le trajet d'une onde électromagnétique.

Nous pouvons diviser les techniques de mesure d'échantillons en trois classes :

- les techniques guidées (en guide d'onde, en ligne coaxiale, avec la sonde coaxiale, en ligne microruban, triplaque, ...)
- les techniques dans les cavités résonnantes
- la technique en espace libre

Toutes ces techniques ont été étudiées, développées et mises en place pour les matériaux homogènes isotropes au Radiation Lab du MIT (par Von Hippel ) vers les années 1942 à 1950. Cela constitue un guide des techniques de mesure de tous les matériaux

#### **I.4.3.2. METHODES D'INVERSION POUR L'EXTRACTION DES PARAMETRES EFFECTIFS**

Les méthodes d'homogénéisation précitées au § I.4.1.2 ont toutefois diverses limitations (formes et dimensions des inclusions), les rendant inadaptées au cas qui nous intéresse : l'homogénéisation de métamatériaux. Ceux-ci étant constitués d'éléments inductifs et capacitifs complexes, ils peuvent être le siège de fortes résonances. En effet, les métamatériaux présentent pour leur part des inclusions résonnantes, étroitement espacées, et agissant fortement les unes sur les autres par leurs champs proches y compris par des modes évanescents.

Pour analyser les matériaux composites et déterminer la nature dispersive des paramètres d'un matériau, les méthodes d'extraction sont plus adéquates. Ces méthodes sont dites « d'inversion » car dans

l'ensemble elles permettent de remonter aux paramètres effectifs du milieu en partant des coefficients de réflexion  $r$  et de transmission  $t$  par « inversion » des équations de Fresnel.

A partir des résultats en transmission obtenus par les simulations ou les mesures, il est possible d'extraire la valeur de la permittivité effective du milieu considéré. Dans ces travaux de recherche, nous avons pour cela utilisé une méthode basée sur celle proposée par W. B. Weir [Réf. I.57], et nous la détaillons ci-dessous.

Une partie du matériau contenant les différentes inclusions est excitée par une onde TEM et les coefficients de transmission et de réflexions sont calculés. L'impédance caractéristique et l'indice de réfraction sont ainsi extraits. Ces paramètres sont ensuite utilisés pour calculer la permittivité et la perméabilité effective du milieu constituant. La configuration des structures simulées par éléments finis est détaillée sur la Figure 15. Il s'agit d'une méthode de résolution directe, les équations de Fresnel ( $r, t = f(\epsilon_{\text{eff}}, \mu_{\text{eff}})$ ) étant « inversées » de manière analytique.

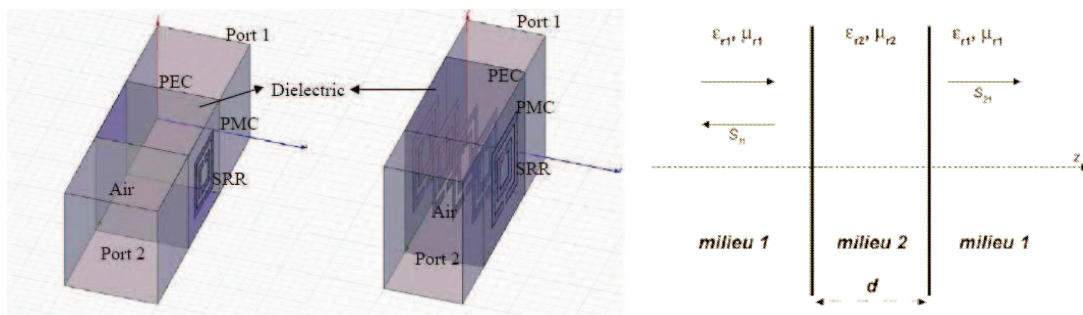


Figure 15 : Processus utilisé pour l'extraction des paramètres effectifs d'un LHM et représentation schématique de l'extraction des paramètres du milieu 2.

Cette méthode est d'ailleurs typiquement utilisée pour déterminer la permittivité et la perméabilité effective de tout milieu isotrope dispersif, et plus particulièrement pour les métamatériaux. L'ambiguïté majeure de cette méthode qui reste à lever est le choix de la solution. En effet, un choix arbitraire de la valeur (à  $\pi$  près) peut conduire à l'attribution d'un indice négatif quel que soit le matériau. Il existe plusieurs moyens de lever cette ambiguïté. Plusieurs solutions sont proposées dans la littérature [Réf. I.56] mais la plupart s'applique au milieu ayant une réponse diélectrique seule ( $\mu_{\text{eff}} = 1$ ). Nous rappelons ci-après la solution que nous avons utilisée afin de prendre en compte une perméabilité effective différente de l'unité : il s'agit de l'approximation proposée par Ziolkowski ([Réf. I.58])

L'approximation faite par l'auteur ([Réf. I.58]) est un développement limité du premier ordre du terme de propagation  $e^{-jkd}$  en  $1-jkd$ . Cette approximation est valable uniquement dans le cas où le produit  $kd$  est inférieur à 1. L'approximation faite ici n'est pas toujours respectée pour des métamatériaux résonants car à la résonance l'indice de réfraction et donc aussi le nombre d'ondes peuvent atteindre des valeurs très élevées. Cependant, sa méthode est très utilisée puisqu'elle permet d'éliminer les ambiguïtés de solution et notamment de discontinuités dans les allures des paramètres effectifs.

Les équations suivantes sont utilisées pour déterminer l'impédance caractéristique ( $z$ ) et les parties réelles et imaginaires de l'indice de réfraction ( $n$ ) du milieu, à partir des coefficients de transmission ( $S_{12}$ ) et de réflexion ( $S_{11}$ ).



Considérons deux milieux homogènes 1 et 2, caractérisés par leurs constantes électromagnétiques  $\epsilon_0\epsilon_{r1}$ ,  $\mu_0\mu_{r1}$ ,  $\epsilon_0\epsilon_{r2}$ ,  $\mu_0\mu_{r2}$ . Le milieu 1 est supposé infini de part et d'autre du milieu 2, d'épaisseur « d » (Figure 15). Nous considérons la propagation d'une onde selon z, et connaissant les paramètres du premier milieu, nous cherchons à déterminer les valeurs de  $\epsilon_{r2}$  et  $\mu_{r2}$ . Ce raisonnement est valable pour une onde se propageant dans un guide d'onde, sur une ligne TEM ou pour une onde plane en espace libre.

Soient  $\Gamma$  et  $T$  les grandeurs définies par :

$$\Gamma = \frac{\sqrt{\mu_{r2}/\epsilon_{r2}} - \sqrt{\mu_{r1}/\epsilon_{r1}}}{\sqrt{\mu_{r2}/\epsilon_{r2}} + \sqrt{\mu_{r1}/\epsilon_{r1}}} \quad (\text{Eq. 1}), \quad \text{et} \quad T = \exp(-j \frac{w}{c_0} \sqrt{\mu_{r2}\epsilon_{r2}} d) \quad (\text{Eq. 2})$$

où  $w$  est la fréquence radiale et  $c_0$  la vitesse de la lumière dans le vide. Les paramètres  $S$ , définis dans les plans d'interface des deux milieux s'écrivent alors :

$$S_{11} = \frac{(1-T^2)\Gamma}{1-T^2\Gamma^2} \quad \text{et} \quad S_{12} = \frac{(1-\Gamma^2)T}{1-T^2\Gamma^2} \quad (\text{Eq. 3})$$

Il est possible d'inverser les équations pour obtenir  $\Gamma$  et  $T$  en fonction des paramètres  $S$  :

$$\Gamma = \frac{S_{11}^2 - S_{21}^2 + 1}{2S_{11}} \pm \sqrt{\frac{(S_{11}^2 - S_{21}^2 + 1)^2}{4S_{11}^2} - 1} \quad (\text{Eq. 4}), \quad \text{et} \quad T = \frac{S_{21}}{1 - S_{11}\Gamma} \quad (\text{Eq. 5})$$

De même il est possible d'inverser les relations (Eq. 1) et (Eq. 5) pour exprimer  $\epsilon_{r2}$  et  $\mu_{r2}$  en fonction de  $\Gamma$  et  $T$ :

$$\epsilon_{r2} = j \sqrt{\frac{\epsilon_{r1}}{\mu_{r1}}} \left( \frac{c}{wd} \right) \text{Ln}(T) \left( \frac{1-\Gamma}{1+\Gamma} \right) \quad \text{et} \quad \mu_{r2} = j \sqrt{\frac{\mu_{r1}}{\epsilon_{r1}}} \left( \frac{c}{wd} \right) \text{Ln}(T) \left( \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} \right)$$

Deux couples de solutions sont obtenus (Eq. 4), puisque pour exprimer  $\Gamma$  en fonction des paramètres  $S$  il faut résoudre une équation du second degré. L'ambiguïté sur le choix des solutions peut cependant être levée en considérant notamment la partie imaginaire de la quantité  $\sqrt{(\epsilon_{r2}, \mu_{r2})}$ , qui doit être positive ou nulle pour avoir une solution physiquement acceptable dans le cas d'une propagation à valeurs de  $z$  croissantes.

Les paramètres effectifs du matériau composite peuvent également être utilisés pour exprimer l'impédance  $z$  et l'indice de réfraction tels que :  $\mu = \frac{n}{z}$  et  $\epsilon = n^*z$

#### 1.4.3.3. SIGNATURES THEORIQUES ET EXPERIMENTALES D'UN LHM

Nous venons de voir qu'un métamatériau est qualifié main-gauche lorsque ses paramètres effectifs extraits sont négatifs. Le comportement LH d'une structure peut également être mis en évidence par les méthodes suivantes:

- le diagramme de dispersion de la ligne de transmission réalisée à partir de cette cellule de base,
- la cartographie du champ électromagnétique
- l'évolution de la phase de la transmission d'un réseau constitué d'un nombre fini d'éléments.
- Les paramètres de transmission et de réflexion d'une structure LHM

Ces méthodes ne sont pas détaillées dans ce chapitre puisqu'elles sont appliquées pour tous les prototypes réalisés au cours de ces travaux de recherche et présentés dans les chapitres suivants. Ce sont des méthodes applicables à partir des résultats de simulations numériques et également des résultats expérimentaux. Elles constituent autant de méthodes qui permettront de justifier qu'une structure à métamatériau se comporte comme un milieu rétropropagatif.

## I.5. LES APPLICATIONS DES METAMATERIAUX EN HYPERFREQUENCE

Si les approches volumiques sont d'un grand intérêt pour la réalisation de dispositifs optiques, de focalisation notamment, ou pour la compréhension des phénomènes mis en jeu, elles sont plus difficilement exploitables pour la réalisation de dispositifs hyperfréquences. Pour ces applications, les structures plaquées semblent plus adéquates. Elles permettent de réaliser un grand nombre de systèmes de couplage, de filtrage ou encore de rayonnement. De part leurs principes, les métamatériaux présentent les deux avantages suivants :

- la miniaturisation : la structuration des supports de propagation ou de rayonnement se fait à des dimensions très petites devant la longueur d'onde.
- des effets électromagnétiques singuliers : l'obtention d'un indice de réfraction négatif par la micro-structuration engendre des effets de rétropropagation.

Les dispositifs à base de métamatériaux, jouant sur les valeurs des paramètres effectifs des structures, se comportent comme des lignes de propagation sélectives en fréquences. Dans ce contexte une des premières applications a été de les utiliser comme filtre compact. Cependant les approches plus classiques, qui s'appuient sur des techniques de synthèse sont très matures et permettent de satisfaire un grand nombre de critères. Mais, l'originalité des métamatériaux porte sur les effets de phase qui sont parfois de second ordre dans la conception de filtres. En effet, peu de dispositifs sont capables d'appliquer un déphasage quelconque (positif, négatif ou nul) sur un signal. Ainsi, il sera peut être plus opportun de réaliser des composants déphaseurs en particulier en visant la réalisation des structures composites pour lesquelles il est possible d'annuler le déphasage.

L'autre point important concernant les lignes composites est leur relative compacité en raison de la taille des éléments localisés et de leur périodicité. Cette technologie permet de fabriquer des déphaseurs à compensation de phase, des dispositifs de routage (coupleurs, duplexeur,...), des résonateurs d'ordre zéro, et également des structures rayonnantes (antennes à balayage et antennes à faisceaux conformés) grâce à une structuration compacte.

Les applications les plus prometteuses semblent actuellement centrées autour des antennes non seulement pour des raisons de compacité mais également d'efficacité.

### I.5.1. STRUCTURES GUIDEES

#### I.5.1.1. FILTRES A BASE DE STRUCTURES RESONANTES

Le fait de travailler sur le magnétisme artificiel laisse entrevoir de nombreuses possibilités. Dans une perspective de filtrage, la sélectivité peut être renforcée par l'utilisation de résonateurs qui permettent la réalisation de filtres fréquentiels passe-bandes présentant à la fois peu d'ondulations en bande passante et une réjection très forte. Dans ce cadre, F. Martin a proposé en technologie coplanaire une ligne chargée par des fils et des SRR (Figure 16) [Réf. I.61].

Comme dans le cas des réseaux 3D, les fils, placés selon l'axe du champ électrique, permettent à la structure de se comporter comme un plasma. La perméabilité négative est obtenue par les SRR, qui sont excités par le champ magnétique s'enroulant autour du ruban centrale de la ligne de transmission. D'un point de vue circuit, la ligne de transmission est chargée par une inductance en parallèle (le fil) et un résonateur en série (le SRR), couplé à la ligne. Le schéma équivalent d'un tronçon unitaire est présenté Figure 16.

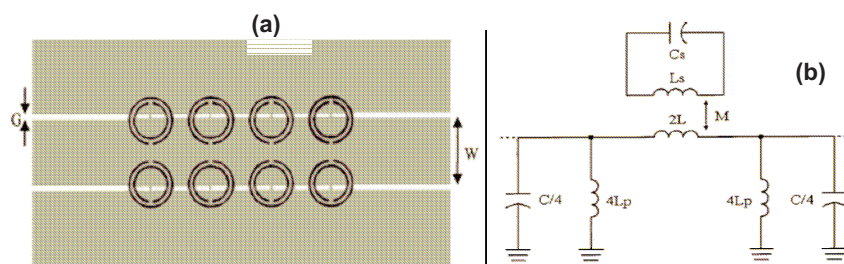


Figure 16 : (a) Schéma de la structure coplanaire LHM proposée par F. Martin. [Réf. I.61].

Les anneaux sont réalisés sur la face arrière, les fils et la métallisation de la ligne coplanaire sur la face avant. Le rayon interne des anneaux est de 1,3 mm,  $G = 0,3$  mm et  $W = 5,4$  mm. La dimension d'une cellule unitaire est de 5 mm. (b) Schéma équivalent d'un tronçon de ligne coplanaire, chargée par un fil et un SRR.  $C$  et  $L$  sont les paramètres décrivant la ligne de transmission coplanaire.  $C_s$  et  $L_s$  sont relatives au SRR,  $M$  est l'inductance mutuelle de couplage et  $L_p$  est l'inductance due au fil.

Le filtre proposé par F. Martin présente une bande passante centrée sur 8 GHz, et comporte 4 cellules unitaires, de longueur  $l = 5$  mm, bien inférieure à la longueur d'onde dans le vide à 8 GHz (37,5 mm). Le niveau de transmission obtenu est proche de 0 dB. Le comportement fréquentiel est marqué par une réjection élevée et abrupte en dehors de la résonance, dû au facteur élevé des résonateurs. Une autre réalisation du même auteur exploite deux couches de SRR. Celles-ci sont placées au-dessus et en dessous du plan de la ligne. L'utilisation de ces deux épaisseurs permet soit d'obtenir deux bandes passantes, si les fréquences de résonance des SRR sont éloignées, soit d'élargir la bande passante en utilisant des SRR de dimensions légèrement différentes. On voit ainsi qu'en modifiant les dimensions des différents réseaux de SRR, il est possible d'obtenir plusieurs bandes passantes ou choisir la largeur de bande de transmission.

Des filtres à base de métamatériaux sont également possibles simplement en utilisant des CSRR (Complementary SRR) puisqu'ils permettent de synthétiser un milieu à permittivité négative autour de leur fréquence de résonance [Réf. I.48]. Par exemple, une ligne microstrip dont la masse présente des CSRR gravés, présente un caractère stop-bande. En effet, l'admittance correspondante est dominée par l'inductance du CSRR et cet arrangement se comporte comme un milieu à permittivité négative. Pour une utilisation en bande passante, il suffit d'ajouter périodiquement des éléments capacitifs en série par exemple en gravant la ligne microstrip.

En général, le filtrage en hyperfréquence est réalisé par l'intermédiaire d'une alternance de tronçons de lignes d'impédances caractéristiques faible et importante. La réalisation du filtre sera d'autant plus compacte, grâce à la limitation du nombre de tronçon, que le rapport d'impédance caractéristique est élevé. C'est ce critère qui en particulier a motivé la fabrication de filtre micro-usinés ou ayant recours à des plans de masse avec défauts. Grâce à ces techniques il est effectivement possible d'augmenter sensiblement le rapport d'aspect des lignes et par conséquent le rapport d'impédance caractéristique. En revanche, la périodicité fait intervenir des effets parasites, qui peuvent être désavantageux pour certaines applications. Pour les filtres à base de métamatériaux on retrouve un peu le même type de problème, puisqu'on constate en pratique que si les gabarits sont relativement respectés sur la partie basse fréquences du filtre, en prenant l'exemple d'un filtre passe bande, il n'en est pas de même pour la partie haute avec des remontées de la transmission due à l'apparition de la seconde bande de transmission. Dans certaines applications, il est possible de tirer profit de cette seconde bande.

### I.5.1.2. LIGNES DE TRANSMISSION COMPOSITE DE TYPE LC

- **Lignes de transmission à avance de phase**

Nous avons introduit théoriquement la possibilité d’obtenir une ligne de transmission main-gauche en chargeant la ligne originale par des capacités mises en série et des inductances en configuration shunt.

En technologie de type ‘coplanar waveguide’ hybride, des capacités et des inductances chips peuvent être soudées périodiquement sur la ligne avec une période spatiale largement inférieure à la longueur d’onde guidée. La mise en cascade de lignes LH et RH permet d’obtenir les effets de compensation de phase. Cependant, la bande de fréquence d’utilisation des composants montés en surface se trouve limitée bien que les progrès réalisés dans ce domaine soient toujours constants. Outre l’utilisation de composants montés en surface, la fabrication peut également être réalisée en intégration totalement monolithique ([Réf. I.62]) pour des fonctionnements aux longueurs d’ondes millimétriques et sub-millimétriques.

Nous présentons ainsi une ligne MG en technologie monolithique grâce à des composants semi-distribués. Une ligne microstrip est constituée de capacités inter-digités en série et des éléments selfiques en parallèle grâce à des stubs reliés à la masse par des via-holes. Ce type de ligne se comporte comme un filtre passe haut. En revanche, les éléments sont semi-localisés et des effets de propagation se retrouvent aux fréquences plus élevées. En fait on montre qu’asymptotiquement une telle ligne se comporte aux hautes fréquences comme une ligne main droite classique avec des vitesses de phase et de groupe dont les directions sont parallèles. Il y a donc dans le spectre l’existence de deux branches de dispersion, l’une main-gauche située en basses fréquences avec des vitesses de phase et de groupe anti-colinéaires et une bande main-droite. En basse fréquence, entre les deux branches de dispersion, il existe une bande interdite qu’il est cependant possible d’annuler par ajustement des fréquences de résonances de circuits série et parallèle. On parle dans ce cas de lignes de propagation composites équilibrées. De telles structures sont prometteuses en termes d’applications RF.

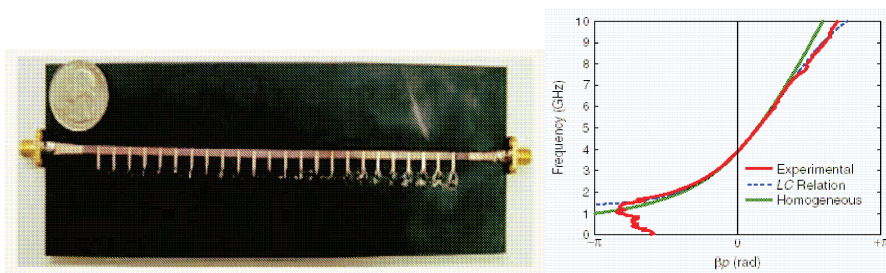


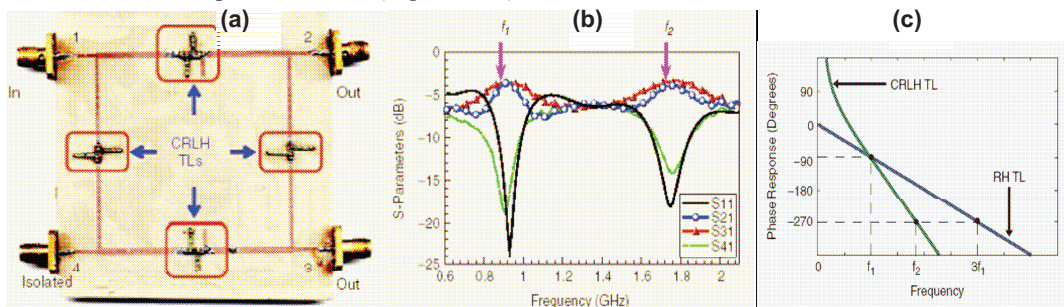
Figure 17 : Conception de lignes de transmission main-gauche composites [Réf. I.60]

- **Coupleurs quatre branches double-bande**

Un exemple d’application utilisant ces lignes de transmission composites est illustré sur la Figure 18. Il s’agit d’un coupleur quatre branches contenant des éléments gauchers dans chacune d’elles. On constate la possibilité de réaliser des couplages hybrides entre les différents ports de façon relativement efficace c’est à dire avec peu de pertes en réflexion.

De plus, cette structure présente un autre avantage par rapport à un coupleur classique. En effet, ceux-ci fonctionnent à leur fréquence caractéristique ( $f_1$ ) et à leurs harmoniques impaires ( $3f_1$ ). Ainsi, la droite de la réponse de phase d’un coupleur classique indique que la fréquence de conception  $f_1$  à  $-90^\circ$  détermine la fréquence d’utilisation suivante  $3f_1$  à  $-270^\circ$ . Alors qu’un circuit à base de LHM a un degré de liberté supplémentaire car l’offset en BF et la pente de la phase de transmission peuvent varier. Ainsi,

une ligne composite à base de LHM permettra un fonctionnement pour une paire de fréquence arbitraire ( $f_1, f_2$ ) avec des valeurs de phase désirées (Figure 18-c).



**Figure 18 : (a) Prototype d'un Coupleur double branche à base de ligne de transmission main-gauche en technologie microstrip et (b) ses paramètres de transmissions mesurés. (c) Réponse générale de la phase d'une ligne classique RH et d'une ligne main-gauche [Réf. I.63]**

- **Coupleurs directionnels à ondes rétropropagées**

La technologie métamatériau offre la possibilité de réduire fortement la longueur d'onde guidée par rapport à une ligne de transmission classique, ce qui se traduit par une réduction des longueurs de couplage. En effet, les coupleurs conventionnels requièrent un espacement entre les lignes très étroit et des longueurs importantes pour atteindre un niveau acceptable de couplage. A distance de séparation constante, L. Liu a démontré qu'un coupleur fonctionnant autour de 3 GHz exploitant des lignes main-gauche permet de réduire d'un facteur 4 la longueur physique du dispositif, à performances équivalentes ([Réf. I.64]).

La Figure 19 permet de mieux comprendre les atouts des matériaux main-gauche notamment en terme de compacité. Le couplage entre deux guides d'onde réalisés en technologie microstrip se fait par évanescente. Dans ce but, les lignes sont placées très près l'une de l'autre. Comparativement à un coupleur conventionnel, l'originalité vient ici de la fabrication d'une ligne de propagation main-gauche qui relie les ports 1 et 2 grâce à l'implantation des capacités série et des inductances en shunt connectées à la masse par des 'via-holes'. Si l'onde est injectée dans le port 1, le vecteur de Poynting est dirigé de la gauche vers la droite compte tenu du principe de causalité. En revanche les fronts d'onde remontent la ligne en se dirigeant vers le port 1. Cette même direction des fronts d'onde va se retrouver dans la ligne couplée qui par contre est conventionnelle. Il en résulte que les vitesses de groupe et de phase vont dans le même sens. Dans ces conditions l'onde couplée repart dans le port 3. Ce raisonnement qualitatif est confirmé par la mesure des coefficients de transmission entre les différents ports en fonction de la fréquence visualisée sur cette même figure. Dans la bande 2.2 - 3.8 GHz la transmission caractérisée par le paramètre S31 est proche de l'unité. Ce couplage est efficace sur plus de 50 % de bande grâce à l'approche de type C-L utilisée ici. Les avantages inhérents à cette architecture utilisant un tronçon de ligne main-gauche sont une réduction notable de la longueur maximale de couplage inversement proportionnelle à la somme des deux constantes de propagation  $\beta_{rh}$  et  $\beta_{lh}$  qui sont les constantes de propagation sur la ligne microstrip conventionnelle et la ligne main-gauche, respectivement.

Par rapport à un coupleur conventionnel, le composant ainsi réalisé est plus compact sans dégradation de performances, notamment en termes de pertes et de bande passante. En effet, ces coupleurs ont un niveau de couplage supérieur à celui des coupleurs directionnels classiques en micro-strip (environ -10 dB), une bande passante supérieure à celle des coupleurs en anneaux (< 10 %), et une fabrication simplifiée par rapport aux coupleurs de Lange (nécessitant « cumbersome » et « bondings »). Notons que ces coupleurs aux propriétés intéressantes peuvent également être obtenus à partir de structures résonantes.

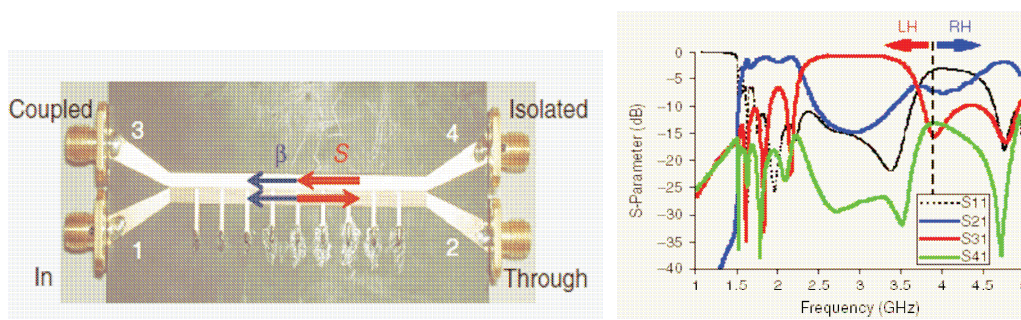


Figure 19 : Couplage quasi-0 dB par onde évanescente entre une ligne main-gauche et main-droite. Retournement du vecteur de Pyointing  $S$  par rapport au vecteur de propagation  $\beta$  ([Réf. I.64])

- Résonateur d'ordre zéro

Comme il a été mentionné auparavant, une caractéristique unique des composants intégrant des éléments de propagation main-gauche est de pouvoir travailler à  $k=0$  pour une fréquence non nulle. Cette propriété est utilisée pour réaliser des résonateurs d'ordre zéro. La Figure 20 montre un exemple de résonateur qui est fabriqué en intégrant une seule cellule unitaire comportant un stub court-circuité à la masse, et encadrée par deux capacités série en structure interdigitée. L'isolement de cette cellule élémentaire est obtenu par deux fentes effectuées dans la ligne microstrip. Il n'y a pas de déphasage le long de la ligne compte tenu que la constante de propagation  $\beta$  est nulle. Contrairement aux circuits résonateurs conventionnels, il en résulte que la fréquence de résonance est indépendante de la dimension du résonateur. Elle ne dépend pratiquement que de la charge réactive. On peut montrer également que le coefficient de qualité est indépendant du nombre de cellules élémentaires. Sur cette même figure, les variations fréquentielles mesurées et calculées par la méthode des moments sont comparées. La résonance d'ordre zéro est obtenue aux environs de 2 GHz. Le coefficient de qualité est de 250.

Ce résonateur d'ordre zéro peut également être utilisé pour construire une antenne résonante d'ordre zéro avec des performances identiques à des antennes de longueur demi-onde et de dimensions deux fois plus petites.

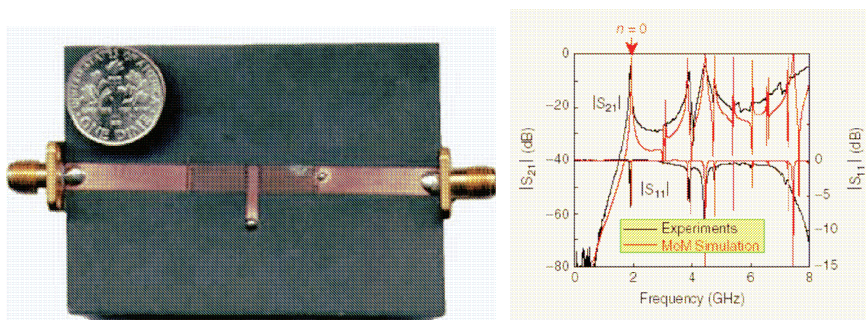


Figure 20 : prototype de résonateur d'ordre zéro composé d'une seule cellule élémentaire main-gauche et sa réponse fréquentielle. L'ordre zéro est obtenu à 1,9 GHz avec une qualité de résonance de 250 ([Réf. I.65])

- Déphaseur à compensation de phase : Alimentation d'un réseau d'antennes

Une application importante concerne les antennes constituées de ligne de transmission à déphasage nul (utilisation du point singulier de la bande composite). Un des problèmes, quand on connecte plusieurs éléments rayonnants dans un but de créer un réseau d'antennes, est le déphasage entre le rayonnement de chaque source. Pour annuler ce déphasage, on fabrique des structures en arborescence. Les lignes

composites fonctionnant à  $k=0$  peuvent être utilisés pour connecter ces éléments en série. [Réf. I.66], [Réf. I.67].

L'intérêt de ces dispositifs porte à la fois sur les performances, et notamment sur la sélection fréquentielle très forte, mais également sur la réduction des dimensions des circuits, les éléments utilisés étant très petits devant la longueur d'onde.

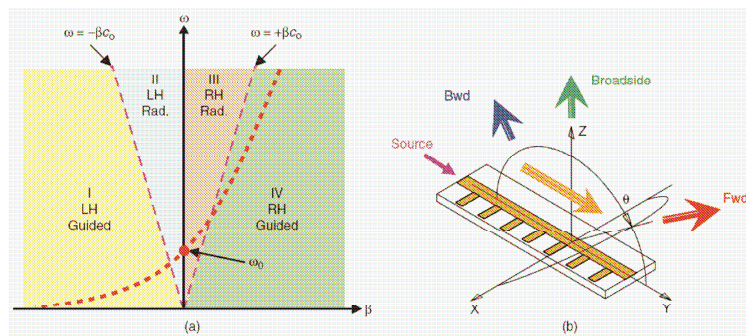
## I.5.2. STRUCTURES RAYONNANTES

Pour les composants de rayonnement, plusieurs approches sont examinées. La première est basée sur l'utilisation de lignes à ondes de fuite. La seconde est basée sur les antennes en cavité.

### I.5.2.1. ANTENNES A MODES DE FUTES

Les structures plaquées présentées précédemment doivent faire face au problème du rayonnement, qui peut contribuer à l'augmentation des pertes en ligne. En effet, la bande passante continue autour de  $k = 0$  présente une zone dans laquelle le couplage avec l'air est possible. Les points de fréquence du diagramme de dispersion concernés sont ceux contenus dans le cône de lumière.

Néanmoins ce rayonnement des lignes main-gauche présente des propriétés intéressantes qui peuvent être mises à profit par exemple pour modifier la direction de rayonnement d'une antenne. En effet, le rayonnement d'une ligne de transmission est caractérisé par l'effet Cerenkov : une particule chargée se déplaçant dans un milieu d'indice  $n$  à une vitesse  $v$  supérieure à celle de la lumière dans ce milieu émet un rayonnement. L'onde émise est contenue dans un cône de rayonnement dont l'ouverture, définie par l'angle  $\theta$  formé entre le vecteur vitesse de la particule et le front d'onde émis, est donnée par la relation suivante :  $\cos(\theta) = c_0 / (n.v)$ . Par conséquent, dans le cas d'une propagation dans un milieu d'indice négatif, le cône de rayonnement est dirigé dans le sens opposé à celui de la propagation de la particule.



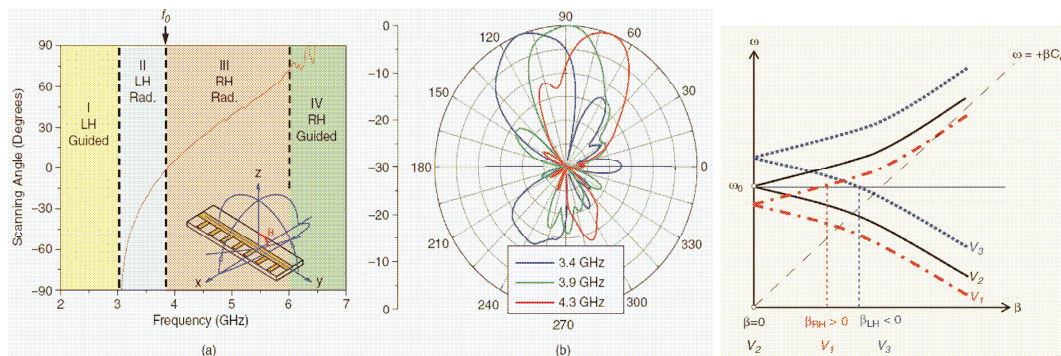
**Figure 21 : diagramme de dispersion d'une ligne de transmission composite mettant en évidence les conditions du mode rayonné. En passant d'un comportement MG à celui MD, il est possible de conformer et de diriger le faisceau ([Réf. I.68])**

Considérons une ligne de propagation composite chargée par des capacités en série et des inductances en parallèle avec le diagramme de dispersion associé sur la Figure 21. La première bande passante de ce diagramme est main-gauche. Dans la partie haute fréquence de cette bande passante à indice négatif, c'est-à-dire à l'intérieur du cône de lumière (correspondant à la relation de dispersion des ondes se propageant dans le vide avec une vitesse de phase égale à  $c$ ), les ondes électromagnétiques se propagent avec une vitesse de phase supérieure à celle de la lumière. Cela signifie que pour des fréquences situées au-dessus de ce cône, la ligne de transmission va rayonner : c'est le phénomène des ondes de fuites. En dessous de ce cône de lumière, les ondes électromagnétiques sont parfaitement guidées par la structure de propagation. Ainsi, cette structure périodique a la possibilité de fonctionner en mode guidé ou rayonné lorsque les ondes sont retro-propagées, selon la fréquence de fonctionnement. Pour le

mode rayonné avec une propagation sur la ligne main-gauche la direction de l'onde rayonnée pointe vers la source : le rayonnement est ainsi dit « Backward ». A contrario, c'est à dire pour un comportement main-droit, le pointage se fait vers la charge : le rayonnement est dit « Forward ». Ce dispositif démontre pour la première fois le rayonnement backward d'une structure fonctionnant en régime de grande longueur d'onde. Les dispositifs existant présentant les mêmes propriétés de rayonnement, comme les antennes en hélice, sont structurés selon une période qui est beaucoup plus grande, typiquement de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde

La Figure 22 précise ces différentes conditions de fonctionnement en mode rayonné c'est à dire lorsque les fréquences d'excitation de la ligne se trouvent à l'intérieur du cône de lumière avec le tracé de l'angle de balayage en fonction de la fréquence et la visualisation du diagramme de rayonnement.

Deux autres applications sont encore très intéressantes. Tout d'abord, le fait de travailler à  $\omega_0$  permet, par simple augmentation ou diminution de fréquence, de sélectionner l'angle de rayonnement d'une ligne composite. En effet, il est possible de passer de manière continue en fréquence, d'un comportement main-gauche à un comportement main-droite. Pour une structure rayonnante, cela signifie qu'il est possible de passer de manière continue d'un rayonnement dirigé vers l'arrière à un rayonnement vers l'avant. Cette propriété peut être exploitée pour la réalisation de réflecteur directif : un signal provenant d'une source dont la position est arbitraire peut être réfléchi dans la direction souhaitée. La dernière application consiste à agir directement sur la valeur des éléments localisés de chaque cellule séparément. Cela permet, grâce à des éléments variables, contrôlés en tension, de se déplacer localement autour de  $\omega_0$  non pas en faisant varier la fréquence de l'onde mais de contrôler  $\omega_0$  au moyen d'une tension de polarisation (Figure 22-c). Ce dispositif original met en avant la possibilité offerte par les lignes chargées pour l'orientation de faisceaux dans les applications relatives aux antennes. Ce type de structure présente un faible encombrement et constitue une alternative aux réseaux d'antennes.



**Figure 22 : (a) Illustration du balayage obtenu par variation de fréquence et (b) diagrammes de rayonnement correspondants. (c) Principe d'une ligne de transmission contrôlée en tension : le diagramme de dispersion est décalé verticalement quand la tension varie ([Réf. I.68])**

### I.5.2.2. ANTENNES EN CAVITE

La seconde approche des métamatériaux pour les structures résonantes concerne les antennes en cavité. La réalisation d'antennes ultra-compactes [Réf. I.69] est possible grâce à des métamatériaux bidimensionnels composites. Ces métamatériaux composites associent deux métamatériaux simples de façon à réaliser une fonction de transfert plus complexe. Par exemple, on peut superposer une structure de type capacitif (Figure 23-a) et une structure de type inductif (Figure 23-b) pour obtenir une structure résonante présentant une phase nulle à la fréquence de résonance. Associés à une antenne environnée



d'une surface à haute impédance, ces métamatériaux composites permettent de réaliser des surfaces partiellement réfléchissantes qui permettent à leur tour de réaliser des antennes directives de très faible épaisseur (typiquement 1 mm à 10 GHz) (Figure 23-c et -d).

La contrôlabilité peut également être recherchée : en ajoutant par exemple des varactors à une surface à haute impédance, un faisceau réfléchi dans une antenne à réflecteur peut être ainsi contrôlé. Par ailleurs on peut montrer que la bande interdite de ces structures périodiques peut être utilisée pour filtrer les ondes de surface mais également pour rétro-propager les ondes dans leur bande main-gauche.

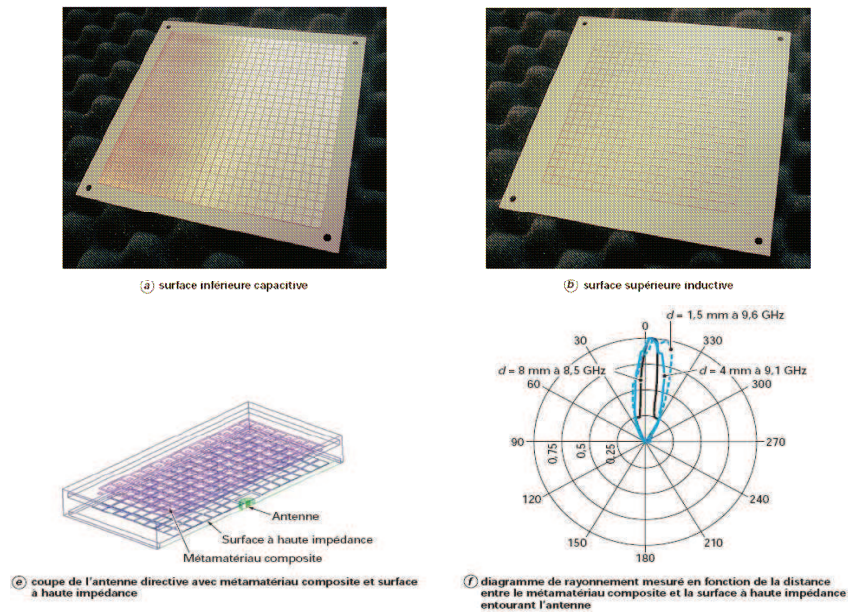


Figure 23 : Antenne en cavité composée de métamatériaux composites [Réf. I.69]

Une idée également très judicieuse pour contrôler le diagramme de rayonnement est la collimation obtenue en synthétisant un indice de réfraction proche de zéro. Cet indice est obtenu par structuration périodique en prenant comme fréquence de travail la fréquence de transition entre les branches main-gauche et main-droite. Différentes technologies permettent d'induire cette transition. L'idée fondamentale est dérivée de la loi de Snell Descartes qui stipule qu'en faisant  $n = \text{zéro}$  dans l'équation de la réfraction, l'angle de l'onde réfractée est nul. En d'autres termes, une onde initialement divergente va être collimatée. Cette idée sera très intéressante si le problème de la désadaptation de l'onde avec le milieu environnant (l'air) est résolu.

### I.5.3. LIGNES BIDIMENSIONNELLES A REFRACTION NEGATIVE

Dans un contexte de ligne, nous ne nous sommes intéressés jusqu'à présent principalement aux structures de propagation 1D. Ces structures sont, dans leur ensemble, basées sur la rétro-propagation des ondes lorsque l'indice de réfraction est négatif. En revanche, on ne peut pas véritablement parler de réfraction qui sous-entend de réaliser un dispositif bidimensionnel voire tridimensionnel. Cependant, le concept des lignes chargées peut également être appliqué à des structures 2D. Sur le même principe, il est possible de réaliser des lignes de propagation 2D main-gauche se présentant sous la forme de grilles afin d'étudier les phénomènes associés à la réfraction des ondes à l'interface de deux milieux dont les indices sont de signe opposé. Généralement ces réseaux surfaciques sont réalisés à partir de lignes de transmission entrelacées (il s'agit de l'extension de l'approche C-L).

Deux exemples d'application de réseaux bidimensionnels semblent prometteur : l'effet de collimation d'une onde pour une surface conformée qui est un effet en champ lointain et d'autre part l'effet de focalisation qui est un effet en champ proche.

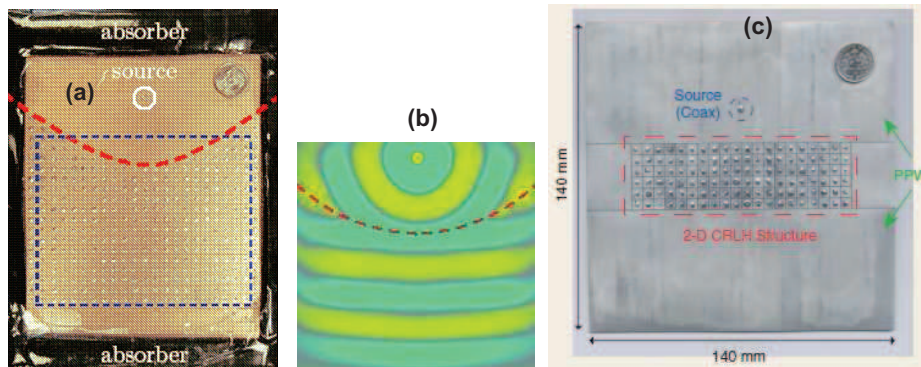
#### □ La collimation

L'idée fondamentale à la base des structures à haute impédance est la réalisation d'un réseau surfacique de plots soutenus par des piliers. (Figure 24-a) . Les plots sont agencés de façon périodique avec une condition sur le pas permettant de satisfaire la condition d'homogénéisation ( $p \ll \lambda$ ). Par ailleurs ils sont placés très près les uns des autres dans les deux directions de l'espace afin d'obtenir un couplage capacitif. Comme pour toute structure périodique le spectre de transmission sera composé de bandes passante et interdite. Lorsqu'une onde plane est envoyée sur cette surface avec une fréquence correspondant à la bande interdite, la surface se comporte comme un réflecteur. Par rapport à une surface métallique classique la phase à la réflexion peut être nulle ou quasi nulle pour un point de fréquence. On constate que cela correspond à une impédance de surface très grande alors que celle-ci est nulle pour une surface métallique conventionnelle. Cette propriété justifie l'appellation de surface à haute impédance.

A présent cette surface est utilisée pour propager les ondes électromagnétiques en formant des ondes plasmons (ce terme désigne l'accrochage de la lumière à l'interface entre deux milieux, l'un d'indice positif, l'autre négatif), il y a rétropropagation dans la bande de dispersion main-gauche. Il est alors possible d'observer des effets de réfraction négative notamment pour une lentille plate c'est à dire sans conformation de surface. La difficulté vient que dans ce cas tout se passe en champ proche. Si on veut à présent adresser le champ lointain il faut conformer la lentille notamment avec une concavité tournée vers le haut si on se réfère à la Figure 24. Pour un choix judicieux du profil comme dans tout dispositif d'optique il est possible de transformer les fronts d'ondes initialement circulaires de la source ponctuelle en ondes plane. La Figure 24-b illustre cette transformation. Par la conformation on introduit de nouveau un axe optique en détruisant l'invariance par translation. En revanche toute translation contrôlée va permettre de diriger le faisceau dans une direction de l'espace. En outre on peut montrer que l'accès aux valeurs négatives de l'indice permet de réduire notablement les aberrations, de fabriquer des systèmes compacts notamment en introduisant des gradients d'indice. Ce sont ces arguments qui motivent la fabrication d'éléments rayonnants balayant l'espace (travail du group Boeing).

#### □ Focalisation ([Réf. I.70])

Pour la focalisation en champ proche, on peut appliquer directement les concepts des lentilles plates avec invariance des effets par translation de la source. La première démonstration d'un effet superlentille a été effectuée à 1 GHz grâce à un réseau de lignes microstrip entrelacées. La Figure 24-c présente une interface plane entre une grille de propagation main-gauche et un guide main-droite réalisé par deux plaques métalliques parallèles (PPW : parallel plate waveguide). La grille main-gauche est réalisée en chargeant une matrice en micro ruban par des inductances et des capacités. Il s'agit d'une ligne chargée, par conséquent la propagation main-gauche se fait sur un intervalle de fréquences restreint. La mesure du champ électrique vertical permet de mettre en évidence l'effet de focalisation de l'onde. La source, placée dans le milieu main-droite, est quasi ponctuelle. Expérimentalement un guide coaxial a été utilisé pour exciter la structure. La sonde utilisée pour la mesure en champ proche est un petit dipôle vertical, placé à 1 mm au dessus du plan de la grille. Les résultats obtenus constituent la première vérification expérimentale de la réfraction négative à l'interface constituée d'une ligne main-gauche et d'une ligne main-droite.



**Figure 24 : (a) et (b) vue d'une lentille conformée permettant de générer des ondes planes à partir d'une source ponctuelle. (c) Maquette de démonstration de l'effet superlentille à 1 GHz grâce à un réseau de lignes microstrip entrelacées.**

## I.6. CONCLUSION

Après avoir présenté et défini les métamatériaux et plus particulièrement les matériaux gauchers, nous avons décrit les propriétés électromagnétiques induites par le retournement de la vitesse de phase. Quelques structures à rétropropagation de phase ont été présentées en pointant leur intérêt pour les applications hyperfréquences.

L'obtention d'indices effectifs non accessibles dans les matériaux naturels, et notamment d'indices négatifs, est un objectif très important de la recherche actuelle. Les applications potentielles en seraient en effet très larges, allant de la furtivité par contrôle des champs électromagnétiques à la réalisation de lentilles focalisant sous la limite de diffraction

Les différentes méthodes permettant d'élaborer ces matériaux artificiels ont été décrites ainsi que les différentes méthodes numériques utiles à la compréhension et la simulation de structures périodiques pour faire apparaître une propagation anormale. Nous avons pu constater que l'ingénierie de la dispersion peut être réalisée selon deux formes technologiques principales en hyperfréquences :

- les dispositifs résonants : la synthèse de la permittivité et de la perméabilité négative est obtenue par le biais de réseaux de fils et de SRR's
- les dispositifs plus large bande : ces structures font intervenir la configuration duale des lignes de transmission conventionnelles en inter changeant les capacités et les inductances distribuées, semi localisées ou localisées.

Nous avons utilisé la théorie des lignes de transmission pour démontrer la possibilité d'observer un phénomène de rétropropagation de phase.

Si les approches par les réseaux périodiques sont d'un grand intérêt pour la réalisation de dispositifs optiques, comme la lentille parfaite, ou pour la compréhension des phénomènes mis en jeu, elles sont plus difficilement exploitables sous cette forme pour la réalisation de dispositifs hyperfréquences. Pour ces applications, les structures plaquées semblent plus adéquates. Elles permettent de réaliser un grand nombre de systèmes de structures guidées (couplage, filtrage, ..) ou encore rayonnantes. Nous avons ainsi présenté différentes structures à permittivité et perméabilité effectives négatives, obtenues par structuration périodique métallique, dans le domaine des micro-ondes.



## **CHAPITRE II**

**\*\*\***

### **METAMATERIAU GAUCHER EN TECHNOLOGIE FIN-LINE**



## SOMMAIRE DU CHAPITRE II

|              |  |           |
|--------------|--|-----------|
| <b>II.1.</b> | <b>INTRODUCTION .....</b>  | <b>57</b> |
| <b>II.2.</b> | <b>SYNTHESE DE LA PERMITTIVITE PAR UN GUIDE FONCTIONNANT</b>                         |           |
|              | <b>SOUS LA FREQUENCE DE COUPURE.....</b>   | <b>58</b> |
| II.2.1.      | PRESENTATION DE LA STRUCTURE .....   | 58        |
| II.2.2.      | CALCUL DE LA TRANSMISSION ET COMPARAISON AVEC L'EXPERIENCE DE<br>MARQUES.....        | 59        |
| II.2.3.      | PROBLEMES D'ADAPTATION ET ORIENTATION VERS LA TECHNOLOGIE FIN-<br>LINE.....          | 59        |
| <b>II.3.</b> | <b>RAPPEL SUR LA TECHNOLOGIE FIN-LINE .....</b>                                      | <b>61</b> |
| II.3.1.      | PROPRIETES GENERALES D'UNE STRUCTURE FIN-LINE .....                                  | 61        |
| II.3.2.      | CHOIX DU SUPPORT DE PROPAGATION .....  | 61        |
| II.3.3.      | CARACTERISTIQUES DE TRANSMISSION .....   | 62        |
| II.3.4.      | DISPOSITIFS DE TRANSITION.....   | 64        |
| <b>II.4.</b> | <b>CONCEPTION DU MATERIAU GAUCHER EN TECHNOLOGIE FIN-<br/>LINE.....</b>              | <b>65</b> |
| II.4.1.      | PRESENTATION DE LA CELLULE ELEMENTAIRE COMPOSANT LE<br>METAMATERIAU .....            | 65        |
| II.4.2.      | LE RESEAU LINEIQUE DE SRR.....   | 66        |
| II.4.3.      | RESEAU LINEIQUE DE FILS EN CONFIGURATION SHUNT.....                                  | 68        |
| II.4.4.      | RESEAU DOUBLEMENT NEGATIF ET SIGNATURES THEORIQUES DU<br>CARACTERE MAIN-GAUCHE ..... | 69        |
|              | <b>II.4.4.1 Calcul du diagramme de dispersion de la cellule fil-SRR.....</b>         | <b>70</b> |
|              | <b>II.4.4.2 Paramètres de transmission.....</b>                                      | <b>72</b> |
|              | <b>II.4.4.3 Cartographie de champ .....</b>  | <b>74</b> |
| <b>II.5.</b> | <b>TECHNIQUES DE FABRICATION.....</b>  | <b>75</b> |
| <b>II.6.</b> | <b>TECHNIQUES D'ANALYSE VECTORIELLE .....</b>  | <b>76</b> |
| II.6.1.      | PARAMETRES EXPERIMENTAUX DE TRANSMISSION ET DE REFLEXION .....                       | 76        |
| II.6.2.      | PERTES MESUREES DE LA FIN-LINE LHM CHARGEE PAR DES FILS ET DES<br>SRR.....           | 78        |

|              |   |           |
|--------------|---|-----------|
| II.6.3.      | PERTES MESUREES DE LA FIN-LINE SNG CHARGEE PAR DES SRR.....   | 79        |
| II.6.4.      | ORIGINE DES PERTES .....  | 82        |
| <b>II.7.</b> | <b>ANALYSE DE LA RETROPROPAGATION ET EXTRACTION DES PROPRIETES DES MATERIAUX .....</b>                | <b>83</b> |
| II.7.1.      | EXTRACTION DES PARAMETRES EFFECTIFS A PARTIR DES MESURES EXPERIMENTALES .....                         | 83        |
| II.7.2.      | EXTRACTION DES PARAMETRES EFFECTIFS A PARTIR DES SIMULATIONS ELECTROMAGNETIQUES.....                  | 84        |
| II.7.3.      | EXTRACTION EXPERIMENTALE DE L'INDICE DE REFRACTION PAR LA METHODE DE LA « DIFFERENCE DE PHASE » ..... | 86        |
| II.7.4.      | FREQUENCE PLASMA D'UN RESEAU DE FILS .....  | 88        |
| <b>II.8.</b> | <b>CONCLUSION.....</b>  | <b>91</b> |



## **II.1. INTRODUCTION**

Pour les applications micro-ondes, l'approche par l'intermédiaire des lignes de transmission est plus appropriée pour la conception de circuits et l'intégration dans des systèmes existants. L'objectif est alors de concevoir des dispositifs de couplage, de rayonnement ou de filtrage tirant parti d'un milieu main-gauche, structuré sous longueur d'onde, bénéficiant ainsi d'une grande compacité. Notre étude s'est orientée vers des structures en guide d'onde qui ont le même comportement et l'avantage d'être fermées. Ainsi, ce type de structure ne rayonne pas, n'est pas perturbée électromagnétiquement et permet l'intégration de circuits planaires en technologie guide d'onde. Par conséquent, la démonstration d'une ligne à rétropropagation dans cette technologie présente un intérêt indéniable pour les applications dans ce domaine.

Des études ont déjà démontré la faisabilité de ce type de technologie ([Réf. I.71]), mais elles présentent des performances insuffisantes pour des applications micro-ondes. Pour améliorer ces performances, il est nécessaire de résoudre le problème de l'injection de l'énergie dans le milieu composite. Dans ce cadre, nous présentons la conception, la réalisation et la caractérisation d'une ligne de transmission composite en technologie fin-line dont le caractère main-gauche est démontré expérimentalement.

Après avoir justifié le choix de cette technologie, nous présentons le détail des étapes de conception de cette ligne de transmission composée par la superposition d'un réseau doublement négatif. Des simulations électromagnétiques en éléments finis ont permis la définition de cette structure LHM à base de SRR et de fils en technologie fin-line. Cette étude a été initiée par T. Decoopman [Réf. I.81] grâce à ses travaux de recherches sur la technologie fin-line, et plus particulièrement pour la conception des transitions qui permettent de résoudre les problèmes d'injection de l'énergie dans le milieu composite [Réf. I.72]

La suite des travaux de thèse présentés dans ce chapitre, a permis la fabrication et la caractérisation expérimentale des prototypes selon diverses configurations. Ensuite, une étude détaillée des pertes de cette structure, mais également de milieux simplement négatifs (SNG), a permis une meilleure compréhension de l'origine des pertes d'un métamatériau main-gauche. Les résultats et les explications associées sont décrits précisément à la fin de ce chapitre.

## II.2. SYNTHÈSE DE LA PERMITTIVITÉ PAR UN GUIDE FONCTIONNANT SOUS LA FRÉQUENCE DE COUPURE

### II.2.1. PRÉSENTATION DE LA STRUCTURE

Pour la réalisation d'un métamatériau main-gauche, R. Marquès a proposé une approche originale en tirant parti de la similitude entre le comportement fréquentiel d'un guide d'onde rectangulaire et d'un plasma [Réf. I.41], [Réf. I.71]

Le réseau de fils habituellement utilisé pour créer un plasma, est remplacé par un guide d'onde métallique fonctionnant sous sa fréquence de coupure. En effet, les guides métalliques propagent des modes TE et TM pour lesquelles la permittivité effective s'écrit :  $\epsilon_{eff} = \epsilon_0 \left(1 - \frac{f_0^2}{f^2}\right)$

où  $\epsilon_0$  est la permittivité du vide,  $f_0$  la fréquence de coupure du mode considéré et  $f$  la fréquence de travail. Cette relation est identique à celle obtenue pour un plasma sans perte. Par conséquent, le guide d'onde métallique fonctionnant sous sa fréquence de coupure peut être assimilé à un plasma 1D, pour une propagation de l'onde selon son axe. Pour recréer effectivement les conditions de propagation à travers un plasma, le guide doit être utilisé en dessous de la fréquence de coupure du premier mode, pour empêcher toute transmission dans le milieu.

Pour réaliser une ligne de transmission main-gauche, il suffit maintenant de superposer un milieu à perméabilité négative : R. Marquès a donc placé dans le plan E d'un guide d'onde métallique des SRR dimensionnés pour être résonnants sous la fréquence de coupure du guide. Il a caractérisé une structure de ce type, destinée à fonctionner autour de 6 GHz. La section du guide d'onde utilisé dans ce cas est de  $6 \times 6$  mm<sup>2</sup>, ce qui fixe la fréquence de coupure du premier mode à 25 GHz. La ligne est alimentée par un guide d'onde métallique de plus grande section ( $16 \times 35$  mm<sup>2</sup>), dont la fréquence de coupure est de 4,3 GHz. Les dimensions des résonateurs et le dispositif expérimental sont représentés Figure 1. Les résonateurs, placés sur un substrat de faible permittivité ( $\epsilon_r = 2,43$ ) sont distants entre eux de 6 mm. En bout de ligne, les SRR sont légèrement décalés vers l'extérieur pour faciliter leur couplage avec le mode TE<sub>10</sub> du guide de grande section. La disposition des SRR dans le guide est choisie de manière à ce que le champ magnétique soit contenu dans le plan qui leur est perpendiculaire et soit parallèle à leur axe, pour favoriser leur excitation. Le vecteur champ électrique est parallèle au plan des SRR.

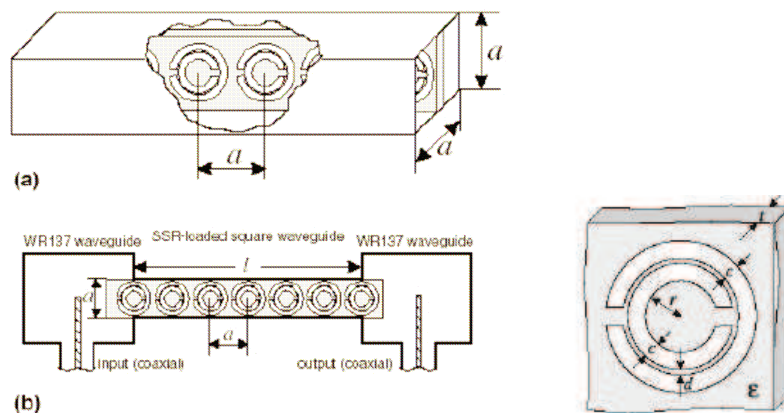


Figure 1 : Schéma du guide d'onde métallique chargé par les SRR utilisé pour la réalisation d'une ligne main-gauche (a) et schéma du dispositif expérimental (b).  $a = 6$  mm. (c) : SRR utilisé par R. Marquès pour la réalisation d'une ligne main-gauche en guide d'onde métallique.  $r = 1,4$  mm;  $c = 0,5$  mm;  $d = 0,2$  mm;  $t = 0,49$  mm;  $\epsilon = 2,43 * \epsilon_0$ . [Réf. I.71]

### II.2.2. CALCUL DE LA TRANSMISSION ET COMPARAISON AVEC L'EXPERIENCE DE MARQUÈS

Cette ligne de transmission main-gauche en technologie guide d'onde a été simulée à l'IEMN avec le logiciel HFSS, de manière à étudier ses propriétés main-gauche. Les résultats sont comparés aux mesures présentées par R. Marquès et concernent trois longueurs de guide, à savoir 12, 24 et 36 mm, correspondant respectivement aux cas où 3, 5 et 7 SRR sont utilisés.

Les résultats simulés (Figure 2) sont très comparables aux mesures obtenues par Marquès. Les niveaux de transmission sont proches de -20 dB, la largeur de bande est de 400 MHz et l'évolution des courbes avec le nombre de résonateurs est identique. En effet, le nombre des maxima de transmission est égal au nombre de résonateurs. La fréquence de fonctionnement est légèrement décalée, mais l'écart reste faible, de l'ordre de 10 %.

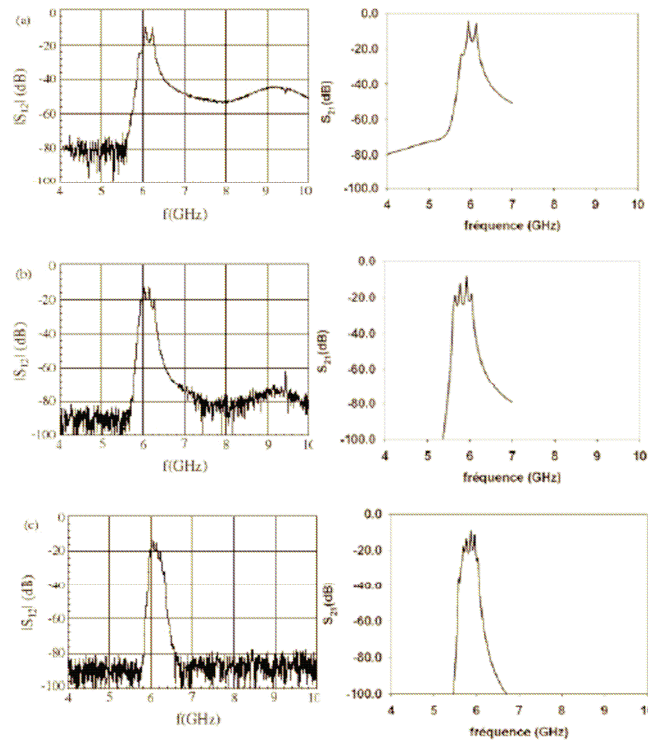


Figure 2 : Comparaison entre les paramètres de transmission mesurés par R. Marquès (à gauche) et nos résultats de simulation (à droite), pour  $l = 12$  (a), 24 (b) et 36 (c) mm.

### II.2.3. PROBLEMES D'ADAPTATION ET ORIENTATION VERS LA TECHNOLOGIE FIN-LINE

Ce type de structure, prometteuse sur le plan théorique, a évidemment le mérite d'être la première ligne de transmission main-gauche en technologie guide d'onde mais souffre fortement de son faible niveau de transmission. Par conséquent cet élément passif est très pénalisant pour des applications industrielles en micro-ondes.

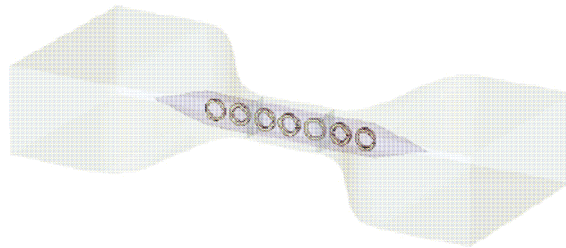
En effet, le comportement des SRR, dont le facteur de qualité est important, est très résonnant. Par conséquent, l'ondulation en bande passante est très élevée (10 dB au minimum), et la transmission est caractérisée par une succession de  $N$  pics, correspondant aux  $N$  résonateurs de la structure considérée.

Par ailleurs, une deuxième difficulté doit être surmontée en pratique. En effet, la transition abrupte entre le guide de grande section et le guide sous la coupure est à l'origine d'une forte désadaptation des

deux milieux. Celle-ci explique l'allure de la courbe de transmission : à la résonance, la transmission peut s'approcher de l'unité mais elle est rapidement dégradée entre deux résonances consécutives, en raison du couplage évanescent entre les deux guides.

Pour améliorer le niveau de transmission de ce type de structure, S. Burokur a proposé de réaliser une transition linéaire entre les deux sections de guide [Réf. I.73]. La structure qu'il propose utilise également des SRR, placés dans un guide d'onde métallique de section réduite, dont la fréquence de fonctionnement est voisine de 13 GHz. Grâce à l'amélioration du couplage, il a obtenu, pour cette ligne composite, un niveau de transmission moyen proche de -10 dB, et une réduction marquée des ondulations en bande passante qui ne dépassent pas 5 dB.

L. Rogla et J. Carbonell ont également étudié les propriétés de filtrage de cette structure [Réf. I.74] et proposé un couplage performant du guide d'onde chargé (Figure 3). Celui-ci est réalisé grâce à une transition courbe des sections des guides, associée à une réduction progressive des dimensions du substrat. Les premiers résonateurs sont placés dans la transition, de manière à favoriser leur excitation. Ce travail d'optimisation a permis d'obtenir une transmission proche de l'unité autour de 7 GHz, avec une ondulation de l'ordre de 1dB en bande passante. Ce dispositif démontre les raisonnements avancés ici sur les problèmes de couplage mais pose des difficultés technologiques qui ne permettent pas d'envisager une réalisation pratique simple. [Réf. I.75]



**Figure 3 : Schéma du guide main-gauche, proposé par L. Rogla et J. Carbonell dont le couplage avec les zones d'accès est optimisé.**

Nous avons démontré dans ce paragraphe que l'utilisation d'un guide d'onde métallique sous la fréquence de coupure du premier mode permet de simuler un plasma 1D. La réalisation d'une ligne de propagation chargée par des SRR présentant une rétropropagation de l'onde électromagnétique est alors possible. Cependant, en raison des dimensions réduites du guide utilisé, l'injection de l'énergie dans la structure se fait par couplage évanescent et dans ces conditions la transmission sur la ligne est dégradée. Il est donc nécessaire d'améliorer le couplage entre le milieu MD et le milieu MG. Des transitions délicates à réaliser, ont été proposées pour assurer un niveau de transmission acceptable.

Compte tenu de ces difficultés, nous nous sommes dirigés vers une ligne de transmission en technologie fin-line, dans laquelle la perméabilité négative est obtenue par un réseau périodique de SRR alors que la permittivité négative est réalisée par un réseau périodique de fils. Par ailleurs, le couplage de l'énergie vers cette ligne a été amélioré en utilisant un mode propagatif pour le guide et grâce à des transitions optimisées par T. Decoopman. [Réf. I.76]

L'étude suivante propose donc une nouvelle ligne de transmission chargée par des fils en parallèle et des SRR en série. Cette structure, qui utilise un seul résonateur en forme de C par cellule unitaire, s'affranchit des problèmes rencontrés dans les études précédentes et permet d'obtenir un niveau de transmission élevé.

### II.3. RAPPEL SUR LA TECHNOLOGIE FIN-LINE

Dans le domaine des micro-ondes, l'approche par des lignes de transmission est parfaitement appropriée pour la conception de circuits et l'intégration dans des systèmes existants. L'objectif est alors de concevoir des dispositifs de couplage, de rayonnement ou de filtrage tirant parti d'un milieu main-gauche, structuré sous longueur d'onde, bénéficiant ainsi d'une grande compacité. Notre étude s'est orientée vers des structures en guide d'onde qui ont le même comportement et l'avantage d'être fermées. Les technologies en guides d'onde métalliques sont largement utilisées dans les systèmes micro-ondes, notamment de télécommunications, en raison des faibles pertes en ligne qu'elles présentent, du blindage électromagnétique obtenu par les parois métalliques et d'une intégration de circuits planaires en guide facilement exploitable. Par conséquent, la démonstration d'une ligne à rétropropagation dans cette technologie présente un intérêt indéniable pour les applications dans ce domaine.

Pour utiliser ce type de structure, il est nécessaire de résoudre le problème de l'injection de l'énergie dans le milieu composite. T. Decoopman s'est intéressé lors de la conception d'un tripleur de fréquence [Réf. I.72], à des lignes fin-line, qui permettent de conserver les avantages de la propagation en guide métallique tout en offrant des possibilités d'intégration de circuits dans le plan électrique du guide. Il a également mis au point une méthode de conception de transitions guide d'onde – fin-line qui, dans le cas présent, peut être exploitée pour faciliter l'excitation de la structure.

#### II.3.1. PROPRIETES GENERALES D'UNE STRUCTURE FIN-LINE

Les circuits sont réalisés sur des substrats placés au milieu d'un guide d'onde métallique rectangulaire, dans le plan contenant le vecteur champ électrique. Leur développement remonte au début des années 1970, lorsque des structures capables d'associer les composants issus de la microélectronique et les guides d'ondes métalliques à faibles pertes étaient recherchées.

Dans la pratique, les principaux circuits en plan E développés sont réalisés avec technologies fin-line. Ces lignes permettent de concentrer l'énergie électromagnétique à proximité de la fente séparant les ailettes métalliques. En contrepartie, cette énergie se localise davantage dans le substrat par rapport à un mode de guide d'onde TE. Les pertes résistives et diélectriques sont donc plus importantes que dans un guide métallique.

L'utilisation de ce type de circuit pour la réalisation de notre dispositif a nécessité la résolution d'un certain nombre de problèmes. Tout d'abord il a fallu déterminer les caractéristiques de la ligne de transmission en fonction des paramètres géométriques de la structure. Ensuite, le dimensionnement des transitions nécessaires au couplage de la ligne au guide d'onde a été effectué.

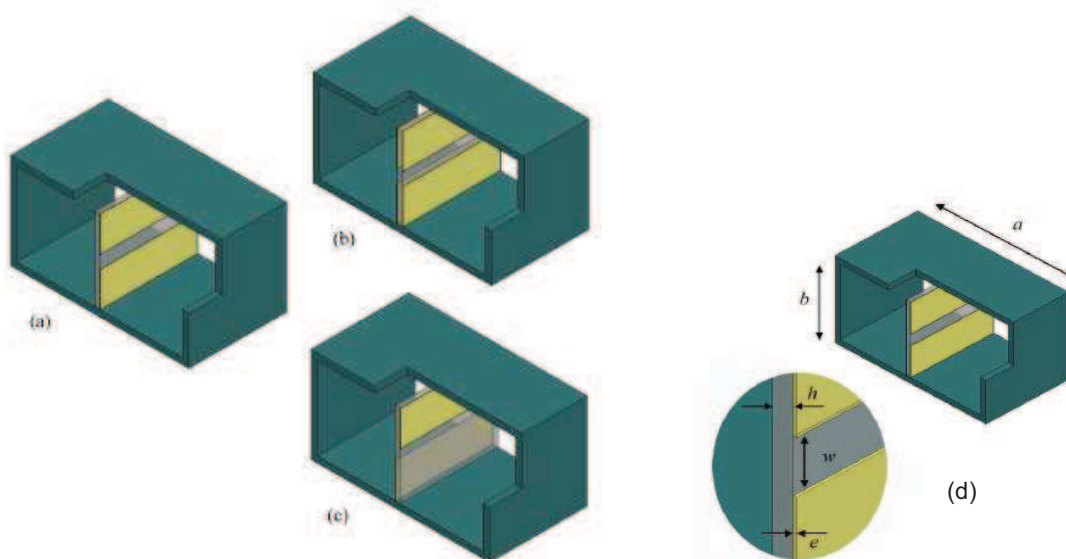
#### II.3.2. CHOIX DU SUPPORT DE PROPAGATION

Le choix de la ligne a été fait parmi les différentes configurations réalisables en fin-line, représentées Figure 4:

- Fin-line unilatérale : c'est la topologie la plus simple. Elle permet l'intégration en parallèle du composant, selon la ligne de champ électrique maximal. Pour concevoir la transition, le problème peut se ramener à une transformation d'impédance, l'adaptation de mode se faisant naturellement. La réalisation du circuit est également simplifiée puisque la métallisation se limite à la face avant. Cependant des valeurs d'impédance caractéristique inférieures à 100 Ohms sont difficilement réalisables, ce qui peut dégrader l'adaptation du circuit.

- Fin-line bilatérale : cette topologie est très similaire à la version unilatérale. La métallisation de la face avant est reproduite en face arrière. Les pertes de transmission sont moins élevées que pour la fin-line unilatérale mais pour conserver la symétrie de la structure, il est nécessaire de placer les éléments localisés sur chaque face.

- Fin-line antipodale : cette configuration permet uniquement une connexion en série du composant, puisque pour le connecter en parallèle, il faudrait pouvoir le relier électriquement au plan de masse, situé en face arrière du substrat. L'impédance caractéristique peut être abaissée jusqu'à 10 Ohms environ [Réf. I.77]. La hauteur des ailettes peut être réduite de manière à ce que, dans un plan de section droite, elles ne soient plus en contact avec le guide d'onde. Le support de propagation s'apparente alors à une ligne microruban blindée, et offre davantage de souplesse pour la réalisation de discontinuités (il est par exemple possible de réaliser une capacité en série). Cependant, les transitions à réaliser depuis le guide d'onde sont délicates à dimensionner, notamment en raison de l'apparition de résonances transverses.



**Figure 4 : Les différentes configurations fin-line. Pour la fin-line unilatérale, seule la face avant du substrat est métallisée (a), alors que la métallisation se fait de manière symétrique en face arrière pour la configuration bilatérale (b). En fin-line antipodale, un seul ruban métallique par face est réalisé (c). Dimensions caractéristiques d'une fin-line unilatérale (d). [Réf. I.76]**

A partir des ces éléments, le choix de la structure primaire s'est orienté vers une fin-line unilatérale. Du point de vue technologique, elle est la plus facile à réaliser car une seule face est utilisée. Le mode propagé permet de confiner le champ électrique sur les éléments localisés, connectés de part et d'autre de la fente. Enfin la conception de la transition vers le guide d'onde est plus simple que dans le cas antipodal et permet de concevoir des transitions guide d'onde – fin-line large bande.

### II.3.3. CARACTERISTIQUES DE TRANSMISSION

Il s'agit ici de déterminer les paramètres caractéristiques (les pertes et l'impédance caractéristique  $Z_c$ ) des lignes à ailettes, en fonction des dimensions des métallisations, du substrat et de ses caractéristiques électromagnétiques. Notons que le mode propagé par les lignes à ailettes n'étant pas TEM, l'impédance caractéristique ne peut pas être déterminée de manière unique. C'est la définition en tension

qui est classiquement retenue, et dans ce cas (où  $V$  est la tension maximale entre deux ailettes, et  $P$  est la puissance électromagnétique dans le plan transverse à la direction de propagation) :  $Z_c = \frac{V^2}{2P}$

De nombreux auteurs ont contribué à la détermination des différents paramètres en proposant des méthodes analytiques et numériques ([Réf. I.78]). De nos jours, les progrès des outils numériques ont rendu possible le développement de méthodes de calcul nécessitant des ressources informatiques importantes. La résolution des équations de Maxwell en éléments finis par exemple est aujourd'hui largement accessible par l'intermédiaire de logiciels commerciaux.

Dans notre étude, la structure est une fin-line chargée par des éléments localisés de dimensions inférieures à la longueur d'onde et très résonants : il en résulte des phénomènes électromagnétiques tout à fait particuliers, qui peuvent difficilement être traités avec une approche analytique. L'ensemble des simulations électromagnétiques a donc été réalisé grâce au logiciel HFSS de la société Ansoft. Nous détaillons maintenant les caractéristiques électromagnétiques d'une telle structure.

- **Paramètres géométriques et matériaux :**

Les dimensions caractéristiques de la fin-line sont les suivantes (Figure 4) :

- $a$  et  $b$  : les dimensions du guide d'onde.
- $h$  : l'épaisseur du substrat.
- $e$  : l'épaisseur de métallisation.
- $w$  : la distance entre les ailettes.

La structure doit fonctionner en bande Ku (10 - 18 GHz). Dans la perspective de la réalisation d'un prototype, les paramètres des matériaux ont été pris en compte dès la conception.

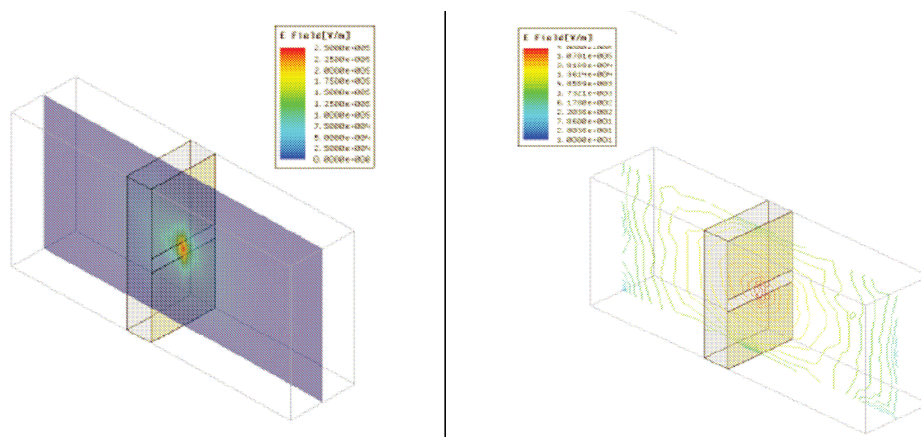
Le substrat choisi pour la réalisation du circuit et dont les paramètres électromagnétiques sont repris dans les simulations est le Duroïd 5880. Son intérêt est de présenter une permittivité relative faible ( $\epsilon_r=2,2$ ) et des pertes diélectriques réduites ( $\tan\delta=9.10^{-4}$ ) à ces fréquences. Son épaisseur  $h$  et l'épaisseur de métallisation sont choisies parmi les standards commerciaux disponibles, respectivement à 254  $\mu\text{m}$  et 17  $\mu\text{m}$ . Le métal choisi est le cuivre, de conductivité  $5,8.10^7 \text{ S.m}^{-1}$ .

La largeur de la fente  $w$  est 200  $\mu\text{m}$ . La ligne de transmission à ailettes définie par l'ensemble de ces grandeurs est monomode de 4,5 à 19 GHz, et son impédance caractéristique est de 120 Ohms.

Le guide d'onde métallique dans lequel est placé le circuit est un WR62, dont la section est de  $7,9 \times 15,8 \text{ mm}^2$ . Ce guide est monomode de 9,5 à 19 GHz, définissant ainsi la bande de fréquence de travail.

- **Paramètres de propagation :**

Sous HFSS, grâce à la résolution 2D des équations de Maxwell dans les ports d'injection, la constante de propagation  $\gamma = \alpha + j\beta$  et l'impédance caractéristique  $Z_c$ , peuvent être facilement calculées. Le mode de propagation TE associé à la fin-line unilatérale est illustré sur la Figure 5 dans le cas du guide WR62. Cette représentation met clairement en évidence la concentration du champ électrique à proximité de la fente. Les lignes de champ électrique sont contenues dans le plan transverse à l'axe de propagation (mode TE). La faible permittivité du substrat permet de conserver une propagation dans l'air, ce qui contribue à réduire les pertes. A condition que la fente soit petite devant les dimensions du guide, l'influence des parois métalliques est du second ordre sur la configuration des champs.



**Figure 5 : Mode TE dans une fin-line unilatérale sur du Duroïd en guide d'onde WR62.**  
 Dimensions :  $a = 3.3 \text{ mm}$  ;  $b=2.62 \text{ mm}$  ;  $h= 254 \mu\text{m}$  ;  $e=17 \mu\text{m}$  ;  $w=200 \mu\text{m}$ .

### II.3.4. DISPOSITIFS DE TRANSITION

Après avoir déterminé la structure de base, c'est à dire la fin-line unilatérale décrite précédemment, il est primordial d'utiliser des transitions vers le guide afin de maximiser le couplage de cette fin-line aux guides d'onde d'entrée et de sortie. Par rapport à la structure de Marquès, le couplage entre les milieux MD (guide d'onde) et MG (fin-line) est nettement amélioré. Mais afin d'avoir des structures utilisables et viables en terme d'application et donc avec des niveaux de transmissions corrects, il est nécessaire de réaliser une transition entre les deux milieux pour une parfaite adaptation d'impédance.

Réaliser une transition consiste à définir une fonction décrivant les variations de la dimension des rubans ou de la fente le long de l'axe de propagation. Les paramètres à optimiser sont dans ce cas les pertes par réflexion qui doivent être les plus faibles possibles. Les transitions de la structure ont été réalisées par T. Decoopman dans le cadre de ses travaux de thèse.

Plusieurs méthodes analytiques ont été proposées pour le traitement de ce problème. La méthode utilisée est celle du circuit équivalent : le coefficient de réflexion de la transition peut être calculé grâce à une représentation sous la forme d'un circuit équivalent de la transition [Réf. I.79]. Celle-ci est découpée en petits éléments de longueurs  $dl$ , et l'impédance caractéristique ainsi que la constante de propagation sont supposées constantes sur cette longueur élémentaire. Le déphasage lors de la propagation sur l'élément de ligne ainsi que la réflexion à l'interface de deux éléments consécutifs d'impédances caractéristiques différentes peuvent être calculés. Par intégration il est alors possible de déterminer la réflexion globale de la transition. Grâce à la structure uniaxiale de la ligne il a été permis de concevoir des transitions guide d'onde - fin-line peu dépendantes de la fréquence.

De cette façon, une transition longue de 20 mm, pour laquelle le coefficient de réflexion en entrée est proche de -20 dB autour de la fréquence de fonctionnement de notre dispositif, à 12 GHz, a été conçue ([Réf. I.80]). La géométrie de cette transition est présentée sur la Figure 6-a & b. Les performances de cette transition permettent de réaliser le transfert de l'énergie vers la ligne composite de manière optimale (Figure 6-c). Dans les paragraphes suivants, cette technologie fin-line est exploitée afin de réaliser une structure gauchère originale.



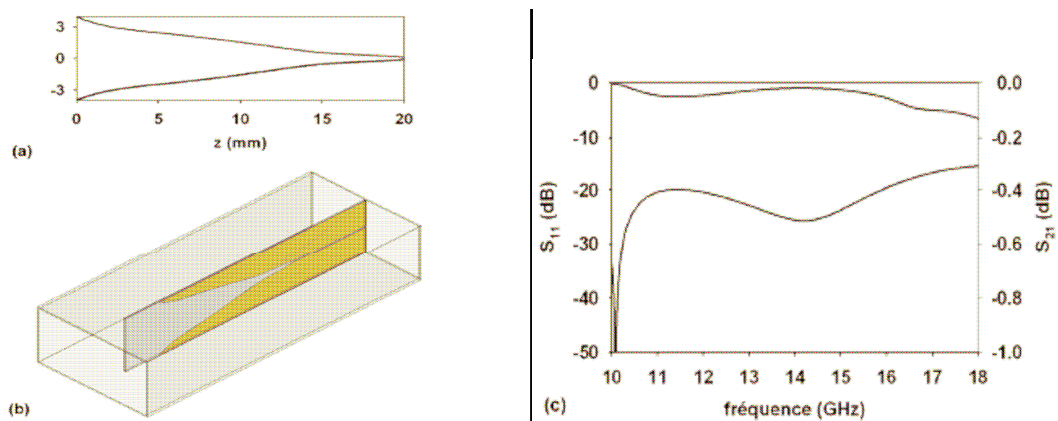


Figure 6 : Profil de la transition guide d'onde – fin-line (a), schéma de la transition dans le guide métallique (b) et paramètres S correspondants (c).

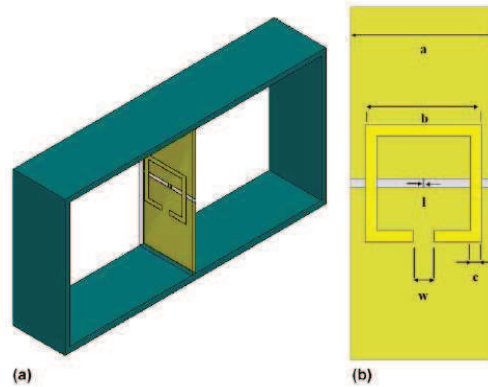
## II.4. CONCEPTION DU MATERIAU GAUCHER EN TECHNOLOGIE FIN-LINE

### II.4.1. PRESENTATION DE LA CELLULE ELEMENTAIRE COMPOSANT LE METAMATERIAU

Fondamentalement, le support de propagation composite exploite la configuration duale du schéma équivalent d'une ligne de propagation classique. En effet, en permutant les éléments réactifs de manière à avoir une capacité en série et une inductance en parallèle, il est possible d'avoir une ligne fortement dispersive main-gauche. Dans la pratique cependant, cette topologie est difficilement réalisable, mais il est possible de s'en approcher par une approche hybride, en chargeant périodiquement une ligne de transmission par des éléments discrets (cf chapitre I). Dans ce cas, il est possible de modifier la relation de dispersion et de créer une bande limitée en fréquence dans laquelle la propagation est main-gauche.

Dans le cadre de ce travail, le support initial de propagation est une fin-line unidimensionnelle, constituée d'un guide creux, en l'occurrence un guide rectangulaire avec un mode fondamental de type TE<sub>01</sub>, et présentée dans le paragraphe précédent. Dans le plan E de ce guide, on insère un diélectrique qui supporte une ligne de propagation à fente. Celle-ci est chargée périodiquement par des inductances en parallèles, constituées de fils minces en configuration shunt entre les deux conducteurs de la fin-line afin de synthétiser une permittivité négative. La perméabilité négative est obtenue par des résonateurs en anneau fendu (Split Ring Resonator) placés sur la face arrière du circuit. La configuration des champs électromagnétiques dans une fin-line est particulièrement favorable à l'excitation des résonateurs lorsqu'ils sont placés entre les deux conducteurs. Le champ magnétique, perpendiculaire à la fente dans le mode guidé de la fin-line, passe alors dans l'axe des anneaux. Le champ électrique reliant les conducteurs de la fin-line permet de réaliser un couplage également capacitif du résonateur à la ligne.

En superposant ces éléments nous obtenons la cellule élémentaire décrite sur la Figure 7. De manière à faciliter la réalisation technologique, une longueur de fils et une largeur de fente de 200 μm ont été retenues. Le résonateur, dont les dimensions sont données dans la légende de la figure, a été configuré afin d'opérer autour de 10 GHz. Le pas du réseau comme les dimensions caractéristiques, bien inférieures à la longueur d'onde guidée, permettant l'homogénéisation du milieu.



**Figure 7 : Schéma d'une cellule unitaire de la ligne main-gauche en technologie fin-line. Les rubans métalliques et le fil sont sur la face avant du substrat tandis que l'anneau est placé sur la face arrière. La distance entre les rubans métalliques de la ligne est de  $200 \mu\text{m}$ . Dimensions de la cellule unitaire :  $a = 3.3 \text{ mm}$ ; SRR :  $b = 2.62 \text{ mm}$ ,  $c = 0.250 \text{ mm}$  and  $w = 0.2 \mu\text{m}$ . Fil :  $l = 0.2 \text{ mm}$ . Largeur de fente :  $0.2 \text{ mm}$ .**

Après avoir décrit brièvement l'ensemble de la structure et ses éléments caractéristiques, nous allons nous intéresser individuellement à chaque réseau permettant de synthétiser un milieu à permittivité négative et à perméabilité négative, en justifiant les dimensions géométriques choisies. Ensuite nous étudierons le milieu constitué de la superposition de ces deux réseaux pour obtenir un milieu main-gauche. Les différentes signatures d'un tel milieu seront ensuite présentées.

#### II.4.2. LE RESEAU LINEIQUE DE SRR

La perméabilité négative du milieu est obtenue par des résonateurs en anneau fendu (Split Ring Resonator) placés sur la face arrière du circuit.

Rappelons qu'afin d'exciter ces résonateurs, ceux-ci doivent être traversés par un champ magnétique orienté suivant leur axe. Dans le cas de la technologie fin-line, il faut donc positionner les SRR à cheval sur les deux conducteurs puisque le champ magnétique est perpendiculaire à la fente dans le mode guidé de la fin-line. Comme nous visons un fonctionnement en bande Ku, les résonateurs doivent être dimensionnés en conséquence. Pour ce dimensionnement, on peut recourir à un modèle analytique simplifié. Toutefois, de telles approches prennent généralement mal en compte l'environnement électromagnétique du résonateur. C'est la raison pour laquelle l'approche numérique a été privilégiée. Deux types d'études sont alors réalisables par la méthode des éléments finis : l'analyse des paramètres de transmission et la recherche des modes propres d'une cellule élémentaire. Pour illustrer cette démarche, nous présentons la simulation d'un SRR carré sur le substrat utilisé pour le circuit (Duroïd 5800 :  $\epsilon_r=2,2$  et  $\tan \delta = 9.10^{-4}$ ). Les dimensions de la structure résonante sont détaillées sur la figure de la cellule élémentaire (Figure 7). La résolution en mode propre permet de déterminer la fréquence de résonance  $f_0$  du SRR, ainsi que le coefficient de qualité  $Q$ . Dans notre cas, pour des anneaux en cuivre (de conductivité  $5,8.10^7 \text{ S.m}^{-1}$ ) déposés sur un substrat à faibles pertes,  $Q = 350$  et  $f_0 = 12 \text{ GHz}$ . Notons que la largeur  $b$  de l'anneau le plus grand vaut environ  $\lambda_0/10$ , avec  $\lambda_0$  la longueur d'onde dans le vide à la fréquence de  $12 \text{ GHz}$ . Pour la simulation, des conditions périodiques sont appliquées dans les trois directions de l'espace. Les paramètres de transmission d'une cellule unitaire sont présentés en Figure 8. Ils concernent la même structure que celle utilisée dans la résolution en modes propres, pour laquelle la propagation se fait selon l'axe  $z$ . La résonance de la structure est manifeste sur le paramètre de transmission à  $12 \text{ GHz}$ .

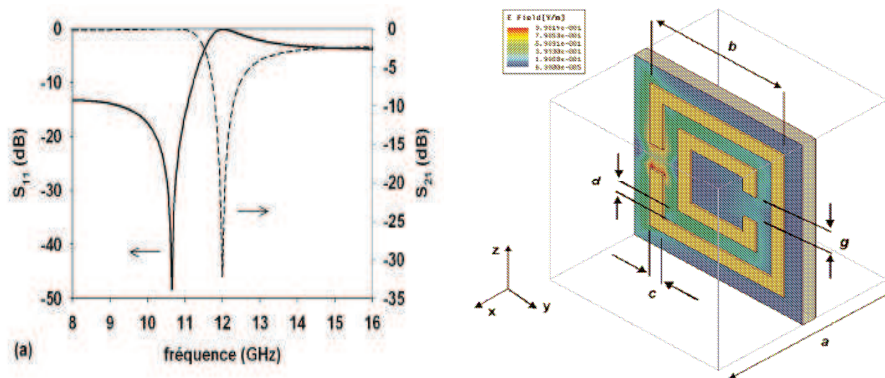


Figure 8 : Paramètres de transmission (a) d'une cellule unitaire (b) contenant uniquement un SRR.

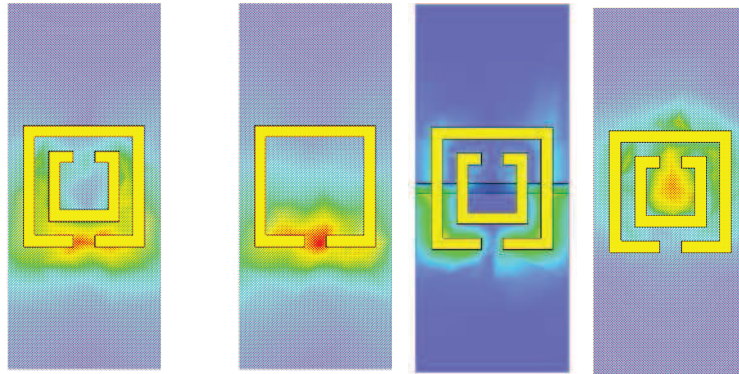
L'extraction des valeurs de permittivité et de perméabilité peut en théorie être réalisée à partir de ces résultats de simulation. Cependant, le caractère fortement non linéaire des résonateurs rend ce travail bien plus délicat à réaliser que dans le cas des réseaux de fils, dont le comportement est monotone sur l'intervalle des fréquences considérées. Les résultats obtenus dans le cas des SRR ne sont pas satisfaisants et, par conséquent, il est difficile de les exploiter dans ce manuscrit.

Les éléments résonants à simple ou à double anneau sont des structures potentielles pour la production de magnétisme artificiel. Le comportement résonant de ces structures est provoqué par des causes différentes. Il peut être intéressant d'étudier l'influence de la fin-line ainsi que la présence d'un ou deux anneaux, sur le comportement du résonateur. Plusieurs éléments ont ainsi pu être relevés à l'issue de cette étude réalisée avec HFSS [Réf. I.76].

L'amplitude élevée du champ électrique entre les anneaux d'un résonateur double (a) met clairement en évidence l'effet capacitif entre deux anneaux correspondant à un couplage fort entre ces deux boucles. Le champ magnétique est fortement resserré autour de l'axe des anneaux par l'influence du plus petit anneau. La résonance résulte des valeurs de la capacité entre les deux anneaux et de l'inductance des anneaux concentriques excités par le flux magnétique. Pour le résonateur simple, l'absence du plus petit anneau a comme conséquence une diminution du couplage capacitif (Figure 9-b) puisque celui-ci est uniquement localisé dans la fente de l'anneau : cette diminution s'accompagne évidemment d'une augmentation de la fréquence de résonance. Ainsi, pour obtenir une fréquence de résonance équivalente, si l'objectif du concepteur RF est la miniaturisation des circuits, on aura tout intérêt à utiliser un résonateur à double anneau. Au contraire, pour plus de simplicité, le résonateur à un anneau sera mieux adapté. Il est intéressant de mentionner que ces deux types de structures peuvent être représentés par un circuit résonant LC parallèle.

Dans le cas où les résonateurs sont intégrés au circuit d'une fin-line, on peut constater que le couplage capacitif entre les anneaux d'un résonateur double anneau est très faible. Le champ électrique est quasiment nul à la périphérie du plus petit anneau (Figure 9-c). Sa contribution dans le processus résonnant est donc limitée. On a également remarqué que la carte de champ électrique du circuit constitué de l'anneau simple est très similaire au cas de l'anneau double lorsqu'ils sont intégrés dans une fin-line, ce qui tend à confirmer la prédominance du couplage entre le grand anneau et la ligne de transmission devant celui des anneaux entre eux. De même, la répartition du champ magnétique est très similaire dans les deux

configurations (1 et 2 anneaux), puisqu'elle est fortement déterminée par la fente de la fin-line et non par le diamètre des anneaux.



**Figure 9 : Amplitude du champ électrique à la résonance d'un Anneau double (a) et simple (b) sans la fin-line, anneau double (c) avec la fin-line. Carte du champ magnétique d'un anneau double (d)**

Ainsi, l'anneau de plus grande dimension est particulièrement résonant, puisque l'accumulation du champ électrique dans son ouverture est la plus importante. Dans le cas présent, la mise en place du résonateur au dos d'une ligne à fente permet de créer un couplage capacitif fort entre l'anneau et les rubans métalliques, et par conséquent rend facultative l'utilisation de deux anneaux, tout en conservant une fréquence de résonance dans l'intervalle considéré. Le fait d'utiliser un seul anneau est une originalité de cette structure.

#### II.4.3. RESEAU LINEIQUE DE FILS EN CONFIGURATION SHUNT

L'ajout d'un fil mince entre les deux rubans métalliques permet, d'un point de vue circuit, de charger la ligne de transmission par une inductance en parallèle. Compte tenu du mode propagé, le champ électrique s'applique parallèlement au fil. Ce réseau singulier permet de synthétiser un milieu à permittivité négative.

L'analogie peut alors rapidement être faite avec les réseaux de fils dilués présentés en introduction. En effet, comme dans les structures 3D, les fils permettent de synthétiser le comportement d'un plasma. Les dimensions du fil vont déterminer la valeur de permittivité effective négative que l'on obtiendra sous la fréquence plasma.

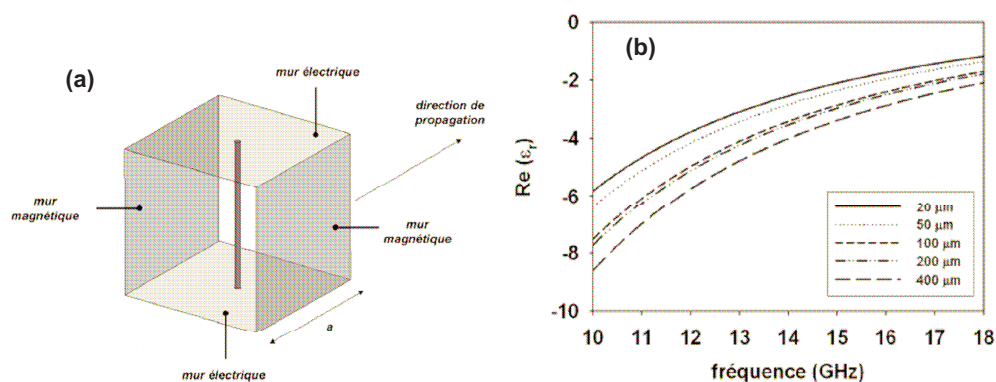
Nous avons réalisé au sein du groupe la simulation de ce type de réseaux à l'aide du logiciel HFSS. Si la périodicité du réseau peut être décrite dans ce logiciel selon les axes transverses à la direction de propagation, grâce à des conditions aux limites adéquates, il n'est pas possible de simuler le comportement d'une onde électromagnétique se propageant à travers un réseau infiniment long. Par conséquent, les résultats ne peuvent concerner que des réseaux comportant un nombre fini de cellules élémentaires suivant la direction de propagation.

A partir des résultats en transmission obtenus par ces simulations, il est possible d'extraire la valeur de la permittivité effective du milieu considéré. Nous avons pour cela utilisé une technique basée sur la méthode proposée par W. B. Weir [Réf. I.57] et présentée dans le chapitre I. Dans les simulations, nous nous intéressons plus particulièrement au cas d'un réseau cubique dont la cellule élémentaire est constituée d'un simple fil mince (Figure 10-a), éclairée par une onde plane. Le champ électrique est

polarisé selon l'axe du fil. Cette situation permet d'obtenir une permittivité effective négative pour une propagation perpendiculaire aux fils. Pour rendre compte de la symétrie du réseau et imposer la polarisation, les plans perpendiculaires à l'axe du fil sont considérés comme des murs électriques et les plans parallèles comme des murs magnétiques.

Nous présentons en Figure 10, la permittivité effective extraite de la simulation d'une cellule unitaire qui ne comporte qu'un fil et dont le pas du réseau « a » est fixé à 5 mm. L'augmentation de la taille du fil s'accompagne d'une augmentation de la fréquence plasma, comme dans le cas des réseaux de fils en espace libre puisque le réseau de tiges métallique est moins dilué. L'évolution de la partie réelle de la permittivité tend vers l'évolution décrite par le modèle de Drude, conformément aux résultats théoriques présentés en introduction.

De manière à faciliter la réalisation technologique, les fils choisis ont une taille de 200  $\mu\text{m}$ , pour que les dimensions caractéristiques du dispositif restent du même ordre de grandeur (quelques centaines de microns) et que le prototype puisse être réalisé par les techniques de fabrication de circuits imprimés. Dans ces conditions, la permittivité relative effective est proche de -5 à 12 GHz.



**Figure 10 : (a) Schéma d'une cellule unitaire utilisée pour la création d'un milieu à permittivité négative, simulée en éléments finis. (b) Permittivité relative calculée pour une cellule unitaire, chargée uniquement par le fil, en fonction de la longueur  $l$  du fil.**

En résumé, un réseau de fils métalliques éclairé par une onde plane dont le champ électrique est polarisé le long de l'axe des fils présente une permittivité effective négative. L'évolution de cette permittivité peut être décrite par un modèle de Drude. La fréquence plasma correspondante est fixée par les dimensions du réseau, et peut être abaissée en gamme micro-onde. Elle est placée suffisamment haut en fréquence, de manière à empêcher toute propagation de l'onde en dehors de la résonance des anneaux. Pour des facilités de réalisation technologique, des fils de 200  $\mu\text{m}$  sont utilisés.

#### II.4.4. RESEAU DOUBLEMENT NEGATIF ET SIGNATURES THEORIQUES DU CARACTERE MAIN-GAUCHE

Pour dimensionner la cellule élémentaire, nous avons considéré séparément les éléments chargeant la ligne de transmission. Il s'agit maintenant d'étudier le comportement fréquentiel de cette structure combinant les deux effets : c'est à dire à la fois la permittivité effective négative et la forte non-linéarité du résonateur. L'objectif est de mettre en évidence le comportement main-gauche de la ligne de transmission composite. Pour cela, nous nous intéressons au diagramme de dispersion de la ligne de transmission réalisée à partir de cette cellule de base, à la cartographie du champ électromagnétique et aux paramètres de transmissions d'un réseau constitué d'un nombre fini d'éléments.

#### II.4.4.1 CALCUL DU DIAGRAMME DE DISPERSION DE LA CELLULE FIL-SRR

Le diagramme de dispersion, ou structure de bande pour un système périodique, est utilisé pour évaluer le comportement fréquentiel d'un support de propagation. Il permet, d'une part de déterminer les fréquences de coupure, et d'autre part de mettre en évidence le comportement main-gauche du dispositif étudié.

Plusieurs choix dans la procédure d'extraction sont possibles. Par exemple, une représentation possible du réseau deux ports de la section LHM chargée est le réseau en T (T-Network) associé aux impédances. Un autre choix possible est de modéliser la ligne de transmission par sa longueur L, son impédance caractéristique  $Z_0$  et sa constante de propagation  $\Gamma$ . Ces deux approches présentent des résultats complémentaires. Cependant, la méthode d'extraction associée avec la représentation du réseau en T suppose qu'il n'y a pas de couplage entre les éléments d'impédances. Pour la structure fin-line LHM présentée dans ce chapitre, il apparaît que cette représentation n'est pas souhaitable. Les caractéristiques de la fin-line LHM sont extraites des paramètres S, en employant le modèle équivalent à une ligne de transmission, pour la structure périodique. Cette méthode est utilisée pour le calcul du diagramme de dispersion en utilisant les expressions caractéristiques de la ligne (contenant les paramètres : L,  $Z_0$  et  $\Gamma$ ) et en les insérant dans les éléments de la matrice ABCD.

Pour cela, nous avons cherché à établir le diagramme de dispersion pour notre structure à partir des éléments dont nous disposons. La cellule unitaire est le plus petit élément constitutif de la ligne de transmission que nous étudions. Sa longueur  $a$  est de 3,3 mm, tandis que la longueur d'onde guidée par la fin-line  $\lambda_g$  est de 24 mm à 12 GHz. Par conséquent, cet élément unitaire peut être considéré comme un petit élément de ligne, de longueur  $a \ll \lambda_g$ . La matrice chaîne unitaire représentative de cet élément peut alors s'écrire :

$$M_{unitaire} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} ch(\gamma a) & Z_c sh(\gamma a) \\ \frac{1}{Z_c} sh(\gamma a) & ch(\gamma a) \end{bmatrix}$$

où  $Z_c$  est l'impédance caractéristique de la ligne de propagation,  $\gamma$  est la constante de propagation complexe.

Les paramètres S de cette cellule unitaire sont calculés par la méthode des éléments finis. Ces résultats peuvent être exprimés sous la forme d'une matrice chaîne et par l'inversion des relations il est possible de calculer les quantités  $\alpha$  et  $\beta a$ , qui s'écrivent alors :

$$\alpha = \frac{1}{a} \ln \left| A \pm \sqrt{A^2 - 1} \right| \quad \text{et} \quad \beta a = \angle(A \pm \sqrt{A^2 - 1}) + 2k\pi, \quad k \in \mathbb{Z}$$

Dans ce formalisme, nous nous plaçons en condition de propagation, puisque nous supposons que la structure étudiée est un élément de ligne. Lors de la simulation en éléments finis, la cellule est excitée par l'intermédiaire de ports servant à injecter l'énergie et les résultats de simulation correspondent aux paramètres S obtenus lorsque l'entrée et la sortie sont adaptées. Les ports d'entrée et de sortie sont identiques, à un terme de propagation près ( $e^{-\gamma a}$ ) : on effectue donc un bilan de transmission sur un mode donné.

Par conséquent, la solution obtenue sur la constante de propagation pour une cellule unitaire correspond aux modes de Bloch du réseau 1D infini. La relation entre la fréquence et les valeurs de  $\beta a$  représente la structure de bande de la structure périodique.

Nous avons réalisé la simulation d'une cellule unitaire par la méthode des éléments finis, afin de mettre en évidence de manière numérique le comportement main-gauche de la structure. Les conditions aux limites permettent de simuler un milieu infini dans les directions transverses à l'axe de propagation et de polariser l'onde incidente. Le champ électrique est dirigé selon l'axe des fils et le champ magnétique selon l'axe des anneaux.

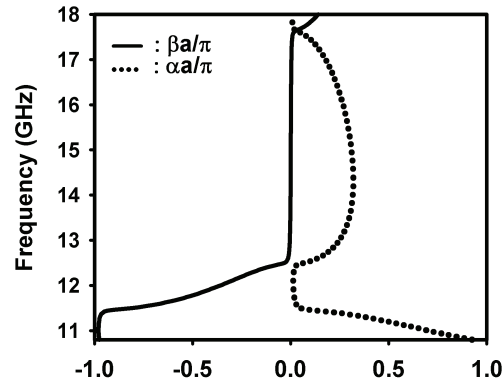


Figure 11 : Structure de bande obtenue à partir de la simulation d'une cellule unitaire.

Nous présentons sur la Figure 11, le diagramme de dispersion calculé à partir des paramètres de transmission de la cellule unitaire simulée avec HFSS. Une première bande passante est obtenue entre 11,5 et 12,5 GHz, autour de la fréquence de résonance des anneaux. Cette branche de dispersion est croissante en valeurs négatives de la constante de phase. Cela indique que la vitesse de phase,  $w/k$ , donnée par la pente à l'origine et la vitesse de groupe,  $dw/dk$ , correspondant à la tangente locale, sont de signe opposé. Cette caractéristique traduit ainsi une opposition de signe entre le vecteur d'onde et le vecteur de Poynting. Dans ces conditions, la propagation est donc rétropropagative, puisque le front d'onde se déplace dans une direction opposée à celle de l'énergie. Ce caractère main-gauche est obtenu sur 8 % de largeur de bande. La vitesse de groupe s'annule en bord de bande et elle est maximum au point d'inflexion de la courbe, autour de 12,2 GHz. Une bande interdite est obtenue entre 12,5 et 17,5 GHz correspondant à des ondes évanescentes. La deuxième bande passante présente une fréquence de coupure proche de 17,5 GHz. Elle ne présente pas de caractère main-gauche. Il est à noter que l'extraction de la permittivité effective de ce réseau de fils, présentée précédemment, donnait une valeur négative au-delà de 18 GHz, correspondant en première approximation à la fréquence plasma du réseau de fils. La différence de comportement s'explique par la présence du résonateur, qui influence également la valeur de cette fréquence de coupure. En effet, les phénomènes d'activité électrique et magnétique ne peuvent être simplement superposés pour prédire le comportement de la structure complète, comme nous le verrons ultérieurement. Dans l'intervalle de fréquences séparant ces deux régimes de propagation, la structure est caractérisée par le paramètre d'atténuation qui indique les longueurs d'évanescence.

Après avoir présenté les propriétés anormales basées sur l'opposition de direction entre les vitesses de groupe et de phase d'une telle structure, on peut également remarquer le comportement très dispersif, de la ligne de transmission chargée, par rapport à la structure fin-line originelle. La longueur d'onde guidée dans la structure chargée est difficile à déterminer à partir d'une carte de champ compte tenu de la faible longueur de propagation et de la présence de transitions aux interfaces des deux milieux. Cependant, l'évolution de la longueur d'onde guidée  $\lambda_g = 2\pi/\beta$ , avec  $\beta$  la constante de propagation, peut être étudiée grâce aux résultats du diagramme de dispersion. L'indice effectif  $n_{\text{eff}} = c_0/(\lambda_g * f)$ , où  $c_0$  est la vitesse de la

lumière dans le vide et  $f$  la fréquence peut également être calculé. Les valeurs obtenues pour notre structure sont présentées en Figure 12. La ligne de transmission est fortement dispersive et par conséquent la longueur d'onde guidée présente de fortes variations. Elle présente une forte augmentation de la longueur d'onde en fonction de la fréquence en bande main-gauche. Dans la bande passante, la valeur de l'indice effectif débute à 4 et tend vers zéro en bord de bande.

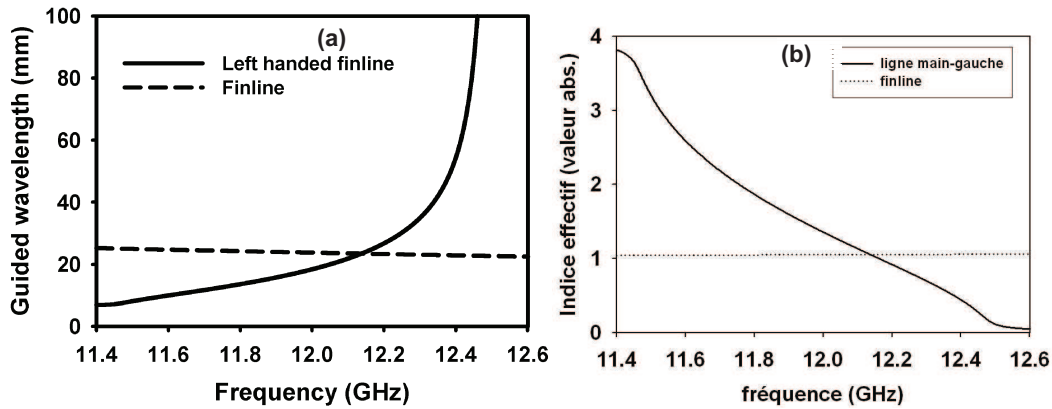


Figure 12 : (a) Dépendance fréquentielle de la longueur d'onde guidée calculée pour une fin-line conventionnelle et pour une section chargée par un milieu main-gauche. (b) Dépendance fréquentielle de l'indice effectif pour une fin-line conventionnelle et pour une section chargée par un milieu main-gauche, calculée à partir du diagramme de dispersion théorique.

A partir des résultats obtenus pour l'extraction de la permittivité effective de la ligne chargée uniquement par les fils et de la valeur de l'indice effectif calculé précédemment, il est possible d'estimer la perméabilité effective. En première approximation, nous négligeons la perturbation introduite par l'ajout du résonateur et nous considérons que la permittivité effective de la ligne main-gauche,  $\epsilon_{r1}$  est identique à celle de la ligne chargée uniquement par les fils. Dans ce cas, à 12,15 GHz,  $\epsilon_{r1} \# - 5$  (Figure 10). L'indice effectif a été calculé à partir du diagramme de bande, il est proche de - 1 à cette fréquence (Figure 12). Par conséquent, la perméabilité relative  $\mu_{r1}$  vaut environ - 0,2.

A partir des paramètres S d'une cellule unitaire nous avons pu déterminer le diagramme de bande de la ligne de transmission composite, réalisée à partir d'une fin-line chargée par des fils et des résonateurs. Ce diagramme de bande met en évidence une bande passante main-gauche, dont l'étalement fréquentiel est déterminé par les propriétés du résonateur. L'intérêt de cette approche est de pouvoir prédire le comportement d'un réseau infini par l'intermédiaire de simulations ab-initio, et donc de réduire les temps de calcul associés. Pour valider toutefois cette approche, nous avons réalisé la simulation d'un réseau fini, constitué des cellules unitaires étudiées dans ce paragraphe. Les résultats de ces simulations font l'objet du paragraphe suivant.

#### II.4.4.2 PARAMETRES DE TRANSMISSION

Dans le but d'ajuster les paramètres physiques du prototype et d'étudier plus en détail le caractère main-gauche, des simulations électromagnétiques en 3D ont été réalisées à partir du logiciel HFSS pour une ligne de transmission de longueur finie avec 5 cellules unitaires. La simulation par la méthode des éléments finis que nous utilisons, ne permet pas de simuler qu'un petit nombre de cellules, et pour cette raison ce type d'analyse est insuffisant pour une étude complète des structures. Néanmoins, il met en évidence certaines propriétés du support de propagation. Par ces simulations, nous avons obtenu les



paramètres de transmission théoriques incluant les pertes métalliques et diélectriques. Celles-ci montrent clairement la bande passante main-gauche prédite par le diagramme de dispersion avec un maximum de transmission proche de  $-2$  dB et une grande réjection dans la bande interdite.

La structure simulée est constituée de la ligne de transmission chargée par les fils et les anneaux, encadrée de part et d'autre par des lignes d'accès en fin-line. Cette configuration permet de prendre en compte le changement de milieu, c'est-à-dire le passage d'une ligne classique à une ligne composite main-gauche, et elle permettra d'estimer l'adaptation entre ces deux lignes de propagation.

Les paramètres S obtenus pour cette structure sont présentés (Figure 13). Pour ces calculs numériques, les pertes diélectriques et métalliques sont incluses avec une conductivité de  $5.8 \cdot 10^7$  S/m pour le cuivre et des tangentes de pertes de  $9 \cdot 10^{-4}$  pour le substrat.

La réponse fréquentielle obtenue est en bon accord avec le comportement prévu par le diagramme de bande. La première bande passante est centrée sur 12 GHz. Le niveau de transmission maximum atteint  $-2$  dB. Compte tenu du nombre réduit de cellules unitaires, ce niveau est relativement constant dans cet intervalle, ce qui indique une bonne adaptation entre le milieu main-droite, situé de part et d'autre de la ligne chargée, et le milieu main-gauche. Cette idée est confirmée par la faible valeur du paramètre de réflexion en entrée du dispositif, qui reste proche de  $-15$  dB en moyenne. De part et d'autre de la bande passante, la réjection est très abrupte, démontrant de nouveau les fortes capacités de sélection fréquentielle des résonateurs. Elle atteint 30 dB à 13,5 GHz, et dépasse 50 dB en dessous de 11,5 GHz, alors que la bande passante à  $-3$  dB est comprise entre 11,7 et 12,6 GHz. La deuxième bande passante débute vers 17,8 GHz, conformément au diagramme de bande, et sa coupure est nettement moins marquée que pour la bande main-gauche. Du point de vue applications, ces caractéristiques ouvrent la voie à de nouveaux filtres performants grâce au magnétisme artificiel des résonateurs métalliques.

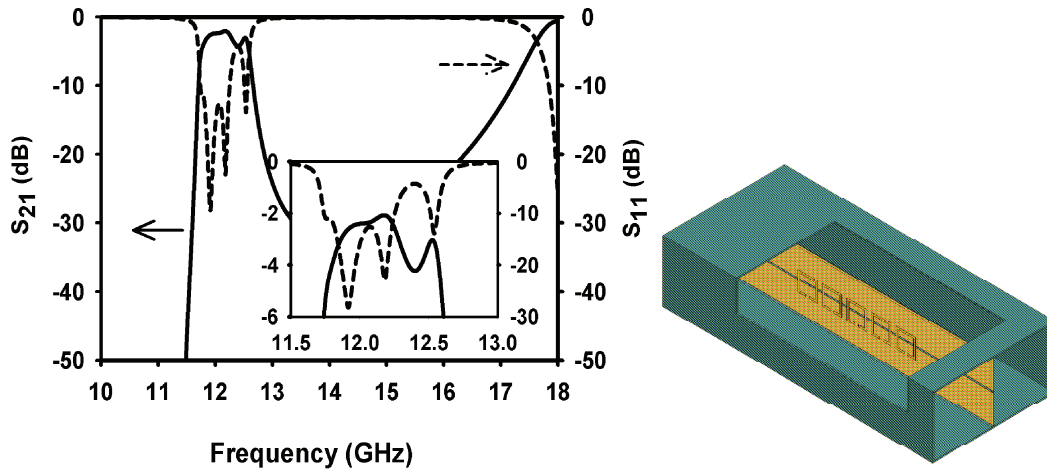


Figure 13 : Paramètres  $S_{ij}$  calculés (HFSS) pour une ligne de transmission à 5 cellules élémentaires et le schéma associé de cette ligne

Les pertes associées (Figure 14) sont cependant assez élevées (30% au minimum) et présentent des pics en bord de bande, qui peuvent dépasser la moitié de la puissance injectée. Précisons que les pertes ( $P$ ) sont définies comme la quantité de puissance qui n'est ni réfléchi ni transmise par la structure. Elles sont calculées à partir des paramètres S par la relation suivante :  $P = 1 - (S_{11}^2 + S_{21}^2)$ .

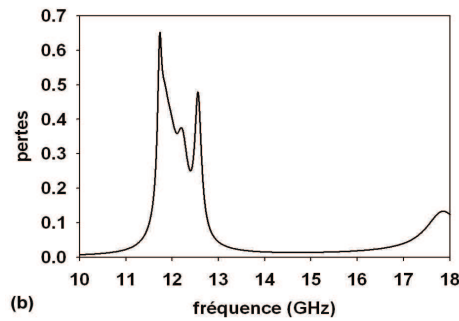


Figure 14 : Pertes associées à une structure fin-line main-gauche constituée de 5 cellules unitaires.

### II.4.4.3 CARTOGRAPHIE DE CHAMP

Concernant le comportement main-gauche de la structure, il est possible d'étudier l'évolution des courbes iso-amplitude des champs électrique et magnétique au sein de la structure. Cette représentation permet de retracer l'évolution du front d'onde le long de la ligne, et d'en déduire le sens de la vitesse de phase. L'évolution temporelle du front d'onde lors de la propagation peut être étudiée en modifiant la phase à l'injection.

La Figure 15 présente le résultat obtenu pour les courbes iso-amplitude de champ électrique tracées dans le plan perpendiculaire au fil passant par le milieu de la fente. La structure simulée comporte 5 cellules unitaires encadrées par une ligne de transmission classique. La fréquence est de 12,15 GHz, et correspond au pic de transmission. Les tracés sont effectués pour différentes valeurs de phase à l'origine, de manière à reproduire l'évolution temporelle du système. Sur la figure, le port d'injection est situé au dessus et le vecteur de Poynting  $S$  indique le sens de propagation de l'énergie. Les traits mettent en évidence le déplacement des nœuds d'amplitude et permettent de définir un front d'onde. Dans le milieu classique main-droite, l'avancée du front d'onde est dirigée vers le bas, comme pour le vecteur  $S$ . En revanche, dans le milieu composite, le front d'onde se déplace vers le haut, ce qui signifie que le vecteur d'onde est de sens opposé au vecteur de Poynting comme annoncé par V. G. Veselago pour un milieu doublement négatif. Le phénomène de rétropropagation est manifeste et confirme les résultats du diagramme de dispersion à cette fréquence, avec la vitesse de groupe et la vitesse de phase de signes opposés. Ce résultat est intéressant puisque cela signifie qu'il est possible numériquement, avec cette méthode de calcul, d'observer un comportement main-gauche dans un milieu structuré.

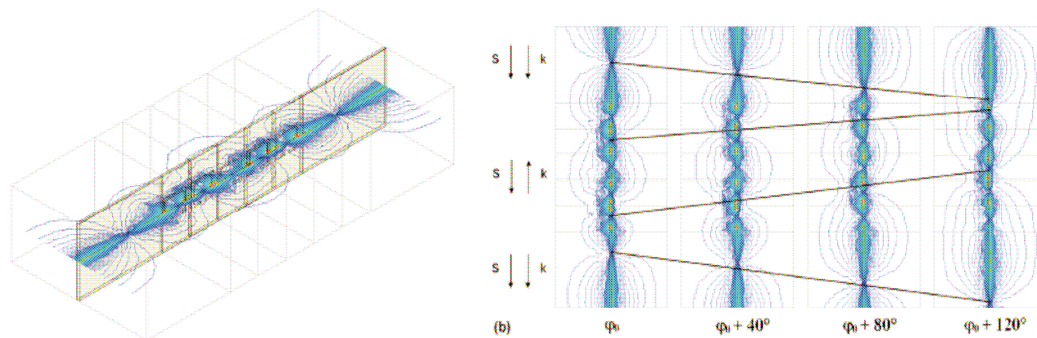


Figure 15 : Mise en évidence de la rétropropagation par cartographie de champ dans un plan perpendiculaire au substrat. Courbes iso-amplitude de champ électrique (b), dans le plan perpendiculaire au fil, au milieu de la fente (a), à 12,15 GHz, pour différentes valeurs successives de phase à l'origine. L'énergie est injectée par le haut. Les lignes mettent en évidence l'évolution du front d'onde, en suivant les nœuds d'amplitude. Le comportement main-gauche est mis en évidence par le sens du vecteur d'onde  $k$  qui est dans ce cas opposé à celui du vecteur de Poynting  $S$ .

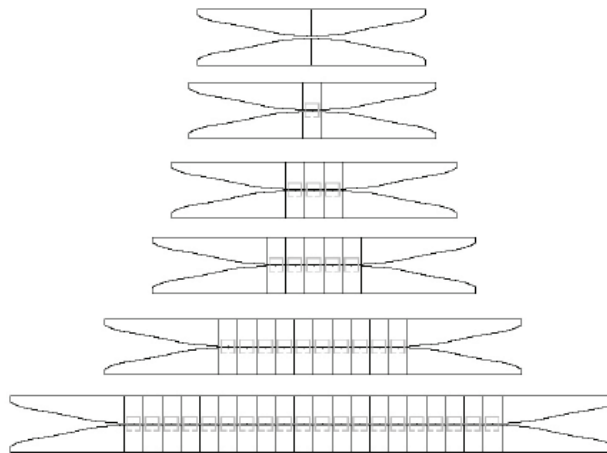
Nous avons présenté dans ce paragraphe les résultats de simulation d'une ligne de transmission composite. Le comportement main-gauche de cette ligne, illustré par le phénomène de rétropropagation de l'onde, a pu être mis en évidence numériquement. L'analyse des paramètres S obtenus a mis en avant un certain nombre de points. Tout d'abord, les pertes dans la structure peuvent être élevées, en raison de l'utilisation de résonateurs métalliques. Ensuite, l'adaptation du milieu main-gauche aux zones d'accès est primordiale pour assurer un niveau de transmission constant et proche de l'unité.

Cette structure présente sur le plan de l'adaptation de bonnes performances, comme l'indiquent les résultats obtenus en simulation sur le paramètre de réflexion S11. La transmission unitaire n'est pas atteinte en raison des pertes importantes dans les résonateurs. Cependant les performances en transmission démontrent l'intérêt de cette structure fermée, qui présente l'avantage de ne pas perdre d'énergie par rayonnement.

## II.5. TECHNIQUES DE FABRICATION

Les différents prototypes ont été réalisés par la société OMICRON, dans le cadre d'une collaboration avec l'Université Autonome de Barcelone. Les circuits planaires combinant des structures classiques et main-gauche ont été fabriqués en technologie PCB (Printed Circuit Board). Le substrat est du RT Duroïd 5880 de permittivité 2.2 et de tangente de pertes :  $9 \times 10^{-4}$ . Les motifs métalliques, notamment les résonateurs en boucles ouvertes, sont constitués de cuivre de  $17 \mu\text{m}$  d'épaisseur, définis par gravure mécanique.

Des lignes main-gauches de longueurs différentes, variant le nombre de cellules unitaires entre 1 et 20, ont été fabriquées. Les zones d'accès réalisant la transition entre le guide d'onde et la fin-line sont ajoutées aux extrémités de ces lignes. Elles permettent de minimiser les pertes d'insertion et de mesurer réellement les pertes intrinsèques. Les masques des circuits réalisés sont représentés Figure 16. Le guide d'onde rectangulaire en bande Ku a été réalisé en utilisant des techniques conventionnelles d'usinage du laiton.



**Figure 16 : Schéma des circuits. Les motifs en noir correspondent à la métallisation en face avant, ceux en gris à la métallisation face arrière du substrat. De haut en bas : transitions seules, puis transitions et ligne composite comportant 1, 3, 5, 10 puis 20 cellules unitaires.**

La figure suivante (Figure 17) présente deux photographies du prototype fini. Le guide d'onde est ouvert avec les lignes de transmission insérées à l'intérieur. Sur la première photo, les transitions sont

apparentes : leur longueur est comparable à la longueur d'onde guidée. Cette transition adiabatique permet de passer du mode propagatif du guide d'onde à celui de la section composée par le métamatériau. Les dimensions d'une cellule unitaire de la structure main-gauche sont plus petites que la longueur d'onde guidée afin de remplir les conditions d'homogénéisation du milieu. La photographie en insert montre une vue agrandie du fil placé en court-circuit. La seconde photographie illustre la technologie utilisée en face arrière du substrat avec la gravure du réseau linéaire de SRR. La photo en insert montre deux SRR métallisés.

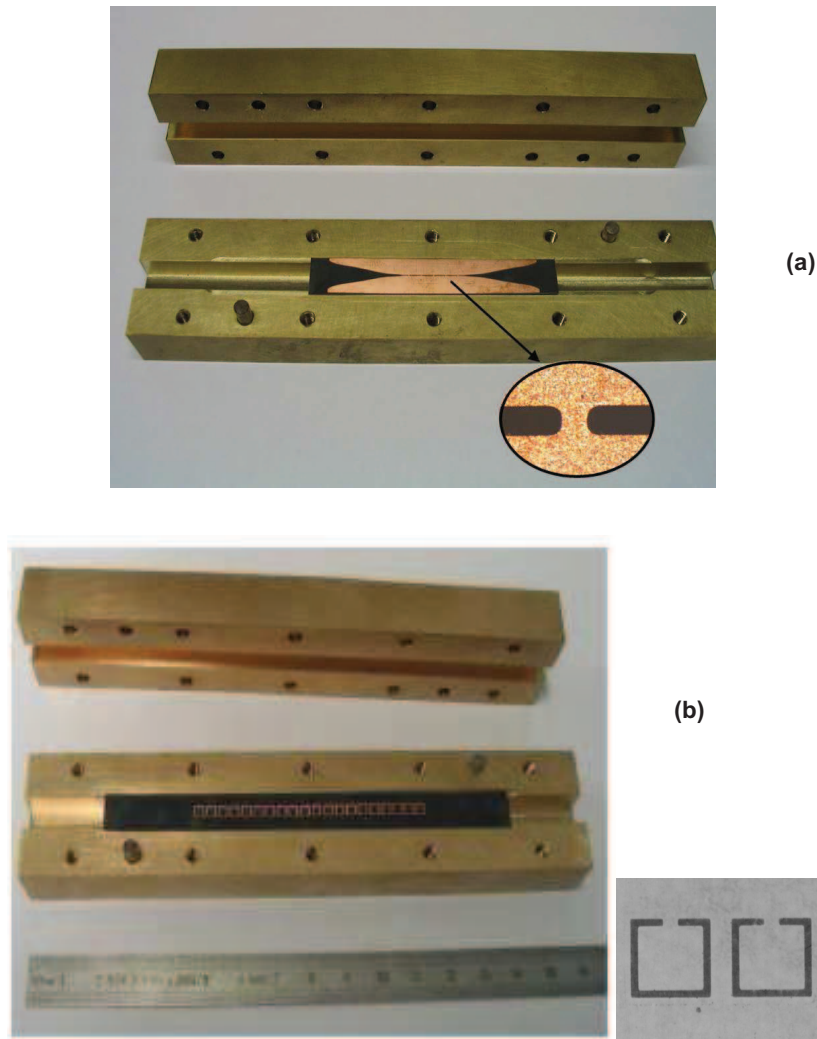


Figure 17 : Photographie du prototype en bande X (a) avec un zoom sur un fil en shunt; (b) avec une vue du réseau linéaire de SRR sur l'autre côté du substrat et un zoom sur 2 SRR.

## II.6. TECHNIQUES D'ANALYSE VECTORIELLE

### II.6.1. PARAMETRES EXPERIMENTAUX DE TRANSMISSION ET DE REFLEXION

Les paramètres caractéristiques ont été mesurés à l'analyseur de réseaux vectoriel HP 8510 d'Agilent. Une calibration TRL a été effectuée au préalable, incluant les transitions coaxiales – guide

d'onde nécessaires à la mesure RF de la structure. Nous nous intéressons aux mesures de la transmission et de la réflexion en phase et en module.

La Figure 18-a compare les variations des paramètres de transmission mesurés et calculés. On peut remarquer une excellente similitude entre les résultats expérimentaux et ceux de la modélisation pour 5 cellules élémentaires, particulièrement pour la bande de fréquence où un comportement main-gauche est attendu entre 11.6 et 12.5 GHz. Cette bande LH présente une faible ondulation et un niveau de transmission proche de  $-4$  dB. Les pertes d'insertion (zoom en insert) mesurées sont légèrement plus importantes que celles issues des simulations. Celles-ci peuvent être attribuées à une valeur de résistivité plus importante que celle prise en compte dans les simulations. Dans une bande de fréquence de 10%, où la permittivité et la perméabilité sont simultanément négatives, les pertes d'insertion sont proches de  $-4$  dB pour 5 cellules : plus de 50 % de la puissance est perdue dans la ligne de transmission main-gauche.

On retrouve encore une excellente similitude entre les simulations et les résultats expérimentaux pour les coefficients de réflexion (Figure 18-b) avec des valeurs de l'ordre de  $-10$  dB pour les fréquences proches de la résonance. Grâce à l'utilisation d'une transition bien adaptée, le problème des pertes par réflexion a donc été résolu, par rapport au prototype de Marquès.

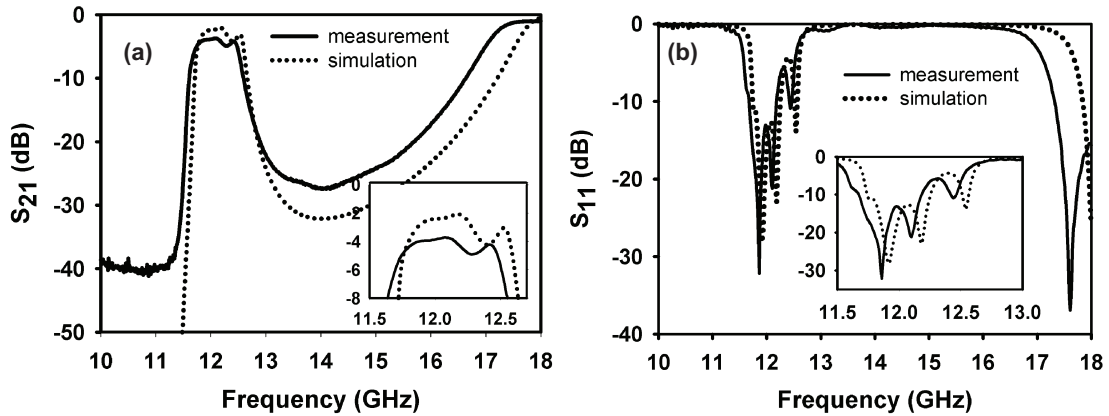


Figure 18 : (a) Dépendance fréquentielle des pertes d'insertions ( $S_{21}$ ) pour un prototype constitué de 5 cellules élémentaires. Paramètres calculés (ligne pointillée), paramètres expérimentaux (ligne continue). (b) : Comparaison entre les résultats mesurés (ligne continue) et calculés (ligne pointillée), des variations du paramètre de réflexion  $S_{11}$  en fonction de la fréquence pour un prototype à 5 cellules unitaires. La figure en insert montre un zoom dans la bande de fréquence main-gauche.

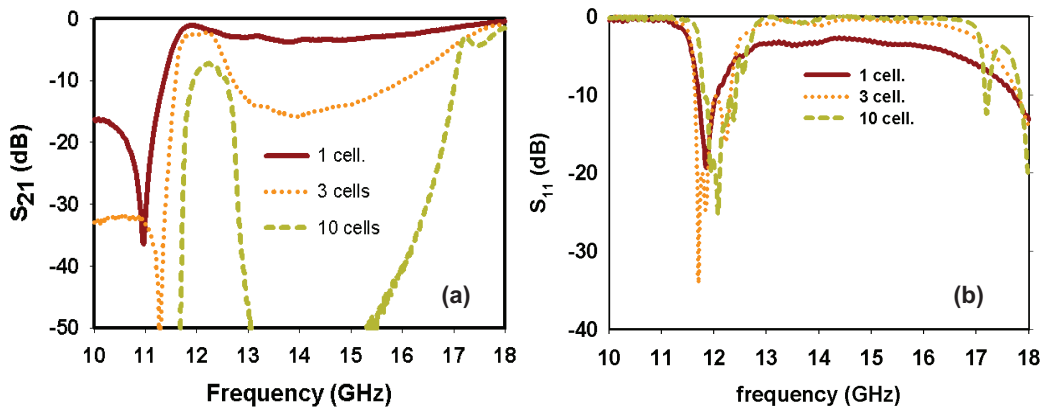


Figure 19 : (a) Paramètres de transmission mesurés pour 1, 3 et 10 cellules élémentaires. (b) Paramètres de Réflexion mesurés pour 1, 3 et 10 cellules élémentaires.

La Figure 19 compare la dépendance fréquentielle des paramètres de transmission et de réflexion pour une ligne de transmission doublement négative (fils et SRR) composée de 1, 3 et 10 cellules.

Le niveau de transmission pour une cellule est proche de 0 dB, ce qui prouve une bonne adaptation d'impédance. Pour les bandes de fréquences basses (10-11 GHz), le contraste entre la transmission en bande interdite et celle en bande passante est significatif. Par contre un grand nombre de cellules unitaires est nécessaire pour augmenter la réjection dans la bande interdite autour de 14 GHz, pour des applications de sélectivité fréquentielle. En augmentant le nombre de cellules élémentaires (nombre de résonateurs), on améliore effectivement la réjection du système mais en contre partie, le niveau de transmission diminue en raison d'une augmentation des pertes dans la structure totale. Un compromis doit donc être satisfait entre le gabarit désiré et les performances souhaitées.

**II.6.2. PERTES MESUREES DE LA FIN-LINE LHM CHARGEE PAR DES FILS ET DES SRR**

Nous allons maintenant nous intéresser à une meilleure compréhension des pertes ([Réf. I.84]). Les pertes L sont définies selon l'équation :

$$L = 1 - |S_{12}|^2 - |S_{11}|^2$$

La Figure 20-a compare les pertes intrinsèques mesurées (en trait continu) et simulées (en traits pointillés) avec les paramètres définis précédemment, calculées pour une structure à 5 cellules. On remarque une très bonne similitude entre les variations fréquentielles des pertes mesurées et simulées dans la bande de fréquence MG. La faible différence entre les valeurs de la résistivité du métal et/ou de la tangente de perte du substrat prises dans les simulations, et celles des matériaux originels peuvent expliquer la différence de niveau des pertes.

Ce simple calcul montre que plus de 50 % de la puissance est perdue dans la ligne de transmission MG à 5 cellules. La confirmation de cette première conclusion peut être retrouvée dans l'étude paramétrique des pertes intrinsèques (L) en fonction du nombre de résonateurs, c'est-à-dire en fonction de la longueur de la ligne de transmission LH (Figure 20-b). Les résultats de cette étude sont présentés ci-après.

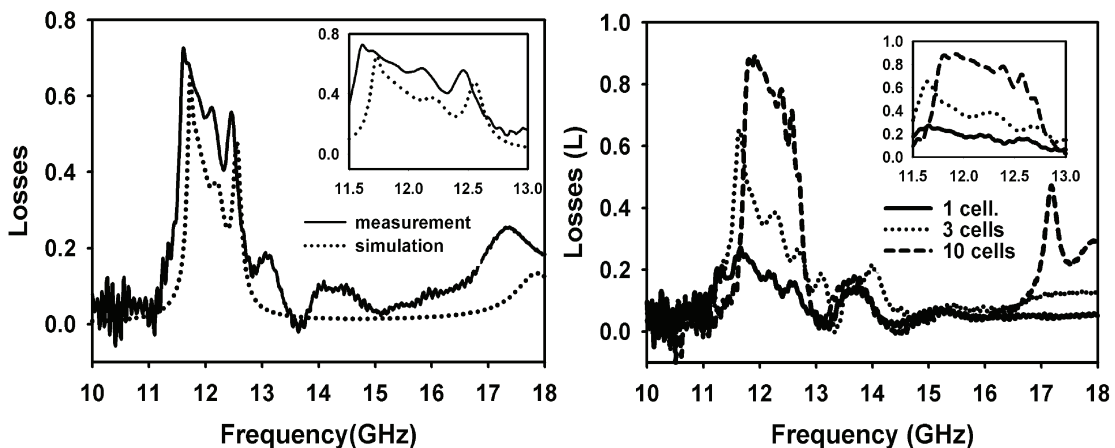


Figure 20 : (a) Pertes intrinsèques en fonction de la fréquence pour 5 cellules. Pertes mesurées (trait continu) – pertes calculées (traits pointillés). (b) Comparaison expérimentale du niveau de perte en fonction du nombre de cellules élémentaires

On remarque que le niveau des pertes dépend considérablement du nombre de cellules élémentaires composant la structure MG. Ainsi le niveau des pertes totales atteint 10 dB pour un prototype à 10 cellules. Ce qui revient à dire que 90 % de la puissance est perdue par absorption. Ce niveau atteint même 15 dB pour 20 cellules élémentaires. Ceci confirme que le niveau des pertes dépend de la longueur de la ligne de transmission via le nombre de cellules élémentaires. Pour chaque courbe, les pertes présentent un maximum aux fréquences proches de la fréquence de résonance des SRR. Ces pertes dépendent donc du facteur de qualité de chaque résonateur. On remarque également qu'un niveau non négligeable de perte, est réparti sur toute la bande de fréquence MG.

La figure suivante (Figure 21) présente le niveau des pertes mesurées en fonction du nombre de cellules élémentaires LHM insérées dans la fin-line LHM, pour différentes fréquences (en GHz). Les niveaux des pertes ont été mesurés pour 1, 3, 5, 10 et 20 cellules, et extrapolés entre ces valeurs. Cette courbe rappelle que les pertes sont localisées dans la bande de fréquence MG (entre 11.6 et 12.5 GHz), avec des niveaux décroissants en fonction de la fréquence. Le niveau des pertes suit une évolution logarithmique avec le nombre de résonateurs : les pertes augmentent très rapidement lorsque ce nombre passe de 1 à 10 unités dans la bande de fréquence MG. Pour des structures possédant plus de 10 cellules élémentaires, l'évolution des pertes est quasi stationnaire avec le nombre de cellules unitaires.

Afin de mieux comprendre l'origine des pertes de la structure main-gauche, une analyse plus approfondie est nécessaire.

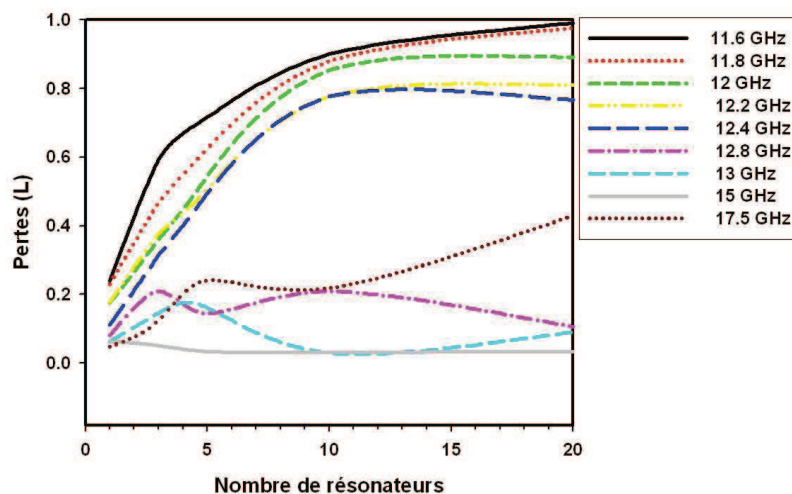


Figure 21 : Pertes mesurées en fonction du nombre de cellules élémentaires constituant le réseau LHM, pour différentes fréquences (en GHz)

### II.6.3. PERTES MESUREES DE LA FIN-LINE SNG CHARGEE PAR DES SRR

Afin de qualifier la différence entre les pertes induites par chaque réseau composant le milieu MG, des prototypes composés uniquement de chaque réseau ont été caractérisés. Nous nous trouvons dans le cas de milieux SNG (Single Negative Media). Dans cette situation, les ondes sont évanescentes dans la bande de fréquences pour laquelle la permittivité effective ou la perméabilité effective est négative. Par conséquent, un comportement stop-bande est attendu dans ce milieu SNG à la place de la bande passante pour la fin-line LHM (doublement négatif). Ceci nous a permis d'extraire des informations sur la qualité de la résonance des motifs.

Le prototype est fabriqué avec seulement un réseau de SRR tel que sur la Figure 22 : le milieu a donc une perméabilité effective négative alors que la permittivité effective est positive. Dans ce cas, nous devrions observer un plateau de réflexion dans cette bande de fréquences.

Les figures suivantes (Figure 22 et Figure 23) montrent la variation fréquentielle des paramètres de transmission  $S_{21}$  et des pertes intrinsèques  $L$  pour un prototype dont le nombre de SRR varie de 1 à 5. Au lieu d'avoir le comportement passe-bande observé pour un milieu doublement négatif, la dépendance fréquentielle des ondes transmises montre une réjection. Au lieu d'avoir un pic de transmission pour un milieu DNG, on peut en effet observer un creux dans le paramètre de transmission. On constate qu'en augmentant le nombre de cellules élémentaires, la réjection est plus importante mais les pertes également. Nous venons de concevoir un circuit stop band pour lequel un compromis doit être satisfait concernant le choix du nombre de cellules en fonction des performances hyperfréquences souhaitées. Outre le nouveau comportement hyperfréquence obtenu par ce circuit SNG à base de SRR, celui-ci va également permettre de mieux comprendre l'origine des pertes d'un milieu LHM. Les pertes présentent deux pics à 11.5 et 13 GHz respectivement, contrairement au niveau de pertes quasi constant constaté pour un milieu doublement négatif dans la bande de fréquences du régime MG (Figure 25).

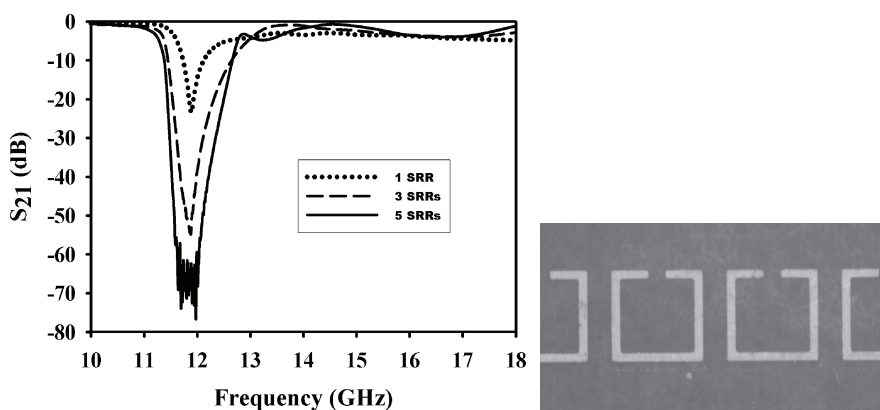


Figure 22 : Dépendance fréquentielle des pertes d'insertions mesurées ( $S_{21}$ ) pour un prototype à 1,3 et 5 cellules élémentaires d'une fin-line SNG chargée uniquement par un réseau de SRR.

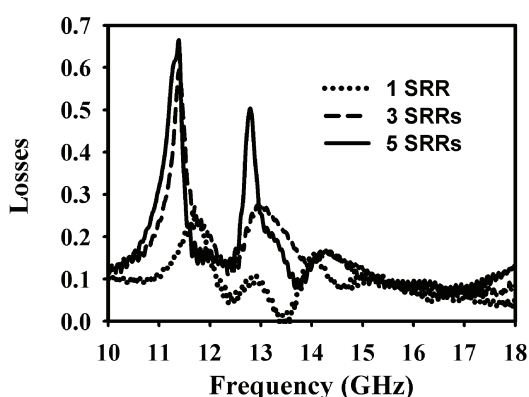


Figure 23 : Pertes intrinsèques de la fin-line SNG à base de SRR en fonction de la fréquence pour un prototype à 1,3 et 5 cellules élémentaires

Afin de mieux comprendre cette différence de comportement entre un milieu doublement négatif et un milieu simplement négatif, il est intéressant de superposer les courbes (Figure 24) de l'absorbance



(A), la Transmittance (T) et la Réflectance (R), définies par les relations suivantes :  $T = |S_{12}|^2$  ;  $R = |S_{11}|^2$  ;  $A = |S_{11}|^2 - |S_{12}|^2 = L$ .

Remarque : dans cette section l'absorbance sera représentée par la lettre A au lieu de L afin de concorder avec les sigles représentant la Transmittance T et la Réflectance R.

Cette figure très intéressante montre clairement que les deux pics de l'absorbance du milieu SNG (avec SRR seulement) se situent aux deux points de fréquences délimitant le plateau de réflectance. Ces deux fréquences correspondent à la fréquence de résonance ( $f_r$ ) du motif SRR, pour la fréquence basse, et à la fréquence plasma magnétique ( $f_p$ ) pour la fréquence haute. Pour un fonctionnement en ondes millimétriques (en bande Ku dans notre cas), la fréquence de résonance est uniquement fixée par la géométrie des résonateurs. Ceci ne pourrait être le cas pour des boucles de courant fonctionnant en optique, mais en micro-ondes, la fréquence plasma électrique d'un métal volumique est trop haute pour influencer sur les caractéristiques de dispersion. La fréquence plasma magnétique, quant à elle, est liée au réseau de SRR : elle est induite par la contribution de la superposition de l'ensemble des motifs. En d'autres termes, la fréquence plasma décrit une réponse collective issue d'un réseau alors que la fréquence de résonance est relative à la particule isolée. La connaissance de ces deux fréquences caractéristiques décrit parfaitement la variation fréquentielle de la perméabilité négative dans le modèle de Lorentz.

Ceci montre également qu'il est difficile en pratique d'éviter ces pertes intrinsèques dans la bande de fréquence MG, en travaillant à des fréquences proches de la fréquence plasma ( $f_p$ ). En effet, cette solution fut parfois proposée avec pour conséquence une augmentation dramatique de la partie imaginaire de la perméabilité (et donc une augmentation des pertes) pour les fréquences proches de la fréquence de résonance  $f_r$  des SRR.

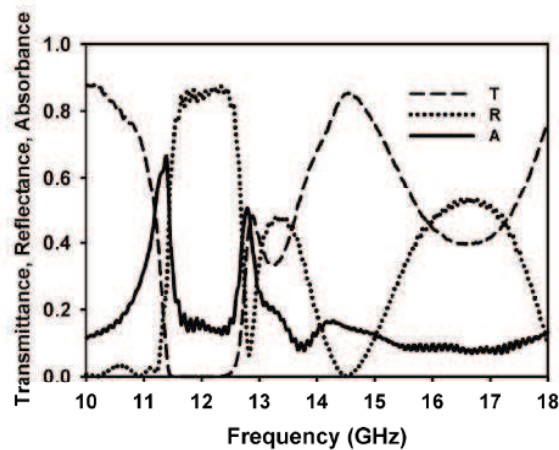


Figure 24 : Variations en fonction de la fréquence, de l'Absorbance A, la Réflectance R et la Transmittance T d'un réseau linéaire de SRR intégré dans une fin-line (SNG).

Par comparaison, nous présentons sur la Figure 25, l'Absorbance (A), la Transmittance (T) et la Réflectance (R) pour un milieu LHM. On observe bien un comportement passe bande dans la bande de fréquence LHM au lieu de la bande coupée précédente. Par ailleurs, les pertes sont réparties sur cette bande de fréquence (entre  $f_r$  et  $f_p$ ).

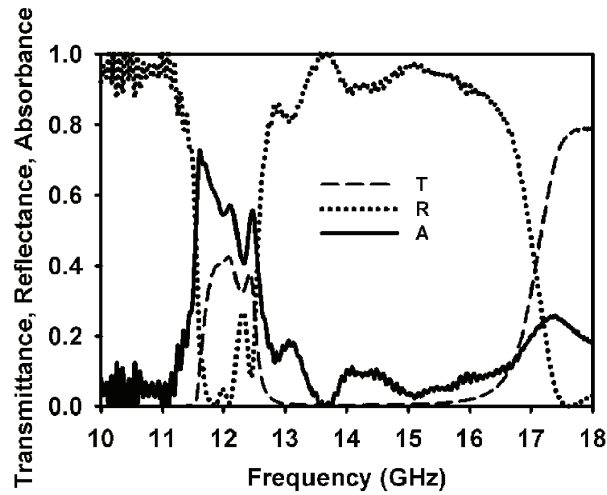


Figure 25 : Variations en fonction de la fréquence, de l’Absorbance A, la Réflectance R et la transmittance T d’un milieu LHM : la fin-line chargée par un réseau de SRR et un réseau de fils (5 cellules).

#### II.6.4. ORIGINE DES PERTES

Il reste à mieux comprendre l’origine exacte des pertes intrinsèques avec la possibilité d’avoir des pertes soit diélectriques soit métalliques. Puisqu’il est impossible en pratique de séparer ces deux contributions, nous présentons les résultats calculés par simulations électromagnétiques (HFSS). Cette comparaison est représentée sur la Figure 26. Nous avons distingué les pertes diélectriques, métalliques et les pertes intrinsèques totales (diélectriques + métalliques). Pour le premier cas, uniquement les pertes diélectriques sont prises en compte en introduisant une valeur de tangente de pertes diélectriques égale à  $9 \cdot 10^{-4}$  et une conductivité métallique infinie. Pour le second cas, les pertes totales se limitent aux pertes métalliques modélisée par la conductivité finie du cuivre ( $5.8 \cdot 10^7$  S/m).

On remarque clairement que ces pertes métalliques ont une contribution très dominante. Ceci confirme une nouvelle fois l’implication du fort courant circulant dans les boucles ouvertes à la résonance.

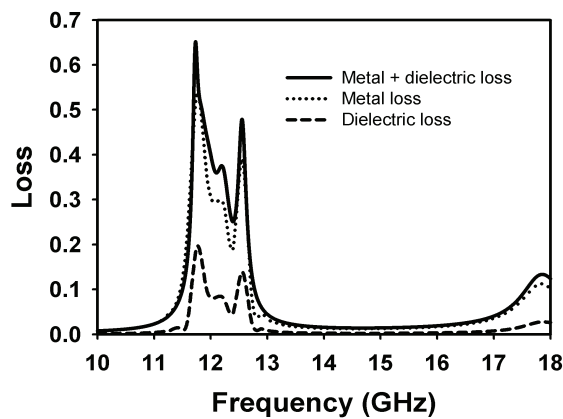


Figure 26 : Comparaison des différentes contributions de perte.

## II.7. ANALYSE DE LA RETROPROPAGATION ET EXTRACTION DES PROPRIETES DES MATERIAUX

Nous venons de présenter les performances d'un circuit fin-line à base de métamatériaux. Il est clair que ce n'est pas l'aspect filtrant seul qui est digne d'intérêt dans un tel dispositif. Il existe déjà un grand nombre de filtres aux technologies très performantes rendant difficile l'émergence des filtres constitués de métamatériaux aux pertes encore trop conséquentes. Par contre, l'ingénierie de la vitesse de phase dans des plages de valeurs positives et négatives, est un atout majeur que ne possèdent les filtres conventionnels.

### II.7.1. EXTRACTION DES PARAMETRES EFFECTIFS A PARTIR DES MESURES EXPERIMENTALES

Nous allons nous intéresser à l'extraction des paramètres effectifs de la fin-line LHM obtenus à partir des résultats expérimentaux. Afin de réaliser cette extraction des paramètres effectifs, l'approche classique considère un réseau à deux ports.

Il est important de mentionner que la méthode d'extraction des paramètres effectifs est valide dans les cas où la taille de la cellule unitaire est petite devant la longueur d'onde. La longueur d'une période des éléments de la fin-line MG est égale à 3,3 mm alors que la longueur d'onde guidée par la fin-line  $\lambda_g$  est égale à 24 mm à 12 GHz. Par conséquent, un élément unitaire peut être considéré comme une fraction de la longueur d'onde guidée, tel que  $a < \lambda / 7$ . Ce rapport est suffisant pour considérer la structure comme un milieu effectif. Par conséquent, cette structure peut être modélisée par les paramètres électromagnétiques effectifs que sont la perméabilité et la permittivité effectives. Les propriétés effectives du matériau peuvent ainsi être extraites selon la procédure de « retrieval » présentée dans le chapitre I ([Réf. I.58]) à partir des coefficients de transmission et de réflexion mesurés, cette méthode permet d'extraire les parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective.

Cependant notre structure présente des zones d'accès de transmission classique (RH) qu'il est nécessaire de prendre en compte. Les résultats que nous avons obtenus (Figure 27-a) en utilisant cette procédure avec la mesure d'une structure fin-line à une cellule unitaire, correspondant au tronçon de guide incluant un fil en shunt avec un SRR en série et les zones de transitions à chaque accès de ce guide, ne sont pas satisfaisants. En effet, une succession de résonances apparaît sur toute la bande de fréquence de mesure puisque la structure analysée a une longueur supérieure à plusieurs longueurs d'ondes guidées. Par conséquent nous avons choisi de ne pas exploiter ces résultats sans appliquer une procédure de 'de-embedding' sur les résultats expérimentaux afin de s'affranchir de ces zones d'accès.

Les résultats de mesures ont donc subi une procédure de 'de-embedding' (Cf Annexe A.3.). Un phénomène de résonance comparable à celui constaté pour un matériau de type Lorentz apparaît près de 11.5 GHz (Figure 27-b). Les amplitudes des parties réelles et imaginaires de la perméabilité sont toutes les deux négatives juste au dessus de cette résonance. La partie imaginaire est négative (par convention) sur toute la bande de fréquence.

On remarque également sur cette figure que dans une grande partie de la bande de fréquence où le milieu est doublement négatif, le niveau des pertes magnétiques (partie imaginaire de la perméabilité) est très élevé. Cet état a pour effet de réduire considérablement la bande de fréquence utile. La propagation LHM avec une forte atténuation ne s'explique pas à priori uniquement par les pertes ohmiques, puisque

celles-ci sont relativement faibles dans la bande de fréquence en raison de la forte conductivité du métal. Cette atténuation est une combinaison de deux facteurs. En effet, les pertes ohmiques sont faibles mais le comportement des boucles ouvertes est fortement résonant ce qui conduit à une exacerbation des pertes dans les boucles et rend au final la structure très absorbante.

Si le comportement de la perméabilité d'une structure LHM est correctement mis en évidence dans la bande de fréquence MG, en revanche, des phénomènes de résonance non expliqués apparaissent hors de cette bande. Des incertitudes de mesures peuvent expliquer ces anomalies. Par conséquent, il sera intéressant d'effectuer cette même procédure d'extraction sur des résultats obtenus par simulations électromagnétiques.

Les résultats obtenus pour l'extraction de la permittivité à partir des mesures ne sont pas satisfaisants et ne sont donc pas présentés ici. Nous orientons donc l'analyse d'extraction de ce paramètre par des méthodes issues des simulations électromagnétiques, dans le paragraphe suivant.

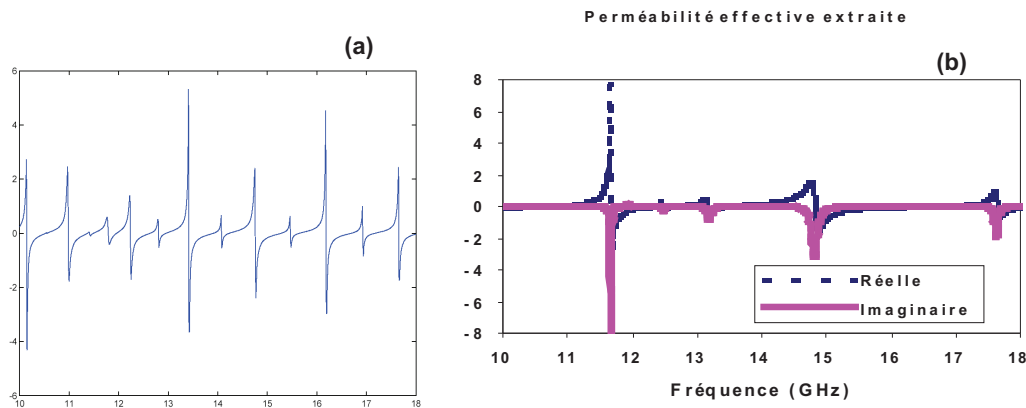


Figure 27 : Extraction de la partie réelle de la perméabilité sans 'de-embedding' des zones accès(a) et après de-embedding des zones accès (b).

## II.7.2. EXTRACTION DES PARAMETRES EFFECTIFS A PARTIR DES SIMULATIONS ELECTROMAGNETIQUES

Les modélisations des métamatériaux par des logiciels de simulations électromagnétiques permettent de modéliser uniquement une cellule unitaire présentant un caractère MG, ce qui peut offrir un accès direct aux paramètres effectifs. La méthode de « retrieval » que nous utilisons ([Réf. I.58]) permet d'extraire les paramètres effectifs à partir des coefficients de transmission et de réflexion simulés.

- **La perméabilité :**

Les parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective obtenues sont données en Figure 28-a. Le phénomène de résonance de type Lorentz apparaît près de 11.45 GHz. La partie réelle présente une résonance centrée au milieu de la bande LHM. La partie imaginaire de la perméabilité est de même signe (négative par convention utilisée ici) sur toute la bande de fréquence. L'amplitude de la partie réelle de la perméabilité relative atteint sa valeur positive maximale, i.e. 2.5, à 11.42 GHz, coupe l'axe des abscisses, puis atteint sa valeur négative la plus haute, i.e. -2.2, à 11.48 GHz.

- **La permittivité :**

De la même manière, la permittivité est extraite. Les parties réelles et imaginaires de ce paramètre effectif présentent un phénomène de résonance centré à 11.5 GHz (Figure 28-b). Les amplitudes des

parties réelles et imaginaires de la permittivité sont toutes les deux négatives juste au dessus de cette résonance. La partie imaginaire de la permittivité est de même signe (négative, par convention utilisée ici) sur toute la bande de fréquence.

La partie réelle de la permittivité relative atteint sa valeur positive maximale, i.e. 38, à 11.42 GHz, coupe l'axe des abscisses, puis atteint sa valeur négative la plus haute, ie -50, à 11.48 GHz. La partie imaginaire, qui est négative, atteint sa valeur maximale, -80, à 11.45 GHz.

L'évolution de la partie réelle de la permittivité tend vers la croissance décrite par le modèle de Drude, conformément aux résultats théoriques attendus.

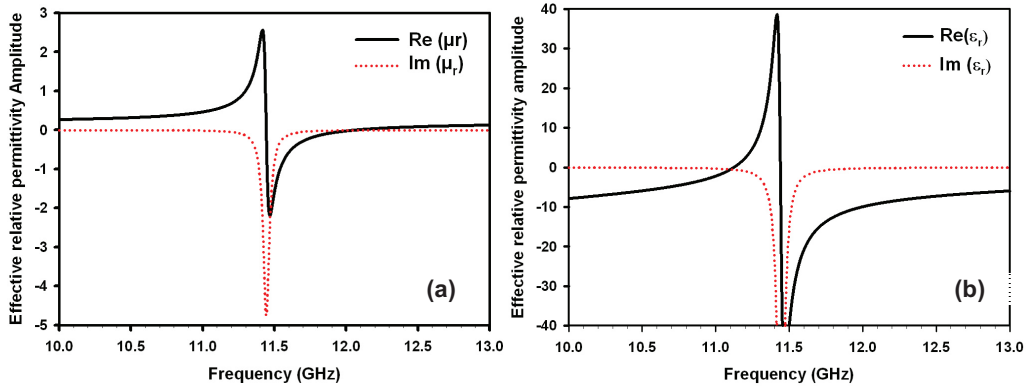


Figure 28 : (a) Amplitudes des parties réelle et imaginaires de la perméabilité, extraites à partir des paramètres S simulés d'une cellule unitaire LHM en technologie fin-line. (b) Amplitudes des parties réelle et imaginaire de la permittivité extraites, à partir des paramètres S simulés d'une cellule unitaire LHM en technologie fin-line

• L'indice de réfraction

L'indice de réfraction  $n$  peut être obtenu directement à partir des valeurs de la permittivité et de la perméabilité extraites précédemment, par :  $n(\omega) = \sqrt{\epsilon_r} \sqrt{\mu_r}$

L'indice effectif présente un phénomène de résonance pour des fréquences proches de 11.45 GHz. Dans la bande de fréquence MG, l'indice est négatif, comme la permittivité et la perméabilité effectives.

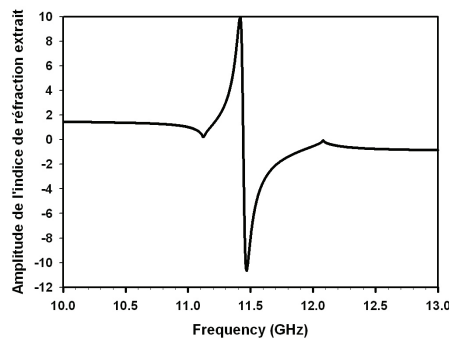


Figure 29 : Amplitude de la partie réelle de l'indice de réfraction  $n$  extrait à partir des paramètres S simulés d'une cellule unitaire LHM en technologie fin-line

Les résultats obtenus précédemment sont intéressants et bien en accord avec le comportement global de la structure. Mais, pour extraire les paramètres effectifs locaux de matériaux à gradient (matériaux inhomogènes) tel que les métamatériaux dont les paramètres sont probablement

anisotropiques, la procédure du « retrieval » n'est peut être pas la plus adéquate. Dans la perspective d'améliorer ces résultats, une alternative peut être proposée pour l'obtention des paramètres effectifs. Elle consiste à calculer la valeur moyenne des champs électromagnétiques à l'intérieur d'une cellule unitaire, et à en déduire les permittivité et perméabilité effectives.

### II.7.3. EXTRACTION EXPERIMENTALE DE L'INDICE DE REFRACTION PAR LA METHODE DE LA « DIFFERENCE DE PHASE »

Nous allons nous intéresser à la démonstration expérimentale du caractère MG de la propagation électromagnétique. Une première preuve de cette caractéristique peut être obtenue en comparant le diagramme de bande et les paramètres de transmission (Figure 30).

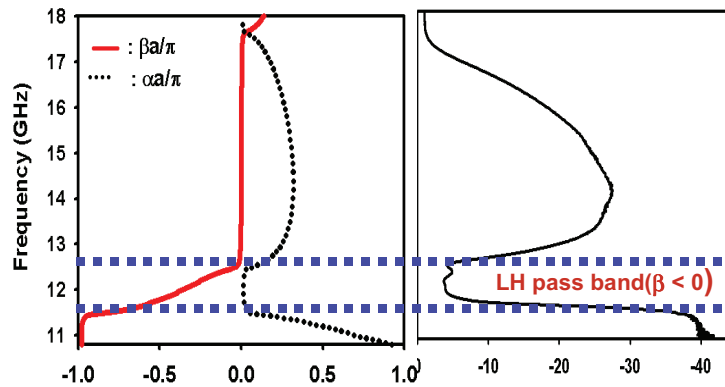


Figure 30 : Comparaison des diagrammes de dispersion théoriques et paramètres de transmission expérimentaux

A ce stade, une vérification expérimentale directe du caractère LH ou RH doit être effectuée sur les lignes de transmission. Nous avons cherché à mesurer les déphasages induits par nos structures. Il est important de démontrer qu'il y a une rétro-propagation de la phase au sein du métamatériau et que la vitesse de phase et de groupe sont de signes opposés.

Nous avons testé plusieurs lignes de longueurs différentes. Un panel de structures allant de 3 à 20 cellules est à notre disposition. Chaque ligne possède une structure périodique encadrée par des transitions fin-line. Ces zones de plusieurs millimètres chacune servent de zones d'accès et sont utilisées pour améliorer l'adaptation de la structure. Lors de l'extraction des paramètres effectifs LH, il est tout d'abord nécessaire de remonter aux grandeurs fréquentielles caractérisant précisément et uniquement la ligne LH. Ainsi, afin de s'affranchir des transitions, un « de-embedding » (en annexe A.3) a été effectuée sur les mesures, ce qui a permis de corriger la variation de phase induite par le transport de l'onde au travers des zones d'accès de ligne droitière. Ceci s'explique par le fait que malgré le nombre de cellules différentes, un seul guide d'onde a été utilisé pour toutes les expérimentations.

Par ailleurs, après ce processus de « de-embedding », nous avons observé que la phase du coefficient de transmission décroît de façon monotone avec des sauts de phase provoqués par la longueur physique de la ligne ( $> \lambda$ ) et les effets de résonance dans la bande passante. Afin de s'affranchir de ces phénomènes, une approche différentielle a donc été utilisée et est présentée ci-dessous.

Dans cette optique, on peut montrer qu'il est possible de mettre en évidence la rétro-propagation de la phase en comparant deux structures périodiques de longueurs différentes [Réf. I.82]. L'offset de phase

entre deux milieux de propagation de longueur  $L_2$  et  $L_1$  (avec  $L_2 > L_1$ ) peut s'écrire selon l'expression suivante (où  $v_p$  représente la vitesse de phase et  $\omega$  la pulsation):

$$\Delta\Phi = -\omega(L_2 - L_1)v_p$$

Ainsi, sous cette condition, dans la fenêtre fréquentielle où les ondes EM peuvent se propager, l'offset de phase  $\Delta\Phi$  est négatif pour des lignes conventionnelles ( $v_p > 0$ ) et positif si la propagation est rétropropagative ( $v_p < 0$ ). Ce dernier cas démontre l'existence d'une vitesse de phase négative ou en d'autres termes, un indice effectif négatif.

La Figure 31 compare la différence de phase  $\Delta\Phi$  (en radian) simulée et mesurée en fonction de la fréquence pour deux lignes constituées respectivement de 10 et 5 cellules élémentaires. On constate une grande similitude entre les résultats mesurés et simulés. Par ailleurs, cette figure démontre que  $\Delta\Phi$  est positive dans la bande de fréquence où la perméabilité et la permittivité sont simultanément négatives alors que cette différence de phase est négative ou évanescente en dehors de cette bande de fréquence.

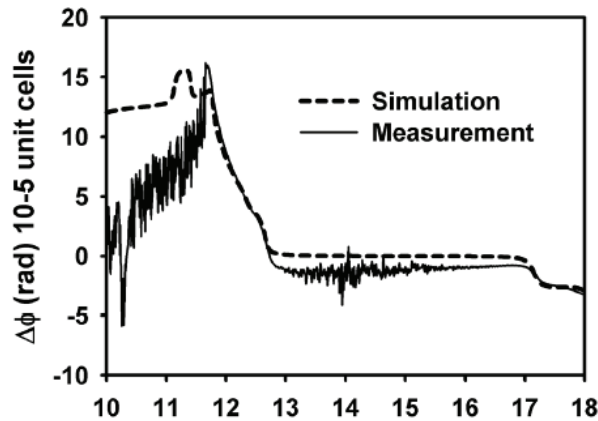


Figure 31 : Différences de phase simulée et théorique entre deux lignes constituées respectivement de 10 et 5 cellules élémentaires.

A partir de cette différence de phase, il est possible de déduire l'indice effectif de la ligne. La différence de phase entre deux lignes de longueurs différentes est utilisée pour extraire l'indice de réfraction effectif selon la relation suivante :

$$n = \frac{\lambda_0 \cdot \Delta\Phi}{2\pi\Delta L}$$

Dans cette expression,  $\lambda_0$  est la longueur d'onde dans le vide,  $\Delta L$  est la différence de longueur entre les deux lignes. La Figure 32 montre les résultats de cette procédure d'extraction utilisée sur les données simulées et mesurées. Dans la fenêtre LH,  $n$  est négatif avec une valeur maximale égale à  $-4$  obtenue pour 11.7 GHz.

On constate également un très bon accord entre les valeurs issues des simulations EM et des mesures. Précisons que les valeurs simulées utilisent uniquement la structure métamatériau, sans les zones d'accès. Cette cohérence des résultats apporte du crédit à la méthode de « de-embedding » utilisée. Les mesures sont bruitées en début de bande puisque les niveaux de transmission mesurés sont faibles.

La caractérisation expérimentale de cette nouvelle structure rétropropagative permet de démontrer expérimentalement le caractère gaucher de cette ligne de propagation et d'extraire l'indice de réfraction négatif dans la bande de fréquence de travail.

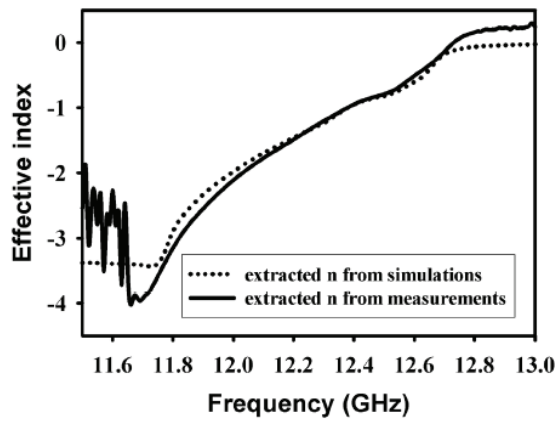


Figure 32 : Extraction de la valeur d'indice effectif mesurée à partir de la différence de phase entre deux lignes comportant un nombre de cellules différent.

Nous avons démontré par la visualisation des courbes fréquentielles, que la ligne de transmission structurée périodiquement possédait des propriétés de rétropropagation de la phase. L'ajout d'un délai négatif a été dans un second temps confirmé par l'estimation de l'indice.

#### II.7.4. FREQUENCE PLASMA D'UN RESEAU DE FILS

La perméabilité effective, qui est synthétisée par l'introduction du réseau de fils dans la structure, peut être aisément caractérisée grâce à la mesure de la fin-line insérée dans le guide avec seulement les fils gravés sur le circuit (sans les SRR). La Figure 33 présente le coefficient de transmission de cette structure SNG à perméabilité négative en fonction de la fréquence pour des réseaux linéaires composés de nombres différents de cellules élémentaires (pour 1, 3 et 5 fils). Le niveau de transmission pour 5 cellules est très bruité en raison du faible niveau de signal mesuré. Lorsque le nombre de cellules unitaires augmente, l'effet d'évanescence est davantage accentué. Cet effet d'évanescence peut être interprété comme une permittivité effective négative associée à une structure périodique.

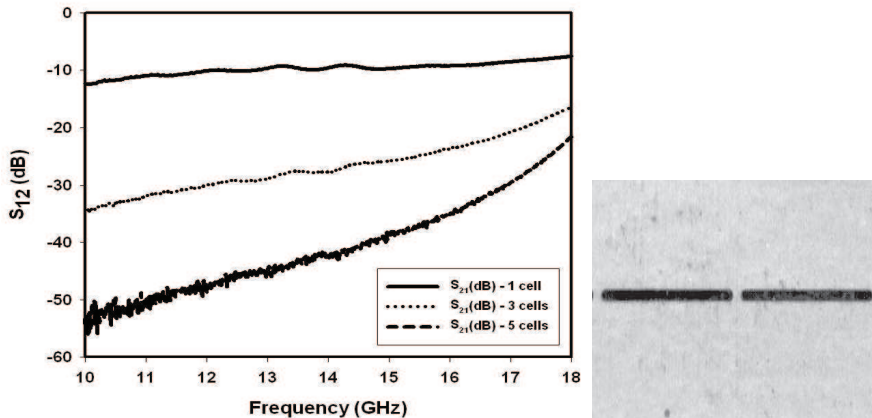


Figure 33 : Coefficient de transmission  $S_{21}$  mesuré de 10 à 18 GHz pour un nombre différent de cellules SNG chargées uniquement par des fils dans un guide d'onde WR-62.

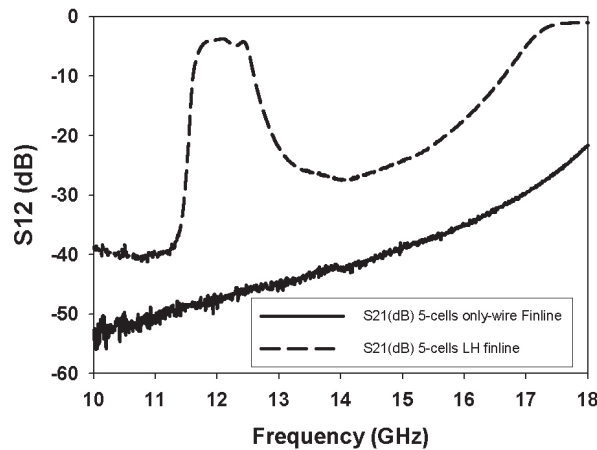
Il est clair qu'une telle structure possède une permittivité négative dans la bande de fréquence de mesure et se caractérise par un comportement passe-haut. La structure devient transparente aux ondes



incidentes uniquement pour les fréquences supérieures à  $f_p$  : dans ce cas elle est considérée comme un milieu à permittivité positive.

La fréquence plasma de ce type de milieu évanescent périodique ne peut être caractérisée avec ce type de mesure. En effet, les mesures en guide WR-62 sont disponibles uniquement de 8 à 18 GHz, et les mesures précédentes n'indiquent aucun comportement de transmission dans cette plage de données. Par conséquent il n'est pas possible d'observer le comportement de cette structure pour des fréquences proches de la fréquence plasma. Néanmoins par extrapolation des coefficients de transmission de la fin-line uniquement chargée par des fils, la valeur de la fréquence plasma du réseau de fils peut être estimée à une valeur supérieure à 21 GHz.

Ce comportement doit donc être analysé afin de répondre à la question suivante : comment expliquer que ce milieu SNG à permittivité négative possède une fréquence plasma supérieure à 20 GHz alors que le milieu MG, synthétisé par la fin-line chargée par des fils et des SRR, présente un comportement passe bande qui commence pour des fréquences inférieures à 20 GHz (la structure ayant un comportement MD classique à partir de cette fréquence).



**Figure 34 : Paramètres de transmission mesurés pour la fin-line chargée par 5 cellules composées de fils et de SRR (milieu MG) représentés par des traits discontinus ; et pour la fin-line à 5 cellules, chargée uniquement par des fils ( trait continu)**

Pour créer une structure LHM, la première idée est de considérer séparément un réseau de fils et un réseau de SRR afin de synthétiser un milieu à permittivité et à perméabilité négatives. Cependant, en mesurant la fréquence plasma  $f_p$  d'une structure LHM et d'une structure avec uniquement des fils, nous avons montré expérimentalement que la réponse électrique du LHM diffère de celle du milieu SNG. En réalité, on observe un décalage de la fréquence plasma entre ces deux milieux (Figure 34). Pour la fin-line LHM,  $f_p$  est égale à 17.5 GHz, correspondant au début de la bande passante RH dans les paramètres de transmission mesurés, alors que la fréquence plasma est légèrement supérieure à 20 GHz pour la fin-line à permittivité effective négative. Ce comportement rend donc délicate, l'approche classique de conception.

La différence observée dans la position de la fréquence plasma entre un milieu à permittivité négative et un milieu DNG, montre clairement que les SRR contribuent à la réponse électrique du système. En général une particule telle qu'un SRR présente une résonance magnétique induite par les coupures de l'anneau. Ces SRR présentent également une résonance électrique due aux courants induits par le champ électrique incident sur les surfaces métalliques (strips) qui sont parallèles au champ

électrique. La figure suivante présente l'activité électrique et magnétique des SRR insérés dans la fin-line LHM (SRR + fils) à 18 GHz, obtenue par simulation électromagnétique. Par conséquent, le SRR contribue également à la permittivité d'une structure LHM.

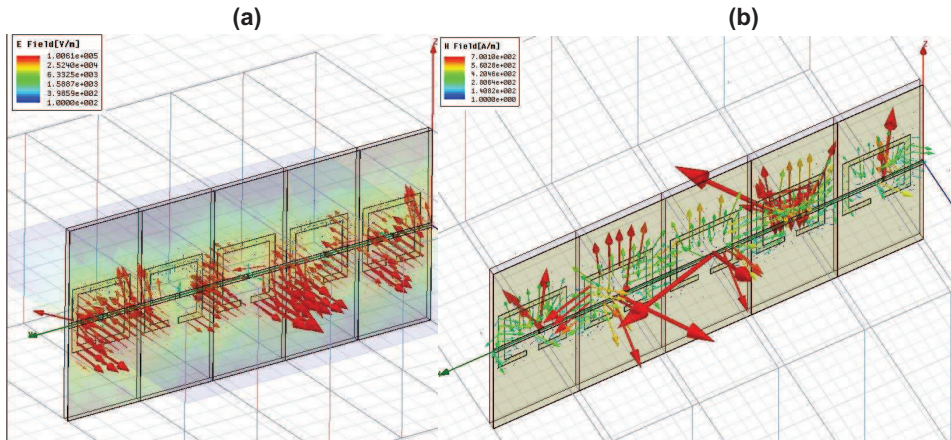


Figure 35 : Illustration du champ électromagnétique (a : champ électrique et b : champ magnétique) dans la structure fin-line chargée par des SRR et des fils, à 18 GHz.

Cette réponse électrique des SRR a été démontrée récemment en fermant le gap d'air des anneaux. Si le SRR est constitué par une particule métallique totalement fermée, la réponse magnétique est alors détruite sans modification de la réponse électrique. Nous avons vérifié expérimentalement cette démonstration en comparant les paramètres de transmission de la fin-line MG et ceux de la structure chargée par des fils et des SRR fermés. La Figure 36 montre clairement que la fréquence plasma de ces deux structures est quasi-identique. On observe un léger décalage en fréquence pour les valeurs de  $f_p$  puisque la faible quantité de métal supplémentaire, utilisée pour fermer les SRR, provoque une légère diminution de  $f_p$ .

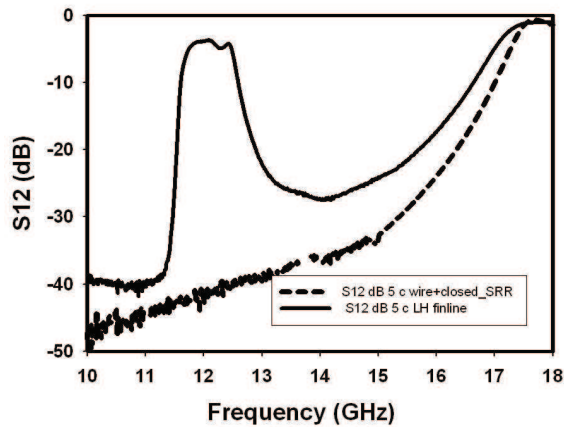


Figure 36 : Paramètres de transmission mesurés de la fin-line LHM (SRR + fils) – trait continu- et de la fin-line chargée par des fils et des SRR fermés – trait discontinu- à 5 cellules unitaires.

En conclusion, les résonateurs SRR contribuent à la permittivité effective d'une structure LHM, induisant une permittivité effective moins négative dans la même bande de fréquence. Ils apportent ainsi un décalage fréquentiel de la fréquence plasma par rapport à une structure composée uniquement de fils. Lors de la conception d'une structure LHM, il faut donc prendre en compte les contributions des réponses électriques des fils et des SRR.

## II.8. CONCLUSION

Dans le cadre des dispositifs en guide d'onde, nous avons tout d'abord présenté des résultats de simulation sur des guides d'onde fonctionnant sous la fréquence de coupure et chargés par des SRR. Ces simulations ont permis de mettre en avant notamment le comportement rétropropagatif de la structure mais également les difficultés propres au couplage avec le milieu main-droite.

Dans ce contexte, en vue de surmonter cette limitation et dans la perspective d'applications micro-ondes à faibles pertes, nous avons présenté la conception, la réalisation, et la caractérisation d'une ligne de transmission main-gauche originale en fin-line [Réf. I.83]. Des simulations électromagnétiques par la méthode des éléments finis, associées au calcul du diagramme de bande nous ont permis de calculer les performances de la structure et de démontrer de manière numérique le comportement main-gauche de la ligne. Les problèmes d'excitation de la structure et d'adaptation à son environnement ont également été abordés.

Les résultats de simulation et expérimentaux de cette ligne de transmission composite ont été présentés. L'étude et l'analyse expérimentale de cette structure se sont notamment appuyées sur le diagramme de bande, qui permet de déterminer précisément les caractéristiques de propagation en fonction de la fréquence. Ainsi, le comportement main-gauche de cette ligne, a pu être mis en évidence numériquement et expérimentalement.

Cette structure présente sur le plan de l'adaptation de bonnes performances, comme l'indiquent les résultats obtenus sur le paramètre de réflexion. La transmission unitaire n'est pas atteinte en raison des pertes importantes dans les résonateurs métalliques. Cependant les performances démontrent l'intérêt de cette structure fermée, qui présente l'avantage de ne pas perdre d'énergie par rayonnement.

Il est clair que ce n'est pas l'aspect filtrant seul qui est digne d'intérêt dans un tel dispositif. Il existe déjà un grand nombre de filtres aux technologies très performantes rendant difficile l'émergence des filtres constitués de métamatériaux aux pertes encore trop importantes. Par contre, l'ingénierie de la vitesse de phase, ainsi que sa direction, est un atout majeur que ne possède pas le commun des filtres.

Une analyse approfondie des pertes [Réf. I.84] a permis de mieux comprendre l'origine de celles-ci dans un prototype LHM en technologie fin-line, et par extension dans toutes structures LHM. Dans un circuit LHM, les pertes augmentent rapidement avec le nombre de cellules élémentaires, principalement dû aux pertes métalliques qui ont une contribution très dominante. Ceci confirme que le fort courant circulant sur les boucles ouvertes à la résonance est à l'origine de ces pertes métalliques.

Des prototypes SNG, à base de fils ou de SRR, ont été fabriqués et mesurés. Tout d'abord, au lieu d'obtenir le comportement passe-bande mesuré pour un milieu doublement négatifs, la dépendance fréquentielle des ondes transmises montre un caractère réjecteur. Dans un milieu simplement négatif, nous avons expérimentalement démontré que les ondes sont évanescentes dès l'instant où un des deux paramètres effectifs est négatif.

Dans ce type de milieu, les pertes présentent deux pics aux fréquences définissant les propriétés du matériau : la fréquence de résonance due au motif SRR et la fréquence magnétique plasma, induite par le réseau de SRR. La connaissance de ces deux fréquences caractéristiques décrit parfaitement la variation fréquentielle de la perméabilité négative dans le modèle de Lorentz. Ceci montre également qu'il est

difficile d'éviter ces pertes intrinsèques dans la bande de fréquence MG, en travaillant à des fréquences proches de la fréquence plasma.

Ensuite, les paramètres effectifs de la fin-line ont été extraits à partir des mesures expérimentales. Il a été montré que les résonateurs SRR contribuent à la permittivité effective d'une structure LHM, augmentant le niveau de permittivité effective dans la bande de fréquence considérée. Ils apportent ainsi un décalage fréquentiel de la fréquence plasma par rapport à une structure composée uniquement de fils. Lors de la conception d'une structure LHM, il faut donc prendre en compte les contributions des réponses électriques des fils et des SRR.

# CHAPITRE III

\*\*\*

**AMELIORATION DE LA BANDE PASSANTE :  
METAMATERIAU A BASE DE MOTIFS OMEGA EN  
TECHNOLOGIE FIN-LINE**



## SOMMAIRE DU CHAPITRE III

|               |  |            |
|---------------|--|------------|
| <b>III.1.</b> | <b>CONTEXTE.....</b>   | <b>97</b>  |
| <b>III.2.</b> | <b>JUSTIFICATION DE LA FORME DE LA STRUCTURE .....</b>               | <b>98</b>  |
| <b>III.3.</b> | <b>CONCEPTION ET SIMULATION DE LA STRUCTURE .....</b>                | <b>99</b>  |
| III.3.1.      | CONCEPTION DE LA CELLULE ELEMENTAIRE .....                           | 99         |
| III.3.2.      | ANALYSE NUMERIQUE.....   | 100        |
| <b>III.4.</b> | <b>TECHNIQUE DE FABRICATION.....</b>                                 | <b>101</b> |
| <b>III.5.</b> | <b>RESULTATS EXPERIMENTAUX : TECHNIQUES D'ANALYSE</b>                |            |
|               | <b>VECTORIELLE .....</b>   | <b>102</b> |
| <b>III.6.</b> | <b>ANALYSE DE LA RETROPROPAGATION D'UNE STRUCTURE</b>                |            |
|               | <b>LHM A BASE DE MOTIFS OMEGA .....</b>                              | <b>106</b> |
| III.6.1.      | COMPORTEMENT DNG DU MILIEU EFFECTIF .....                            | 106        |
| III.6.1.1.    | Extraction des paramètres effectifs .....                            | 106        |
| III.6.1.2.    | Analyse des paramètres effectifs de chaînes Omega déconnectées ..... | 107        |
| III.6.2.      | MODELISATION EN ELEMENTS LOCALISES .....                             | 108        |
| <b>III.7.</b> | <b>CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES .....</b>                             | <b>111</b> |





### III.1. CONTEXTE

Nous avons vu au chapitre II qu'une manière originale pour synthétiser une structure à base de métamatériaux main-gauche aux fréquences micro-ondes est d'utiliser une finline métallique chargée par des fils et des SRR.

La plupart des études sur les métamatériaux publiées dans la littérature se concentrent sur les fameux SRR ([Réf. I.59]). Un tel élément est équivalent à une boucle de courant avec une réponse magnétique effective produite par un matériau non magnétique. Pour la réalisation d'une permittivité effective négative, plusieurs solutions sont envisageables. En effet, une permittivité à partie réelle négative est obtenue par l'évanescence du champ électrique dans une structure. En pratique, cela correspond à un « band gap » dans les caractéristiques de dispersion du matériau. Ainsi, comme nous venons de le voir dans le chapitre II, un guide d'onde métallique sous la coupure ([Réf. I.71]), un réseau de fils ([Réf. I.85]) ou des fenêtres inductives ([Réf. I.86]) permettent de synthétiser un milieu à permittivité négative. Les particules résonantes, telles que les SRR ont un facteur de qualité élevé. Par conséquent les structures constituées de ce type d'élément présentent une branche de dispersion LH dans une bande de fréquence relativement étroite. Par exemple, la structure MG en technologie finline que nous venons de présenter, possède une bande de transmission LH de 10 %.

Nous avons présenté dans le chapitre introductif que l'autre solution pour synthétiser un milieu de propagation LHM et introduit par Itoh et Caloz ([Réf. I.50]- ([Réf. I.84]) est d'utiliser des réseaux métalliques chargés par des capacités en série et des inductances en parallèles. Les structures basées sur ce type de conception ne sont pas résonantes, ce qui leur confère des propriétés intéressantes : une bande passante LHM plus importante et des pertes faibles. Pour des applications en espace libre, l'approche en éléments localisés est difficilement possible. Ainsi, la généralisation de structures à base d'éléments LC, en prototypes à trois dimensions nécessite une approche différente.

Des réseaux à base d'éléments tels que les lettres Omega semblent être une approche hybride très prometteuse. Historiquement, les particules Omega étaient utilisées pour la fabrication de matériaux chiraux ([Réf. I.87]). Récemment, des chercheurs ont montré la possibilité de les utiliser pour synthétiser un milieu doublement négatif. Dans ce cas, un milieu doublement négatif peut être réalisé avec un réseau à particule unique, contrairement aux milieux classiques LHM qui nécessitent un premier réseau de fils et un deuxième réseau de SRR. Par ailleurs les résultats présentés dans les publications ([Réf. I.87]- [Réf. I.89]) illustrent la capacité d'une telle particule en terme de largeur de bande.

Dans ce chapitre, nous nous intéresserons donc à la conception, fabrication, caractérisation et analyse de métamatériaux gauchers large bande en technologie finline chargée par des lettres Omega. Ces travaux de recherche sont une extension des travaux précédents dans le but d'élargir la bande de transmission. Nous détaillerons donc brièvement les travaux (méthode de conception, explication des principes et des méthodes de calculs) en nous focalisant plus particulièrement sur les résultats expérimentaux obtenus.

Ces travaux de recherche sont le fruit d'une collaboration entre les membres de l'équipe DOME de l'IEMN (France), et J. Carbonell du « Departamento de Comunicaciones », de l'Université « Politécnica de Valencia » à Valence en Espagne. L'étude et la conception des structures présentées dans ce chapitre, ainsi que leurs caractérisations expérimentales, ont été effectuées au sein de l'IEMN. La fabrication des prototypes a été réalisée par l'Université de Valence qui a également apporté son analyse critique sur les résultats expérimentaux obtenus.

## **III.2. JUSTIFICATION DE LA FORME DE LA STRUCTURE**

Dans le cadre de nos recherches, nous avons orienté nos études vers ce type d'élément en forme de lettres Omega afin de mieux comprendre comment un matériau NRIM peut avoir un comportement fréquentiel large bande malgré son caractère résonant induit par la boucle de courant de la particule Omega. Cette condition résonante traduit le comportement de la perméabilité en fonction de la fréquence qui suit la loi type de Lorentz. Les deux fréquences caractéristiques de cette réponse dispersive (Lorentz) sont la fréquence de résonance et la fréquence magnétique plasma. Pour un fonctionnement en ondes millimétriques (en bande Ku dans cette étude), la fréquence de résonance est uniquement due à la forme géométrique des résonateurs, puisque la fréquence plasma électrique d'un métal pur est trop haute pour influencer les caractéristiques de dispersion. La fréquence magnétique plasma est induite par la configuration de la structure formant un réseau. En d'autres termes, la fréquence plasma décrit une réponse collective issue d'un réseau alors que la fréquence de résonance est relative à la particule isolée constituant le réseau (cf. chapitre II).

Dans ce travail, nous avons décidé de connecter les particules de type Omega dans la direction perpendiculaire à celle de la propagation des ondes. Cette démarche a été initiée dans le but de manipuler la permittivité effective. En effet, un réseau de fils déconnectés présente classiquement une réponse fréquentielle avec un comportement résonant de la permittivité effective ([Réf. I.89] - [Réf. I.90]). En d'autres termes, la permittivité effective obéit également à une loi de Lorentz, analogue à celle de la perméabilité effective. Ainsi, un réseau de fils continu est préférable avec une augmentation monotone des grandes valeurs négatives jusqu'à l'évanescence de la permittivité effective au niveau de la fréquence plasma électrique.

Par ailleurs, le fait d'interconnecter les motifs dans la direction transverse de la propagation des ondes joue un rôle important pour l'élargissement de la bande de fréquence.

L'utilisation d'un réseau de microstructures d'Omega interconnectées engendre une autre conséquence électromagnétique importante. Classiquement les milieux LHM sont constitués respectivement de réseaux séparés de fils et de SRR. Dans cette partie, nous proposons d'établir un milieu doublement négatif uniquement par l'utilisation d'une seule particule.

Pour résumer, ces particules élémentaires en forme d'Omega permettent d'obtenir un milieu de propagation LH dans une large bande de fréquence. Ceci est possible grâce aux « bras » qui permettent de synthétiser une permittivité négative sur une large bande de fréquence et la boucle de la lettre d'Omega qui crée une perméabilité négative.

Afin de mieux comprendre les propriétés EM de telles particules, plusieurs prototypes ont été fabriqués et analysés dans la bande de fréquence Ku. Nous nous intéresserons tout d'abord à la conception de la structure en se basant sur les courbes du diagramme de dispersion et de transmission issues des simulations numériques. Nous analyserons les résultats expérimentaux avec une attention toute particulière sur l'évolution de la phase afin de localiser la branche de transmission LH dans la réponse fréquentielle. Enfin, nous discuterons des originalités d'une telle structure, sur la base des caractéristiques simulées et mesurées.

### III.3. CONCEPTION ET SIMULATION DE LA STRUCTURE

#### III.3.1. CONCEPTION DE LA CELLULE ELEMENTAIRE

L'élément en forme de lettre Omega qui combine un dipôle électrique et un dipôle magnétique (soit un fil et une boucle de courant) sur une seule particule est adapté à la conception d'un métamatériau doublement négatif ([Réf. I.88]-[Réf. I.91]). Sur chaque cellule élémentaire, nous avons choisi de disposer une lettre Omega sur chaque côté d'un substrat diélectrique double face, en inversant l'orientation de chacune. Cette configuration antisymétrique permet d'éliminer les effets de bi-anisotropie ([Réf. I.88]).

Afin d'exciter correctement la structure, le champ électromagnétique doit respecter la polarisation suivante : le champ E doit être parallèle aux bras et le champ H doit être perpendiculaire à la boucle Omega. Par conséquent, le substrat contenant le réseau des éléments est inséré dans le plan E d'un guide rectangulaire métallique WR62, conçu pour fonctionner en bande Ku.

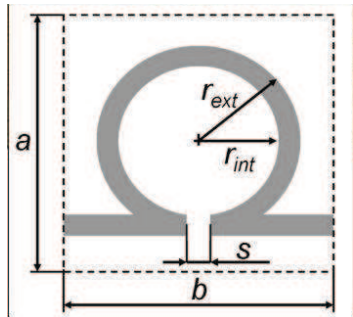
D'un point de vue électromagnétique, une telle topologie offre deux avantages principaux. Premièrement, toute la structure se comporte comme un système électromagnétique fermé. Ceci permet d'étudier les pertes intrinsèques du circuit gravé définissant le milieu doublement négatif, comme nous avons pu le voir dans la structure fin-line, à base de fils et de SRR. Deuxièmement, les murs métalliques transverses, s'ils sont parfaits, se comportent comme des miroirs pour le champ électrique. Les microstructures gravées peuvent donc être considérées comme un réseau infini dans la direction du champ électrique. En d'autres termes, l'analyse d'un guide métallique rectangulaire chargé périodiquement par des particules Omega permet de comprendre le comportement de réseaux infinis constitués des mêmes éléments Omega. Ceci est important dans une démarche de conception d'un milieu surfacique ou volumique à base d'Omega.

Contrairement à la ligne fin-line chargée par des SRR et des fils, l'étude n'est pas orientée vers une optimisation de l'adaptation de la structure. Par conséquent, nous n'avons redéfini des sections d'adaptation (taper) de part et d'autre de la structure. Le but principal est la caractérisation vectorielle des réseaux de lettre Omega. L'absence de sections d'adaptation (« tapering ») simplifie non seulement la conception de la structure, mais également la procédure de « de-embedding » puisqu'il est possible d'obtenir les mesures de la phase du milieu MG directement.

Deux types de structures à base d'Omega ont été conçues pour un fonctionnement en bande Ku. La Figure 2 présente une image 3D des cellules unitaires insérées dans le guide rectangulaire. La structure I est constituée d'une seule particule Omega centrée verticalement dans le guide rectangulaire. La structure II intègre deux particules Omega centrées également au milieu du guide. Les cellules élémentaires des deux structures sont pareillement constituées de lettres Omega sur chaque côté du substrat avec une disposition antisymétrique. Pour le premier, on constate que des bandes cuivrées sont rajoutées sur chaque côté et chaque face de la cellule unitaire. Cet ajout a été nécessaire afin d'adapter la cellule élémentaire à la hauteur du guide qui est de 7.9 mm. Le contact métallique aurait pu également être effectuée en rallongeant les bras des particules, mais cette méthode aurait modifié le comportement fréquentiel de la structure I. Les paramètres géométriques correspondant à une lettre Omega élémentaire sont reportés dans le tableau 1. Le principal objectif de la conception était de concevoir un milieu CLRH, en d'autres termes une structure dont les branches de transmissions LH et RH ont un gap nul.

Les structures I et II ne sont pas fondamentalement différentes malgré le fait que la structure II inclut deux particules Omega dans le sens de la hauteur du guide. Cependant, la plupart des résultats qui

vont être présentés concernant principalement la structure II puisque les particules des réseaux sont parfaitement adaptés à toute la hauteur du guide. Par conséquent, cette topologie est plus favorable en terme de couplage de l'énergie magnétique pour les résonateurs.



| Parameter | Structure I | Structure II |
|-----------|-------------|--------------|
| $a$       | 3.3 mm      | 3.3 mm       |
| $b$       | 4.1 mm      | 3.95 mm      |

Figure 1 : Image d'une particule en forme de lettre Omega utilisée pour la fabrication des structures I et II. Les dimensions caractéristiques de cette cellule sont répertoriées dans la table 1.

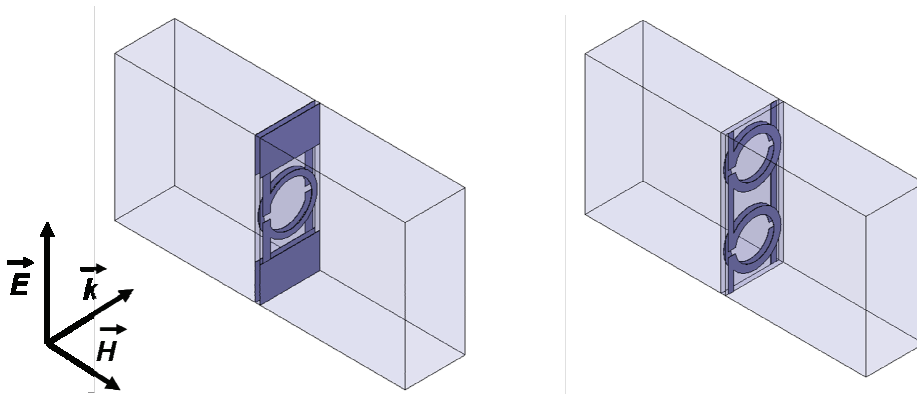
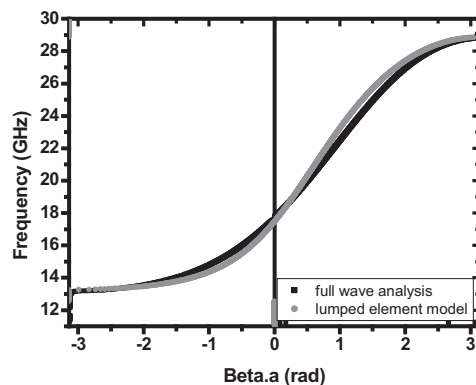


Figure 2 : Image 3D d'une cellule élémentaire insérée dans un guide d'onde. A gauche : la structure I, à droite : la structure II. Le trièdre  $\{\mathbf{k}, \mathbf{E}, \mathbf{H}\}$  définit la polarisation des ondes d'excitation aux ports d'accès.

### III.3.2. ANALYSE NUMERIQUE

Notre procédure de conception est basée sur la résolution en trois dimensions des équations de Maxwell en utilisant la méthode des éléments finis, avec le logiciel commercial HFSS d'Ansoft. La matrice des coefficients de réflexion et de transmission au passage d'une cellule unitaire est simulée sur une bande de fréquence utilisant une excitation avec le mode fondamental  $TE_{10}$ . Nous nous sommes focalisés sur le spectre en transmission d'une cellule élémentaire dans la direction de propagation. A partir de cette matrice de transmission, nous avons calculé les caractéristiques de dispersion. Cette procédure de calcul est identique à celle utilisée au début du chapitre II. Cette méthode est la conséquence du théorème de Floquet. Brièvement, les équations de propagation d'une cellule unitaire sont résolues et les modes de Bloch propagés d'un réseau infini dans le sens de la propagation peuvent être obtenus. Ainsi, la constante de propagation complexe est obtenue et sa dépendance en fonction de la fréquence angulaire ( $\omega$ ) permet de calculer le diagramme de dispersion de la structure périodique. Malgré le fait que cette approche néglige les effets de couplage dans le sens de la propagation, il est possible de caractériser les potentialités d'un tel type de réseau en terme de largeur de bande et de phase.

La Figure 3 présente les résultats de l'optimisation de la structure qui a permis d'atteindre l'objectif fixé dans cette étude, à savoir le comportement fréquentiel passe bande avec une contigüité des branches gauchère et droite sans bande interdite, dans la bande Ku : la structure décrit un comportement électromagnétique composite CRLH avec un gap nul entre les branches LH et RH.



**Figure 3 : Diagramme de dispersion issu des simulations numériques : Calcul en éléments finis (ligne noire), et calcul en éléments localisés (ligne grise).**

Nous nous sommes également intéressés aux paramètres de transmission simulés d'une structure finie, i.e. une structure constituée de plusieurs cellules unitaires dans la direction de propagation. En complément des caractéristiques de dispersion, ces calculs apportent d'autres informations telles que les niveaux de transmission (pertes d'insertion) dans les régimes LH et RH, le niveau éventuel de réjection entre les deux modes de propagation et l'adaptation des systèmes. Par ailleurs, la connaissance de la phase des coefficients de transmission calculés pour des structures de longueurs multiples nous a permis d'attester du comportement LH, par la méthode de la différence de phase. Tous ces résultats ne sont pas présentés ici mais les plus concluants et ceux correspondant aux structures finales (circuits optimisés) seront comparés aux résultats expérimentaux.

### III.4. TECHNIQUE DE FABRICATION

Afin de mieux comprendre les propriétés de telles structures et valider les résultats obtenus par simulations numériques, des prototypes de type structures I et structures II présentées précédemment ont été fabriqués. Pour chacune des deux structures, plusieurs longueurs de circuits ont été réalisées.

Les éléments Omega sont gravés dans 35  $\mu\text{m}$  de cuivre d'un substrat diélectrique métallisé double face, selon une technique de gravure mécanique (LPKF Protomat 93-s), à l'université de Valence (Espagne). Le substrat est un Duroïd (de chez Roger), dont les caractéristiques sont les suivantes :

- $\epsilon_r = 2.2$ ,
- Tangente de pertes :  $9.10^{-4}$
- Epaisseur : 254  $\mu\text{m}$

Ce substrat est inséré dans le plan E du guide rectangulaire métallique décrit dans le chapitre 2, conçu pour fonctionner en bande Ku.

La Figure 4 suivante illustre un prototype avec cinq cellules unitaires gravées sur le substrat diélectrique. Les rubans métalliques de chaque côté du circuit sont insérés dans les fentes du guide prévues

à cet effet afin de garantir un bon maintien mécanique du circuit ainsi qu'un bon contact électrique entre les lettres Omega et le guide d'onde.

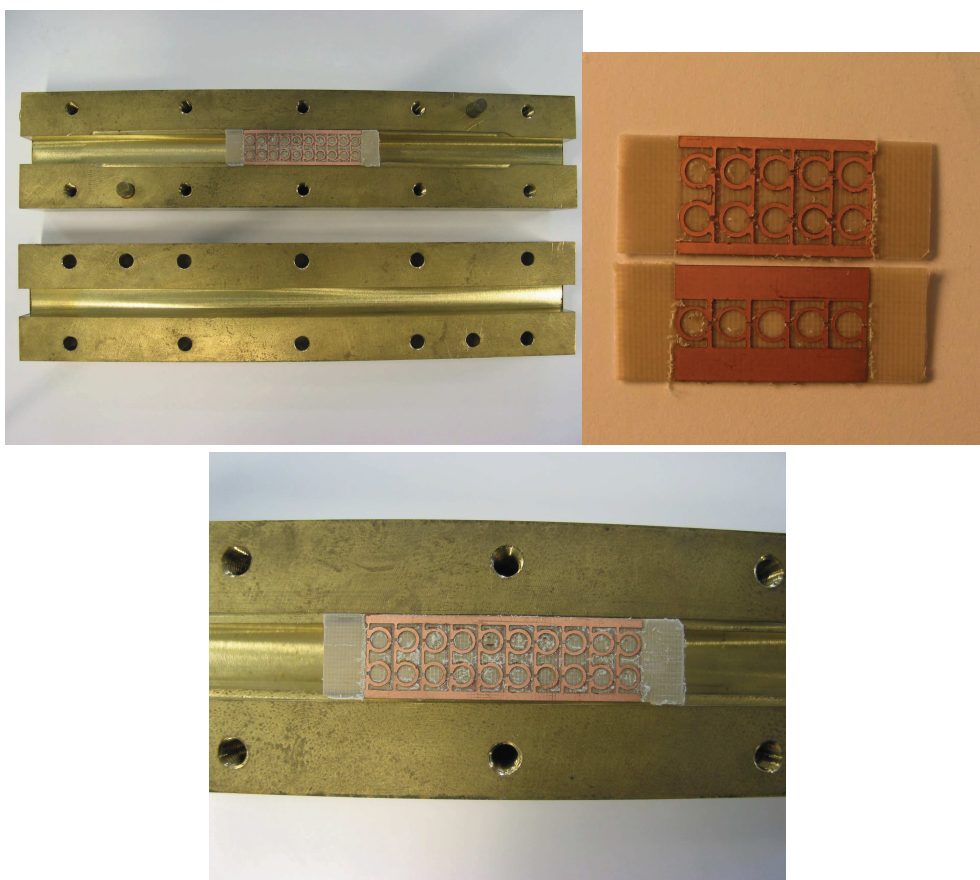


Figure 4 : Photographies du prototype fin-line chargé par des lettres Omega, avec un zoom sur les circuits imprimés fabriqués. Typiquement, la période d'une cellule unitaire vaut 3,3 mm

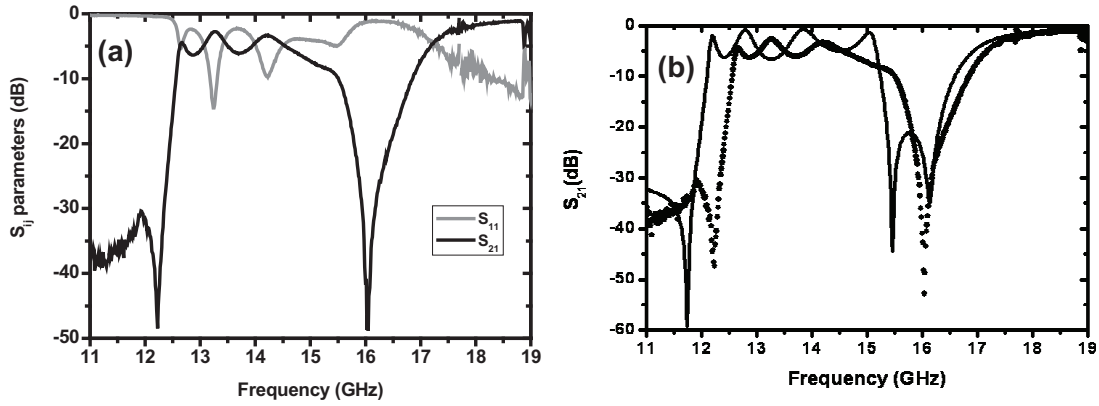
Ces structures en technologies fin-line à base de lettre Omega ont été caractérisées par des techniques d'analyse vectorielle présentées dans le paragraphe suivant.

### III.5. RESULTATS EXPERIMENTAUX : TECHNIQUES D'ANALYSE VECTORIELLE

La caractérisation expérimentale de ces structures a été effectuée en utilisant un analyseur de réseau vectoriel Hewlet-Packard dans la bande de fréquence 10-18 GHz, après une procédure de calibration de type TRL. Comme les graphiques suivants le montrent, la bande de fréquence mesurée a parfois été rallongée au-dessus de 18 GHz, jusqu'à environ 20 GHz, afin d'observer la seconde bande de transmission.

Le caractère large bande d'une structure à base de lettres Omega interconnectées est présenté sur la Figure 5-a. Cette figure montre les variations fréquentielles des paramètres de transmission et de réflexion d'un prototype à 5 cellules unitaires. En raison de la continuité des fils métalliques qui court-circuitent les deux plans de la ligne de transmission, la structure décrit une réponse fréquentielle passe bande avec une première bande comprise entre 12.3 et 16 GHz. Une bande interdite étroite apparaît autour de 16 GHz.

Des ondulations, dont l'amplitude est d'environ 3 dB, apparaissent dans la bande passante. Ce phénomène illustre le caractère fini des dimensions du prototype (5 cellules dans cet exemple) qui n'a pas été considéré dans l'approche Bloch-Floquet. En d'autres termes, ces oscillations décrivent des effets de désadaptation qui sont la conséquence de la transmission de l'onde à travers un milieu inhomogène. Ces ondulations pourraient être minimisées en utilisant des sections d'adaptation (« tapering ») aux extrémités des circuits, comme celles utilisées pour le prototype fin-line LHM. Le niveau maximum de transmission est de -2dB.



**Figure 5 : (a) Paramètres de transmission et de réflexion mesurés d'un prototype de type II (double Omega) à 5 cellules unitaires. (b) Comparaison des paramètres de transmission mesurés (pointillés noirs) et simulés (ligne continue noire) d'une structure, de type II, à 5 cellules unitaires,**

La Figure 5-b compare les paramètres de transmission mesurés et simulés d'une structure de type II (avec double Omega), à 5 cellules unitaires.

On constate une similitude entre les résultats théoriques et expérimentaux. Cependant des écarts subsistent lorsque l'on superpose les deux courbes, et on peut noter deux différences majeures.

Premièrement, les caractéristiques mesurées sont décalées vers les hautes fréquences avec une valeur de décalage typique de 500 MHz. Cette différence peut être attribuée à un défaut de fabrication. Les structures Omega sont définies sur des substrats Duroid double face en utilisant une technique de gravure mécanique et le décalage fréquentiel observé peut révéler une gravure excessive du substrat. Cette hypothèse est confirmée par la Figure 6 qui compare les coefficients de transmission d'une structure à une cellule unitaire, simulée avec des hauteurs de substrat égales à 0,254 et 0,200 mm, par rapport aux caractéristiques mesurées. Ce commentaire illustre l'importance de la maîtrise de l'épaisseur du substrat dans la conception de ces structures. Le rôle des paramètres géométriques sera détaillé ultérieurement grâce à un modèle en éléments localisés.

Deuxièmement, la bande interdite mesurée contient uniquement un pôle. Ceci peut être attribué à des disparités des dimensions des particules fabriquées.

Les mesures expérimentales des paramètres  $S_{ij}$  sont présentées principalement pour la structure de type II car elle présente de meilleures caractéristiques (par rapport à la structure de type I) qui peuvent s'expliquer par les arguments suivants. Premièrement, la structure II exploite totalement la hauteur du guide en superposant deux résonateurs alors que dans l'autre configuration, la fraction de hauteur occupée par le résonateur est inférieure. L'équipe de Valence a déjà observé ce phénomène, en établissant un modèle de couplage de l'énergie dans le guide et en observant que l'excitation du résonateur augmente s'il occupe une fraction plus importante de la cellule élémentaire. Coupler plus d'énergie dans la structure

composite revient à mieux l'adapter puisque la réflexion de l'énergie diminue. Cependant, un surdimensionnement du motif pour augmenter la fraction de la taille du résonateur dans la cellule élémentaire, provoquerait une diminution de la fréquence de travail avec le risque de se positionner sous la fréquence de coupure du guide.

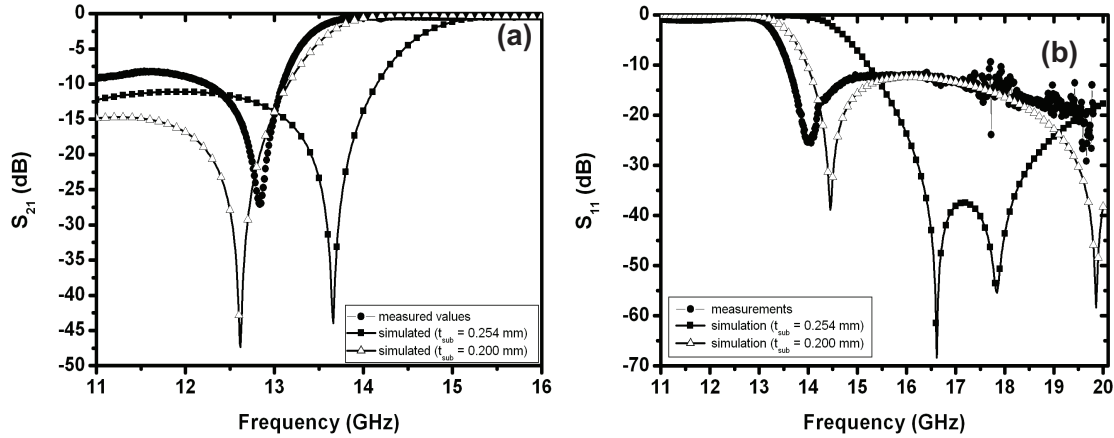


Figure 6 : Comparaison des coefficients de transmission (a) et de réflexion (b) mesurés et simulés d'une structure de type II à 1 cellule unitaire, pour différentes épaisseurs de substrats

Deuxièmement, les rubans métalliques de part et d'autre des résonateurs de la structure I (LH) introduisent probablement un effet de capacité parasite qui compense partiellement l'inductance parallèle. L'observation du module du paramètre de transmission S12 ne permet pas de conclure définitivement sur le caractère gaucher (LH) de la structure

En complément de cette représentation scalaire qui a été utile pour localiser les bandes de fréquences transmises et les niveaux de transmission associés, une analyse de la phase est nécessaire afin de déterminer et différencier exactement les comportements RH et LH de ces bandes de transmission. La détermination de la phase des coefficients de transmission pour des lignes de longueurs différentes nous permet de confirmer le caractère LH grâce à l'analyse de la différence des phases mesurées. En effet, en considérant deux structures dont les longueurs de propagation sont respectivement  $l_a$  et  $l_b$ , la différence de phase peut être calculée à partir de l'expression suivante :

$$\Delta\phi = -\frac{\omega(l_a - l_b)}{v_\phi} \quad \text{où } \omega \text{ est la pulsation et } v_\phi \text{ la vitesse de phase.}$$

Ainsi, pour  $l_a > l_b$ , une différence de phase positive sera observée dans le cas d'une vitesse de phase négative. Il est à noter qu'un terme de correction illustrant la différence des longueurs d'accès est pris en compte dans ce calcul.

Sur la Figure 7-a, le coefficient de transmission mesuré pour une structure de type II à 10 cellules unitaires (en pointillés noirs) est superposé avec la courbe de la différence de phase déroulée calculée à partir des coefficients de transmission simulés de structures à respectivement 10 et 5 cellules. L'évolution de phase confirme que la bande de transmission fondamentale a un comportement de type LH. La seconde bande de transmission, qui correspond à une différence de phase négative, présente un caractère classique RH. En raison du décalage fréquentiel des paramètres expérimentaux (précisé précédemment), on constate un décalage du point correspondant à une différence de phase nulle.



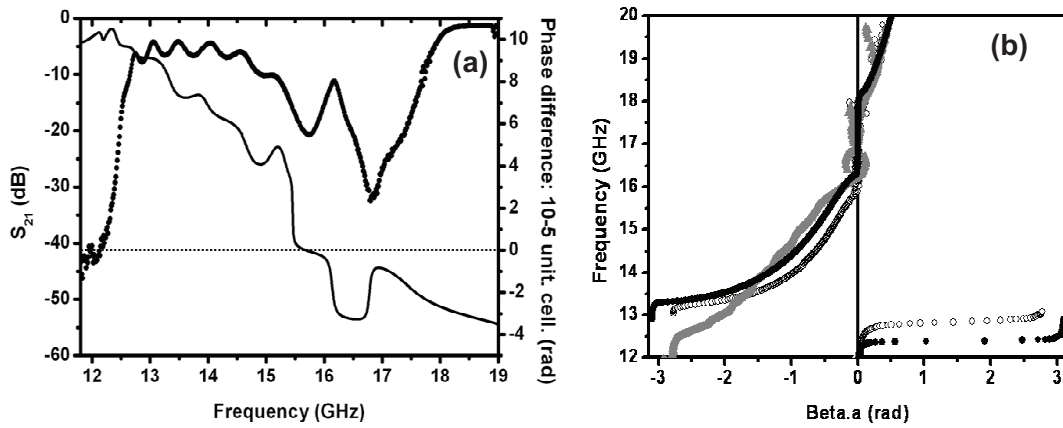


Figure 7 : (a) Comparaison du coefficient de transmission mesuré pour une structure de type II à 10 cellules unitaires (en pointillés noirs) et de la différence de phase déroulée (trait continu) calculée à partir des coefficients de transmission de structures à 10 et 5 cellules respectivement. (b) Diagrammes de dispersion de la structure II, extraits à partir des paramètres de transmission : simulés pour une cellule unitaire (pointillés noirs), mesurés sur une structure à une cellule unitaire (pointillés blancs) et mesurés pour un réseau à 10 cellules unitaires (triangles gris).

Un diagramme de dispersion a été extrait des paramètres simulés.  $S_{ij}$  et est présenté sur la Figure 7-b. Ces résultats incluent l'erreur de l'« overmilling » (ou sur-gravure). Cette figure décrit également les caractéristiques de dispersion déduites des résultats expérimentaux d'une cellule unitaire. La constante de phase obtenue à partir des mesures en transmission d'un réseau composé de 10 cellules unitaires est également reportée sur cette figure. L'erreur de phase illustre l'inexactitude dans la détermination de la longueur effective de la structure. La longueur considérée ici est la longueur physique correspondant au réseau de motifs. Elle n'inclut pas l'extension de substrat à chaque extrémité du réseau et visible sur la photographie de la Figure 4. Cependant, les bandes de transmission mesurées (pour une cellule) et simulées dans le cas de structures de dimensions finies sont très similaires. Initialement la structure a été conçue afin d'obtenir un comportement composite, i.e. avec un gap nul entre les branches de dispersion LH et RH. L'ouverture de la bande interdite est la conséquence du phénomène de sur-gravure et des effets de couplage dans la direction de propagation. Il convient de préciser que ces effets sont accentués par la dépendance du champ magnétique suivant la direction de propagation dans la mesure où le mode dominant est le mode TE<sub>10</sub> du guide rectangulaire.

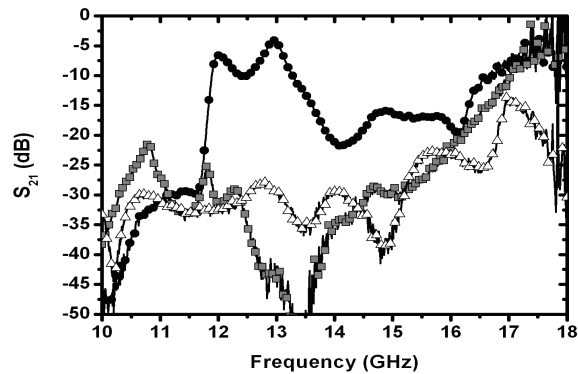


Figure 8 : Paramètres de transmission expérimentaux pour différentes configurations de connexions des motifs Omega au guide d'onde rectangulaire métallique (structure D). Pointillés noirs : motifs Omega totalement connectés à la structure. Carrés gris : motifs déconnectés sur uniquement un côté. Triangles blancs : motifs totalement déconnectés du guide d'onde.

Ces premières caractéristiques illustrent le caractère large bande d'une structure constituée d'un réseau de particules Omega en parallèle. En effet, la largeur de bande LH,  $\Delta f$  est environ égale à 3 GHz avec une fréquence centrale  $f_0$  à 13,7 GHz. Ainsi, la largeur de bande relative définie par le ratio  $\Delta f / f_0$  est environ égale à 22 %. Cette valeur peut être comparée à celle obtenue avec une technologie similaire, à base de réseaux de SRR et de fils. Dans ce dernier cas, pour  $f_0 \sim 12$  GHz,  $\Delta f$  est environ égal à 1 GHz, correspondant à une bande passante de 9.5 %, valeur nettement inférieure à celle obtenue par le réseau de motifs Omega. Cet effet large bande sera discuté dans les paragraphes suivants.

Pour continuer l'analyse de ce type de structure, il est important d'insister sur l'impact de la connexion des bras des motifs Omega au guide rectangulaire métallique. Cette remarque importante est clairement confirmée par la Figure 8 qui montre différentes configurations de connexion des lettres Omega à la structure. Lorsque les motifs Omega sont partiellement ou totalement déconnectés des parois du guide d'onde, la bande LH disparaît complètement. Une interprétation de ces propriétés de transmission particulière sera commentée dans le paragraphe suivant grâce à l'analyse des paramètres constitutifs effectifs et à la modélisation de la structure par éléments localisés.

## III.6. ANALYSE DE LA RETROPROPAGATION D'UNE STRUCTURE LHM A BASE DE MOTIFS OMEGA

### III.6.1. COMPORTEMENT DNG DU MILIEU EFFECTIF

Pour une meilleure compréhension de la réponse fréquentielle de cette structure à base de métamatériaux en forme d'Omega, les techniques d'extraction (« retrieval ») classiques sont utilisées dans ce paragraphe afin de déduire les caractéristiques de dispersion et principalement les valeurs de la permittivité et de la perméabilité effectives en fonction de la fréquence. Cette procédure permet également de montrer différemment que le milieu de propagation est un milieu doublement négatif dans une certaine bande de fréquences grâce à une interprétation en terme de matériau de la structure.

#### III.6.1.1. EXTRACTION DES PARAMETRES EFFECTIFS

La structure à base de motifs Omega interconnectés se comporte comme un milieu DNG grâce à la combinaison d'une perméabilité  $\mu_{\text{eff}}$  et d'une permittivité  $\epsilon_{\text{eff}}$  effectives négatives dans la même bande de fréquence. Contrairement aux structures à base de réseaux de SRR et de fils dont la transmission doublement négative est basée sur un principe de superposition, la structure à base de motifs Omega présente un index de réfraction effectif doublement négatif uniquement avec un simple élément : la particule Omega connectée aux parois du guide d'onde.

La période typique de la structure vaut 3,3 mm, ce qui correspond approximativement à  $\lambda/8$  à 12 GHz. Puisque la période du réseau est bien inférieure à la longueur d'onde guidée (dans le guide d'onde rectangulaire) la structure peut être considérée, a priori, comme un milieu effectif. Ainsi, il est possible d'extraire les évolutions de la permittivité et perméabilité effective selon la procédure décrite dans l'article ([Réf. I.58]). Cette procédure est une approximation de la méthode d'extraction par inversion des relations de Fresnel. En toute rigueur, elle ne peut s'appliquer qu'au voisinage de  $\text{Beta} = 0$ . Cependant, nous avons choisi de représenter les paramètres effectifs sur une bande de fréquence plus large afin de décrire la tendance globale de leurs évolutions d'un point de vue qualitatif. Dans le cas présent, cette méthode d'extraction est appliquée aux paramètres  $S_{ij}$  mesurés sur la structure de type II, composée d'une seule

cellule unitaire. La Figure 9-a décrit une évolution de Lorentz pour la perméabilité  $\mu_{\text{eff}}$  alors que la permittivité  $\epsilon_{\text{eff}}$  suit l'évolution de Drude avec un incident au voisinage de la fréquence de résonance. Il est important de remarquer que la procédure d'extraction employée ici procure des évolutions cohérentes des paramètres effectifs pour ce qui concerne leur partie réelle (Figure 9-a) mais également leur partie imaginaire (Figure 9-b)

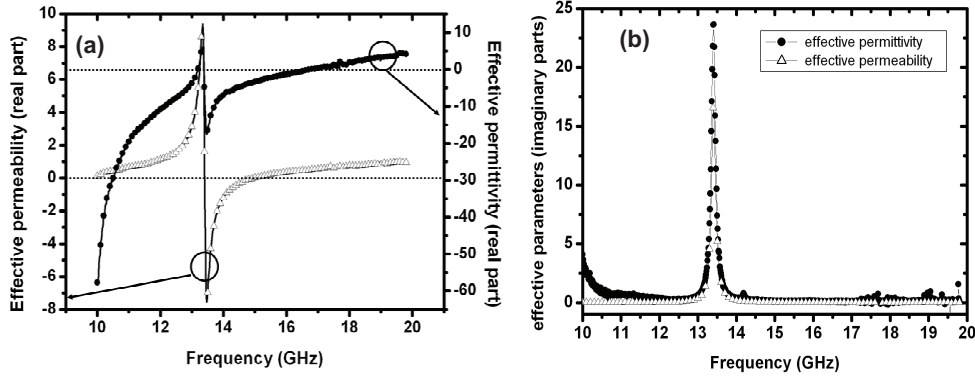


Figure 9 : Les parties réelles (a) et imaginaires (b) de la permittivité et perméabilité effectives extraites à partir des résultats expérimentaux d'une cellule de la structure de type II constituée

### III.6.1.2. ANALYSE DES PARAMETRES EFFECTIFS DE CHAINES OMEGA DECONNECTEES

L'avantage de connecter les particules Omega est illustré par l'évolution croissante de  $\epsilon_{\text{eff}}$  suivant le modèle de Drude. En effet, nous avons montré que cette évolution continue est interrompue si le fil est périodiquement coupé, puisque cela implique des caractéristiques résonantes ([Réf. I.89]- [Réf. I.90]). Ceci peut expliquer le caractère bande étroite observé dans le cas de réseaux Oméga déconnectés. Cette hypothèse est confirmée en comparant directement les paramètres effectifs extraits de structures simulées à base de réseaux connectés et déconnectés.

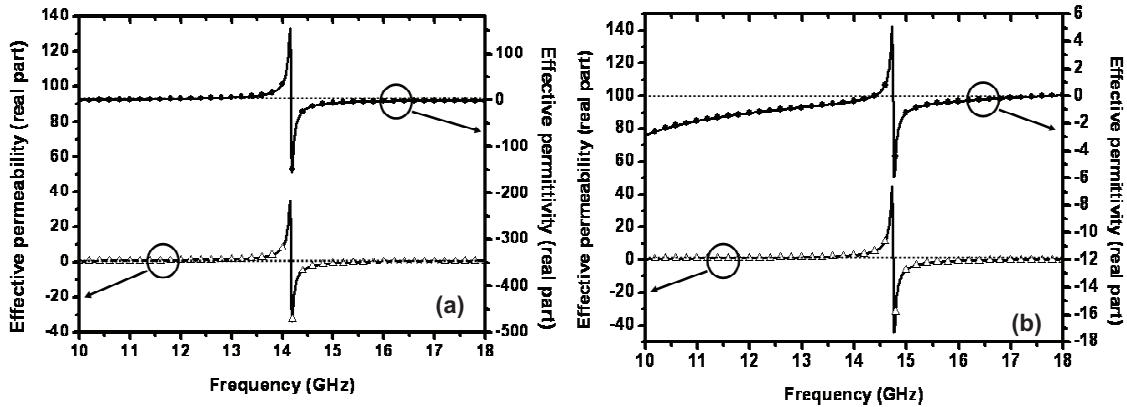


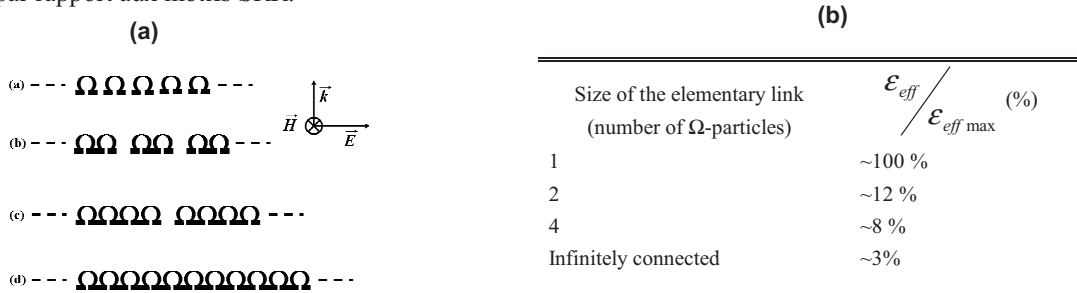
Figure 10 : Les parties réelles de la permittivité et perméabilité effectives extraites à partir des résultats simulés d'une structure de type II constituée d'une cellule unitaire. (a) Les bras des motifs sont déconnectés (motifs isolés et pas en contact avec le guide d'onde). (b) Tous les motifs Omega sont connectés les uns par rapport aux autres et en contact avec le guide d'onde.

Dans le cas de particules isolées (déconnectées) la permittivité et la perméabilité effectives suivent simultanément des évolutions de type Lorentz, dominées par la fréquence de résonance propre du motif Omega (Figure 10-a). Dans le cas d'un réseau de particules connectées (Figure 10-b), l'évolution de la

permittivité présente une discontinuité autour de la fréquence de résonance du motif. Cependant, l'amplitude de cette résonance est beaucoup moins importante que dans le cas précédent d'un réseau de particules isolées.

La structure Omega de type II permet de mieux comprendre le comportement de 4 chaînes interconnectées. En effet, en considérant les murs supérieur et inférieur du guide comme des miroirs électriques parfaits, il est possible de synthétiser des chaînes infinies de motifs Omega périodiquement coupées. Les liens élémentaires composés de quatre (Figure 11-c) et de deux motifs Omega (Figure 11-b) sont obtenus lorsque les bras sont déconnectés d'un côté et de deux côtés du guide respectivement. Lorsque tous les bras des motifs Omega sont déconnectés, alors la chaîne se compose uniquement de particules isolées les unes par rapport aux autres (Figure 11-a). Afin de quantifier l'influence de la connexion des motifs, le tableau suivant (Figure 11) indique les valeurs maximales relatives de la partie réelle de la permittivité  $\epsilon_{eff}$  en fonction des caractéristiques de la période des chaînes Omega. Les résultats présentés sont des données relatives puisque la valeur de la résonance dans le cas d'une déconnection totale des motifs est prise comme référence.

Ces résultats montrent clairement que la connexion des particules réduit considérablement l'influence de la résonance de la perméabilité sur la permittivité. Le réseau de motifs Omega totalement connectés tend à se comporter comme la superposition de réseaux séparés de fils et de SRR mais avec le bénéfice d'une augmentation de la bande de transmission LH due à une valeur du facteur de qualité plus faible par rapport aux motifs SRR.



**Figure 11 : (a) Différentes configurations des chaînes de motifs Omega pour des structures de type II en fonction de la connexion des bras des motifs. (b) Influence de la résonance sur la permittivité effective**

En complément de cette analyse physique, le paragraphe suivant présente une analyse en éléments localisés d'un milieu de propagation à base de motifs Omega interconnectés en technologie fin-line.

### III.6.2. MODELISATION EN ELEMENTS LOCALISES

En général, la modélisation de structures DNG en éléments localisés est très utile en terme de conception pour effectuer une ingénierie optimisée de ce type de structure. Ce paragraphe présente les résultats des modélisations en éléments localisés effectuées sur les lignes de transmission chargées par des motifs Omega.

- **Présentation des travaux**

Le circuit équivalent de la structure complète est construit en deux étapes décrites ci-après. Il est important de préciser que ce modèle n'inclut pas la contribution des pertes et les effets de couplage entre des cellules unitaires adjacentes.

Premièrement, le milieu de propagation primaire, c'est-à-dire le guide d'onde rectangulaire métallique WR62 chargé par le substrat Duroïd non métallisé, est décrit par son inductance série  $L$  et sa capacité en parallèle  $C$ , par unité de longueur (Figure 12-a). Evidemment, ce formalisme de propagation en mode TEM ne peut pas décrire la dispersion dans le guide rectangulaire. Cependant, cette première approche donne une première approximation des phénomènes tant que la fréquence de travail est importante comparée à la fréquence de coupure du guide. Rappelons que le guide rectangulaire est uniquement employé pour assurer la polarisation correcte des motifs Omega. Contrairement à l'approche de Marquès ([Réf. I.71]), le prototype présenté dans cette étude n'utilise pas les caractéristiques de dispersion d'un guide d'onde fonctionnant sous sa fréquence de coupure pour créer un régime de transmission à ondes rétropropagées. En d'autres termes, les propriétés de la transmission LH sont obtenues uniquement par les réseaux de lettres Omega conçus pour fonctionner au dessus de la fréquence de coupure du guide d'onde.

Deuxièmement, la particule Omega est bien connue dans le monde des MMIC sous le nom d'inductance simple boucle. La valeur de cette inductance peut être approchée par la formule analytique suivante :

$$L_i (nH / cm) = 2 \left( \ln \frac{l}{w+t} - 1.76 \right)$$

Où  $w$ ,  $t$  et  $l$  sont respectivement la largeur, l'épaisseur et la longueur du fil. Le couplage entre les boucles de courant qui sont face à face, dans la configuration double face (broadside), peut être modélisée par la capacité distribuée  $C_i dl$  (Figure 12-b). En première approximation, cette capacité distribuée est simplifiée par deux capacités localisées situées aux jonctions entre les branches et la boucle des motifs Omegas.

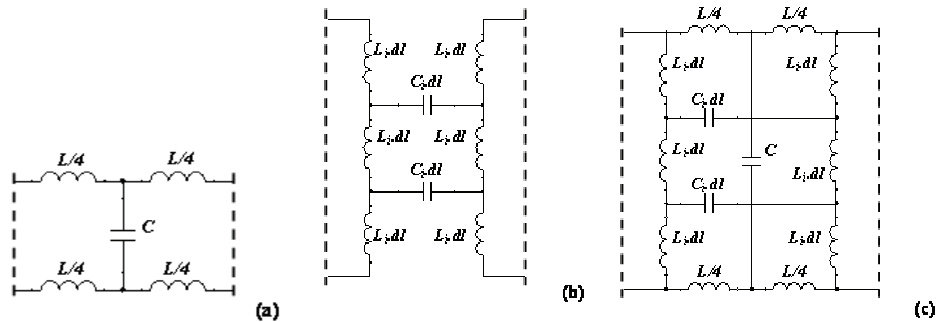


Figure 12 : Modélisation en éléments localisés d'une cellule unitaire de la structure de type I : milieu de propagation primaire en technologie guide d'onde (le milieu hôte) (a), les motifs Omega double face à large couplage (b), la structure complète formée par a et b (c).

Cette représentation montre clairement la contribution de termes d'inductances parallèles et de capacités séries, qui est à l'origine du caractère large bande de la structure. En effet, lorsque ces éléments sont combinés avec la structure hôte (le guide d'onde), le circuit équivalent d'une cellule unitaire (Figure 12-c) est très proche de celui d'une structure CLRH, décrite notamment par Itoh et Caloz ([Réf. I.52]). Ainsi, en principe, il est possible d'effectuer une optimisation des dimensions des motifs élémentaires afin d'obtenir des caractéristiques équilibrées correspondant à un gap nul entre les bandes de transmission RH et LH. Ce cas équilibré obtenu est présenté sur le diagramme de dispersion de la Figure 13. Les variations du diagramme de dispersion issues de la modélisation en éléments localisés sont également superposées aux caractéristiques obtenues à partir d'analyses numériques en éléments finis (full-wave avec HFSS).

Cette comparaison confirme clairement la validité de notre approche en éléments localisés. Pour cette représentation, la bande de fréquence d'étude a été étendue jusqu'à 30 GHz afin d'attester de la bonne concordance sur la branche de propagation LH mais également sur celle RH. Cependant, d'un point de vue expérimental, une telle extension de l'étude n'est pas correcte en raison de la limitation de la bande de fonctionnement des kits de calibration et de la transmission multi-modes du guide d'onde rectangulaire pour les hautes fréquences. Il est important de souligner que les limites des bandes de transmission et donc du gap entre les bandes LH et RH dépendent fortement des valeurs de  $L_i$  et  $C_i$ . Bien que ces éléments, induits par la géométrie des motifs, ne soient pas strictement indépendants, ils peuvent être ajustés grâce à deux paramètres géométriques distincts. Ces paramètres sont la longueur du fil, qui affecte directement la valeur de l'inductance  $L_i$ , et l'épaisseur du substrat diélectrique, dont dépend fortement la capacité  $C_i$ . Pour cette raison, les particules Omega double face en parallèle, qui peuvent être facilement synthétisées par des éléments localisés, apparaissent très prometteuses pour la conception de structures à base de métamatériaux. Dans les présents travaux, la configuration équilibré correspondant à un gap nul est obtenu typiquement pour des valeurs de  $L_i$  et  $C_i$  respectivement égales à 2 nH et 100 pF, correspondant à un motif de longueur 4.1 mm et un substrat d'épaisseur 0.254 mm. Les valeurs de  $L$  et  $C$  ont été déduites des simulations en éléments finis en considérant les expressions de l'impédance au port du milieu de propagation :  $Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}}$  et  $v_\phi = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

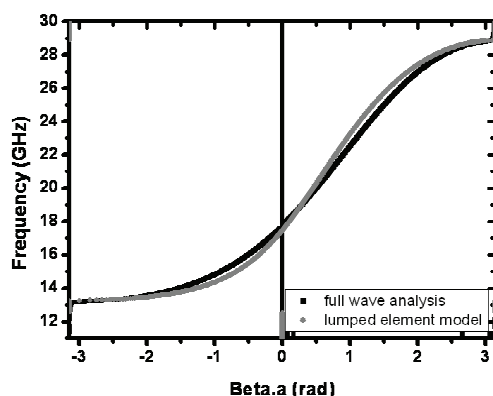
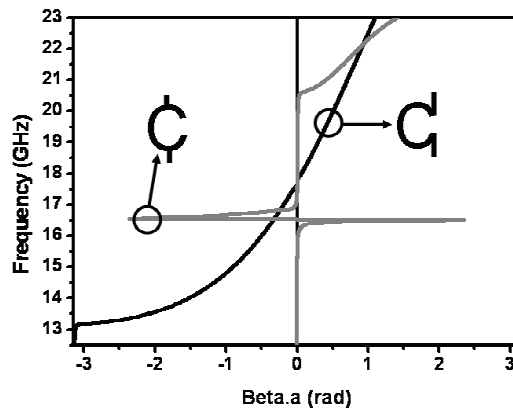


Figure 13 : Diagramme de dispersion déduit des simulations électromagnétiques en éléments finis (carrés noirs) et des modélisations en éléments localisés (pointillés gris), de la structure de type I.

Le circuit équivalent de la Figure 12 justifie l'utilité des motifs Omegas couplés double face (« broadside side coupled ») introduit initialement dans le but de réduire les effets de bianisotropie. En effet, si une des particules est retirée, alors la contribution de la capacité série  $C_i$ , qui est nécessaire au caractère LH, disparaît. La configuration antisymétrique des particules Omega double face permet l'extension de ce terme capacitif dans la direction de propagation qui est nécessaire à la propagation d'ondes rétropropagées. Ce point est confirmé par la Figure 14 qui compare les diagrammes de dispersion d'une structure à base de motifs Omegas couplés double face (structure de type I) avec une structure de motifs Omega modifiés. Cette modification consiste à centrer les bras de part et d'autre de la boucle de courant. Cette configuration entraîne un écrasement de la branche de dispersion LH associé à des hautes valeurs de la constante d'atténuation (non représentée ici). Une branche de dispersion RH apparaît au dessus de 20 GHz.



**Figure 14 : Diagramme de dispersion déduit des simulations numériques en éléments finis (HFSS) de structures à une cellule unitaire couplée double face, pour deux configurations de motifs**

Par ailleurs, on comprend que quand les bras des motifs Omega sont déconnectés des murs du guide d'onde rectangulaire, un terme capacitif doit être additionné en série avec l'inductance  $L_{i,d}$  dans le circuit équivalent.

Comme mentionné précédemment, assimiler les parois métalliques du guide d'onde à des miroirs électriques parfaits permet de décrire la structure comme un réseau de chaînes Omega infinies dans la direction verticale. Ceci permet ainsi d'étendre l'étude à la définition d'un milieu en espace libre. En prenant en compte, d'un côté le défi technologique de concevoir des éléments discrets aux longueurs sous-millimétriques et, d'un autre côté, les pertes et le caractère bande étroite des réseaux à base de SRR, les milieux à base de motifs Omegas interconnectés apparaissent comme un compromis pour des applications au technologie Terahertz. Les premiers éléments de conception pour les fréquences de l'ordre de 100 GHz sont reportés dans la littérature [Réf. I.92], [Réf. I.93], [Réf. I.94]

### III.7. CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES

Une analyse expérimentale de réseaux à base d'Omega a été réalisée. Les diagrammes de dispersion ainsi que les paramètres effectifs (perméabilité et perméabilité) du milieu ont été extraits à partir de la matrice de répartition mesurée.

Le caractère LH a été discuté sur la base d'extraction des paramètres et d'une approche en éléments localisés. La relation entre le caractère large bande des réseaux de type Omega et les conditions d'interconnexions des particules a été établie.

Les réseaux à base d'Omega interconnectés sont décrits comme une approche hybride entre les réseaux de SRR et de fils et les topologies en ligne de transmission. En effet, la structure combine les caractéristiques d'une permittivité négative grâce aux bras des motifs Omegas (Inductance parallèle) et d'une perméabilité négative grâce aux motifs résonants en forme de lettre Omega disposés en vis-à-vis (capacité série). Cette configuration est effectuée d'une manière très compacte dans le sens de la propagation, puisque les posts verticaux sont directement tangents aux résonateurs. Par conséquent, ce type de structure apparaît très prometteur en terme de conception de métamatériaux volumiques jusqu'aux longueurs d'ondes submillimétriques.





## Bibliographie - Partie I

- [Réf. I.1] E. Yablonovitch, " Photonic band-gap structures", *J. Opt. Soc. Am. B.*, 10(2), 1993.
- [Réf. I.2] M.S. Denis, "Contribution à l'étude des matériaux à Bande Interdite Photonique. Application dans le domaine des antennes imprimées", Thèse de doctorat – n°40-1998 – Université de Limoges - 8 octobre 1998
- [Réf. I.3] T. Jaffre, "Caractérisation des matériaux à Bande Interdite Electromagnétique Multipériodiques et leurs applications aux antennes", Thèse de doctorat – n°03-2005 – Université de Limoges - 4 février 2005
- [Réf. I.4] M. Thévenot, A. Reinex, B. Jecko, "F.D.T.D. approach for modelling P.B.G. structure", 1999 *IOP Publishing Ltd*
- [Réf. I.5] G. Tayeb, D. Maystre, "Rigorous theoretical study of finite-size two dimensionnal photonic crystals doped by microcavities", *J. Opt. Soc. Am. A.* – Vol. 14, N°12, Dec. 1997
- [Réf. I.6] I. Rumsey, M. Piket-May, P. Keith Kelly, " Photonic Bandgap Structures Used as filters in Microstrip Circuits ", *IEEE Microwave and Guided Wave Letter*, vol. 8, No 10, october 1998.
- [Réf. I.7] T. Alkalin, " Dispositifs de propagation, de filtrage et de rayonnement électromagnétiques basés sur les structures périodiques ", Thèse de doctorat – n°3171, Université des Sciences et Technologies de Lille, 12 Décembre 2002.
- [Réf. I.8] E. R. Brown, C. D. Parker, E. Yablonovitch, " Radiation properties of a planar antenna on a photonic -crystal substrate ", *J. Opt. Soc. Am. B.*, vol. 10, No 2, February 1993.
- [Réf. I.9] H-Y. D. Yang, N. G. Alexopoulos, E. Yablonovitch, "Photonic Bandgap Materials for High-Gain Printed Circuit Antennas", *IEEE Trans. on Antennas and Prop.*, vol. 45, No 1, January 1997.
- [Réf. I.10] E.R. Brown and O.B. McMahon, " High zenithal directivity from a dipole antenna on a photonic crystal ", *Applied Physics Letters*, Vol. 68, No. 9,p.1300-1302, 1996
- [Réf. I.11] R. Gonzalo, B. Martinez, P. de Maagt and M. Sorolla, " Improved patch antenna performance by using bandgaps substrates ", *MOTL*, Vol. 24, No. 4, p.213-15, 2000.
- [Réf. I.12] B. Elamaram, I.M. Chio, L.Y. Chen, J.-C. Chiao, "A beam-steerer using reconfigurable PBG ground plane ", *IEEE MTT Symposium Digest*, p. 835-838, 2000.
- [Réf. I.13] C. A. Kyriazidou, H. F. Contoppanagos, W. M. Merrill, N. G. Alexopoulos, "Artificial versus Natural Crystals: Effective Wave Impedance of Printed Photonic Bandgap Materials", *IEEE Trans. on Antennas and Prop.*, vol. 48, No 1, January 2000.
- [Réf. I.14] S. Collardey and al, "Metallic Photonic Band Gap Propagation Modes characterization", *Microwave and optical technology letters*
- [Réf. I.15] B. Lenoir, D. Baillargeat, S. Verdeyme, P. Guillon, « Finite element method for rigorous design of microwave bandpass filter device using periodic, metallic lattice », *29th European Microwave Conference*, Munich 1999.
- [Réf. I.16] M. Koshiba, Y. Tsuji, S. Sasaki, " High-Performance Absorbing Boundary Conditions for Photonic Crystal Waveguide Simulations ", *IEEE Microwave and wireless components letters*, vol. 11, No 4, April 2001.
- [Réf. I.17] Vanbésien, Danglot, Lippens, ""Structures guide d'onde actives par ingénierie de BIP", Congrès JNM Arcachon 2001

- [Réf. I.18] S. Fasquel, "Propriétés optiques de structures guidantes en cristal photonique". Thèse de doctorat en Electronique, Université de Lille1, 6 décembre 2005
- [Réf. I.19] M. Bayindir, C. Kural and E. Ozbay, "Coupled optical microcavities in one-dimensional photonic bandgap structures", *J. Opt. A : Pure Appl. Opt.*, Vol. 3, p.184-189 PII 2000.
- [Réf. I.20] O. Vanbésien, J. Danglot, D. Lippens, "a smart K-band resonant switch based on photonic band gap engineering", *29th EuMC*, Munich 1999.
- [Réf. I.21] M. Thevenot, "Analyse comportementale et conception des matériaux diélectriques à BIP. Application à l'étude et à la conception de nouveaux types d'antenne"s." Thèse de doctorat- n°34-1999- Université de Limoges- 1999
- [Réf. I.22] M. Thevenot, C. Cheypre, A. Reinex, and B. Jecko. "Directive photonic band gap antennas", *IEEE trans. On Microwave theory and Techniques*, 47(11), 1999.
- [Réf. I.23] D. Lippens, "Electromagnétisme des matériaux gauchers", *Techniques de l'Ingénieur TI Sciences et Techniques*, Paris, France (2005) dossier RE-63
- [Réf. I.24] N.Fabre, "Matériaux main gauche et cristaux photoniques pour l'optique : approche diélectrique", Thèse de doctorat en Microondes et Microtechnologies, Université de Lille 1, 4 décembre 2008
- [Réf. I.25] Perrin M., Fasquel S., Decoopman T., Melique X., Vanbésien O., Lheurette E., Lippens D., "Left-handed electromagnetism obtained via nanostructured metamaterials : comparison with that from microstructured photonic crystals", *J. Opt. A : Pure Appl. Opt.*, 7, 2 (2005) S3-S11
- [Réf. I.26] D. F. Sievenpiper. "High-Impedance Electromagnetic Surfaces". Thèse de doctorat, University of California, Los Angeles, 1999.
- [Réf. I.27] D. Sievenpiper, E. Yablanovitch, "High-Impedance Electromagnetic Surfaces with a Forbidden Frequency Band", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 47, N°11, Nov. 1999 – pp.2059-2074
- [Réf. I.28] S. Rogers, W. E. McKinzie, and G. Mendolia, "Artificial magnetic conductor (amc) technology enables the coexistence of 802.11b and bluetooth". [www.eten.com](http://www.eten.com), 2003.
- [Réf. I.29] V. C. Sanchez, W. E. McKinzie, and Rodolfo E. Diaz, "Broadband antennas over electronically reconfigurable artificial magnetic conductor surfaces". *Antenna Applications Symposium*, Monticello, Illinois, 2001.
- [Réf. I.30] Yang, Ma, Qian, Itoh, "A Uniplanar Compact Photonic-Bandgap (UC-PBG) Structure and its Applications, for Microwave Circuits", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 47, N°8, Aug. 1999 – pp. 1509-1514
- [Réf. I.31] Roberto Coccioli, Fei-Ran Yang, Tatsuo Itoh, "Aperture-Coupled Patch Antenna on UC-PBG Substrate", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 47, N°11, Nov. 1999 – pp.2123-2130
- [Réf. I.32] T.K. Wu, "Frequency Selective Surface and Grid Array", J. Wiley, New-York, 1995
- [Réf. I.33] B. A. Munk, "Frequency Selective Surfaces : Analysis and Design", J. Wiley, US, 2000
- [Réf. I.34] D.S. Locker and J.C. Vardaxoglou, "Reconfigurable FSS response from two layers of slotted arrays", *Electronics Letters*, Vol. 32, N°6, 14 march 1996, pp. 512-513
- [Réf. I.35] S. Chandran and J.C. Vardaxoglou, "Performance of two single-layer frequency-selective surfaces as spatial filters", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 6, 1993, pp. 339-342
- [Réf. I.36] J. McVay, N. Engheta, A. Hoorfar, "High Impedance Metamaterial Surfaces using Hilbert-Curve Inclusion", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 14, N°3, March 2004 – pp.130-132

- [Réf. I.37] A. P. Feresidis, G. Goussetis, and J. C. Vardaxoglou, “Artificial magnetic conductor surfaces and their application to low-profile high-gain planar antennas”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 53(1) :209–215, 2005.
- [Réf. I.38] V. G. Veselago, “The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of  $\epsilon$  and  $\mu$ ”, *Sov. Phys.—Usp.*, 10 :517–526, 1968.
- [Réf. I.39] J. B. Pendry, “Negative refraction makes a perfect lens”, *Physical Review Letters*, 85(18) :3966–3969, 2000.
- [Réf. I.40] J. B. Pendry, A. J. Holden, W. J. Stewart, and I. Youngs, “Extremely low frequency plasmons in metallic mesostructures”, *Physical Review Letters*, 76(25) :4773–4776, 1996.
- [Réf. I.41] R. Marquès, J. Martel, F. Mesa, and F. Medina, “A new 2D isotropic left-handed metamaterial design : theory and experiment”, *Microwave and Optical Technology Letters*, 35(5) :405–408, 2002.
- [Réf. I.42] 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*, 84(18) :4184–4187, 2000.
- [Réf. I.43] R. A. Shelby, D. R. Smith, S. C. Nemat-Nasser, and S. Schultz, “Microwave transmission through a two-dimensional, isotropic, left-handed metamaterial”, *Applied Physics Letters*, 78(4) :489–491, 2001.
- [Réf. I.44] K. Li, S. J. McLean, R. B. Gregor, C. G. Parazzoli, and M. H. Tanielian. “Free-space focused-beam characterization of left-handed materials”, *Applied Physics Letters*, 82(15) :2535–2537, 2003.
- [Réf. I.45] K. Li, S. J. McLean, R. B. Gregor, C. G. Parazzoli, and M. H. Tanielian. “Experimental verification and simulation of negative index of refraction using Snell’s law”, *Physical Review Letter*, 90(10) :2535–2537, 2003.
- [Réf. I.46] C. R. Simovski and S. He. Frequency range and explicit expressions for negative permittivity and permeability for an isotropic medium formed by a lattice of perfectly conducting omega particles. *Physics Letters A*, 311 :254–263, 2003.
- [Réf. I.47] M. M. I. Saadoun and N. Engheta. “A reciprocal phase shifter using novel pseudochiral or omega medium”, *Microwave and Optical Technology Letters*, 5(4) :184–188, 1992.
- [Réf. I.48] J. Bonache, M. Gil, I. Gil, J. García-García, and F. Martín, “On the electrical characteristics of complementary metamaterial resonators,” *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 16, no. 10, pp. 543–545, Oct. 2007.
- [Réf. I.49] C. Caloz and T. Itoh, “Positive/negative refractive index anisotropic 2-D metamaterials”, *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE* [see also *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*], 13(12) :547–549, 2003.
- [Réf. I.50] C. Caloz and T. Itoh, “Transmission line approach of left-handed (LH) materials and microstrip implementation of an artificial LH transmission line”, *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 52(5) :1159–1166, 2004.
- [Réf. I.51] C. Caloz and T. Itoh, “Metamaterials for high-frequency electronics”, *Proceedings of the IEEE*, 93(10) :1744–1752, 2005.
- [Réf. I.52] A. Lai, C. Caloz, and T. Itoh, “Composite right/left-handed transmission line metamaterials”, *IEEE Microwave magazine*, pages 34–50, 2004
- [Réf. I.53] D. Seetharamdoo, “Étude des métamatériaux à indice de réfraction négatif : paramètres effectifs et applications antennaires potentielles”, Thèse de doctorat - No 3263 10 – Université de Rennes I, janvier 2006

- [Réf. I.54] S. Berthier, *Optique des milieux composites*. Paris : Polytechnica, 1993.
- [Réf. I.55] J. Baker-Jarvis, P. Kabos et C. L. Holloway, “Nonequilibrium electromagnetics : Local and macroscopic fields and constitutive relationships”, *Phys. Rev. E*, vol. 70, pages 036615–13, 2004.
- [Réf. I.56] J. Baker-Jarvis, M. D. Janezic, B. F. Riddle, R. T. Johnk, P. Kabos, C. L. Holloway, R. G. Geyer et C. A. Grosvenor, “Measuring the permittivity and permeability of lossy materials : solids, liquids, metals, building materials and negative-index materials”. *Boulder, USA : Electromagnetics division, Natl. Inst. Stand. Technol. (NIST) : Tech. Note 1536*, déc. 2004.
- [Réf. I.57] W. B. Weir, "Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies," *Proceedings of the IEEE*, vol. 62, pp. 33-36, 1974
- [Réf. I.58] C. Y. Cheng, and R. W. Ziolkowsky, “Tailoring double-negative metamaterial responses to achieve anomalous propagation effects along microstrip transmission lines,” *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, vol. 51, no. 12, pp. 2306-2314, December.
- [Réf. I.59] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins and W. J. Stewart, "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, pp. 2075-2084, Nov. 1999
- [Réf. I.60] C. Caloz and T. Itoh, “Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications”. New York: Wiley, 2004
- [Réf. I.61] F. Martin, J. Bonache, F. Falcone, M. Sorolla, and R. Marquès, “Split ring resonator-based left-handed coplanar waveguide”, *Applied Physics Letters*, 83(22) :4652–4654, 2003.
- [Réf. I.62] Crepin T., Lampin J.F., Decoopman T., Melique X., Desplanque L., Lippens D., “Experimental evidence of backward wave on terahertz left-handed transmission lines”, *Appl. Phys. Lett.*, 87, 10 (2005) 104105-1-3
- [Réf. I.63] I. Lin, C. Caloz, and T. Itoh, “A branch-line coupler with two arbitrary operating frequencies using left-handed transmission lines,” *IEEE-MTT Int. Symp. Dig.*, Philadelphia, PA, 2003, vol. 1, pp. 325–327.
- [Réf. I.64] C. Caloz and T. Itoh, “A novel mixed conventional microstrip and composite right/left-handed backward-wave directional coupler with broadband and tight coupling characteristics,” *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, vol. 14, pp. 31–33, Jan. 2004
- [Réf. I.65] A. Sanada, C. Caloz, and T. Itoh, “Zeroth order resonance in composite right/left-handed transmission line resonators,” in *Proc. Asia-Pacific Microwave Conf.*, Seoul, Korea, 2003, vol. 3, pp. 1588–1592.
- [Réf. I.66] M.A. Antoniadis and G.V. Eleftheriades, “Compact linear lead/lag metamaterial phase shifters for broadband applications”, *Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2 :103–106, 2003.
- [Réf. I.67] M.A. Antoniadis and G.V. Eleftheriades. “A broadband series power divider using zero-degree metamaterial phase-shifting lines”, *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE [see also IEEE Microwave and Guided Wave Letters]*, 15(11) :808–810, 2005.
- [Réf. I.68] L. Liu, C. Caloz, and T. Itoh, “Dominant mode (DM) leaky-wave antenna with backfire-to-endfire scanning capability,” *Electron. Lett.*, vol. 38, no. 23, pp. 1414–1416, 2000.
- [Réf. I.69] A. Ourir, A. De Lustrac et J.M. Lourtioz, “All-metamaterial based subwavelength, cavities ( $\lambda/60$ ) for ultra-thin directive antennas”, *Applied Physics Letters*, 88 , p. 084103 (2006).
- [Réf. I.70] A. Sanada, C. Caloz, and T. Itoh, “Planar distributed structures with negative refractive properties,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 52, pp. 1252–1263, Apr. 2004.

- [Réf. I.71] R. Marquès, J. Martel, F. Mesa, and F. Medina, “Left-handed-media simulation and anmission of EM waves in subwavelength split-ringresonator-loaded metallic waveguides”. *Physical Review Letters*, 89(18), 2002
- [Réf. I.72] T. Decoopman, X. Mélique, O. Vanbésien, and D. Lippens, ”Broadband frequency filtering and mode matching using finline technology”. *Microwave and Optical Technology Letters*, 41(3) :234–237, 2004.
- [Réf. I.73] S. Burokur, M. Latrach, and S. Toutain, ”Etude et applications de structures métallo-diélectriques”. 13ièmes Journées Nationales Microondes, Lille, 2003.
- [Réf. I.74] L. Rogla, J. Carbonell, A. Vidal, V. Boria, T. Decoopman, E. Lheurette, O. Vanbésien, and D. Lippens, “Miniaturized bandpass waveguide filters using split ring resonators-based metamaterial structures”, International Workshop on Microwave Filters, Centre National d’Etudes Spatiales, Toulouse, 2004.
- [Réf. I.76] Decoopman T., ”Multiplicateurs de fréquence et métamatériaux en technologie finline ”, Thèse de doctorat en Microondes et Microtechnologies, Université de Lille 1, 29 octobre 2004
- [Réf. I.77] P. Bhartia and P. Pramanick, “E-plane integrated circuits”, *Artech House*, 1987.
- [Réf. I.78] K. C. Gupta, R. Garg, I. Bahl, and P. Bhartia, “Microstrip Lines and Slotlines”. *Artech House*, 1996.
- [Réf. I.79] P. Pramanick and P. Bhartia. “Design tapered finlines using a calculator”. *Microwaves and RF*, 26(6) :111–114, 1987.
- [Réf. I.80] T. Decoopman, X. Melique, O. Vanbésien, and D. Lippens, “A taper filtering finline at millimeter wavelengths for broadband harmonic multiplication,” *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, vol. 13, pp. 172–174, May 2003
- [Réf. I.81] T. Decoopman, O. Vanbésien, and D. Lippens. “Demonstration of a backward wave in a single split ring resonator and wire loaded finline”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2004.
- [Réf. I.82] O.F. Siddiqui, M. Mojahedi, and G.V. Eleftheriades, “Periodically loaded transmission line with effective negative refractive index and negative group velocity”. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 51(10) :2619–2625, 2003.
- [Réf. I.83] T. Decoopman, A. Marteau, E. Lheurette, O. Vanbésien and D. Lippens. “Left-handed Electromagnetic Properties of Split Ring Resonator and Wire Loaded Transmission Line in a Fin-line Technology”, *IEEE MTT*, vol. 54, Issue 4, Part 1, pp. 1451 – 1457, April 2006.
- [Réf. I.84] A. Marteau, E. Lheurette, T. Decoopman, X. Mélique, O. Vanbésien and D. Lippens, ”Experimental verification of Left-handed characteristics of Split Ring Resonators and wires array in finline”, *Proceedings of the European Microwave Association* : special issue on microwave metamaterials: theory, fabrication and applications, April 2006.
- [Réf. I.85] R. A. Shelby, D. R. Smith, and S. Schultz, "Experimental verification of a negative index of refraction," *Science*, pp. 77-79, 2001.
- [Réf. I.86] J. Carbonell, L. J. Rogla, V. E. Boria, and D. Lippens, "Design and experimental verification of backward-wave propagation in periodic waveguide structures," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 54, pp. 1527-1533, 2006.
- [Réf. I.87] M. M. I. Saadoun and N. Engheta, "A reciprocal phase shifter using novel pseudo-chiral or  $\Omega$  medium," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 5, pp. 184-188, 1992.
- [Réf. I.88] H. Jiangtao, R. Lixin, C. Hongsheng, Z. Xian-min, C. Kangsheng, M. G. Tomasz, and K. Jin Au, "Experimental confirmation of negative refractive index of a metamaterial composed of Omega-like metallic patterns," *Applied Physics Letters*, vol. 84, pp. 1537-1539, 2004.

- [Réf. I.89] J. Danglot, O. Vanbesien, and D. Lippens, "Active waveguides patterned in mixed 2D-3D metallic photonic crystal," *Electronics Letters*, vol. 35, pp. 475-477, 1999.
- [Réf. I.90] M. M. Sigalas, C. T. Chan, K. M. Ho, and C. M. Soukoulis, "Metallic photonic band-gap materials," *Physical Review B*, vol. 52, pp. 11744, 1995.
- [Réf. I.91] C. R. Simovski, "Plane-wave Reflection and Transmission by Grids of Conducting [Omega]-particles and Dispersion of [Omega] Electromagnetic Crystals," *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 57, pp. 358-364, 2003.
- [Réf. I.92] F. Zhang, G. Houzet, E. Lheurette, D. Lippens, M. Chaubet, and X. Zhao, "Negative-zero-positive metamaterial with omega-type metal inclusions," *Journal of Applied Physics*, vol. 103, pp. 084312, 2008.
- [Réf. I.93] F. Zhang, S. Potet, J. Carbonell, E. Lheurette, O. Vanbesien, X. Zhao, and D. Lippens, "Negative-Zero-Positive Refractive Index in a Prism-Like Omega-Type Metamaterial," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 56, pp. 2566-2573, 2008.
- [Réf. I.94] F. Zhang, D. P. Gaillot, C. Croenne, E. Lheurette, X. Melique, and D. Lippens, "Low-loss left-handed metamaterials at millimeter waves," *Applied Physics Letters*, vol. 93, pp. 083104, 2008.

## **PARTIE II**

### **LES METAMATERIAUX ACCORDABLES A BASE DE FILMS MINCES FERROELECTRIQUES**





# CHAPITRE IV

\*\*\*

**LES MATERIAUX FERROELECTRIQUES POUR LA  
REALISATION DE DISPOSITIFS ACCORDABLES**



## SOMMAIRE DU CHAPITRE IV

|              |   |            |
|--------------|---|------------|
| <b>IV.1.</b> | <b>INTRODUCTION .....</b>   | <b>125</b> |
| <b>IV.2.</b> | <b>ETAT DE L'ART SUR LES CIRCUITS AGILES EN FREQUENCE.....</b>  | <b>126</b> |
| <b>IV.3.</b> | <b>PROPRIETES PHYSIQUES DES MATERIAUX FERROELECTRIQUES .....</b>  | <b>129</b> |
| <b>IV.4.</b> | <b>FABRICATION DES FILMS MINCES FERRO- ET PARA-<br/>ELECTRIQUES ET DEPOT PAR LA METHODE SOL-GEL .....</b> | <b>133</b> |
| IV.4.1.      | INTERETS DES COUCHES MINCES .....   | 133        |
| IV.4.2.      | LES TECHNIQUES DE DEPOT DES FILMS DE BST : INTERET DE LA<br>METHODE SOL-GEL .....                         | 133        |
| IV.4.3.      | FABRICATION DES FILMS AVEC VARIATION DE LA COMPOSITION DANS LE<br>CADRE DE CES TRAVAUX .....              | 135        |
| <b>IV.5.</b> | <b>CARACTERISATIONS ELECTRIQUES DE FILMS MINCES DE BST.....</b>   | <b>137</b> |
| IV.5.1.      | CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES DES FILMS MINCES DIELECTRIQUES DE<br>BST.....                                | 137        |
| IV.5.2.      | LES DIFFERENTES METHODES DE CARACTERISATIONS ELECTRIQUES DE<br>FILMS MINCES DE BST.....                   | 139        |
| IV.5.3.      | PRESENTATION DES METHODES DE CARACTERISATION ET DES DISPOSITIFS<br>DE TESTS.....                          | 140        |
| <b>IV.6.</b> | <b>APPLICATIONS DU BST AUX DISPOSITIFS AGILES EN<br/>FREQUENCE.....</b>                                   | <b>141</b> |
| IV.6.1.      | L'ELEMENT DE BASE : LA CAPACITE SUR FILMS MINCES DE BST.....  | 141        |
| IV.6.2.      | DIFFICULTE A CARACTERISER ET MODELISER LES FILMS MINCES DE BST .....                                      | 142        |
| IV.6.3.      | DISPOSITIFS AGILES A BASE DE BST : LES DEPHASEURS .....   | 144        |
| <b>IV.7.</b> | <b>LA CONCEPTION DE LIGNES DE TRANSMISSION LH<br/>ACCORDABLES .....</b>                                   | <b>146</b> |
| <b>IV.8.</b> | <b>CONCLUSION.....</b>  | <b>148</b> |



## IV.1. INTRODUCTION

Depuis une quarantaine d'années, l'électronique a connu un essor important dans de nombreux domaines, tels que l'informatique, le secteur médical, la domotique ou encore l'automobile. La principale raison de cet essor est l'explosion des télécommunications (communication par satellites, téléphonie mobile, ...) dans le monde, tant dans le domaine militaire que civil. Face à une demande très forte dans ce dernier secteur, de plus en plus de services sont accessibles à un grand nombre de personnes. Cela a pour conséquence une adaptation perpétuelle des systèmes électroniques à une intégration très forte des composants, et à une montée en fréquence causée, notamment, par l'encombrement croissant des bandes allouées et l'augmentation importante du débit nécessaire. Ces évolutions devant intervenir à moindre coût, des critères de plus en plus sévères sont donc imposés à toutes les fonctions classiques de l'électronique.

Ainsi, de nouvelles solutions sont à envisager, et parmi elles, la recherche de nouveaux matériaux est une des plus prometteuses. A la base de toutes les fonctions électroniques, les matériaux offrent un large domaine d'investigations et font naître de nouvelles technologies. Plus particulièrement, les matériaux céramiques permettent de nombreuses applications grâce à leurs propriétés intrinsèques mécaniques, diélectriques ou encore magnétiques.

Parmi eux, les matériaux ferroélectriques, dont la particularité est d'avoir une permittivité diélectrique relative variable sous l'effet d'un champ électrique statique, doivent permettre de réaliser des systèmes accordables en fréquence sans présenter les inconvénients des éléments actifs (problèmes de stabilité, facteur de bruit, ...). L'utilisation des matériaux ferroélectriques, à l'état massif, était cependant limitée, jusqu'à ces dernières années, en raison de nombreux inconvénients tels que de fortes pertes ou la nécessité de polariser le matériau par de fortes tensions. Le développement récent des techniques de dépôts en couches minces a entraîné un regain d'intérêt pour ces matériaux. En effet, l'utilisation de films ferroélectriques permet de s'affranchir de nombreux problèmes liés au matériau massif, comme nous le verrons par la suite. Un autre avantage important pour l'industrialisation de circuits à base de ferroélectrique est la forte valeur de la constante diélectrique des matériaux, typiquement de l'ordre de 300, qui permet une réduction non négligeable de la taille des composants.

Parmi ces matériaux, le titanate de baryum et de strontium, de formule  $Ba_{1-x}Sr_xTiO_3$  (BST), présente de nombreux avantages dans le cas d'applications dans le domaine des micro-ondes, pour la conception de circuits RF et micro-ondes accordables tels que les déphaseurs, les filtres, les antennes, les circuits d'adaptation d'impédance, les oscillateurs contrôlés en tension (VCO). Ce matériau ferroélectrique sera l'objet de notre étude, et sera utilisé dans les prototypes présentés dans ce mémoire : pour la réalisation de fonctions de déphasage pour des lignes de transmission classiques et gauchères.

Notre étude a été développée en collaboration avec l'unité de recherche du LEMCEL (Laboratoire d'Etude des Matériaux et des Composants pour l'Electronique) dirigée par Monsieur J.C. Carru, de l'Université de Calais. Les travaux de recherche présentés dans ce manuscrit consistent à :

- utiliser la procédure de fabrication et de dépôt optimal du LEMCEL qui nous permettra d'avoir un substrat possédant les meilleures caractéristiques, grâce à la méthode sol gel,
- créer un modèle pour caractériser les lignes de transmission et les capacités utilisant le BST comme substrat,

- concevoir des techniques de mesures pour extraire les différentes propriétés électriques du BST : la constante diélectrique  $\epsilon_r$  (BST), le coefficient des pertes et la variation de  $\epsilon_r$  en fonction de la tension appliquée  $\epsilon_r(V_{DC})$ ,
  - utiliser toutes ces informations recueillies sur les propriétés des films de BST pour le développement et la fabrication optimisée de nouveaux circuits agiles en fréquence utilisant le BST : des déphaseurs à base de ligne de transmission classique et à base d'une ligne composite LH seront développées.
- Ces différents points seront développés dans les cinquième et sixième chapitre de ce manuscrit.

Les paragraphes suivants, consacrés au BST, se décomposent en plusieurs parties. Tout d'abord, des généralités sur les matériaux, les techniques utilisées pour les déposer sous forme de couches minces et leurs applications seront introduites. Les motivations industrielles pour ce genre d'applications seront présentées.

Nous détaillerons les matériaux ferroélectriques dont les propriétés, essentiellement diélectriques, seront données. Depuis quelques années, ce dernier est utilisé sous forme de films: nous verrons l'intérêt de cette utilisation ainsi que les diverses techniques susceptibles de le déposer en couches minces. Nous nous intéresserons plus particulièrement à la méthode « sol-gel » qui est la méthode utilisée dans ces travaux de recherche.

L'application visée des couches de BST réalisées dans cette étude étant des dispositifs accordables en fréquence (capacité, déphaseurs, filtre), il est nécessaire de connaître précisément les propriétés diélectriques des films telles que la permittivité relative et la tangente de pertes diélectriques. Après une brève présentation des méthodes de caractérisation diélectrique micro-ondes classiquement employées, nous justifierons les méthodes utilisées dans le cadre de ces travaux de recherche. Enfin, les applications potentielles des films de BST seront présentées avec un intérêt particulier porté aux performances des dispositifs micro-ondes accordables en fréquence.

## **IV.2. ETAT DE L'ART SUR LES CIRCUITS AGILES EN FREQUENCE**

De nos jours, la multiplication des normes de télécommunications implique l'intégration dans un même système, de différents dispositifs réalisant la même fonction de signal mais fonctionnant à des fréquences de travail différentes. Pour éviter cette contrainte, qui rend difficile la miniaturisation et la réduction des coûts de fabrication des dispositifs hyperfréquences, une solution consiste à utiliser des circuits agiles en fréquence.

Actuellement sur le marché des télécoms, il existe différentes solutions technologiques capables d'accorder en fréquence les circuits RF. Dans ce paragraphe, nous dressons un état de l'art des dispositifs agiles en fréquence. Actuellement, pour la conception de circuits agiles, il existe cinq grandes familles technologiques : les composants actifs (Diodes Shottky et PIN), les circuits accordables basés sur un contrôle optique, les MEMS, les piézo-électriques et les substrats commandables (les ferrites, les cristaux liquides et les ferroélectriques). Ces différentes techniques sont décrites brièvement et nous rappelons les principes généraux de fonctionnement en donnant des exemples de dispositifs réalisés à base de ces technologies.

- **Les composants actifs**

Les dispositifs agiles en fréquence à base de composants actifs ont été réalisés à l'aide de diodes varactors, de diodes Schottky ou encore de diodes PIN, avec des résultats intéressants.

Les Diodes varactors Schottky sont des composants dont la capacité de jonction varie en fonction de la tension statique inverse appliquée, ce qui apporte l'agilité des circuits RF. Les dispositifs à base de diode PIN diffèrent, puisqu'elles sont utilisées comme des interrupteurs commandés par une tension continue, permettant ainsi d'activer des éléments capacitifs ou inductifs du circuit RF et donc de modifier ses caractéristiques.

Dans les années 1960, les diodes semi-conducteurs furent introduites dans les circuits accordables, et sont encore actuellement les composants les plus utilisés pour la fabrication des circuits agiles ([Réf. II.1]- [Réf. II.2]). Ils sont très petits (de l'ordre du  $\mu\text{m}$ ), très rapides ( $< 1\mu\text{s}$  pour diode PIN et  $< 1\text{ ns}$  pour les FET), et ont une grande accordabilité (3 :1 à 10 :1).

De nombreux auteurs proposent ainsi d'utiliser des diodes Schottky ([Réf. II.3]), voir des diodes PIN ([Réf. II.4]). On peut par exemple trouver un déphaseur agile à base de diodes Schottky GaAs intégrés dans une ligne coplanaire. Ce déphaseur de 20 mm de longueur conduit à une variation de phase de  $360^\circ$  à 20 GHz ( $0.9^\circ/\text{cm}/\text{GHz}$ ) avec des pertes d'insertion de 4.2 dB ([Réf. II.5]).

Cependant, pour les fréquences supérieures à 10 GHz, la faible dimension des circuits RF est une limitation à l'intégration des diodes sous forme discrète. La solution consiste à placer les diodes varactors et Schottky sous forme de MMIC. Le principal inconvénient lié à l'utilisation des composants actifs, outre la limite en puissance admissible des circuits, concerne les pertes engendrées par la résistance série de la diode.

- **L'accordabilité par contrôle optique**

Ces dispositifs sont accordables en fréquence grâce à la modification des caractéristiques de propagation des circuits à l'aide d'un laser de commande qui peut être réalisé par un contrôle optique direct ou indirect.

Le contrôle optique direct utilise l'effet photoconducteur : l'éclairement par un laser d'un substrat semi-conducteur sur lequel est déposé la ligne de transmission. Sous l'influence du faisceau lumineux, des paires d'électrons sont créées dans le substrat engendrant une modification locale de la conductivité et permittivité du substrat ([Réf. II.6]), ce qui permet d'accorder un circuit. La puissance optique typiquement utilisée pour les applications est de l'ordre de quelques centaines de milliWatt, voir 100 W pour des variations maximales. Le temps de réponse de ces circuits est fonction de la durée de vie des porteurs dans le matériau (de l'ordre de la ps à la  $\mu\text{s}$ ).

L'accordabilité par contrôle optique indirect est également obtenue grâce à un laser, mais dans ce cas, celui-ci commande optiquement des composants actifs déposés sur le circuit micro-onde : le principe utilisé est l'effet photovoltaïque. Un circuit photovoltaïque éclairé par un laser de commande convertit le signal lumineux en tension qui permet de commander des diodes (varactors Schottky ou PIN). ([Réf. II.7])

En terme d'applications, un déphaseur à ligne coplanaire déposé sur un substrat GaAs épitaxié sur un substrat en quartz (optiquement transparent) a permis d'obtenir une variation de phase de  $350^\circ$  à 30 GHz, avec une longueur de ligne de 1 cm et avec un éclairage optique direct de  $0.65\text{ mW}/\text{cm}^2$ . Les pertes d'insertion associées sont égales à  $0.1\text{ dB}/^\circ$ . Les circuits obtenus par contrôle optique indirect sont comparables à ceux des composants actifs. Par exemple, un déphaseur coplanaire le long duquel sont déposées périodiquement des diodes varactors et commandées par un détecteur photovoltaïque intégré au plan de masse du circuit, permet de déphaser de  $100^\circ$  à 14 GHz, avec une puissance optique de 1.5 mW et des pertes inférieures à 2 dB. ([Réf. II.8])

- **Les MEMS**

Les systèmes microélectromécaniques (MEMS) prennent une place de plus en plus importante dans de nombreuses applications commerciales et militaires. Les structures mécaniques de commutation généralement utilisées sont les poutres, les ponts à air et les membranes. Toutes ces structures sont conçues à partir d'un film métallique mobile se déplaçant uniquement sous l'effet d'une excitation extérieure. Les déplacements peuvent être d'origine thermique, magnétique ou électrostatique, qui est l'actionnement principalement utilisé.

Les circuits ou fonctions les plus couramment rencontrées dans la littérature sont les micro-commutateurs ([Réf. II.9]), les filtres et naturellement les déphaseurs ([Réf. II.10]).

Les MEMS ont peu de pertes aux fréquences RF et micro-ondes, et peuvent supporter de forts niveaux de puissance et pourront donc remplacer avantageusement les composants actifs. Cependant, ils ont le désavantage d'engendrer une faible accordabilité (en général, inférieure à 50%), une faible vitesse de commutation (2-100  $\mu$ s) et nécessitent des tensions de polarisation élevées (50-100 V). Nous pouvons également nous interroger sur la fatigue mécanique liée aux multiples flexions de la structure. Par ailleurs, ce type de technologie nécessite un packaging hermétique difficilement intégrable avec les autres circuits et engendre une augmentation du prix de fabrication.

- **Les piézo-électriques**

Basée également sur un contrôle mécanique des circuits RF, l'agilité obtenue à partir d'un élément piézo-électrique constitue une alternative aux MEMS. Le principe repose sur l'utilisation d'une poutre de matériau céramique piezzo-électrique se déformant sous l'application d'une tension électrique statique. Ainsi, en fixant un matériau diélectrique sur l'extrémité de la poutre piézo-électrique, il est possible de le mouvoir verticalement au-dessus d'un circuit micro-onde et donc de perturber la propagation du signal RF.

De nombreux circuits micro-ondes tels que des déphaseurs ([Réf. II.11]), des filtres passe-bande, des résonateurs en anneau ou des oscillateurs à résonateur diélectrique ont été réalisés. Cependant ces dispositifs ont des dimensions géométriques très importantes (quelques dizaines de millimètre), ce qui est contraignant en terme d'intégration.

- **Les substrats commandables**

Contrairement aux dispositifs précédents, ces circuits agiles sont basés sur l'utilisation de substrats dont les propriétés diélectriques et/ou magnétiques sont commandables par un champ électrique et/ou magnétique extérieur. Ces dispositifs à substrats commandables sont constitués de cristaux liquides, de matériaux magnétique ou ferroélectrique.

Parmi les matériaux dont les propriétés peuvent être ajustées par une commande extérieure, nous pouvons citer les cristaux liquides. Leur orientation et donc les composantes de leur permittivité tensorielle peuvent être modifiées sous l'influence d'un champ électrique ou magnétique. Les cristaux liquides sont divisés en deux classes. Premièrement, les cristaux liquides lyotropes sont des solutions qui présentent une ou plusieurs « mésophases » en fonction de la concentration d'un soluté. Deuxièmement, les cristaux liquides thermotropes présentent une ou plusieurs phases anisotropes (aussi appelées mésophases) lorsque la température varie entre la phase cristalline et la phase isotrope. En utilisant un substrat constitué de cristal liquide, il est possible de faire varier la permittivité relative effective du substrat en appliquant une tension de commande (champ électrique).



Les ferrites sont des matériaux diélectriques et ferrimagnétiques dont la perméabilité est contrôlée par un champ magnétique extérieur ([Réf. II.12]). Afin de s'affranchir des importantes pertes liées à la résonance gyromagnétique des moments magnétiques et à la relaxation des parois, ces matériaux doivent être utilisés à une fréquence supérieure à la fréquence de résonance gyromagnétique.

Ces matériaux ont été utilisés pour la réalisation de déphaseurs ([Réf. II.13]) de filtres passe-bande dont la fréquence centrale est accordable en fonction du champ magnétique de commande, etc... On peut citer un déphaseur coplanaire original basé sur un substrat ferroélectrique et ferrimagnétique ([Réf. II.14]). Les résultats obtenus à 11,6 GHz pour ce déphaseur sont une variation de phase de 20° pour un champ électrique de 21 kV/cm et de 18 en utilisant un champ magnétique extérieur de 320 Oe d'intensité. En cumulant les deux moyens de commande, la variation de phase est de 42° avec 6 dB de pertes d'insertion. Les circuits à ferrites ont des temps de réponse de l'ordre de quelques  $\mu$ s voir des dizaines de  $\mu$ s. Par ailleurs, ils nécessitent l'utilisation d'un champ magnétique à commande importante. Celui-ci est obtenu grâce à des électro-aimants qui sont malheureusement encombrants et consommateurs de grande puissance électrique, ce qui limite l'intégration de ces circuits.

Parmi les matériaux exploitables en terme d'agilité, les ferroélectriques sont également des substrats commandables puisqu'ils présentent la caractéristique d'avoir une permittivité relative qui varie en fonction d'un champ électrique statique. Ils font l'objet de ce travail et sont donc décrits plus en détail dans les paragraphes suivants.

Le Tableau 1 ci-dessous compare les performances des principales technologies utilisées pour réaliser des circuits RF agiles en fréquence.

| Technology<br>1...40 GHz                              | Tun-<br>ability     | FoM<br>[%/JB]<br>@24GHz  | Q@10GHz<br>(RF losses)                     | Power con-<br>sumption                    | DC-<br>control<br>voltage  | Response<br>time<br>(speed)              | IMD                             | Cost  |
|---|---------------------|--------------------------|--|---|----------------------------|--|---------------------------------|---|
| Semi Cond.<br>PIN/Schottky<br>GaAs FET<br>GaAs Varac. | High                | 30 >50?                  | Moderate<br><br>30...60                    | Poor<br>1-5 mW<br>1-5 mW<br>100-300mW     | 1-10 V<br>1-10 V<br>10-40V | Fast<br>1-5 ns<br>2.10 ns<br>1-5 $\mu$ s | Poor                            | Moderate <sup>1</sup><br>to High <sup>2</sup> |
| MEMS-<br>varactor                                     | Low                 |                          | Very good<br>100-1000<br><200 (typ)        | Excellent<br><< 1 $\mu$ W                 | 10-100V                    | Slow<br>> 5 $\mu$ s                      | Excellent<br>Power<br>Handling? | Low <sup>1</sup> to<br>Moderate <sup>2</sup>  |
| Ferroelectric<br>s<br>Thin film<br>Thick film         | Moderate<br>to High | 30..50<br><30 (50)       | Moderate<br>< 30; 100 <sup>3</sup><br>< 20 | Excellent<br><< 1 $\mu$ W<br><< 1 $\mu$ W | < 20 V<br>10-100V          | Very Fast<br>< 1 ns<br>< 1 ns            | Poor<br>Good                    | Low <sup>1</sup><br>Low <sup>2</sup>          |
| Liquid<br>Crystals                                    | Moderate            | <25,<br>110 <sup>4</sup> | -  | Good<br><< 100 $\mu$ W                    | < 30 V                     | Very slow<br>> 10 ms                     | ?                               | Low <sup>2</sup>                              |

Tableau 1: Comparaison des performances de différentes technologies utilisées pour réaliser des circuits RF agiles en fréquence (IMD : Intermodulation Distorsion ; 1 : pour de grandes quantités ; 2 : pour de faibles volumes) [Réf. II.15]

### IV.3. PROPRIETES PHYSIQUES DES MATERIAUX FERROELECTRIQUES

Parmi les matériaux dont les propriétés peuvent être ajustées par une commande extérieure, nous pouvons citer les ferroélectriques. Les ferroélectriques appartiennent à la classe des piézoélectriques. La

ferroélectricité a été découverte en 1921 par J. Valasek dans le sel de La Rochelle. Mais, les travaux sur ce sujet n'ont réellement débuté qu'à partir des années 40 avec l'apparition du titanate de baryum ( $\text{BaTiO}_3$ ).

Nous allons aborder un peu plus en détails certaines notions caractéristiques des matériaux ferroélectriques telles que la polarisation spontanée, les domaines ferroélectriques et les parois de domaine, le cycle d'hystérésis et la température de Curie ( $T_c$ ).

#### ▪ La polarisation spontanée

Les ferroélectriques sont des cristaux dont la polarisation spontanée change sous l'action d'un champ électrique extérieur. Une polarisation spontanée peut être définie comme étant la valeur du moment dipolaire par unité de volume ou encore la valeur de la charge par unité de surface calculée sur la surface perpendiculaire à l'axe de polarisation spontanée.

Pour mieux comprendre ce fonctionnement, intéressons-nous à l'exemple simple du titanate de baryum :  $\text{BaTiO}_3$  [Réf. II.16]. La molécule cristallise dans le système Perovskite cubique au-dessus de sa température de Curie ( $T_c$ ) comprise entre 120 et 130°C (Figure 1-a).

La plupart des composés ferroélectriques étudiés répondent à la formule générale  $\text{ABO}_3$ , dans laquelle la nature des éléments A et B varie énormément (A et B sont des atomes).

Les sommets sont donc occupés par les ions baryum ( $\text{Ba}^{2+}$ ) et le centre par un ion titane ( $\text{Ti}^{4+}$ ). Les ions oxygène sont disposés dans les centres de chaque face. Les ions titane sont dans une structure octaédrique d'ions oxygène. Il existe deux états pour les matériaux ferroélectriques : l'état ferroélectrique et l'état paraélectrique.

L'état ferroélectrique se manifeste lorsque la molécule est à une température inférieure à la température de transition  $T_c$  (Température de Curie). Dans cette phase, les ions se déplacent les uns par rapport aux autres, créant un abaissement de la symétrie de la maille (Figure 1 b), [Réf. II.17] qui devient tétragonale. Le barycentre des charges négatives ne coïncide alors plus avec celui des charges positives, ce qui induit un moment dipolaire électrique, même en l'absence d'un champ électrique extérieur.

Pour une température supérieure à la température de Curie, le matériau est paraélectrique sous sa forme cubique. Il possède un moment dipolaire macroscopique nul tout en conservant une forte polarisabilité d'orientation conférée principalement par la grande mobilité de l'ion  $\text{Ti}^{4+}$  dans la cavité octaédrique.

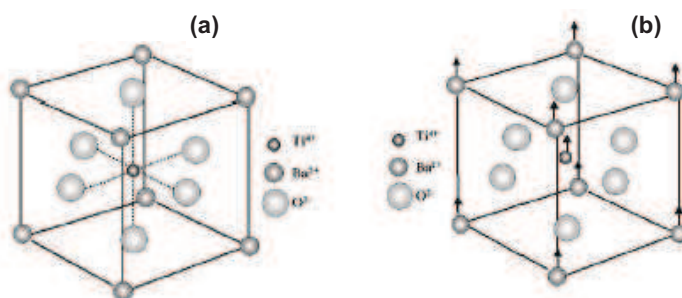


Figure 1 : (a) Structure du titanate de baryum  $\text{BaTiO}_3$ . (b) Déformation tétragonale de la structure en dessous de sa température de Curie (état ferroélectrique)

#### ▪ Les domaines ferroélectriques et leurs parois

Un cristal ferroélectrique est composé d'un certain nombre de dipôles électriques possédant un alignement selon une direction dans certaines régions, et selon une direction différente dans la zone

voisine. Ces régions sont nommées " domaines ferroélectriques " et l'interface entre 2 domaines est appelée " parois de domaines ".

Un cristal ferroélectrique possède donc plusieurs domaines de polarisations différentes. Cependant, il peut devenir mono domaine sous l'effet d'un champ. En effet, un champ assez fort de direction opposée à celle de la polarisation spontanée d'un domaine peut renverser cette dernière. Cette évolution de la polarisation spontanée en fonction du champ est décrite par le cycle d'hystérésis du matériau ferroélectrique (Figure 2).

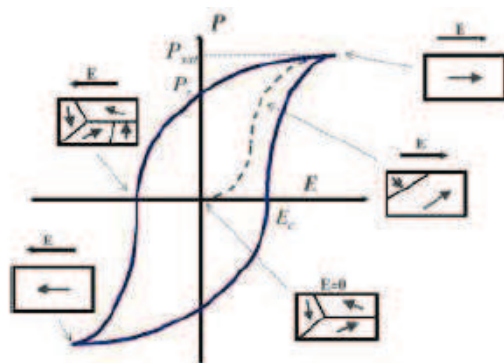


Figure 2 : Cycle d'hystérésis  $P = f(E)$  typique d'un matériau ferroélectrique

Les cristaux ferroélectriques présentent une variation non linéaire de la polarisation en fonction du champ électrique. Un faible champ ne permet pas de réorienter tous les domaines ferroélectriques du cristal. Bien entendu, plus le champ augmente, plus le nombre de domaines orientés dans la même direction que le champ augmente, et plus la polarisation croît (courbe de première polarisation en pointillé sur la figure) jusqu'à ce que tous les domaines soient alignés avec le champ : la polarisation atteint ainsi une valeur de saturation  $P_{sat}$ . Tous les domaines sont alors orientés dans le sens du champ. Quand l'amplitude du champ électrique diminue, il subsiste une direction privilégiée des dipôles qui se traduit par une polarisation rémanente  $P_r$  à  $E = 0$ . Pour annuler la polarisation, il est nécessaire d'appliquer un champ de sens opposé et d'intensité  $E_c$  : il s'agit du champ coercitif. Lorsque le processus se poursuit, la courbe devient une boucle d'hystérésis. Les caractéristiques  $P_{sat}$ ,  $P_r$  et  $E_c$  dépendent de la nature du composé.

#### ▪ Température de Curie

La température de Curie qui correspond à la transition de phase ferroélectrique-paraélectrique, dépend de la composition chimique du matériau. Les variations de la constante diélectrique  $\epsilon_r$  et de la tangente de pertes  $\tan\delta$  en fonction de la température, pour une céramique polycristalline de  $BaTiO_3$ , sont données sur la Figure 3 ([Réf. II.18]).

Au niveau de la température de Curie, le matériau subit alors un changement de structure à cette température : nous observons un pic de la permittivité qui s'accompagne malheureusement d'une augmentation de la tangente de pertes. Pour les applications micro-ondes, il est préférable d'utiliser le matériau dans l'état paraélectrique. Dans le cas du  $BaTiO_3$ , la température de transition  $T_c$  est trop élevée pour des applications à la température ambiante ou plus basse. Ce matériau ferroélectrique n'est donc pas utilisable pour des applications micro-ondes.

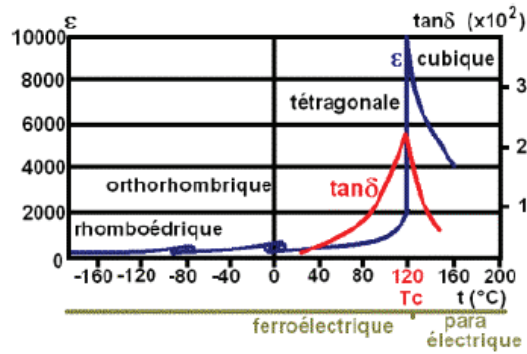


Figure 3 : Evolution de la structure du BaTiO<sub>3</sub> et de ses caractéristiques diélectriques en fonction de la température

• Le choix du Titanate de Baryum Strontium Ba<sub>x</sub>Sr<sub>1-x</sub>TiO<sub>3</sub>

Afin d’obtenir des matériaux compatibles avec les conditions d’utilisation, il est nécessaire d’utiliser des composés dont les températures de fonctionnement sont proches de la température de Curie et qui présentent de faibles pertes. Le dopage en strontium du BaTiO<sub>3</sub> permet d’abaisser la température de Curie, comprise dans ce cas entre 120 °C et -200 °C. Il est donc possible de trouver une composition de Ba<sub>x</sub>Sr<sub>1-x</sub>TiO<sub>3</sub> adaptée à chaque température de travail (où x est le taux de strontium). L’évolution de la température de transition du Ba<sub>x</sub>Sr<sub>1-x</sub>TiO<sub>3</sub> en fonction de x est montrée sur la Figure 4-a ([Réf. II.19]). Par exemple, le Ba<sub>x</sub>Sr<sub>1-x</sub>TiO<sub>3</sub> est paraélectrique à température ambiante pour un x=0.6, alors que pour x=0.8, il est ferroélectrique à cette même température.

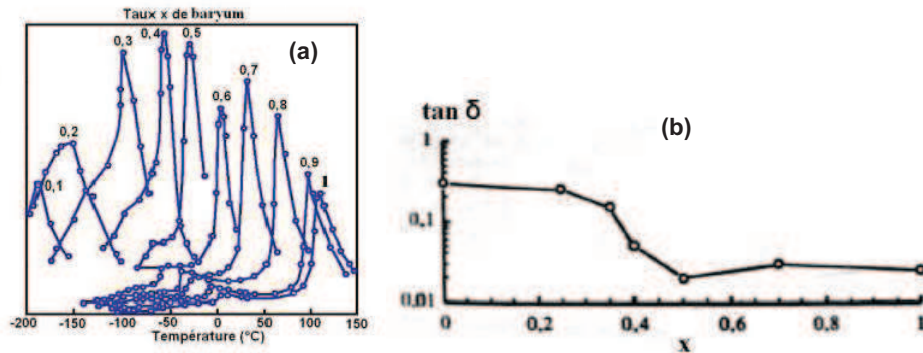


Figure 4 : (a) Evolution de la température de Curie et (b) des tangentes de pertes, du Ba<sub>1-x</sub>Sr<sub>x</sub>TiO<sub>3</sub> en fonction du taux de baryum

Pour ce composé, une importante diminution des pertes diélectriques mesurées à la température ambiante est observée lorsque le matériau passe de l’état ferroélectrique à l’état paraélectrique. Il est préférable de travailler légèrement au-dessus de la température de Curie de manière à éviter les problèmes d’instabilité diélectrique à la transition et de polarisation rémanente dans l’état ferroélectrique. En phase paraélectrique, les pertes diélectriques sont plus faibles qu’en phase ferroélectrique, et la commande en tension de la permittivité n’est pas de type hystérésis. Cette hypothèse doit quand même être confirmée puisque selon des études récentes (2006), un très faible effet d’hystérésis existerait cependant dans des matériaux à l’état paraélectrique.

Pour conclure, la composition des matériaux ferroélectriques doit être judicieusement choisie pour avoir une agilité suffisante, une température de transition proche de la température ambiante et des pertes

diélectriques les plus faibles possibles. Nous allons donc nous intéresser maintenant à la fabrication de ces matériaux ferroélectriques sous forme de films minces.

#### **IV.4. FABRICATION DES FILMS MINCES FERRO- ET PARA-ELECTRIQUES ET DEPOT PAR LA METHODE SOL-GEL**

La raison pour laquelle le BST a été peu utilisé en micro-ondes jusqu'à aujourd'hui, est le fait que la tension nécessaire pour changer sa constante diélectrique est très élevée. Il faut aussi ajouter la valeur élevée des pertes engendrées par le matériau. Toutefois, l'utilisation des couches minces, l'amélioration des techniques de fabrication et de dépôt ainsi que l'ajout de couches dopantes peuvent réduire les pertes et la tension de polarisation.

##### **IV.4.1. INTERETS DES COUCHES MINCES**

Plusieurs raisons peuvent être avancées pour décrire l'importance grandissante des couches minces des matériaux ferroélectriques :

- Tout d'abord, on note la tendance actuelle à la miniaturisation des composants électroniques. Cet effet a conduit au développement de circuits basés sur des films représentant seulement une fraction de volume de ceux comportant des céramiques massives,
- ensuite, les films sont moins onéreux que les céramiques,
- par ailleurs, l'intégration à l'état massif de matériaux ferroélectriques est impossible pour les nouveaux moyens de télécommunications à cause des tensions de polarisation importantes (1000 V environ) et nécessaires à la création d'un champ suffisant pour faire varier la permittivité relative du matériau. Par exemple, l'utilisation de films de BST, de quelques centaines de nanomètres d'épaisseur, nécessite seulement une tension de polarisation de 10 V pour engendrer un champ électrique du même ordre de grandeur que dans le cas du matériau massif,
- enfin, les pertes générées par les matériaux massifs sont trop importantes ce qui empêche d'avoir un facteur de qualité ( $Q = 1/\tan\delta$ ) suffisamment grand pour travailler aux fréquences micro-ondes.

##### **IV.4.2. LES TECHNIQUES DE DEPOT DES FILMS DE BST : INTERET DE LA METHODE SOL-GEL**

Le BST peut être déposé en couches minces au moyen de plusieurs techniques qui ont chacune une influence différente sur la croissance du BST et sur ses propriétés du matériau. Un état de l'art montre que le BST est majoritairement déposé par quatre méthodes différentes qui peuvent être classées en deux groupes :

- deux méthodes de type " Dépôt Physique en phase Vapeur " (PVD) : la pulvérisation cathodique radio-fréquence magnétron ([Réf. II.20]) ou MSD (Pulvérisation cathodique magnétron) et l'ablation laser ([Réf. II.21]) ou PLD (Pulsed Laser Deposition).
- deux techniques chimiques : le " Dépôt Chimique en phase Vapeur " (CVD) ([Réf. II.22]), appelée en anglais la MOCVD (Metal Organic Chemical Vapor Deposition) ainsi que la voie sol-gel ([Réf. II.23]);

Les techniques de fabrication du BST influencent la composition et la cristallisation du diélectrique. Par conséquent, elles modifient aussi les propriétés diélectriques : constante diélectrique, capacité, courant de fuite etc.... Durant la fabrication, plusieurs facteurs entrent en considération : la température, la pression ou encore le temps de cuisson.

Les techniques PVD et CVD sont actuellement majoritairement utilisées dans l'industrie des semi-conducteurs puisqu'elles ont été utilisées depuis de nombreuses années avec un développement qui s'est accompagné de lourds investissements. Cependant, la méthode sol-gel est la technique de fabrication qui ne nécessite pas d'investissements technologiques importants contrairement aux autres méthodes, et avec des résultats comparables en terme de qualité des films déposés.

L'équipe LEMCEL dirigé par Monsieur Carru, s'est investie dans les techniques sol-gel pour la réalisation des couches minces de céramiques ferroélectriques (BST) qui sont utilisées dans ces travaux de recherche. Nous allons donc détailler cette méthode de fabrication. Le lecteur pourra obtenir plus d'informations sur les autres méthodes de fabrication dans la littérature.

▪ **Dépôt des films par la méthode sol-gel :**

Le premier film de BST déposé par la méthode sol-gel et à l'état ferroélectrique à température ambiante, date d'octobre 1999 avec une composition (80/20).

Le procédé sol-gel consiste tout d'abord en la mise au point d'une suspension stable (« SOL ») à partir de précurseurs chimiques en solution. Ces " sols " vont évoluer au cours de l'étape de gélification par suite d'interactions entre les espèces en suspension et le solvant, pour donner naissance à un réseau solide tridimensionnel expansé au travers du milieu liquide. Le système est alors dans l'état " GEL ". Ces gels dits " humides " sont ensuite transformés en matière sèche amorphe par évacuation des solvants (on obtient alors un aérogel) ou par simple évaporation sous pression atmosphérique (xérogel). Le dépôt proprement dit peut être réalisé de deux manières différentes :

- le " spin-coating " ou centrifugation: consiste à verser le sol ou le gel sur un substrat mis en rotation par une tournette. Le liquide en excès est éjecté sous l'action de la force centrifuge, et l'épaisseur du dépôt dépend de la vitesse de rotation du substrat et du temps de dépôt.
- le " dip-coating " ou trempé : il consiste à tremper le substrat dans la solution à déposer et à le retirer ensuite avec une vitesse constante qui définit l'épaisseur du dépôt
- Le dépôt est ensuite séché puis recuit pour obtenir une cristallisation du matériau ferroélectrique sous sa forme pérovskite. Il suffit de recommencer ces opérations pour obtenir un dépôt plus épais. Tout le procédé est fait en salle blanche.

Le processus de dépôt des couches minces par la technique sol-gel est schématisé sur la figure Figure 5. A ce jour, la technique de dépôt par sol-gel n'est pas la plus utilisée alors qu'elle présente de nombreux avantages :

- simplicité de dépôt
- technique faible coût
- rapidité de dépôt
- possibilité d'une automatisaton du dépôt

- facilité de changer la composition chimique et de déposer plusieurs couches
- uniformité des couches
- dépôt de surfaces importantes compatible avec la microélectronique

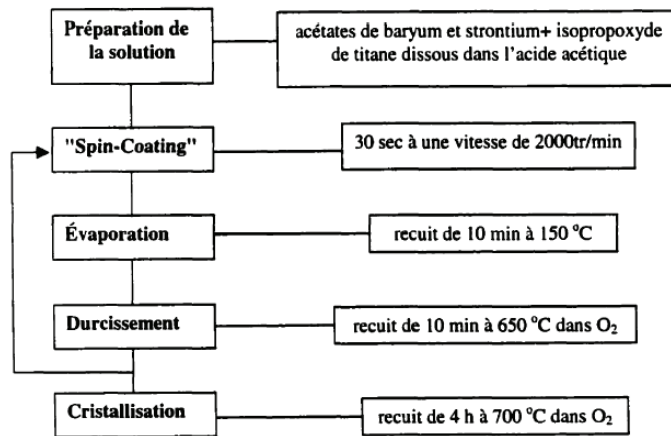


Figure 5 : Diagramme descriptif du procédé sol-gel

Cette technique a cependant quelques limites : couches très minces (épaisseur inférieure à 500 nm) et répercussion des défauts de fabrication d'une couche sur les couches subséquentes si le travail n'est pas effectué dans une salle blanche de classe convenable (dépôt de particules, poussière, ...).

#### IV.4.3. FABRICATION DES FILMS AVEC VARIATION DE LA COMPOSITION DANS LE CADRE DE CES TRAVAUX

Comme nous venons de le voir, les principales limitations des matériaux ferroélectriques venaient de leurs importantes pertes en hyperfréquence (de l'ordre de  $\tan\delta = 0.3$  à 3 GHz pour le BaTiO<sub>3</sub>) et la nécessité d'un champ électrique important. Ainsi, l'équipe LEMCEL s'est investie dans des techniques sol-gel pour la réalisation de couches minces de céramiques ferroélectriques (BST). Les caractéristiques des films de BST dépendent fortement du type de processus, du dosage de chaque élément chimique, de la température et de l'épaisseur des films. Il est donc primordial de décrire la fabrication de ces films minces de BST afin d'appréhender les caractéristiques de ce matériau qui sera ensuite utilisé dans la fabrication d'éléments hyperfréquences, dans le cadre de ces travaux de recherche.

Le matériau ferroélectrique le plus utilisé actuellement en micro-ondes est le Ba<sub>x</sub>Sr<sub>1-x</sub>TiO<sub>3</sub> (souvent dénommé « BST » dans ce manuscrit par souci de simplicité). Ce matériau a deux avantages : des pertes assez faibles et une température de Curie variable avec x. En effet, en faisant varier le rapport Ba/Sr, il est possible d'augmenter la température de Curie des céramiques de BST de 20 K pour x = 0, à 380 K pour x = 1. Cette variation possible permet d'utiliser le BST soit dans son état ferroélectrique soit paraélectrique, en fonction de la température de fonctionnement et du type d'applications. Nous avons déposé des films BST avec deux compositions différentes : x=0,8 et x=0,5, respectivement référencées BST(80/20) et BST(50/50). Par exemple, à l'ambiante, les films sont paraélectriques pour x=0,5. Ces deux types de composition permettront de comparer les performances des déphaseurs à l'ambiante suivant que le BST est dans l'état ferroélectrique ou paraélectrique.

Les films BST ont été déposés par la méthode sol-gel, décrite précédemment, sur des substrats de saphir de dimensions 1x1x0,5 cm<sup>3</sup>. Ces substrats sont polis en double face avec une orientation de type (0001), c'est-à-dire orienté suivant l'axe c. Le dépôt est réalisé à la tournette : il est nécessaire de répéter plusieurs fois l'opération de centrifugation, typiquement une vingtaine de fois pour obtenir une épaisseur de 300nm environ du film BST. Après ce dépôt, un recuit est effectué à 750°C à l'air pendant 1 heure pour cristalliser le BST.

Afin de déterminer les propriétés électriques, l'étape suivante consiste à déposer des électrodes métallisées (capacité interdigitées et lignes coplanaires) sur les films de BST.

Ainsi, de la résine PMMA a été déposée sur les échantillons afin d'écrire les motifs au masqueur électronique (LEICA EBPG 5000). Un procédé de « lift-off » classique permet le dépôt d'une métallisation titane/or (1000/4000 Å). Cette technique est illustrée sur Figure 6 Un cliché MEB (Figure 7) montre le résultat final d'une CID fabriquée à l'IEMN.

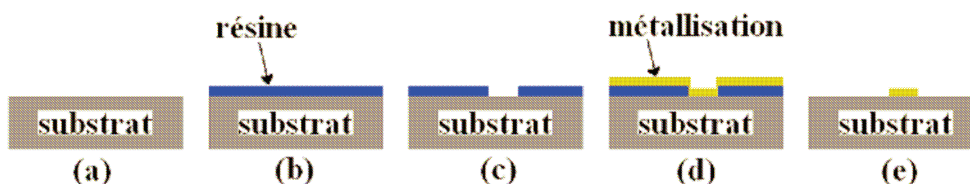


Figure 6 : Le substrat (a) est enduit d'une résine PMMA (b). Après passage au masqueur électronique, la révélation est effectuée (c). L'ensemble est métallisé (d) puis la résine restante est dissoute à l'acétone (e).

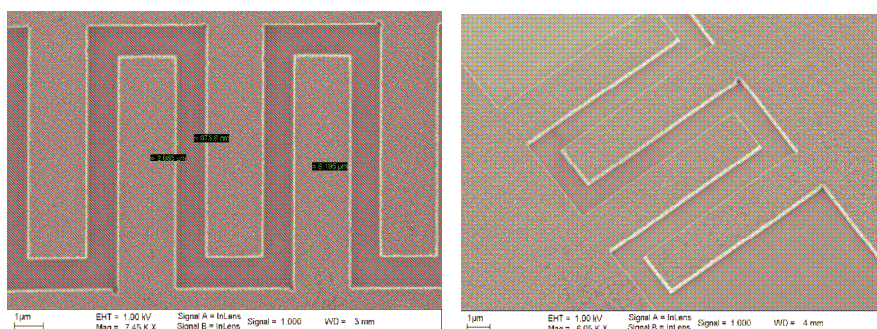


Figure 7 : Photographies MEB d'une capacité interdigitée réalisée à l'IEMN

La surface observée (non présentée ici) par microscopie optique et électronique (MEB, AFM) est lisse, uniforme, et ne présente pas de fissures : ceci indique que les films présentent une microstructure homogène ce qui est important en vue des applications en micro-ondes. L'épaisseur des films est mesurée par MEB et par profilomètre : l'épaisseur est typiquement de l'ordre de 300 nm.

Les caractérisations électriques réalisées à l'ambiante en basses fréquences, typiquement à 1MHz, ne montrent pas d'effet d'hystérésis. Ces résultats confirment que nos films BST sont dans un état paraélectrique et donc leur température de Curie est inférieure à 293K.

Dans le cadre de ce travail de thèse, les applications visées sont les déphaseurs. Avant toute conception, il est nécessaire de déterminer de façon précise la permittivité relative  $\epsilon_r$  et la tangente de pertes  $\tan\delta$  des matériaux ferroélectriques, paramètres qui sont mal connus aux fréquences micro-ondes. Dans le paragraphe suivant, nous allons exposer brièvement les différentes méthodes de caractérisation de ces films.



## IV.5. CARACTERISATIONS ELECTRIQUES DE FILMS MINCES DE BST

L'utilisation des films de BST dans le domaine de l'électronique hyperfréquence nécessite une parfaite connaissance de leurs propriétés. Le plus souvent, l'insertion dans un dispositif hyperfréquence consiste à graver des métallisations sur une couche mince ferroélectrique (d'une épaisseur typique de quelques centaines de nanomètres), préalablement déposé sur un substrat (de saphir, par exemple). Normalement, la permittivité des films de BST déposés sur substrats, est un paramètre intrinsèque, ce qui signifie qu'en théorie, il est indépendant des facteurs extérieurs. Cependant les mesures expérimentales varient en fonction de la procédure de dépôt, l'épaisseur de film et les fréquences de travail. En effet, l'inhomogénéité du champ électrique, les erreurs de mesures, la non-uniformité du matériau ainsi que les contraintes mécaniques peuvent affecter les propriétés intrinsèques de la couche ferroélectrique. Pour optimiser les procédures de dépôt et concevoir des dispositifs performants, il est donc indispensable de connaître les propriétés électriques des couches minces ferroélectriques fabriquées.

Ainsi, de nouveaux besoins en méthodes de caractérisations sont nécessaires pour déterminer les propriétés diélectriques de ces matériaux. Il est également préférable de disposer de méthode de caractérisation large bande afin de quantifier les paramètres qui influencent la qualité des dépôts mais aussi pour optimiser les propriétés électromagnétiques de tels matériaux lors de leur synthèse avant leur intégration dans un dispositif.

Même si la caractérisation des matériaux diélectriques massifs est bien maîtrisée grâce à l'utilisation de cellules large bande en ligne de transmission, ou résonnante en cavité, la mesure précise des propriétés électromagnétiques des couches minces demeure un problème délicat dans le domaine des hyperfréquences, étant donné le faible volume de matière mis en interaction avec le signal qui se propage dans la cellule de test.

Après une introduction aux grandeurs utilisées, ce paragraphe va permettre tout d'abord de faire un bilan et une analyse critique des méthodes classiquement employées pour caractériser les propriétés diélectriques des matériaux. Ensuite la méthode utilisée dans le cadre de ces recherches pour l'étude des films minces de BST sera présentée. Les éléments tests utilisés pour réaliser ces mesures font déjà l'objet du chapitre sur la caractérisation du BST. Elles ne seront donc pas détaillées dans cette partie.

### IV.5.1. CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES DES FILMS MINCES DIELECTRIQUES DE BST

Ce paragraphe permet d'aborder les grandeurs généralement utilisées pour caractériser les films minces, et plus particulièrement ceux de BST : ainsi les termes de permittivité, de tangente de pertes, facteur de qualité, accordabilité en tension, de phénomènes de relaxations, etc., vont être introduits.

Le pouvoir d'un matériau diélectrique de supporter un champ électrostatique est spécifié par le paramètre dénommé la « constante diélectrique ». Cette constante détermine la quantité d'énergie électrostatique qui peut être stockée dans un matériau qui subit une certaine tension. Le mécanisme de stockage d'énergie est la polarisation des atomes ou des molécules dans le matériau en réponse à un champ électrique appliqué  $E$ . Dans un matériau diélectrique, un champ électrique appliqué provoque une polarisation des atomes et crée un moment dipolaire  $P_e$ , ce qui entraîne un flux de déplacement  $D$ . En espace libre, ces trois grandeurs sont reliées par l'équation suivante :

$$D = \epsilon_0 E + P_e \quad \text{Où } \epsilon_0 \text{ est la permittivité en espace libre } (8,854 \cdot 10^{-12} \text{ F/m}).$$

Puisque  $P_e = \epsilon_0 \zeta e E$ , avec  $\zeta e$  la susceptibilité électrique, on constate que  $D$  est directement proportionnel au champ électrique selon :  $D = \epsilon E$

Avec  $\epsilon = \epsilon_0 (1 + \zeta e) = \epsilon_0 \epsilon_r = \epsilon' - j \epsilon''$ .  $\epsilon'$  définit la permittivité du matériau diélectrique.  $\epsilon_r$  représente la constante diélectrique relative.

La partie imaginaire de  $\epsilon_r$  représente les pertes dans le diélectrique provoquée par l'oscillation des moments dipolaires : elle sont induites par le matériau qui dissipe de l'énergie (pertes ohmiques). Généralement dans les mesures électriques, les pertes diélectriques sont représentées par les tangentes de pertes selon l'équation :  $\tan \delta = \epsilon'' / \epsilon'$

Les propriétés électriques des diélectriques en couches minces sont généralement connues en basse fréquence. Cependant la permittivité complexe des isolants peut varier avec la fréquence : des phénomènes de relaxation et de résonance peuvent apparaître comme la théorie le prévoit.

Les contributions de la constante diélectrique peuvent être divisées en trois parties, comme le montre la Figure 8. Aux fréquences élevées, le matériau subit un phénomène de relaxation électronique provoquée par le déplacement du noyau électronique autour du nucléon atomique. Le déplacement des charges ioniques par rapport aux autres ions crée ce qu'on appelle le phénomène de «relaxation ionique». La troisième contribution de la constante diélectrique du matériau est due à la polarisabilité dipolaire des molécules avec un moment dipolaire électrique permanent. Ainsi, pour les films fins à haute constante diélectrique et opérant aux fréquences micro-ondes, la constante diélectrique est principalement influencée par les contributions ioniques et électroniques. Les pertes présentent en général une évolution plus stable en fréquences avec cependant des pics à chaque changement de contribution. Il devient donc nécessaire d'étudier le comportement de ces matériaux sur un large spectre afin de connaître la stabilité en fréquence de leurs propriétés électriques.

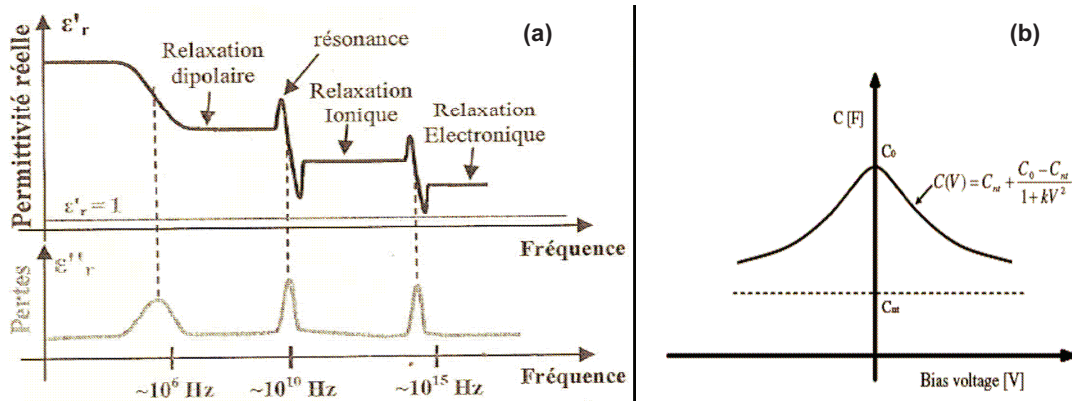


Figure 8 : (a) Permittivité réelle et pertes théoriques d'un matériau diélectrique en fonction de la fréquence. (b) Variation typique d'une capacité sur un film de BST en fonction de la tension

La permittivité électrique d'un matériau ferroélectrique varie intrinsèquement en fonction de la fréquence mais varie également avec un champ électrique extérieur. Pour des raisons technologiques et de conception, il est préférable de connaître la variation de la capacité engendrée par la variation de permittivité plutôt que la constante diélectrique intrinsèque du matériau ferroélectrique seul. Ainsi, on va s'intéresser à l'accordabilité de dispositifs hyperfréquences (usuellement des capacités plans ou interdigitées) associés aux films ferroélectriques. En effet, la capacité totale peut contenir des contributions supplémentaires non accordables, telles que celles du substrat et de l'air. Pour une certaine

géométrie et à température ambiante, la Figure 8-b montre une courbe typique de la variation de la capacité en fonction de la tension (C-V) appliquée.

La capacité C et l'accordabilité T (ou l'agilité A) peuvent être exprimées selon les équations :

$$C(V) = C_n + \frac{C_o - C_{nt}}{1 - kV^2}, \quad T(V) = C_n + \left| \frac{C(0) - C(V)}{C(0)} \right| \times 100 = \left| 1 - \frac{C_{nt}}{C_o} \frac{1 - C_{nt}/C_o}{1 + kV^2} \right| \times 100 \quad \text{et} \quad A = \frac{C(0) - C(V)}{C(V)} \times 100$$

où les coefficients (C<sub>nt</sub>, C<sub>o</sub> et k) peuvent être déterminés empiriquement tels que:

- C<sub>nt</sub> est la capacité non accordable
- C<sub>o</sub> est la capacité à V= 0 V
- k est un coefficient lié au matériau

L'accordabilité d'une capacité variable composée de matériaux ferroélectriques dépend de plusieurs paramètres : substrat d'accueil, température de fonctionnement, composition, épaisseur, fréquence, etc. De plus, les caractéristiques des matériaux ferroélectriques déposés en couches minces sont généralement différentes de celles obtenues pour les matériaux massifs.

#### IV.5.2. LES DIFFERENTES METHODES DE CARACTERISATIONS ELECTRIQUES DE FILMS MINCES DE BST

Nous venons de voir que la caractérisation d'un film mince ferroélectrique d'un point de vue électrique se résume principalement à déterminer sa permittivité relative  $\epsilon_r$  ainsi que sa tangente de perte  $\tan\delta$ . Pour mesurer de telles grandeurs, deux modes opératoires se distinguent. Les méthodes « mono-fréquence », aussi appelées méthodes résonantes, exploitent les modes de résonances de lignes de transmission ou de cavités, alors que les méthodes large bande en transmission/réflexion utilisent la modification de la constante de propagation induite par l'insertion du diélectrique à caractériser.

##### • Les méthodes résonantes

Les méthodes " résonantes " peuvent être définies selon les modes expérimentaux suivants :

- insertion du matériau au sein d'une cavité résonnante [Réf. II.24]
- utilisation de résonateurs diélectriques : l'échantillon peut être soit inséré entre deux résonateurs, soit posé sur la face d'un seul résonateur [Réf. II.25]
- utilisation de résonateurs en lignes micro rubans : le matériau à caractériser est posé sur le résonateur [Réf. II.26]

Pour toutes ces méthodes, la détermination des grandeurs diélectriques du matériau se fait à partir des propriétés intrinsèques de la cavité (fréquence de résonance et facteur de qualité du mode considéré) qui sont modifiées par l'insertion du matériau ferroélectrique dans le résonateur. La mesure de ces variations permet de remonter avec une très grande précision à  $\epsilon_r$  et  $\tan\delta$ .

Mais le problème majeur repose dans le fait que ces mesures donnent des résultats uniquement pour une valeur de fréquence. Même si les méthodes résonantes donnent des résultats très précis, des méthodes « large-bande » sont recommandées en hyperfréquence car elles permettent d'étudier la dispersion des matériaux ferroélectriques sur toute la gamme de fréquence de travail.

##### • Les méthodes large bande

Pour déterminer les propriétés diélectriques des matériaux sur de larges gammes de fréquences, les méthodes en « transmission / réflexion » utilisées, peuvent se décliner selon :

- la mesure en espace libre focalisé : l'échantillon est positionné entre deux antennes [Réf. II.27]
- l'utilisation de lignes ou guides coaxiaux : l'échantillon est disposé en sortie de ligne ou inséré à l'intérieur d'un guide [Réf. II.28],
- l'utilisation de lignes de transmission, de type planaire (micro-ruban ou coplanaire) [Réf. II.29], [Réf. II.54]: une des approches proposées consiste à incorporer la couche mince et son substrat directement dans la ligne de transmission. Les métallisations (ruban et plan de masse) sont déposées sur l'ensemble couche mince/substrat. La mesure de la constante de propagation permet alors de remonter à la permittivité relative complexe du matériau.

Le principe de ces méthodes repose sur la mesure des coefficients de transmission et de réflexion du dispositif en présence ou non du matériau. Leur variation permet le calcul des propriétés électriques de celui-ci.

Certaines de ces méthodes sont applicables aux couches minces, d'autres non. Les principaux problèmes dans l'adaptation de certaines de ces méthodes à la mesure des couches minces résident dans la difficulté d'usiner les échantillons de façon précise et dans le manque de sensibilité des dispositifs, du fait des petites dimensions de l'échantillon. Par exemple, dans le cas de l'utilisation de résonateurs diélectriques, les champs électromagnétiques ne sont pas assez concentrés au niveau du film pour obtenir une quelconque variation. Les méthodes avec des guides coaxiaux et celles en espace libre focalisé présentent également des inconvénients pour les films minces puisque la minceur de la couche ferroélectrique conduit à de grandes incertitudes de mesure.

La méthode où les films minces de BST sont directement incorporés dans la ligne de transmission permet ainsi des mesures large bande et d'effectuer ces mesures dans les mêmes conditions que celles appliquées pour la fabrication des éléments des circuits hyperfréquences.

- **Les appareils de mesure**

La fréquence de travail est importante pour la détermination du choix de l'appareil de mesure. Pour la mesure des diélectriques, on trouve trois types d'instruments en fonction des bandes de fréquences:

- le LCR (Inductance, Capacitance et Résistance) : pour des fréquences jusqu'à 10 MHz, avec une large gamme d'impédances possibles ( de  $10^{-3}$  à  $10^8$  ohms),
- le RF IV (Radio Frequency Current Voltage) : pour des fréquences et des impédances respectivement inférieures à 2 GHz et  $10^3$  ohms,
- le VNA (Vector Network Analyser) : pour les fréquences supérieures (plusieurs dizaines de GHz) avec des échantillons d'impédance proche de 50 ohms pour une meilleure adaptation avec les pointes de mesures.

#### **IV.5.3. PRESENTATION DES METHODES DE CARACTERISATION ET DES DISPOSITIFS DE TESTS**

Les travaux présentés dans cette thèse, et plus particulièrement dans le chapitre IV, s'inscrit dans le cadre de procédures de caractérisations hyperfréquences permettant de mesurer les propriétés électromagnétiques des couches minces de BST. Dans ce chapitre, nous proposerons puis analyserons en détails deux méthodes qui incorporent directement le matériau à caractériser dans une ligne coplanaire. Ces méthodes sont certes « destructives » (puisque le matériau en couche mince n'est pas réutilisable pour d'autres systèmes) mais ont l'avantage d'être large bande. On les décrit brièvement dans ce paragraphe.

L'exploitation des résultats obtenus permettra dans un second temps, la réalisation de dispositifs accordables en fréquence optimisés à base de BST.

La méthode que nous avons employée se divise en différents tests qui vont permettre de déterminer les permittivités relatives et les tangentes de pertes diélectriques des films de BST. Pour pouvoir polariser nos couches et étudier ainsi leur "accordabilité", différentes structures planaires ont été envisagées : une ligne de transmission et différents types de condensateurs interdigités. Chacun de ces éléments a été décliné avec des dimensions différentes, de manière à réaliser des études précises, un même substrat pouvant supporter plusieurs motifs. Des masques, représentant ces différentes structures, ont donc été optimisés puis réalisés à l'IEMN.

La structure coplanaire a été choisie puisqu'elle paraît la mieux adaptée aux couches minces diélectriques : elle permet en effet d'obtenir une interaction forte entre le champ EM se propageant le long de la ligne et la couche à caractériser, condition nécessaire à l'obtention de mesures précises de sa permittivité relative. L'avantage de ce protocole expérimental est lié au caractère in situ de la mesure réalisée car la permittivité de la couche est déterminée dans une configuration proche de celle rencontrée en pratique à l'intérieur d'un dispositif hyperfréquence réalisé en technologie planaire. Le paramètre qu'on évalue correspond donc à la permittivité effective de la ligne ou du condensateur, et non celle de la couche mince uniquement qui constitue une infime partie de la structure globale. Cette information est très pratique pour la conception des dispositifs RF. Mais si on désire connaître les propriétés intrinsèques des films des méthodes analytiques et numériques doivent être également utilisées.

Pour les tests de fonctionnement, les tensions de polarisation seront appliquées en différents points selon le dispositif considéré. Les signaux en hautes fréquences, quant à eux, seront introduits de part et d'autre des dispositifs, à l'aide de sondes. En modifiant la permittivité des éléments présentés, les tensions de polarisation devraient permettre de faire varier la constante de propagation de la ligne et la capacité du condensateur.

D'après les premières mesures effectuées au LEMCEL par des méthodes résonantes (et confirmé par la littérature), on observe les effets suivants par rapport à une céramique :

- $\epsilon_r$  moins élevé et  $\tan\delta$  beaucoup plus important
- Température de Curie pouvant être très différente
- pas de domaine de relaxation dipolaire en basse fréquence

Les méthodes larges bandes décrites brièvement dans ce paragraphe seront appliquées dans le chapitre III avec des résultats qui confirment jusqu'à 110 GHz les premières mesures mono et basses fréquences du LEMCEL.

## **IV.6. APPLICATIONS DU BST AUX DISPOSITIFS AGILES EN FREQUENCE**

### **IV.6.1. L'ELEMENT DE BASE : LA CAPACITE SUR FILMS MINCES DE BST**

Comme nous l'avons évoqué précédemment, les dispositifs micro-ondes accordables ou reconfigurables en fréquence utilisant des ferroélectriques sont basés sur la variation de la permittivité de ces matériaux en fonction du champ électrique statique qui leur est appliqué. Pour appliquer un champ électrique statique sur un dispositif couche mince ferroélectrique/ substrat, deux types de polarisation sont envisageables : la polarisation verticale pour des systèmes micro-rubans ou la polarisation horizontale

pour des systèmes coplanaires. Il est donc important de savoir quelle configuration est la mieux adaptée à notre problématique.

Pour une même variation de permittivité, la première configuration nécessite d'appliquer une tension très supérieure à la deuxième car la distance inter-électrode est généralement plus élevée ou bien engendre une plus faible accordabilité, pour une même tension appliquée. Les électrodes métalliques ne permettent donc pas une bonne orientation des couches ferroélectriques. On constate également que celles-ci ne résistent pas en général aux conditions de dépôt des couches et sont plus difficiles à fabriquer (car nécessitent deux couches de métallisations), ce qui explique que l'emploi de la polarisation horizontale prédomine dans la littérature.

La structure la plus simple permettant de mettre à profit la variation de la permittivité des matériaux ferroélectriques est le condensateur. Pour réaliser ces éléments capacitifs en hyperfréquence, divers configurations sont également possibles : capacité plate, capacité due à une coupure de ligne de transmission et capacité interdigitée (augmentation des surfaces métalliques en regard). Les applications des films ferroélectriques se prêtent bien aux structures coplanaires car le champ électrique en micro-ondes est essentiellement concentré dans le film du fait de la constante diélectrique très élevée.

Pour les structures coplanaires, deux configurations sont envisageables. Dans le premier cas, le film de BST est déposé sur toute la surface du substrat hôte et recouvert par la métallisation. Dans le second cas, le film de BST se situe dans le même plan que les métallisations et entre les différentes bandes métalliques. Pour ces deux configurations, on observe (non représenté ici) un champ électrostatique quasiment nul sous les bandes métalliques : un fort champ électrique est présent dans le gap symétriquement entre les électrodes et concentré dans le BST, le substrat et l'air. Ainsi le déplacement du champ électrique est essentiellement concentré dans le gap à forte constante diélectrique. Plus de 80% de l'énergie stockée dans la structure capacitive est attribuée au film BST seulement, même si l'épaisseur de celui-ci est égal à 300 nm. Toutes les variations de potentiel se reportent alors dans ce substrat. Ainsi, entre les bandes, le matériau ferroélectrique subit un champ électrique quasiment identique pour les deux structures. La commandabilité n'est donc pas améliorée dans la seconde structure, qui présente de plus le désavantage technologique de nécessiter une gravure du matériau ferroélectrique.

Cette propriété démontrée sur des structures coplanaires est évidemment applicable pour des CID en technologie micronique (telles que nous utiliserons) déposées sur des films de BST, d'épaisseur 300 nm, et des valeurs de permittivité relative voisines de 350.

La variation des propriétés diélectriques du BST, grâce au changement de la tension de polarisation qui induit une modification du champ électrique, a pour conséquence une modification de la valeur de la capacité. Ce condensateur accordable peut ensuite être intégré dans des dispositifs hyperfréquences pour former des structures accordables.

#### **IV.6.2. DIFFICULTE A CARACTERISER ET MODELISER LES FILMS MINCES DE BST**

Dans le cadre de notre projet, les dispositifs planaires, comme des lignes et des résonateurs, comportant des couches minces ferroélectriques sont étudiés. Les variations de la constante diélectrique, de l'accordabilité en tension et des pertes modifient considérablement les performances d'un système. En conception, il est donc important de simuler ces variations même s'il est très difficile de prendre en compte tous ces paramètres. Le développement de la modélisation correcte de films de BST est un vrai challenge. En général dans une phase de conception et d'optimisation, les façons de déterminer la

modélisation d'un circuit peuvent se diviser selon deux aspects. Soit on utilise des simulateurs électromagnétiques qui simulent la structure complète, soit on s'intéresse au modèle physique ou mesuré et on en déduit un circuit équivalent discret.

La première solution paraît celle qui donnera les résultats les plus réels et corrects puisque tous les éléments d'une structure distribuée sont modélisés. Cependant, ces dispositifs posent des problèmes de modélisation. En effet, il n'existe pas, à ce jour, d'outil de simulation performant capable de les caractériser et de les optimiser efficacement. Ce type de structure est difficile à simuler car il existe une différence conséquente entre l'épaisseur des couches minces ferroélectriques et l'épaisseur des substrats utilisés (de l'ordre de 1000). De plus, le principe d'agilité fréquentielle de tels circuits repose sur la variation de permittivité du matériau ferroélectrique. Or, les logiciels actuellement développés ne peuvent pas tenir compte de la déformation des éléments cristallins, propriété provoquant l'agilité qui n'est pas uniforme dans toute la couche ferroélectrique.

Concernant les outils de simulation du commerce, les logiciels 2D  $\frac{1}{2}$  ne sont pas efficaces car les éléments du maillage d'une couche de faible épaisseur entraînent de trop grandes approximations. Par ailleurs, ce type de logiciel ne permet pas l'analyse de couches inhomogènes. Quant au logiciel 3D HFSS d'Ansoft qui résout les équations de Maxwell avec la méthode des éléments finis, il donne des résultats beaucoup plus satisfaisants. Ceci est vrai à la condition de simuler la structure avec des maillages extrêmement fins. Mais les analyses demandent alors des temps de calcul importants et les techniques de résolution matricielle utilisées ne supportent pas de trop grandes disparités entre les dimensions du système : un compromis doit donc être effectué dans le maillage de ce type de couche mince.

La seconde solution permettant d'optimiser les structures à base de films minces de BST est la modélisation en éléments discrets. Cette technique est très performante en terme de temps de calculs puisque ceux-ci sont quasiment instantanés, mais en contrepartie les résultats sont naturellement plus incertains pour une structure de type MMIC. Le modèle classique d'une capacité à base de BST est représenté par un circuit parallèle RC, mis en série avec une résistance. La résistance série représente les pertes des électrodes métalliques, alors que le circuit parallèle RC représente la capacité et les pertes des films de BST. Pour des capacités plan ou pour des capacités interdigitées, il est très difficile de caractériser les pertes des électrodes. Les traitements standards sont difficilement applicables étant donné les fines couches de métal et les faibles dimensions des éléments mises en jeu.

Même si la caractérisation expérimentale des matériaux diélectriques massifs est bien maîtrisée, la mesure précise des propriétés électromagnétiques des couches minces demeure un problème délicat dans le domaine des hyperfréquences étant donné le faible volume de matière mise en interaction avec le signal qui se propage dans la structure. En effet les mesures en micro-ondes sont beaucoup plus difficiles avec un film à cause de la faible quantité de matériau et «également à cause de la présence d'un substrat perturbateur dans les extractions de résultats.

Ainsi la véracité des caractéristiques extraites utilisées dans les modèles est difficile à obtenir puisque les mesures peuvent être incertaines et les éléments tests souvent différents entre les équipes de recherche. Par exemple, il est très difficile de corréler les différentes valeurs extraites avec le simple circuit à trois éléments localisés.

Imposer une valeur à la capacité dans un modèle en éléments localisés est simple, mais obtenir la valeur correcte de cette capacité dans le circuit fabriqué est très difficile. Initialement, le « fringing » des

capacités n'était pas pris en compte. Ensuite, les recherches ont indiqué que le « fringing » augmente une capacité de l'ordre de 20%. Cette capacité non accordable réduit l'accordabilité de la capacité : elle est donc à réduire au maximum.

Nous verrons au dernier chapitre, qu'il sera très judicieux d'optimiser les déphaseurs LHM accordables à base de films de BST grâce à des méthodes hybrides issues de celles précédemment présentées. En effet, les éléments discrets (principalement les capacités interdigitées) qui jouent un rôle primordial dans le déphasage, seront modélisées en éléments finis pour des résultats les plus réalistes. Il en sera de même pour des tronçons de ligne. Au préalable, les valeurs électriques (permittivité et tangente de perte) des films de BST, issues des dépouillements des mesures hyperfréquences, sont réintroduites dans le logiciel électromagnétique pour prendre en compte les vraies caractéristiques de nos films de BST. Puis, les performances de ces éléments simulés sous forme de « boîte noire » seront injectées dans un logiciel de type circuit à éléments discrets, afin de diminuer considérablement les temps de calculs. Ceci permettra d'optimiser efficacement les éléments primaires de nos structures tout en conservant des temps de calculs minimaux. Cette méthode hybride est d'autant plus adaptée à notre déphaseur LHM, puisqu'il s'agit d'une structure périodique.

#### **IV.6.3. DISPOSITIFS AGILES A BASE DE BST : LES DEPHASEURS**

Nous venons de voir que les matériaux ferroélectriques possèdent l'unique propriété de changer de constante diélectrique en fonction de la tension de polarisation appliquée. D'autre part, la grande valeur de cette constante diélectrique introduit une petite longueur d'onde qui peut réduire la taille et la masse des dispositifs en micro-ondes. L'oxyde de Baryum-Strontium Titanate ( $Ba_xSr_{1-x}TiO_3$ ) ou BST est le plus populaire des ferroélectriques dans la bande des hyperfréquences.

Ces propriétés électriques du BST ainsi que sa compatibilité potentielle avec la technologie des circuits intégrés monolithiques "MMIC" peuvent permettre la réalisation de plusieurs applications agiles dans les télécommunications :

- Composants de base : capacités, lignes de transmission, filtres, résonateurs, etc.
- Circuits électriquement contrôlables : déphaseurs, modulateurs, oscillateurs contrôlables par tension, antennes, etc.
- Applications non linéaires : mélangeurs, convertisseurs, etc.

Outre les résonateurs et les filtres reconfigurables, les déphaseurs constituent les types d'applications utilisant les films de BST, à plus fort potentiel.

- **Principe d'un déphaseur à base de BST (Annexe B sur ligne RH accordable)**

Notre approche est ciblée sur les déphaseurs utilisés en micro-ondes, usuellement à base de diodes varicap ou de transistors. Le déphasage est obtenu en faisant varier une tension continue appliquée à ces composants. Dans ce travail nous montrons qu'il est possible de remplacer ces composants actifs par un matériau ferroélectrique.

Les déphaseurs analogiques à base de BST opérant aux ondes millimétriques ont déjà été décrits par Y. Liu et al. ([Réf. II.32]). Brièvement, le principe de tels déphaseurs est de modifier la tension appliquée aux capacités variables afin de changer les propriétés de la ligne de transmission résultant d'un



déphasage. Un déphaseur à ligne chargée, qui utilisent des capacités à base de films ferroélectriques pour charger périodiquement une ligne de transmission à haute impédance, est décrit dans la littérature ([Réf. II.30]- [Réf. II.31]). La figure 2 de l'annexe B montre la représentation schématique d'un déphaseur. Cette structure se comporte comme une ligne de transmission synthétique et peut être représentée en terme de capacités et d'inductances linéiques de la ligne de transmission, pour les fréquences bien inférieures à la fréquence de coupure (fréquence de Bragg). L'impédance caractéristique et la vitesse de phase de cette ligne de transmission peuvent ainsi être modifiées en appliquant une tension aux capacités (à base de BST), sans modifier l'inductance. A partir de l'accordabilité des capacités, le déphasage par cellule unitaire et donc le déphasage total peuvent être calculés. Le lecteur pourra obtenir plus d'informations théoriques sur le principe d'une ligne classique accordable à base de BST en se reportant à l'annexe.

Cette technologie présente plusieurs avantages : il n'y a pas de risque de claquage d'une jonction semi-conductrice, la puissance de commande est quasi-nulle car il n'y a pas de courant et la puissance micro-onde supportable est plus élevée (supérieure à 1W). La raison pour laquelle le BST n'a pas été encore utilisé en micro-onde est le fait que la tension nécessaire pour changer sa constante diélectrique est très élevée. Il faut aussi ajouter la valeur élevée des pertes micro-ondes engendrées par le matériau qui peuvent bloquer une telle technologie. Toutefois, l'utilisation des couches minces, l'amélioration des techniques de fabrication, l'ajout de couches dopantes ainsi qu'une optimisation de la conception des circuits RF, réduisent considérablement les pertes et la tension de polarisation. Par ailleurs, la méthode de dépôt de films minces de BST par méthode sol gel, permet d'utiliser aisément ce matériau dans l'industrie grâce à des coûts de fabrication faibles.

- **Etat de l'art des Déphaseurs à base de films de BST**

Les déphaseurs à base de films fins de BST contrôlables en tension peuvent être fabriqués selon différentes configurations : une ligne avec des capacités plates distribuées, un déphaseur interdigité bilatéral (répartie tout le long de la ligne) ou un déphaseur chargé par des capacités interdigitées. Notre étude est basée sur cette dernière configuration. Les caractéristiques de quelques déphaseurs de la littérature sont présentées ci-après.

Le premier déphaseur à base de BST fut fabriqué par Flaviis en 1997 ([Réf. II.33]), selon la technique du sol-gel. Le BST à l'état massif, d'une épaisseur de l'ordre de 0,1-0,15 mm, était utilisé comme substrat pour la ligne microstrip. Un déphasage de 165° a été obtenu à 2.4 GHz, en contrepartie de pertes d'insertion égales à 3 dB, avec une tension de 250 V. En 1999, Van Keuls présenta un déphaseur microstrip à couplage à 13 sections en bande Ku, à base de capacités interdigitées en série comme éléments de couplage [Réf. II.34]. A 14 GHz et avec une tension de 400 V, il a obtenu un déphasage de 200° et des pertes d'insertion de 4,7 dB.

En 2000, Ercker et al. [Réf. II.30] ont démontré un déphaseur à base de capacités plates de BST, en bande Ka. Il s'agit d'une ligne de transmission CPW, d'impédance caractéristique 100 Ohms, déposée sur un substrat de silicium de haute résistivité ( 40 k $\Omega$ -cm). La ligne CPW était chargée par des capacités de BST de capacité égale à 96 fF sans tension appliquée. La longueur d'une section unitaire était égale à 340  $\mu$ m. Ce déphaseur a été conçu afin d'obtenir un déphasage de 160° à 20 GHz, avec 9 cellules unitaires identiques connectées en série. Un déphasage de 157° à 30 GHz, des pertes d'insertion de 5.8 dB et un coefficient de réflexion supérieur à 12 dB, ont été constatés.

York et al. a également participé majoritairement à l'amélioration des performances des déphaseurs à base de capacités plates et interdigitées ([Réf. II.32], [Réf. II.35], [Réf. II.36], [Réf. II.37]). Les capacités étaient aussi utilisées pour charger périodiquement une ligne de transmission à haute impédance. Les meilleures performances obtenues par son groupe fut un déphasage de  $240^\circ$  à 10 GHz et avec des pertes d'insertion inférieures à 3 dB, pour une tension de polarisation de 17,5 V.

En général, les performances des déphaseurs distribués seront améliorées grâce à l'utilisation de films fins de BST à très faibles pertes. La comparaison synthétique des performances des déphaseurs à base de BST à l'état de l'art est présentée dans le chapitre VI en comparaison avec le déphaseur réalisé au cours de cette étude : le lecteur peut ainsi apprécier l'état de l'art obtenu dans le cadre de ces travaux de recherches.

#### **IV.7. LA CONCEPTION DE LIGNES DE TRANSMISSION LH ACCORDABLES**

Jusqu'à maintenant, les déphaseurs à base de matériaux ferroélectriques étaient des déphaseurs de type « delay line » avec une vitesse de groupe (« delay group») indépendante de la fréquence. Des déphaseurs avec différentes variations du couple « phase-fréquence » et dépendants de la tension de polarisation peuvent être obtenus en tirant avantage de la combinaison des lignes de transmission classiques MD (main-droite) et originales MG (main-gauche). Récemment, il a été démontré comment une ligne de transmission purement main-gauche (PLH) crée un déphasage linéaire en fonction de la tension appliquée ([Réf. II38]).

- **Déphaseur numérique LHM en technologie CPW de Vendik et al.**

L'équipe de Vendik et al [Réf. II.39] ont développé un déphaseur LHM : il s'agit d'un déphaseur numérique à commutation à base d'une combinaison de lignes de transmission à dispersions positive et négative. L'attrait principal pour ce type de prototype tire profit des caractéristiques des diagrammes de dispersion des lignes MG et MD qui sont quasiment parallèles pour une grande plage de fréquences ce qui permet d'obtenir une différence de phase constante sur cette même plage de fréquences.

Les déphaseurs numériques utilisant des voies commutables sont largement connues : le fait de commuter entre des filtres passe-haut et passe-bas est généralement utilisé pour la conception de déphaseur large bande. La différence de phase est constante sur une grande plage de fréquence due aux évolutions parallèles des caractéristiques de phase de chaque voie. Les déphaseurs basés sur la commutation de deux lignes de transmission de longueurs différentes présentent une adaptation large bande mais la bande d'opération est limitée par une variation non négligeable du déphasage due aux réponses de phase non-parallèles entre les deux états.

Ainsi Vendik et al, propose d'améliorer les caractéristiques de ce type de déphaseurs en commutant entre une ligne MD et une ligne MG. Le fait de commuter entre des sections MD et MG, dont les longueurs électriques sont identiques en valeur absolue (mais différentes en polarité), permet d'obtenir des évolutions parallèles des phases de chaque type de sections et donc une différence de phase quasiment constante. Pour les déphaseurs numériques de ce type, le déphasage est définie comme la différence de phase entre les deux états, alors que les déphaseurs de Spartak et ceux présentés dans ce manuscrit définissent le déphasage comme la différence de phase d'une même ligne de transmission mais dans des états différents.

La Figure 9 montre la réalisation des déphaseurs numériques fabriqués en technologie CPW. Le déphaseur est réalisé sur un substrat d'alumine d'épaisseur 1 mm en technologie multicouche. Deux couches métallisées de 15  $\mu\text{m}$  d'épaisseur sont séparées de 60  $\mu\text{m}$  d'une couche diélectrique ( $\epsilon_r=10.2$ ) afin de réaliser les capacités série de la ligne LH. Cette section est complétée par des inductances en parallèles et connectées à la masse par via-hole. La commutation de voies est réalisée grâce à des diodes PIN montées en surface. Les performances RF mesurées (b) montrent un déphasage de  $180^\circ \pm 7^\circ$  entre 2 et 3.6 GHz. Le coefficient de réflexion atteint  $-11$  dB avec des pertes d'insertion proches de 0.9 dB pour la section LH.

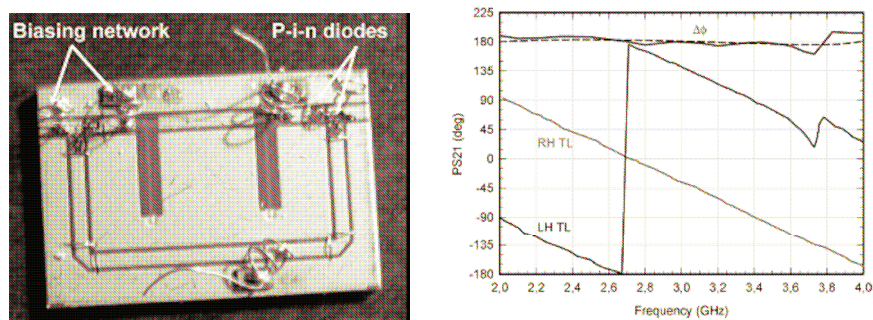


Figure 9 : (a) Déphaseur numérique  $180^\circ$  en technologie CPW et (b) déphasages mesurés pour les deux états [Réf. II.39]

- **Accordabilité du diagramme de dispersion**

Les métamatériaux peuvent tirer profit du mode équilibré de leur diagramme de dispersion qui peut être obtenu grâce à une ingénierie de conception précise. Le principal avantage d'un mode équilibré est que l'indice effectif de réfraction peut être négatif, nul ou positif en changeant la fréquence de travail, puisque le diagramme de dispersion ne présente pas de gap. Toutefois, pour de nombreuses applications pratiques, l'accordabilité du diagramme de dispersion, tout en maintenant la condition d'équilibre, semble préférable par rapport à l'accordabilité de la fréquence de fonctionnement. A ce jour, divers travaux ont été rapportés dans la littérature sur l'accordabilité des caractéristiques de dispersion des métamatériaux. Une première approche est basée sur l'intégration de dispositifs à l'état solide actif comme les diodes varactor ([Réf. II.40]- [Réf. II.41]). Les variations de la capacité en fonction de la tension changent la fréquence de résonance des soi-disants Split Ring Resonator (SRR) ou des structures SRR Complémentaires (CSRR). Une accordabilité en fréquence appliquée à des structures à base de métamatériaux peut également être obtenue en prenant avantage d'un Micro Electro Mechanical Systems ([Réf. II.42]). D'autre part, les films ferroélectriques peuvent être utilisés pour modifier les fréquences pertinentes de réseaux de SRR ([Réf. II.43]). Le paragraphe suivant présente une ligne de transmission CPW accordable dont les propriétés de propagation sont modifiées par des films ferroélectriques.

- **Déphaseur monolithique LHM en technologie CPW de Spartak et al.**

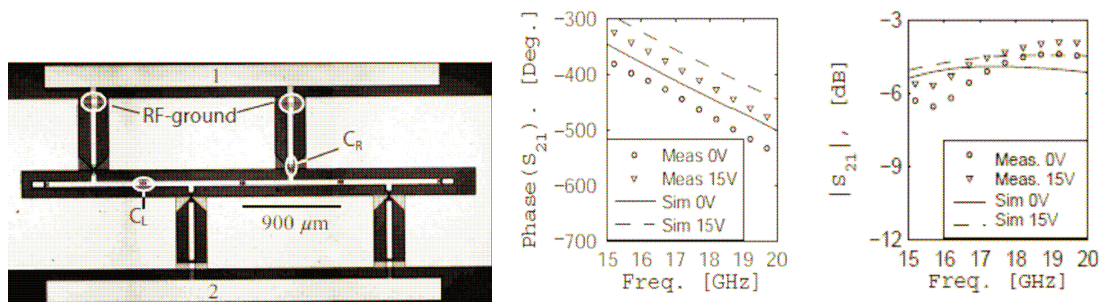
Le premier déphaseur composite CRLH utilisant des varactors à base de ferroélectrique comme éléments accordables, a été démontré par Spartak et al ([Réf. II.43]). L'objectif principal de ce déphaseur est d'obtenir un déphasage constant sur une plage de fréquences lorsqu'une tension de polarisation est appliquée.

Le circuit fabriqué est composé d'une ligne CPW chargée de quatre cellules élémentaires CRLH. La capacité série  $C_L$  et les éléments en shunt ( $C_R$  et  $L_L$ ) sont séparés de sections CPW à haute impédance qui constituent l'inductance série  $L_R$ . Il est cependant plus correct de préciser que la ligne CPW contribue également à  $C_R$ , en terme de capacité linéique. Ceci est important puisque la capacité linéique n'est pas

accordable et par conséquent une condition d'équilibre entre les milieux RH et LH est impossible dans deux états de polarisations différents.

Le circuit est fabriqué en technologie monolithique silicium hautement résistif comprenant deux couches métalliques séparées par un film de ferroélectrique. Aux fréquences d'opération, les « stubs » d'inductance  $L_L$  sont mises à la masse par des capacités de dimension  $50 \times 50 \mu\text{m}$ . Les capacités sont des capacités  $C_L$  plan de dimension  $6 \times 6 \mu\text{m}$ . La longueur d'une cellule unitaire est  $900 \mu\text{m}$  et la taille du déphaseur complet est  $3850 \mu\text{m}$ .

La Figure 10 montre la phase en transmission déroulée pour deux états de polarisation (état non polarisé et biais de 15 V appliqué à chaque varactor), issue des paramètres théoriques et expérimentaux, avec une évolution quasiment parallèle en fonction de la fréquence entre les deux états. Les paramètres S du déphaseur ont été mesurés avec un coefficient de réflexion proche de 10 dB et des pertes d'insertion comprises entre 4 et 5 dB autour de 17 GHz.



**Figure 10: (a) Photographie du déphaseur CRLH . (b) La phase déroulée du déphaseur pour deux états différents ( 0 et 15 V sur chaque varactor) et (c) les coefficients de transmission et de réflexion associés [Réf. II.43]**

Mais ce déphaseur souffre des pertes d'insertion importantes et des difficultés pour la réalisation technologique pour les capacités plan. Une technologie utilisant des capacités interdigitées permettrait de réaliser ces circuits sous forme purement planaire.

Nos travaux de recherche se sont donc orientés vers cette technologie planaire qui paraît plus prometteuse pour des applications industrielles futures. L'objectif principal de nos travaux concernant les déphaseurs CRLH à base de ferroélectrique est le caractère composite et équilibré de la structure, qui peut être conservé pour différents états de polarisations.

#### IV.8. CONCLUSION

Nous avons présenté dans ce chapitre les matériaux ferroélectriques et leur propriétés physiques. Nous nous sommes intéressés aux méthodes de fabrication des films minces ferro- et para-électriques, et plus particulièrement à la méthode sol-gel qui a été employée dans le cadre de ces travaux de recherche.

L'utilisation de ces matériaux pour des applications industrielles nécessite de connaître parfaitement les propriétés électriques de ces films. Nous avons donc présenté différentes méthodes de caractérisations micro-ondes potentiellement utilisables, en justifiant l'intérêt de la méthode de caractérisation large bande en fréquence.

Enfin, les applications potentielles des films de BST pour les dispositifs micro-ondes agiles en fréquence ont été présentées, en soulignant les intérêts industriels pour ces type de dispositifs. Un intérêt particulier a été porté à l'intégration de ces films dans des lignes de transmission main-gauches (LHM) accordables.

# **CHAPITRE V**

**\*\*\***

## **CARACTERISATIONS ELECTRIQUES LARGE BANDE DE COUCHES MINCES FERROELECTRIQUES**



## SOMMAIRE DU CHAPITRE V

|                  |  |            |
|------------------|--|------------|
| <b>V.1.</b>      | <b>INTRODUCTION.....</b>   | <b>153</b> |
| <b>V.2.</b>      | <b>CARACTERISATION DU BST PAR CAPACITES<br/>INTERDIGITEES.....</b>   | <b>155</b> |
| <b>V.2.1.</b>    | <b>CONTEXTE DE L’ETUDE.....</b>  | <b>155</b> |
| <b>V.2.2.</b>    | <b>DESCRIPTION DES ELEMENTS CID TESTS.....</b>   | <b>155</b> |
| <b>V.2.3.</b>    | <b>MESURES BASSES FREQUENCES.....</b>  | <b>157</b> |
| V.2.3.1.         | DISPOSITIF DE MESURE ET LIMITATIONS.....   | 157        |
| V.2.3.2.         | RESULTATS EXPERIMENTAUX.....   | 158        |
| <b>V.2.3.2.1</b> | <b>Mesures selon la polarisation.....</b>  | <b>158</b> |
| <b>V.2.3.2.2</b> | <b>Mesures des CID en fonction de la fréquence.....</b>  | <b>159</b> |
| V.2.3.3.         | ETUDE DES PERTES EN BASSE FREQUENCE.....   | 161        |
| <b>V.2.4.</b>    | <b>MESURES MOYENNES FREQUENCES (ENTRE 1MHZ ET 1 GHz).....</b>  | <b>165</b> |
| V.2.4.1.         | PRESENTATION DE L’APPAREIL DE MESURE :.....  | 165        |
| V.2.4.2.         | RESULTATS EXPERIMENTAUX.....   | 165        |
| V.2.4.3.         | BILAN DE LA MODELISATION BASSE ET MOYENNE FREQUENCE.....   | 168        |
| <b>V.2.5.</b>    | <b>MESURES MICRO-ONDES.....</b>  | <b>169</b> |
| V.2.5.1.         | PRESENTATION DE LA METHODE DE MESURE.....  | 169        |
| V.2.5.2.         | RESULTATS EXPERIMENTAUX.....   | 169        |
| V.2.5.3.         | DE-EMBEDDING DE LA ZONE D’ACCES COPLANAIRE.....  | 170        |
| V.2.5.4.         | MODELISATION DE LA CAPACITE INTERDIGITEE.....  | 173        |
| <b>V.2.5.4.1</b> | <b>Modélisation des CID en éléments discrets.....</b>  | <b>173</b> |
| <b>V.2.5.4.2</b> | <b>Application du modèle aux éléments capacitifs mesurés en<br/>fonction de la fréquence.....</b>                          | <b>174</b> |
| <b>V.2.5.4.3</b> | <b>Etude et Modélisation des CID en fonction de la tension.....</b>  | <b>177</b> |
| <b>V.2.6.</b>    | <b>BILAN DE LA METHODE DE CARACTERISATION DE FILMS DE<br/>BST PAR CID ET EXTRACTION DES PARAMETRES DU BST PAR CMM.....</b> | <b>179</b> |
| <b>V.3.</b>      | <b>CARACTERISATION LARGE BANDE DU BST PAR MESURE<br/>DE LIGNES CPW.....</b>  | <b>181</b> |

|               |   |            |
|---------------|---|------------|
| <b>V.3.1.</b> | <b>PRINCIPE DE LA MESURE .....</b>  | <b>181</b> |
| <b>V.3.2.</b> | <b>REALISATION D'UN JEU DE MASQUE : PREPARATION DES<br/>ELEMENTS TESTS .....</b>    | <b>182</b> |
| V.3.2.1.      | CHOIX DES DIMENSIONS LATERALES DE LA LIGNE CPW .....                                | 182        |
| V.3.2.2.      | CRITERES SUR LE CHOIX DES LONGUEURS DE LIGNES .....                                 | 183        |
| V.3.2.3.      | TOPOLOGIE FINALE DES LIGNES TESTS .....   | 184        |
| <b>V.3.3.</b> | <b>CARACTERISATIONS A L'ANALYSEUR DE RESEAUX<br/>VECTORIELS DES LIGNES CPW.....</b> | <b>185</b> |
| V.3.3.1.      | CALIBRATION POUR LA MESURE DE LIGNES CPW.....                                       | 185        |
| V.3.3.2.      | ANALYSE DES RESULTATS EXPERIMENTAUX .....   | 186        |
| <b>V.4.</b>   | <b>CONCLUSION.....</b>  | <b>189</b> |



## V.1. INTRODUCTION

Pour améliorer les performances des circuits intégrés rapides, la densité d'intégration et la fiabilité, les matériaux à permittivité élevée ont été introduits dans la conception des éléments pour des circuits hyperfréquences afin d'augmenter la capacité surfacique et ainsi diminuer leurs tailles. Les films minces de BST paraissent appropriés compte tenu de leurs propriétés en basse fréquence. Cependant la permittivité complexe  $\epsilon_r$  du BST en particulier, et de tous les diélectriques en général, risque de varier avec la fréquence. Des phénomènes de relaxation et de résonance peuvent en effet apparaître comme la théorie le prévoit. Il est donc nécessaire d'étudier ces matériaux sur un large spectre afin de sélectionner le diélectrique le plus stable en fréquence, ou à défaut de connaître ses propriétés en fonction de la fréquence.

Par ailleurs, en étudiant différents travaux sur les ferroélectriques ([Réf. II.44]- [Réf. II.45]), il est intéressant de remarquer que les pertes d'insertion des circuits à base de ferroélectriques ne proviennent pas essentiellement des pertes des conducteurs ou du diélectrique mais de façon non négligeable d'une désadaptation d'impédance. De nombreux chercheurs ne conçoivent pas de ligne de transmission adaptée à 50 ohms pour leur circuit car la constante diélectrique des films ferroélectriques n'est pas exactement connue. Par exemple, si la valeur réelle de la constante diélectrique du film est supérieure à celle escomptée (il en sera ainsi de même pour la constante diélectrique effective), la valeur de l'impédance caractéristique sera abaissée, ce qui provoque une désadaptation du circuit. Les conséquences sont des pertes d'insertion élevées et une faible adaptation. Pour concevoir des lignes de transmission adaptées, des mesures exactes de la constante diélectrique des films ferroélectriques paraissent indispensables.

L'étude d'éléments passifs, tels que des capacités, est donc importante puisqu'ils sont directement intégrés dans les dispositifs hyperfréquences. La connaissance du comportement total, en ayant pris en compte les paramètres intrinsèques mais également extrinsèques, permettra de réaliser correctement l'ensemble d'une structure, et plus particulièrement des circuits déphaseurs. Les méthodes présentées dans cette partie ont été développées pour analyser les performances des ces diélectriques déposés en couches minces, sur un large domaine de fréquence (de 10 kHz à 100 GHz).

Afin d'effectuer une optimisation efficace des circuits RF à base de ferroélectrique, il est essentiel de savoir caractériser les paramètres intrinsèques de ces films de manière exacte et reproductible. Ces paramètres sont la constante diélectrique en fonction de la fréquence et du champ électrique appliqué ainsi que l'angle de perte. Les propriétés diélectriques étant des propriétés intrinsèques, elles ne dépendent pas de la structure associée en principe. Cependant des épaisseurs différentes de film, par exemple, peuvent influencer les résultats dus à une inhomogénéité du champ externe appliqué ou au stress mécanique propre à l'épaisseur du film. De même les capacités associées aux interfaces BST-métal et BST-substrat, bien que très faibles, peuvent perturber les résultats particulièrement pour des films très fins.

Par ailleurs, pour des mesures significatives, la caractérisation des films doit dépendre le moins possible de la méthode de mesure utilisée. Ainsi, dans ce chapitre, nous effectuons des mesures et des extractions de paramètres sur deux éléments micro-ondes différents, pour comparaison et validation des résultats. Ces éléments sont :

- Des capacités interdigitées (CID), puisque celles-ci ont été choisies comme élément variable dans les déphaseurs (cf chapitre VI)
- Une ligne coplanaire (CPW), déposée sur du BST, car les déphaseurs sont constitués de tronçons de ligne de transmission coplanaire, déposés dans leur totalité sur le film BST.

Pour ces deux type de structures, les paramètres S ont été mesurés en fonction de la fréquence. Les mesures des CID en fonction de la tension sont également présentées. Pour les CID, des changements considérables de la constante diélectrique du ferroélectrique peuvent être obtenues avec des valeurs de tension modérées. Ceci est possible grâce à la technologie développée qui permet de réaliser des capacités aux dimensions micrométriques pour des applications en RF. Pour la CPW, la distance entre la ligne centrale et la masse est trop importante (de l'ordre de 55  $\mu\text{m}$ ) pour permettre de faire des mesures d'accordabilité en fonction de la tension. Un point important à remarquer est que tous les circuits étudiés dans ce chapitre sont fabriqués sur le même film ferroélectrique, lui-même déposé sur un substrat de saphir épais.

La constante diélectrique complexe du BST est ensuite extraite à partir des mesures de paramètres S selon les méthodes suivantes :

- La « Méthode Conformal Mapping » (CMM) :

La CMM permet de résoudre les équations de Laplace pour des géométries complexes en transformant la géométrie d'intérêt en une autre plus simple pour laquelle le problème peut être résolu exactement. L'avantage d'une telle méthode est qu'elle fournit des formules approchées précises pour le calcul de la constante diélectrique effective. Il est ensuite possible de remonter jusqu'à la permittivité du film ferroélectrique par la « technique des capacités partielles » (PCT). Cependant cette méthode est en général valide pour les fréquences basses puisqu'elle utilise une approche statique.

- La résolution de problème inverse grâce à des calculs par éléments finis :

Cette méthode nécessite des calculs très coûteux en temps et en matériel pour mailler et résoudre les champs électromagnétiques à l'intérieur des structures tests. Dans ces travaux de recherche, nous avons utilisé le logiciel commercial HFSS. De plus cette méthode est itérative puisque l'extraction est réalisée en changeant les paramètres intrinsèques du film ( $\epsilon_r$  et  $\tan\delta$ ) à chaque simulation jusqu'à obtenir la meilleure concordance possible entre les mesures et les résultats simulés. Cependant, cette méthode a l'avantage de prendre en compte de manière très réelle la structure complète et est valable jusqu'aux très hautes fréquences, contrairement à la CMM.

- Modèles en éléments localisés :

Outre ces deux méthodes, un modèle en éléments localisés de CID est également proposé et validé sur toute la gamme de fréquence d'étude s'étalant sur 7 décades (de 10 kHz à 100 GHz). Ce modèle large bande permet la prise en compte des différents phénomènes mis en jeu dans l'extraction des paramètres des CID. Ces modèles pourront ensuite être utilisés dans des logiciels type circuit (ADS) pour l'étude et l'optimisation de structures plus complètes, telles que des déphaseurs classiques et LHM.

Ce chapitre est ainsi organisé de la manière suivante. Dans un premier temps, les films minces de BST sont caractérisés grâce à des capacités CID aux dimensions micrométriques. Des extractions des paramètres et des modèles de CID sont proposés à partir de mesures basses fréquences ( $<1$  MHz), moyennes fréquences (entre 1 MHz et 1 GHz) et micro-ondes (de 1 GHz à 100 GHz). Dans un second temps, après avoir présenté les différentes structures de ligne CPW et justifié les méthodes d'extraction, les films de BST sont caractérisés sur une large bande de fréquence.

Ces travaux représentent une étude qualitative puisque les résultats de structures géométriques différentes sont généralement comparés. Parallèlement, l'aspect quantitatif de ces travaux est abordé car

les caractéristiques des films de BST sont extraits selon deux méthodes différentes (par CID et ligne CPW), ce qui permettra de comparer et valider les résultats obtenus.

Cette caractérisation des films de BST sur une large bande de fréquence ( $> 100$  GHz) reste un travail très original. Ce travail a été effectué en collaboration avec le LEMCEL (Laboratoire d'Etude des Matériaux et des Composants pour l'Electronique) de l'Université du Littoral de Calais. En effet les films de BST ont été fabriqués par G. Velu, alors que nous avons réalisé (conception + fabrication) et caractérisé les structures passives (CID et ligne CPW) à la centrale technologique de l'IEMN.

## **V.2. CARACTERISATION DU BST PAR CAPACITES INTERDIGITEES**

### **V.2.1. CONTEXTE DE L'ETUDE**

Cette partie traite de la caractérisation et de la modélisation de capacités interdigitées à base de BST. Les structures étudiées sont toutes constituées de capacités interdigitées au vu de leurs avantages pour les circuits planaires et leur utilisation en déphaseurs. Des capacités avec des tailles différentes sont étudiées pour mesurer les propriétés de la structure de 1 kHz à 100 GHz. La détermination des qualités électriques des films fins de BST en utilisant des capacités interdigitées (CID) est un challenge étant donné la difficulté à déterminer la distribution du champ électrique dans le diélectrique, contrairement aux capacités MIM (« Métal-Isolant-Métal ») à plans parallèles. En effet, pour les structures MIM verticales, le champ est calculé simplement en divisant la tension DC appliquée entre les deux électrodes par l'épaisseur du diélectrique. Pour les CID, la polarisation est horizontale et les lignes de champ traversent non seulement le ferroélectrique mais également l'air et le substrat, compliquant l'extraction des paramètres.

Pour les valeurs d'accordabilité données dans ce chapitre, le champ appliqué dans les CID est estimé en première approximation en divisant la tension maximale appliquée (30 V) par l'espace entre les doigts des CID (1  $\mu\text{m}$ ), résultant à un champ approximativement égal à 30 V/ $\mu\text{m}$  ou 300 kV/cm.

### **V.2.2. DESCRIPTION DES ELEMENTS CID TESTS**

- **A) Configuration**

Afin de mesurer une plus grande accordabilité avec une plus faible tension de polarisation, l'espacement entre les doigts des capacités interdigitées est fixé à 1  $\mu\text{m}$ . Les configurations sont identiques : les capacités sont connectées en fin de ligne CPW. Pour la ligne d'accès coplanaire, nous choisissons une impédance caractéristique de 50  $\Omega$  correspondant à celle des instruments de mesure avec le souci de respecter l'écartement maximum des pointes de mesures hyperfréquences (125  $\mu\text{m}$ ).

Cependant, la valeur de la permittivité du diélectrique n'est pas connue exactement avant d'effectuer la mesure (la valeur est connue uniquement en BF grâce aux mesure effectuées au LEMCEL). La distance entre le conducteur principal et la masse de la CPW n'est donc pas optimisée pour obtenir une impédance caractéristique exacte de 50 Ohms et pour s'affranchir de la dispersion fréquentielle due aux modes supérieurs dans le substrat. Ceci pourra être facilement vérifié avec des formules analytiques ou par des simulations en éléments finis, comme nous le verrons plus tard dans ce chapitre.

- **B) Nécessité d'une zone d'accès**

L'idéal est de mesurer la capacité en posant les pointes de mesures directement devant la capacité elle-même sans introduire de ligne d'accès coplanaire. Une solution également simple pour éviter les zones d'accès est l'utilisation d'une technologie coaxiale pour la caractérisation des éléments intrinsèques. Dans notre cas les caractérisations sont faites par l'intermédiaire de pointes hyperfréquences. Il n'est donc pas possible de réaliser ces mesures sur les composants discrets. Il est nécessaire de disposer des structures coplanaires sur lesquelles il est possible de poser les pointes et qui soient les plus proches possible des structures utilisées. Cette contrainte limite cependant la précision de la détermination des paramètres.

Les films ferroélectriques ont été mesurés en continu afin de connaître la tension maximale à appliquer sans détérioration des films. On a pu constater que ceux-ci supportent des tensions allant jusqu'à 80 V. Cette valeur limite est donc supérieure aux tensions appliquées pour les mesures d'accordabilité des films (inférieures à 30 V). Cependant des conditions extérieures peuvent intervenir, telles qu'une forte humidité atmosphérique (on peut néanmoins s'affranchir de ce problème en utilisant une couche de passivation), des défauts dans le film ou des défauts dans le processus technologique. Ces défauts peuvent engendrer le court-circuit des doigts et donc le retour du signal RF sur les pointes reliées à la masse. Ainsi dans ce dernier cas, la ligne d'accès joue un rôle primordial en amortissant le signal de retour RF pour protéger les pointes de mesures hyperfréquences.

- **C) Choix des dimensions des capacités tests**

Afin d'effectuer des mesures correctes, il est primordial de dimensionner les motifs de façon adéquate. Il sera plus judicieux de choisir une capacité avec une impédance correcte c'est à dire de l'ordre de grandeur de l'impédance de référence (50 Ohms). Ceci est difficile à mettre en pratique vu la grande bande de fréquence de mesure (jusqu'à 100 GHz) et l'évolution rapide de l'impédance d'une capacité (variation en  $1/(Cw)$ ). La Figure 1 montre l'évolution de l'impédance d'une capacité en fonction de la fréquence. Il sera donc intéressant de mesurer des capacités ayant des valeurs variant du dixième de pF à quelques dizaines de pF. La conception de ces capacités a été ainsi choisie par homothétie des dimensions géométriques des capacités mesurées en BF d'une première série d'éléments, puisque la capacité est en première approximation proportionnelle à ses dimensions. L'idéal est de choisir des capacités adaptées à chaque bande de fréquence pour extraire parfaitement des paramètres physiques. Mais le but de l'étude est ici d'analyser le comportement d'une même capacité à base de ferroélectrique sur une très large bande de fréquence.

En basse fréquence (<10MHz), les caractéristiques diélectriques (permittivité des films, les pertes et l'accordabilité) peuvent être obtenues facilement en utilisant des structures constituées de capacités dont les dimensions sont relativement importantes. Inversement aux fréquences micro-ondes, la résistance et l'inductance parasites des capacités influencent fortement les mesures électriques et l'interprétation des résultats [Réf. II.46]-[Réf. II.47]. Les structures de petites dimensions sont avantageuses puisque la capacité et l'inductance intrinsèques sont plus faibles, évitant ainsi la résonance selfique ( $\approx (LC)^{-1/2}$ ) dans la bande de fréquence de travail. D'autre part, opter pour des dimensions beaucoup plus petite que la longueur d'onde permettra de modéliser nos structures par des éléments localisés pour une grande bande de fréquence de travail, négligeant ainsi les variations de phase. Par ailleurs, d'un point de vue technologique, il est préférable que les longueurs longitudinales et latérales des doigts espacés de  $1\mu\text{m}$ , aient des dimensions homogènes.

Ainsi, selon ces différents critères précédemment cités, un compromis doit être trouvé sur le choix des dimensions. Les structures CID fabriquées auront des dimensions correspondant à des valeurs capacitives de l'ordre du pF. Ces capacités seront également adéquates pour leur utilisation dans des applications micro-ondes. Les différences géométriques, récapitulées dans le tableau ci-dessous (Figure 1-b) portent sur la forme géométrique de la CID (le nombre et la longueur des doigts des capacités, etc...). Toutes ces capacités sont intégrées au bout de tronçons de ligne CPW de longueur 100  $\mu\text{m}$ , et caractérisées par la largeur du ruban central (W) et par la distance entre ce ruban et le plan de masse (G). Selon des calculs préliminaires, les valeurs des capacités C1, C2 et C3 sont approximativement égales à 1, 0.25 et 0.15 pF, respectivement.

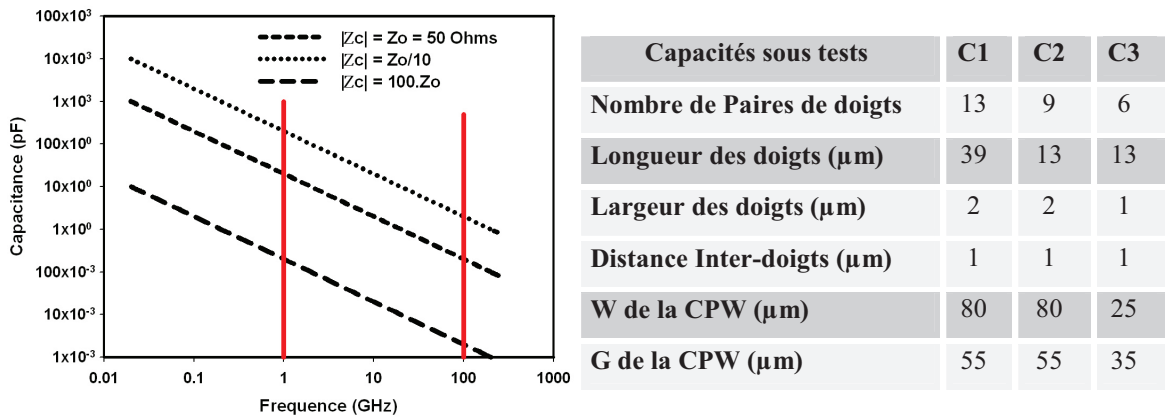


Figure 1 : (a) Evolution de l'impédance d'une capacité supposée de valeur fixe en fonction de la fréquence. (b) Tableau récapitulatif des différentes configurations des capacités mesurées.

### V.2.3. MESURES BASSES FREQUENCES

#### V.2.3.1. DISPOSITIF DE MESURE ET LIMITATIONS

Les mesures d'impédances sont réalisées grâce à un analyseur « Agilent 4284 Precision LCR » entre 20Hz et 1 MHz, permettant d'accéder directement à la capacité C et la conductance G. Les plages de mesures de l'appareil pour C et G sont comprises entre :

- pour l'admittance Y: de 0.01 nS à 100 S (pour la configuration parallèle définie par G et C tel que  $Y = [G^2 + (wC)^2]^{1/2}$ , avec w la pulsation,
- pour la capacitance C : de 0.01 fF à 1F.

Une grande gamme d'impédance peut être mesurée, de 3 mohms à 100 Mohms. Il est préférable de fabriquer des capacités de fortes valeurs pour caractériser les propriétés du film BST en basses fréquences (des valeurs de l'ordre de la centaine de pF semblent judicieux). Cependant, pour obtenir de telles valeurs, des longueurs trop importantes sont nécessaires pour les doigts des CID par rapport à leurs largeurs. Ceci est problématique d'un point de vue technologique et les capacités ne correspondent pas aux valeurs désirées pour les applications RF.

En mesurant les capacités décrites précédemment (Figure 1-b) et conçues initialement pour les mesures microondes, le domaine de validité de l'analyseur d'impédance est cependant respecté. On

limitera néanmoins tous les résultats présentés dans cette partie de 1kHz à 1 MHz puisque les résultats mesurés en extrémité inférieure de bande sont trop bruités. Par ailleurs en très basses fréquences, seule la capacité C1, de plus grande valeur, sera mesurée pour rester dans le domaine de validité de l'appareil de mesure.

Lors de la mesure à l'analyseur d'impédance, les éléments parasites de la ligne d'accès (longueur de l'ordre du millimètre) sont implicitement inclus dans les valeurs mesurées. Ces éléments ont des valeurs du même ordre de grandeur que les paramètres de la capacité et doivent donc être pris en compte. C'est pourquoi il est primordial d'avoir prévu une ligne CPW identique, non chargée par une capacité et sur le même substrat, afin de mesurer sa capacité  $C_{CPW}$  et sa conductance  $G_{CPW}$  pour les retrancher ensuite des valeurs de la structure complète. Ces valeurs en fonction de la fréquence sont mesurées sans tension DC. Rappelons en effet que la tension appliquée n'a quasiment aucune influence sur la variation de permittivité de la ligne CPW dont le ruban central et la masse sont espacés de 55  $\mu\text{m}$ . Les valeurs sont typiquement de l'ordre de plusieurs dizaine de fF pour  $C_{CPW}$  et  $10^{-12}$  à  $10^{-14}$  (en fonction de la fréquence) pour  $G_{CPW}$ . Les mesures d'impédances présentées dans les paragraphes suivants sont effectuées en fonction de la fréquence et pour différentes tensions continues de 0V à 30V.

### V.2.3.2. RESULTATS EXPERIMENTAUX

#### V.2.3.2.1 Mesures selon la polarisation

Nous présentons sur la Figure 2 l'évolution du facteur de qualité (ou coefficient de surtension électrique), défini par  $Q = [\omega C(V)]/G(V)$ , et de la capacité  $C(V)$  de la structure C1, soumise à une tension continue DC entre 0 et 30V, pour un film BST (50/50) à 100 kHz et à température ambiante. Afin de distinguer l'effet d'hystérésis du matériau, les mesures ont été effectuées sur des plages de tension allant de 0V à 30V puis de +30V à -30V pour remonter à 0V, par pas de 5V.

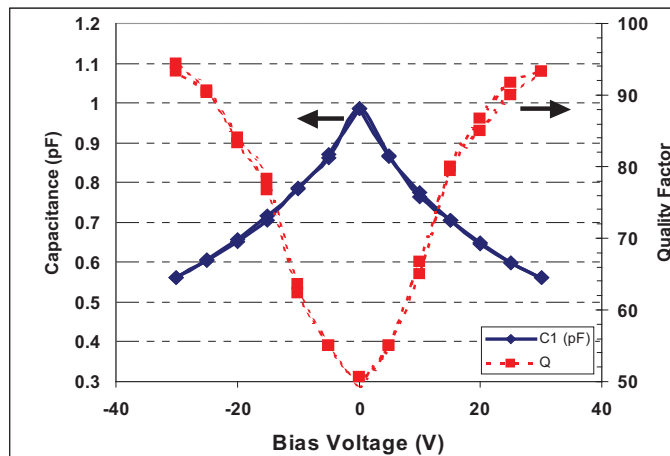


Figure 2 : Evolution du facteur de qualité Q et de la capacité, de la capacité interdigitée C1 mesurés à température ambiante à 100 kHz pour un film  $B_{0.5}Sr_{0.5}TiO_3$  dans l'état paraélectrique en fonction de la tension appliquée entre -30 V et +30 V.

Tout d'abord, ces résultats nous confirment que le  $B_{0.5}Sr_{0.5}TiO_3$  est dans l'état paraélectrique puisque la courbe  $C(V)$  ne décrit pas une forme en « papillon », caractéristique des matériaux ferroélectriques. La capacité varie de 0.98 pF pour 0 V à 0.54 pF pour une tension de 30 V appliquée. L'accordabilité traduisant les variations de la permittivité du matériau en fonction de la polarisation appliquée, peut alors

être définie. Dans notre cas,  $C(0V) = 0.98 \text{ pF}$  et  $C(30V) = 0.54 \text{ pF}$ , soit une accordabilité de 45 %, pour une tension appliquée de 30 V, ou pour un champs équivalent de 300kV/cm. Ce résultat est très prometteur pour les applications de déphasage.

A partir des mesures de  $G(V)$  et  $C(V)$  il est possible de déterminer les tangentes de pertes, définies par  $\tan\delta = G(V)/[\omega C(V)]$  en fonction de la tension appliquée ([Réf. II.45]) ou de façon équivalente le facteur de qualité, défini comme l'inverse de  $\tan\delta$ . Une évolution caractéristique est ainsi mise en évidence sur la Figure 2 : le facteur de qualité  $Q$  augmente (ou inversement la tangente de perte diminue) en fonction de la tension appliquée. Typiquement, pour une tension DC de 30 V,  $\tan\delta$  est divisé d'un facteur environ égal à 2. Ce comportement est favorable pour les applications micro-ondes, particulièrement pour les structures de déphaseur pour lesquelles les pertes d'insertion vont diminuer quand une tension DC sera appliquée.

Nous reportons sur la Figure 3 les mesures de cette même capacité en fonction de la tension pour trois fréquences différentes : 10 kHz, 100 kHz et 1 MHz. A 10 kHz, la capacité a un comportement différent de celle des plus hautes fréquences quand les tensions  $V_{dc}$  extrêmes sont appliquées. Pour la plus basse fréquence et à forte tension continue, c'est à dire à plus faible capacité, l'impédance est alors maximale (de l'ordre de 40 Mohms) et s'approche de la limite de validité de l'analyseur, ce qui explique ces résultats non attendus.

Cependant on peut constater un comportement particulier et valable pour toutes les fréquences étudiées : pour une même polarisation, la capacité mesurée a tendance à diminuer légèrement quand la fréquence augmente, et ce particulièrement pour les mesures sans tension de polarisation.

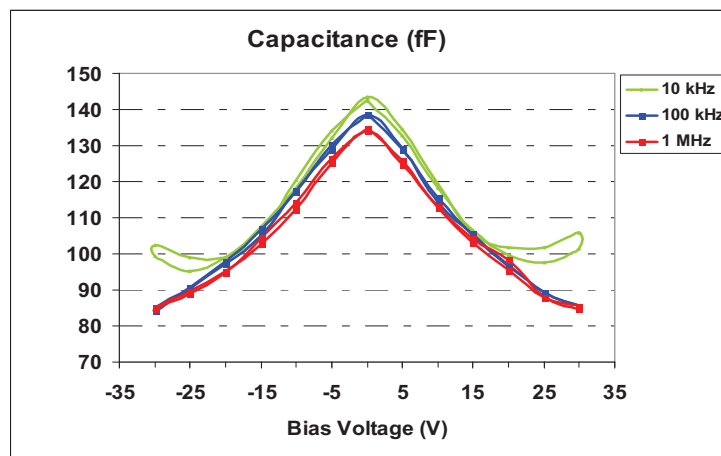
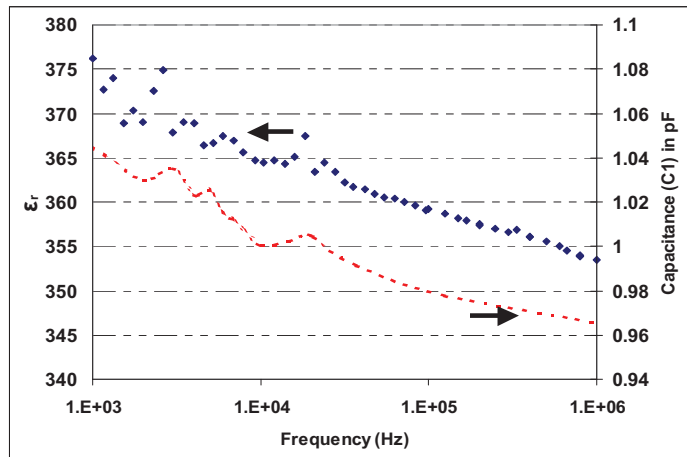


Figure 3 : Evolution de la capacité interdigitée  $C1$  mesurée à température ambiante pour un film  $B_{0.5}Sr_{0.5}TiO_3$  dans l'état paraélectrique en fonction de la tension appliquée entre  $-30 \text{ V}$  et  $+30 \text{ V}$ , pour trois valeurs de fréquences : 10 kHz, 100 kHz et 100 MHz.

### V.2.3.2.2 Mesures des CID en fonction de la fréquence

Pour quantifier ce comportement dégressif, nous avons calculé par transformation conforme, à partir de la mesure d'une capacité, la partie réelle  $\epsilon_r$  de la permittivité complexe dont les variations en fonction de la fréquence à 0 V sont montrées sur la Figure 4. On constate que la permittivité varie de 370 à 350 entre 1 kHz et 1 MHz, soit une diminution d'environ 2% par décade de fréquence. La diminution de la capacité correspondante est d'environ 1.5% (de 1 pF à 0.97 sur deux décades) et inférieure à celle du BST dû à l'effet des capacités parasites constantes.



**Figure 4 : Evolution de la capacité interdigitée C1 mesurée à température ambiante pour un film  $B_{0.5}Sr_{0.5}TiO_3$  dans l'état paraélectrique en fonction de la fréquence sans polarisation et permittivité associée calculée par transformation conforme**

On peut donc considérer la permittivité quasiment constante pour une analyse sur une faible bande de fréquence. Mais, pour une étude sur une plage de fréquence plus importante, la capacité décrit une légère dispersion : seulement une très faible décroissance en fonction de la fréquence. Certains auteurs [Réf. II.49] attribuent ce phénomène à l'influence de la capacité parasite due aux électrodes. Mais ce phénomène est observé sur toute la bande de fréquence en accord avec la loi empirique de Curie-Von Schwindler, où l'exposant est obtenu à partir de la dispersion diélectrique. Cela signifie que le BST montre une déviation de la réponse Debye comme presque tous les autres matériaux diélectriques. Ce comportement résulte d'une distribution du temps de relaxation, due à la présence de micro et nano domaines dans les films fins.

La Figure 5 compare la réponse fréquentielle de la constante diélectrique mesurée avec celle obtenue par un modèle du type de Curie-von Schweider entre 1kHz et 1 MHz. Cette relation empirique permet d'évaluer la dispersion de la constante diélectrique  $\epsilon'_{(\omega)}$  ( $= \epsilon_r$ ) en fonction de la fréquence. Elle est décrite par la relation suivante avec les valeurs associées correspondant au fit entre le modèle et les mesures de la Figure 5 :

$$\epsilon'_{(\omega)} = \epsilon'_{(0)} - A \cdot \omega^m$$

où

- $\omega$  : la pulsation angulaire
- $\epsilon'_{(0)} = 412$  : la constante diélectrique statique,
- $A = 29.8$  et  $m=0.0415$  des constantes.

La valeur pour l'exposant m est de l'ordre de grandeur des valeurs reportées dans d'autres études (0.1 dans [Réf. II.50]). Cependant, des fits très similaires ont été obtenus avec des couples de valeurs différentes traduisant le même comportement fréquentiel sur ces 3 décades. Si on étend cette étude sur 8 décades (jusqu'à 100 GHz), on remarque que cette relation dépend de trois variables et  $\epsilon'_{(0)}$  est une grandeur obtenue en statique normalement. Nous avons donc préféré utiliser une loi comparable mais directement proportionnelle à la puissance de la fréquence telle que :

$$E(\omega) = B \cdot \omega^n, \text{ défini selon les constantes } B = \frac{E(f=f1)}{2\pi f_1^n} \text{ et } n = -0.007.$$



Cette relation, validée pour une constante n unique, présente un excellent accord avec les valeurs de la permittivité relative extraites des mesures. Ainsi cette faible décroissance en fonction de la fréquence décrit un matériau présentant des tangentes de pertes quasiment constantes. Aux basses fréquences, il n'y a aucune indication d'un phénomène de relaxation diélectrique qui exhiberait une dépendance fréquentielle beaucoup plus forte. Ce résultat doit être confirmé aux fréquences micro-ondes.

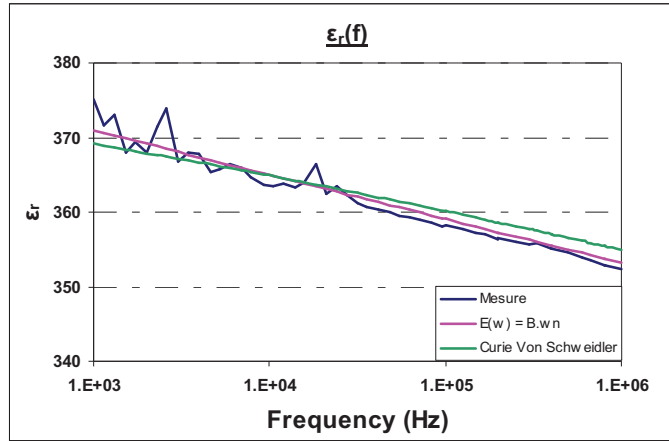


Figure 5 : Modélisation de la constante diélectrique relative du BST par un modèle du type de Curie-von Schweidler entre 1kHz et 1 MHz.

### V.2.3.3. ETUDE DES PERTES EN BASSE FREQUENCE

Dans ce paragraphe, nous allons nous intéresser à l'origine des pertes des structures et à leur évolution en fonction de la gamme de fréquence.

Une courbe typique de la variation du facteur de qualité pour les structures C1 et C2 est présentée Figure 6, de 1 kHz à 1 MHz. Du bruit est observé pour les valeurs aux très basses fréquences. Le facteur de qualité de la structure augmente linéairement avec la fréquence jusqu'à une vingtaine de kHz, puis un plateau apparaît entre 20 kHz et quelques dizaines de MHz. Bien que la permittivité soit quasiment constante sur la bande de fréquence, cette figure prouve que le facteur de qualité Q présente une forte dépendance fréquentielle.

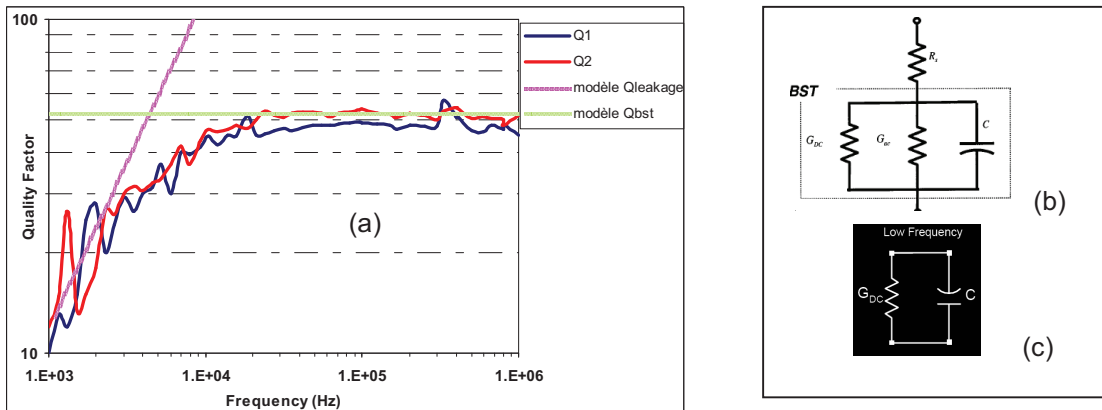


Figure 6 : (a) Evolution du facteur de qualité Q pour deux structures capacitatives mesurées sur un film  $B_{0.5}Sr_{0.5}TiO_3$  sans polarisation, en fonction de la fréquence. (b) Schéma équivalent de la structure capacitive interdigitée à base de BST en basse fréquence (Modèle  $Q_{BST}$ ) et (c) Modèle simplifié en très BF (Modèle  $Q_{leakage}$ ).

Afin de mieux comprendre le comportement fréquentiel de la structure en basse fréquence, nous allons maintenant nous intéresser à sa modélisation [Réf. II.51] ainsi que la compréhension exacte des quantités mesurées par l'analyseur d'impédance. Les différentes contributions des pertes peuvent être modélisées par le circuit équivalent de la Figure 6 b.

Dans ce modèle,  $R_s$  correspond à la résistance série due aux pertes ohmiques des électrodes métalliques. Le film BST est représenté par trois composantes non linéaires en fonction de la tension appliquée : la capacité intrinsèque  $C(V)$ , la conductance  $G_{AC}(V)$  due aux pertes diélectriques du BST et la conductance  $G_{DC}(V)$  due au courant de fuite. Le facteur de qualité totale de la structure capacitive peut donc être calculé selon la formule suivante :

$$\frac{1}{Q_{total}} = \frac{1}{Q_{leakage}} + \frac{1}{Q_{BST}} + \frac{1}{Q_{Au}}$$

où chaque composante individuelle s'exprime sous la forme suivante:

$$Q_{leakage} = \frac{w.C}{G_{DC}}, \quad Q_{BST} = \frac{w.C}{G_{AC}} \quad \text{et} \quad Q_{Au} = \frac{1}{w.CR_s}$$

Chaque contribution des pertes devient dominante dans des bandes de fréquence différentes. Les valeurs théoriques de la résistance  $R_s$  étant de l'ordre du ohm, le facteur de qualité correspondant  $Q_{Au}$  est donc largement supérieur aux autres contributions, pour les basses fréquences (inférieures à 100 MHz) et pour des capacités de l'ordre du pF. Sa contribution devient donc négligeable dans le calcul du  $Q_{total}$  en BF : elle n'aura pas d'influence sur le facteur de qualité mesuré et interviendra uniquement dans les mesures micro ondes. En BF, la modélisation de la CID peut donc être représentée par le modèle de la Figure 6b, mais en omettant cette résistance  $R_s$ .

- **Modélisation Très Basse Fréquence (TBF) : Qleakage**

Aux très basses fréquences (<10 kHz),  $Q_{leakage}$  domine et limite le facteur de qualité total (Figure 6). Il augmente linéairement et proportionnellement avec la fréquence. Ceci implique que la conductance  $G_{DC}$  est indépendante de la fréquence donnée. La Figure 7a confirme que ces pertes correspondent au courant de fuite car pour un point de fréquence, elles augmentent avec la tension DC appliquée (contrairement aux pertes intrinsèques du BST), avec une croissance rapide.

Par ailleurs la littérature montre que des films non stœchiométriques augmentent les pertes par courant de fuite dû à une plus grande concentration de porteurs libres [Réf. II.52]. Ce courant de fuite est comparable aux phénomènes de barrière Schottky, dépendant des conditions du procédé de dépôt métallique ainsi que des propriétés du métal déposé [Réf. II.53]. En effet les ferroélectriques massifs sont des diélectriques isolants alors que les films minces ont des propriétés conductrices (HDR Laurent Baudry). En TBF, la capacité peut donc être modélisée par le modèle équivalent de la Figure 6-c

La Figure 7-b traduit cette augmentation des pertes avec la tension appliquée puisque le facteur de qualité de fuite  $Q_{leakage}$  diminue avec la tension DC pour une même fréquence en TBF.

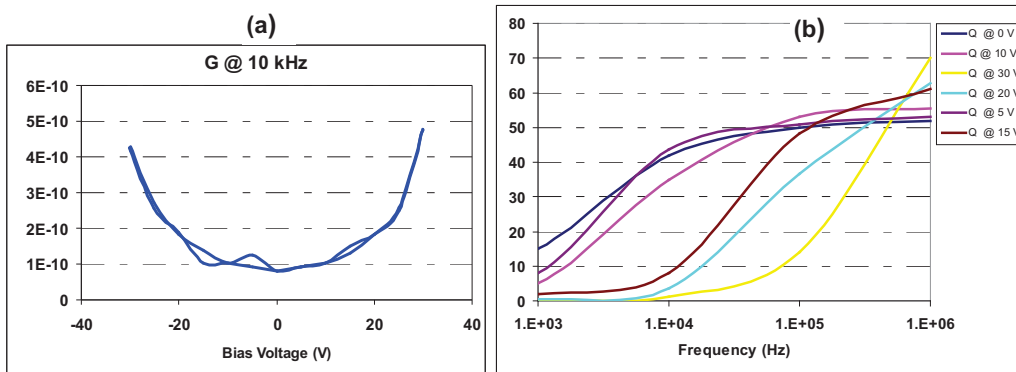


Figure 7 : (a) Evolution des pertes  $G_{dc}$  en fonction de la tension appliquée à 10 KHz. (b) Evolution du facteur de qualité  $Q$  en fonction de la fréquence pour différentes polarisations; pour une structure capacitive mesurée sur un film  $B_{0.5}Sr_{0.5}TiO_3$ .

Ainsi pour des fréquences inférieures à quelques dizaines de kHz, la capacité CID peut être représentée par le schéma équivalent de la Figure 6-c. La Figure 6-a compare le facteur de qualité mesuré et celui calculé à partir du modèle BF en ayant pris une conductance  $G_{dc}=0.12$  nS et une capacité de 1 pF (capacité C1): on remarque ainsi un excellent accord sur la partie linéaire du facteur de qualité correspondant au courant de fuite. Cependant pour les fréquences supérieures, la conductance  $G_{AC}$  doit être prise en compte afin de faire correspondre le modèle jusqu'à 1 MHz.

- **Modélisation aux Fréquences intermédiaires (dizaine de kHz à 1 MHz)**

Aux fréquences intermédiaires le facteur de qualité total est dominé par la conductance associée aux pertes diélectriques ( $1/Q_{bst}$ ) dans le film de BST. La capacité peut donc être représentée uniquement par la capacité C mise en parallèle avec la conductance  $G_{AC}$ .

De nombreux auteurs ([Réf. II.54]-[Réf. II.55]) prédisent un comportement constant pour les tangentes de pertes du BST ( $Q_{BST}$ ) pour des fréquences allant au moins jusqu'à 1 GHz. Cela signifie, qu'à capacité constante (vu la faible dispersion constatée en BF, la capacité sera supposée constante dans cette gamme de fréquence), la conductance  $G_{AC}$  est linéairement proportionnelle à la fréquence. Pour vérification, la Figure 8 représente  $G_{AC}$  pour deux capacités différentes (C2 et C1) en fonction de la fréquence et confirment ce comportement.

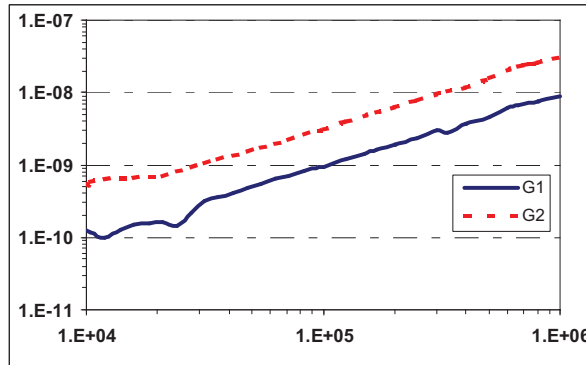


Figure 8 : Variation de la conductance  $G_{ac}$  pour deux capacités différentes (C1 et C2) en fonction de la fréquence.

Un plateau est observé pour les fréquences inférieures à 20 kHz, correspondant à un facteur de qualité croissant en fonction de la fréquence induit par la conductance  $G_{dc}$  décrit précédemment. Puis une évolution linéaire en fonction de la fréquence est observée pour la conductance  $G_{AC}$  dont les valeurs sont directement proportionnelles à la capacité puisque pour une capacité  $C1$  égale à quatre fois la valeur de  $C2$ , la conductance est quasiment multipliée par quatre. Or les capacités sont conçues de la même manière (même gap et largeur des doigts), cela signifie que pour obtenir une capacité supérieure il faut soit augmenter la longueur des doigts soit le nombre de doigts, ce qui revient en première approximation à augmenter la surface utile (celle entre les doigts) du film ferroélectrique. Cette conductance caractérise donc bien les pertes intrinsèques du film car elle est directement proportionnelle (comme la valeur de la capacité) à la surface occupée par l'élément capacitif. Cette conductance peut donc s'approcher sous la forme linéaire suivante :

$$G_{ac} = G_0 * F \quad \text{où} \quad :$$

⇒  $F$  est la fréquence de travail

⇒  $G_0$  une constante, calculée à partir du coefficient directeur de la droite d'équation  $G_{ac} = f(F)$  de la courbe Figure 8. La valeur trouvée est ainsi égale à  $G_0$  :  $G_0 = 3.10^{-14}$  S/Hz.

Par ailleurs, la conductance mesurée correspond exactement à celle de la capacité puisque la conductance de la ligne d'accès a été mesurée sur une ligne CPW non chargée identique à la zone d'accès et soustraite de la conductance mesurée totale.

Puisque cette conductance est proportionnelle à la fréquence et en supposant une capacité constante en fonction de  $f$ , le facteur de qualité  $G_{AC}$  pourra alors être considéré constant en fonction de la fréquence. Nous avons reporté sur la Figure 6, la courbe correspondante au facteur de qualité du BST  $Q_{BST}$  issu du modèle constant, avec naturellement une juxtaposition du facteur de qualité mesuré et modélisé pour des fréquences comprises entre 20 kHz et 1 MHz.

#### • Modélisation Globale en basse fréquence

A présent nous nous intéressons à la modélisation globale de la structure capacitive en BF jusqu'à 1 MHz et en éléments localisés, afin de valider le modèle proposé précédemment sur toute la bande de fréquence. Le schéma équivalent comprend une conductance  $G_{dc}$  liée au courant de fuite en parallèle avec une cellule capacitive de capacité fixe  $C$  et de facteur de qualité  $Q_{BST}$  constant, décrit selon le modèle de la Figure 9-b. Les paramètres du modèle ont été optimisés dans le programme de simulation HP-Advanced Design System, sur toute la bande de fréquence.

Nous observons ainsi sur la Figure 9-a un excellent accord entre le modèle proposé et les mesures sur toute la bande de fréquence. Afin de vérifier l'influence négligeable de la résistance série  $R_s$  liée aux pertes ohmiques du conducteur, nous avons comparé le facteur de qualité simulé pour trois résistances différentes :  $R_{s1} = 0$  Ohm,  $R_{s2} = 10$  Ohms et  $R_{s3} = 300$  ohms. On aperçoit une légère modification du facteur de qualité uniquement en fin de bande et pour des valeurs de résistances non raisonnables ( $R_{s3}$ ), validant ainsi le modèle pour des fréquences inférieures au MHz. Par ailleurs la conductance  $G_{dc}$  est négligeable pour les fréquences supérieures au MHz, ce qui permettra de ne plus en tenir compte dans les calculs de pertes dans les modèles proposés pour les fréquences supérieures (pour la suite de l'étude décrite dans les paragraphes suivants).

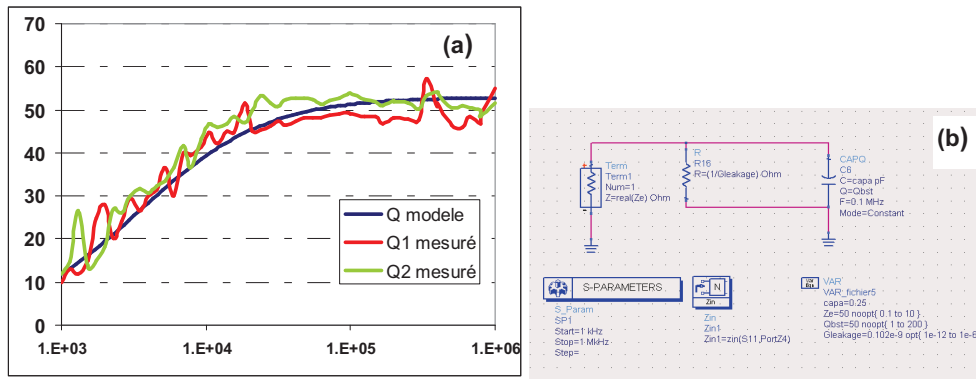


Figure 9 : (a) Comparaison des facteurs de qualité mesuré et extrait du modèle en élément localisés (Qmodèle) de la structure capacitive de 1kHz à 1MHz. (b) Représentation du circuit utilisé sous ADS pour modéliser la structure capacitive en BF.

## V.2.4. MESURES MOYENNES FREQUENCES (ENTRE 1MHz ET 1 GHz)

### V.2.4.1. PRESENTATION DE L'APPAREIL DE MESURE :

Afin d'observer le phénomène fréquentiel précédent jusqu'à des fréquences de quelques centaines de MHz, nous avons mesuré nos échantillons de 1 MHz à 1 GHz.

Les mesures d'impédances sont réalisées à l'aide d'un analyseur d'impédance Agilent 4291A RF entre 1MHz et 1 GHz, permettant d'accéder à la capacité C et la conductance G. Les plages de mesures de l'appareil pour l'impédance sont comprises entre 0.01 Ohm et 50 kOhms. Pour des valeurs de capacités de l'ordre de 0.15 pF cela indique qu'il est préférable d'exploiter les résultats à partir de 20 MHz pour éviter les erreurs dues à l'appareil de mesure. Une calibration SOL au moyen d'un kit de calibrage standard est effectuée avant les mesures.

### V.2.4.2. RESULTATS EXPERIMENTAUX

Nous présentons Figure 10-a la capacité C3 entre 20 MHz et 800 MHz sans tension de polarisation. Les valeurs mesurées sont en accord avec celles de la partie BF puisqu'on retrouve la légère décroissance fréquentielle.

La Figure 10-b nous confirme également le comportement des pertes, démontré dans la partie précédente, avec une partie constante du facteur de qualité (égal à 50) qui est dominé par les propriétés intrinsèques du film. Les valeurs fluctuent en début de bande, cependant on ne peut pas conclure que ces valeurs correspondent à un phénomène caractéristique car il n'y a pas assez de points de mesures permettant d'identifier un comportement général.

Par ailleurs, il est remarquable que le coefficient de qualité mesuré présente une légère décroissance dans la gamme des centaines de MHz. Cependant ce phénomène n'apparaît pas avec le modèle constant proposé dans le paragraphe précédent. Si ceci correspondait à un comportement intrinsèque, c'est à dire à une augmentation des pertes du film ferroélectrique, alors ce phénomène serait indépendant de la géométrie des structures. Or, on remarque, certes une décroissance sur deux géométries différentes, mais de pentes différentes. Cela signifie que la résistance négligée en BF, commence à intervenir dans cette gamme de fréquence et ne peut donc plus être négligée pour le calcul de Q dans le modèle proposé. La mesure brute à l'analyseur d'impédance inclut implicitement la résistance de la zone d'accès et de la CID dans les valeurs mesurées de la capacité et de la conductance.

En effet, quand on mesure des capacités, les éléments parasites doivent être pris en compte afin d'effectuer une extraction correcte. Le facteur de qualité (et la capacité) présenté jusqu'ici correspond à la structure capacitive uniquement, puisque les contributions de la zone d'accès coplanaire ont été retranchées préalablement. La résistance totale est principalement due à la celle de la CID mais tient également compte de la contribution non négligeable apportée par la ligne CPW.

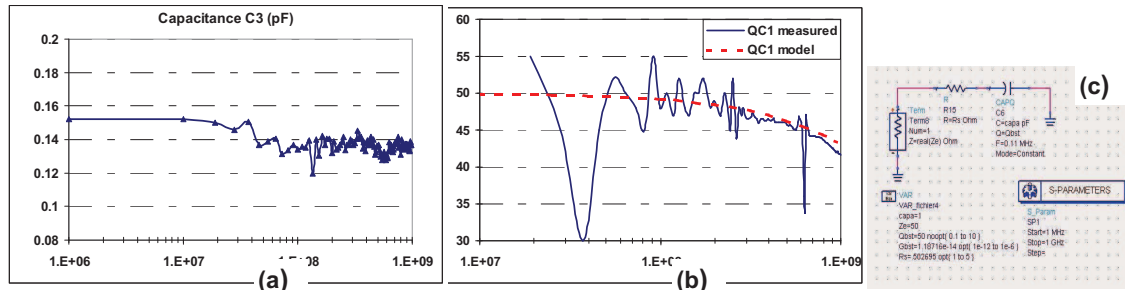


Figure 10 : (a) Capacité C3 mesurée en fonction de la fréquence. (b) Facteur de qualité de la capacité C1, entre 20 MHz et 1 GHz et sans bias de polarisation. (c) Modèle d'une CID en MF.

• Calcul de la résistance série  $R_s$  des électrodes capacitives coplanaires

Nous avons vu dans les paragraphes précédents, que les performances en terme de pertes dépendent fortement des électrodes métalliques en micro ondes. Avant de calculer la résistance par un fit entre le modèle proposé et les mesures, la résistance statique  $R_s$  est calculée par des méthodes analytiques.

Les propriétés les plus importantes pour un métal sont la conductivité, la facilité de dépôt, le prix et les performances finales. Une bonne conductivité électrique est importante puisque le métal, utilisé pour les électrodes de la capacité et pour la masse, doit supporter des courants HF avec le minimum de pertes. En général, les pertes ou l'atténuation dans les métaux sont calculées en considérant que le métal est un bon conducteur, contrairement à un conducteur parfait. Dans un bon conducteur le courant de conduction ( $J=\sigma.E$ ) est supposé beaucoup plus grand que le courant de déplacement ( $J=j.\omega.\epsilon.E$ ), tel que  $\sigma \gg \omega.\epsilon$ . L'effet de peau est une grandeur décrivant comment le champ électrique est réparti dans un conducteur, et est fonction de la fréquence de travail. En général, en continue (DC), le conducteur entier est utilisé. Mais pour les fréquences RF, le fait d'augmenter l'épaisseur de métallisation pour réduire les pertes, ne réduira pas la résistivité du métal.

L'épaisseur de peau ou la profondeur de pénétration permet de traduire la distribution du champ électromagnétique dans un métal, et est défini selon la formule suivante :  $\delta = \sqrt{2/(\omega.\mu.\sigma)}$ , où  $\omega$  est la fréquence angulaire,  $\sigma$  la conductivité électrique et  $\mu$  la perméabilité du métal.

La densité de courant d'un métal d'épaisseur infinie décroît exponentiellement avec la profondeur  $d$  de la surface selon  $J=J_0.exp(-d/\delta)$ , où  $J_0$  est la densité de courant à la surface. Ainsi l'épaisseur de peau peut être définie comme la profondeur pour laquelle le courant décroît (1/e) fois par rapport à un courant de surface. Par exemple pour un métal d'épaisseur quelconque, la densité de courant à une profondeur d'une  $\delta$ , est égale à 37% de la densité de courant en surface alors que cette valeur décroît à 5% pour une profondeur de trois  $\delta$ . Dans ce dernier cas, cela signifie que 95% du courant se propage dans les trois  $\delta$  d'épaisseur de métal.

Ainsi, l'effet de peau modifiant la distribution du courant dans les conducteurs en fonction de la fréquence de l'onde, la résistance  $R$  dépend fortement de la fréquence de travail. Dans la région de peau ( $\delta \ll t$ ) la valeur de la résistance  $R_s$  est calculée par la loi d'inductance incrémentale de Wheeler ([Réf. II.56]).

En basse fréquence, l'épaisseur de peau est bien supérieure à l'épaisseur (égale à 0.4  $\mu\text{m}$ , dans ces travaux) de métallisation d'or (de conductivité supposée égale à  $4 \cdot 10^7 \text{ S/m}$ ) : la valeur de  $R_s$  tend donc vers sa valeur statique ( $R_{DC}$  proportionnelle à  $1/\sigma$ ). Afin de décrire correctement l'ensemble du domaine fréquentiel on utilise une technique de segmentation des plages de fréquences étudiées pour distinguer deux régimes de fonctionnement différents : le domaine des basses fréquences et la région de peau.

Afin de calculer correctement la résistance statique de nos structures, nous avons cherché à déterminer exactement la résistivité du matériau conducteur (l'Or) déposé afin de comparer la résistivité effective du matériau et les valeurs typiques utilisées pour le dimensionnement. En effet, même si la résistivité réelle est du même ordre de grandeur que la valeur typique de l'or massif ( $\rho=2.5 \mu\text{Ohm.cm}$ ), celle-ci peut varier selon le processus technologique de dépôt et être également influencée par la couche d'accrochage (dans notre cas d'étude, du chrome Cr).

Pour la mesure de la résistivité du conducteur, nous avons mesuré la résistance d'un ruban métallique de dimensions connues, selon une méthode équivalente à la méthode des « quatre pointes ». Dans le ruban de longueur  $L$ , largeur  $w$  et épaisseur  $t$  connues, nous faisons circuler un courant continu de valeur  $I$  par le biais de deux pointes de mesures. Un ohmmètre relié à ces pointes permet de déterminer la résistance équivalente. En partant de l'hypothèse que le matériau est homogène avec une épaisseur constante  $t$  et connaissant la longueur  $L$ , et la largeur du ruban, nous pouvons déterminer la résistivité  $\rho_{\text{mat}}$  du matériau par la relation :  $\rho_{\text{mat}} = (R \cdot t \cdot w) / L = 1 / \sigma$ .

Pour différents rubans les valeurs mesurées de la conductivité  $\sigma$  sont comprises entre  $1,5 \cdot 10^7$  et  $1,9 \cdot 10^7 \text{ S/m}$ , ce qui est inférieur à la conductivité de l'or massif (égale à  $4 \cdot 10^7 \text{ S/m}$ ). Dorénavant nous prendrons donc une conductivité moyenne égale à  $1,7 \cdot 10^7 \text{ S/m}$ .

La résistance d'une capacité interdigitée peut être calculée selon la formule statique suivante proposée par Alley :  $R_{CID} = 4/3 \cdot R_s \cdot (L/(X \cdot N))$ , où  $l$ ,  $X$  et  $N$  sont respectivement la longueur, la largeur et le nombre de doigts. Cette formule très explicite indique quelques points importants. La résistance augmente évidemment avec la longueur des doigts mais diminue avec leur largeur. Le fait d'augmenter le nombre de doigts diminuera la résistance associée. Il sera donc préférable pour une même résistance de diminuer la longueur et d'augmenter le nombre de doigts d'une capacité. Nous récapitulons les résistances  $R_{Ci}$  des différentes capacités étudiées  $C_i$  :  $R_{C1} = 0.5 \text{ ohms}$ ,  $R_{C2} = 0.25$  et  $R_{C3} = 0.75$ .

- **Validation du modèle proposé en MF**

En moyennes fréquences les pertes de la structure CID sont donc dominées par deux mécanismes essentiels : les pertes intrinsèques du film BST et les pertes métalliques.

Les CID sont modélisées par le circuit équivalent présenté sur la Figure 10-c. La résistance  $R_s$  tient compte des pertes métalliques et le facteur de qualité  $Q_{BST}$  des pertes dans le film BST. Puisque l'épaisseur de métallisation est beaucoup plus petite que l'épaisseur de peau,  $R_s$  est supposée constante en fonction de la fréquence. Le terme de tangente de pertes est également supposé constant dans cette gamme de fréquence. Les valeurs des éléments du circuit équivalent sont optimisés avec ADS afin de décrire les mesures sur toute la gamme de fréquence.

La Figure 10-b superposant les résultats expérimentaux et ceux de la mesure, justifie le modèle proposé pour la structure C1 avec un excellent accord sur toute la gamme de fréquences. On observe ainsi une partie constante dominée par le film BST, puis quand la fréquence augmente,  $Q_{bst}$  et  $Q_{au}$  contribuant au facteur de qualité total  $Q$  [Réf. II.57], sa valeur décroît. Les valeurs correspondantes sont :  $C = 1\text{pF}$ ,  $R_s = 0.5 \text{ ohms}$  et  $Q_{bst} = 50$ . Pour la gamme de fréquence supérieure,  $Q_{total}$  est principalement dominé par  $Q_{au}$ , qui est inversement proportionnel à la fréquence.

Nous comparons sur la Figure 11 le facteur de qualité pour trois capacités différentes (C1,C2 et C3) modélisées par le schéma de la Figure 10-c. La comparaison entre le comportement des capacités est prévisible analytiquement car (avec  $R_{Ci}$  et  $Q_i$  la résistance ohmique et le facteur de qualité correspondant à la capacité  $C_i$ , respectivement) :

- pour la résistance en fonction des dimensions géométriques:  $R_{C3}=3/2 R_{C1} = 3 R_{C2}$
- pour la capacité mesurée en BF :  $C1=4.C2=20/3 C3$
- ainsi sachant que  $Q_{Au}=1/(\omega RC)$ , il en découle que  $Q2>Q3>Q1$ , en adéquation avec la Figure 11, d'un point de vue qualitatif.

Ainsi, aux plus hautes fréquences, une amélioration du facteur de qualité peut être espérée si les pertes métalliques sont réduites. La première solution est évidemment d'augmenter l'épaisseur de métallisation. La deuxième solution consistera à faire de l'ingénierie des capacités (cf le chapitre VI sur la conception des déphaseurs RH et LH) en jouant sur la longueur et le nombre de doigts pour la capacité désirée.

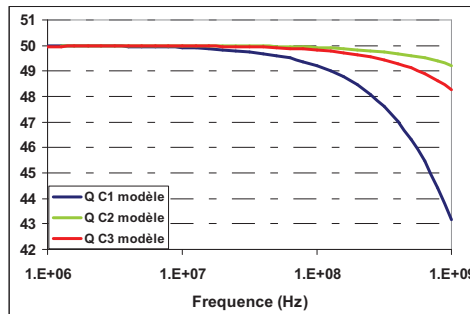


Figure 11 : Facteur de qualité de trois capacités différentes C1, C2 et C3, calculé à partir du Modèle issu de la Figure 10-c

### V.2.4.3. BILAN DE LA MODELISATION BASSE ET MOYENNE FREQUENCE

Dans les parties précédentes nous nous sommes intéressés à la modélisation de la CID par segmentation de la bande de fréquence de travail. A présent, la Figure 12 montre la comparaison entre les mesures et le modèle complet pour les basses fréquences : cela revient à combiner les résultats de la Figure 6 et la Figure 10 avec le modèle complet. Le modèle prédit correctement le comportement de la structure dans toute la gamme des basses fréquences. Pour les fréquences très basses, le facteur de qualité mesuré est dominé par les pertes par courant de fuite ( $Q_{leakage}$ ), puis les pertes du film BST prédominent avec un facteur de qualité constant ( $Q_{bst}= 50$ ), alors que ce dernier est perturbé par les pertes métalliques ( $Q_{au}$ ) pour les fréquences plus hautes.

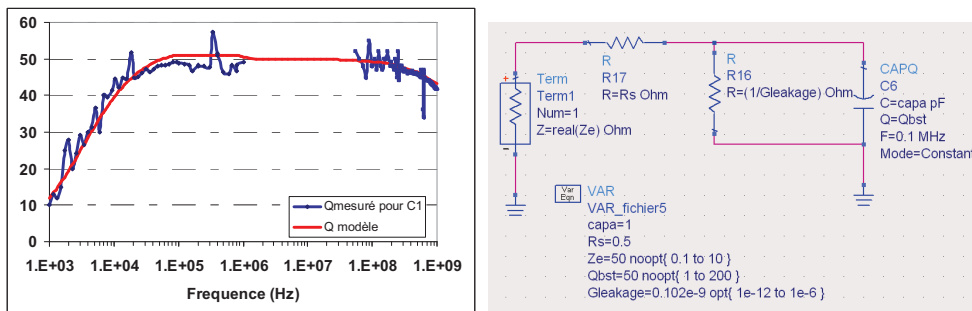


Figure 12 : Comparaison entre les mesures et le modèle proposé pour la structure C1 entre 10KHz et 1 GHz. Le modèle associé d'une capacité CID en Basse et Moyenne Fréquence.



### V.2.5. MESURES MICRO-ONDES

Dans ce paragraphe, les résultats des mesures hautes fréquences sont présentés de 1 GHz à 100 GHz pour les différentes structures capacitives interdigitées (CID) décrites précédemment.

Si on peut s'attendre à retrouver les paramètres intrinsèques similaires à ceux mesurés en basse fréquence, il n'en est pas de même pour la résistance série qui dépend de la fréquence. De même l'inductance parasite intrinsèque des CID et l'inductance extrinsèque de la zone d'accès ne sont plus négligeables dans le domaine micro-onde. Par conséquent, l'ensemble de ces paramètres doit être extrait correctement par des mesures hyperfréquences.

#### V.2.5.1. PRESENTATION DE LA METHODE DE MESURE

Les CID sont caractérisées en mesurant les coefficients de réflexion complexe ( $S_{11}$ ) lorsque les éléments sont intégrés au bout de ligne de transmission coplanaire. En pratique, les paramètres S sont mesurés avec un analyseur de réseaux vectoriel (Agilent 8510C XF) et une station de mesures sous pointes avec des pointes coplanaires GSG qui permettent de couvrir toute la bande de fréquences de travail (de 500 MHz à 100 GHz). La tension continue est injectée par l'intermédiaire de la pointe « Signal » avec une plage d'application allant de -30 V à + 30 V. Une calibration 1-port a été au préalable effectuée afin de s'affranchir des erreurs dues à l'analyseur, les câbles et les pointes de mesures.

Les paramètres S mesurés sont ensuite utilisés pour extraire le facteur de qualité et la valeur de la capacité. L'impédance totale  $Z_{DUT}$  de la structure sous test, incluant tous les effets parasites, tels que ceux dus aux zones d'accès, est calculée à partir de la mesure du coefficient de réflexion [Réf. II.58]-[Réf. II.59], tel que (où  $Z_0$  est l'impédance caractéristique du câble : 50 Ohms):

$$Z_{DUT} = Z_0 \frac{1+S_{11}}{1-S_{11}} = \text{Re}(Z_{DUT}) + i\text{Im}(Z_{DUT})$$

Le facteur de qualité ( $Q_{DUT}$ ) et la capacité ( $C_{DUT}$ ) du dispositif entier sont calculés selon les formules suivantes.

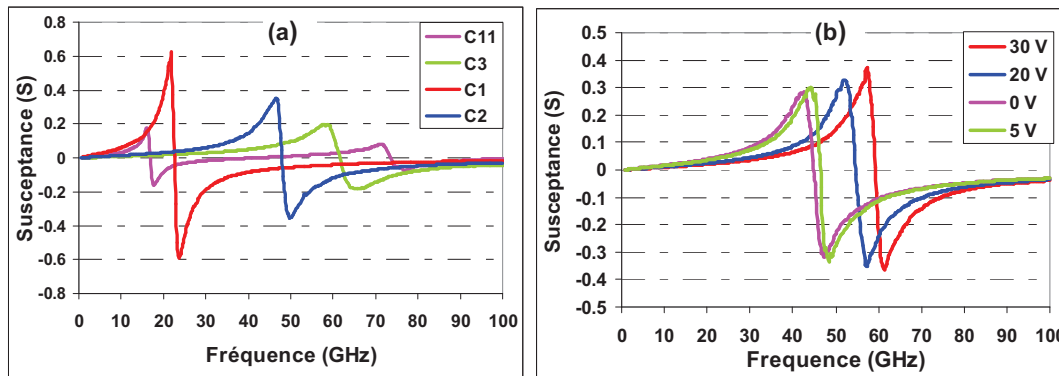
$$Q_{DUT} = \frac{\text{Im}(Y_{DUT})}{\text{Re}(Y_{DUT})} \quad C_{DUT} = \frac{\text{Im}(Y_{DUT})}{2\pi f}$$

#### V.2.5.2. RESULTATS EXPERIMENTAUX

Tout d'abord, nous présentons sur la Figure 13-a, l'évolution de la susceptance présentée par la structure CID en fonction de la fréquence, ente 500 MHz et 100 GHz. Ainsi, l'évolution de la susceptance de CID de formes géométriques différentes est caractérisée. Pour rappel, les structures C1, C2 et C3 ont des longueurs d'accès coplanaires identiques (100  $\mu\text{m}$ ) mais les dimensions géométriques de la partie capacitive sont différentes, se traduisant par des valeurs capacitives différentes, telles que  $C1 > C2 > C3$ . Par ailleurs, une autre capacité, nommée C11, basée sur la même configuration géométrique que C2 a été fabriquée mais avec une longueur d'accès de 800  $\mu\text{m}$  (au lieu de 100  $\mu\text{m}$  pour C2).

La Figure 13-b représente l'évolution fréquentielle de la même capacité pour différents points de polarisation (0, 5, 20 et 30 V). Toutes ces courbes présentent un phénomène de résonance qui dépend, de manière prévisible, de la valeur de la capacité ainsi que de leur polarisation. Cette résonance est caractérisée par le terme selfique parasite de la zone d'accès et la capacité intrinsèque de la CID. En effet pour une même capacité, plus la ligne d'accès est longue et plus ce phénomène de résonance se produit pour des fréquences basses (configuration de type filtre L-C en série, avec  $1/Fr = 2\pi(LC)^{1/2}$ ). Il en est de même pour une capacité plus grande (par augmentation des dimensions géométriques ou par diminution de la polarisation) et pour une longueur d'accès fixe. Outre le fait de décaler en fréquence la résonance, la

polarisation augmente le niveau du pic de la résonance de la susceptance en raison d'une diminution des pertes.



**Figure 13 : (a) Susceptance en fonction de la fréquence pour différentes structures CID. Les structures C1, C2, C3 ont des longueurs d'accès identiques (100  $\mu\text{m}$ ) mais les dimensions géométriques de la partie capacitive sont différentes, telles que  $C1 > C2 > C3$ . C11 a la même configuration que C2 mais une longueur d'accès de 800  $\mu\text{m}$ . (b) Etude de la susceptance d'une CID en fonction de la polarisation.**

La fréquence  $f_r$  de résonance selfique est clairement confirmée par le tracé de  $S_{11}$  sur l'abaque de Smith puisque pour les fréquences inférieures à  $f_r$ , la structure a un comportement capacitif alors que pour les fréquences supérieures à  $f_r$ , son comportement est « selfique ». Le facteur de qualité  $Q_{DUT}$  s'annule à  $f_r$ , par définition.

Ce phénomène de résonance apparaîtra naturellement dans l'extraction de la capacité dû à l'inductance série de la zone d'accès [Réf. II.60]-[Réf. II.61]. Une attention particulière doit donc être prise dans l'extraction de la capacité. Ainsi il ne faut pas confondre une forte diminution de la valeur de la capacité due à un phénomène de résonance et une diminution résultant d'un effet de relaxation du diélectrique. Afin d'effectuer une extraction correcte des paramètres il est donc nécessaire soit de modéliser ces éléments extrinsèques par des éléments localisés soit d'effectuer un « de-embedding » de la zone d'accès. La ligne coplanaire étant déposée sur le BST, il s'avère plus judicieux dans un premier temps d'appliquer la deuxième méthode. Après extraction des paramètres d'une ligne CPW, il sera envisageable d'effectuer cette modélisation de la structure complète par éléments discrets.

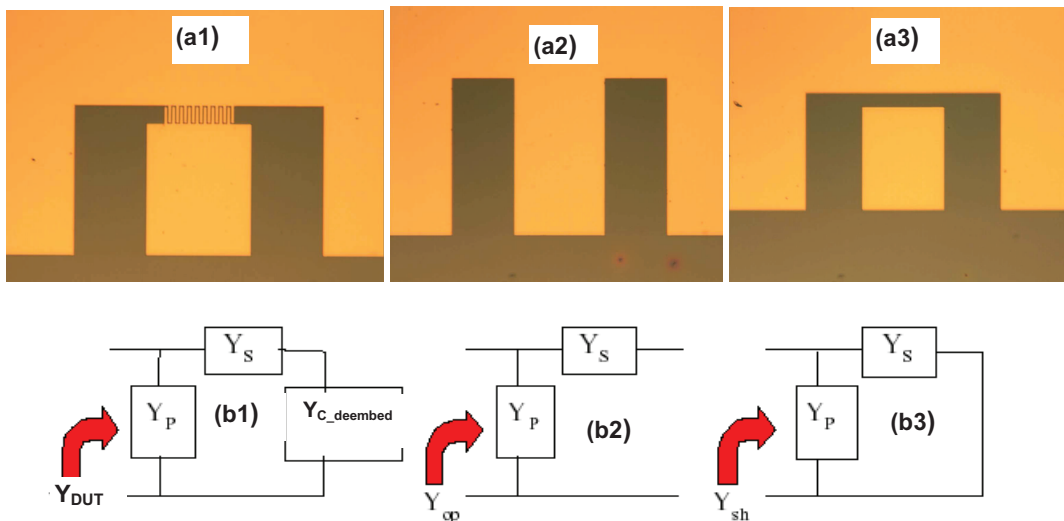
### V.2.5.3. DE-EMBEDDING DE LA ZONE D'ACCES COPLANAIRE

Un point critique dans l'extraction des paramètres est l'estimation des accès parasites qui sont utilisés pour connecter les CID. En effet, la capacité de ces accès est non négligeable devant celle des CID. Leurs valeurs peuvent être comparables aux petites valeurs de capacité des CID qui sont typiquement employées dans les fréquences micro-ondes. Afin de prendre en compte les effets parasites induits par la ligne d'accès coplanaire, deux autres structures (Figure 14-a) similaires, en court-circuit (CC) et en circuit ouvert (CO), ont donc été fabriquées sur le même échantillon permettant de rendre compte des zones d'accès : on effectue en réalité une deuxième calibration, en complément de celle 1-port du banc de mesure. La structure CO correspond à la structure initiale mais en omettant la capacité, laissant la ligne CPW en CO. La structure CC connecte le ruban central à la masse où la capacité était initialement localisée.

Les mesures d'impédances d'une structure peuvent être facilement analysées tant que la plus haute fréquence de travail correspond à une longueur d'onde beaucoup plus grande que les longueurs électriques

mises en jeu. Si c'est le cas, les phénomènes de déphasage induit par des longueurs de lignes peuvent être ignorés et la structure peut ainsi être représentée avec des éléments discrets. Cette approximation est complètement justifiée car, aux fréquences considérées, la longueur d'onde électromagnétique guidée est très supérieure aux dimensions de nos composants même en tenant compte de la réduction de cette longueur d'onde due à l'utilisation de matériaux à forte constante diélectrique. Par exemple à 100 GHz, en prenant une permittivité effective de l'ordre de 6.5 à 7, la longueur d'onde guidée est égale à environ 1500  $\mu\text{m}$ . Les structures ayant 100  $\mu\text{m}$  de ligne d'accès avec des capacités de longueur de quelques dizaines de microns peuvent être considérées discrètes puisqu'on travaille en régime de sous longueur d'onde (la longueur électrique équivalente  $Leq$  est typiquement de l'ordre de  $\lambda/10$  à 100 GHz). Même si les mesures sont effectuées en réflexion, c'est à dire que l'onde électromagnétique parcourt deux fois la distance, l'approximation reste encore valable puisque la condition  $Leq < \lambda/4$  est toujours respectée).

Le circuit équivalent de la structure initiale peut être représenté [Réf. II.60]- [Réf. II.62] par une capacité intrinsèque d'admittance  $Y_c$ , et des éléments parallèles et séries d'admittance  $Y_p$  et  $Y_s$ , respectivement (Figure 14-b1). Ainsi l'admittance  $Y_{DUT}$  de la capacité mesurée doit être corrigée en utilisant  $Y_p$  et  $Y_s$  pour obtenir  $Y_{c\_deembed}$ . Les admittances  $Y_p$  et  $Y_s$  sont déterminées en mesurant les admittances équivalentes des circuits ouvert ( $Y_{op}$ ) et fermé ( $Y_{sh}$ ), dont les circuits équivalents sont représentés sur la Figure 14-b2 et b3.



**Figure 14 : Photographie au microscope des trois structures utilisées pour le « de-embedding » de la zone d'accès coplanaire : (a1) la capacité sous test, (a2) le court-circuit et (a3) le circuit ouvert). Circuits équivalents par éléments discrets : (b1)  $Y_{DUT}$ , (b2)  $Y_{OP}$  et (b3)  $Y_{SH}$  correspondent respectivement aux valeurs mesurées des configurations (a1), (a2) et (a3).**

Finalement,  $Y_c$  se calcule en utilisant trois valeurs mesurées :  $Y_{DUT}$ ,  $Y_{OP}$  et  $Y_{sh}$  par :

$$1) Y_{DUT} = Y_p + 1 / [(1/Y_{SH}) + 1/Y_{C\_DEEMBED}]$$

$$2) Y_{OP} = Y_p$$

$$3) Y_{sh} = Y_p + Y_s$$

$$\text{En combinant les équations précédentes, on obtient : } 4) Y_{C\_Deembed} \equiv \frac{(Y_{DUT} - Y_{OP})}{(Y_{SH} - Y_{DUT})}$$

La conductance  $G_{C\_Deembed}$  et la capacité  $C_{C\_Deembed}$  intrinsèques peuvent être déterminées respectivement par la partie réelle et imaginaire de  $Y_{c\_Deembed}$ , selon :

$$C_{C\_Deembed} = \frac{\text{Im}(Y_{C\_Deembed})}{2\pi f} \quad \text{et} \quad G_{C\_Deembed} = \text{Re}(Y_{C\_Deembed})$$

La tangente de perte diélectrique  $\tan\delta$  et le facteur de qualité peuvent être ainsi dérivés selon :

$$\tan\delta = \frac{G_{C\_Deembed}}{\omega \cdot C_{C\_Deembed}} \quad \text{et} \quad Q_{C\_Deembed} = \frac{1}{\tan\delta} = \frac{\omega \cdot C_{C\_Deembed}}{G_{C\_Deembed}} = \frac{\text{Im}(Y_{C\_Deembed})}{\text{Re}(Y_{C\_Deembed})}$$

La Figure 15 montre la capacité et le facteur de qualité définis selon la méthode présentée (excluant ainsi les composantes parasites), en fonction de la fréquence pour les capacités test.

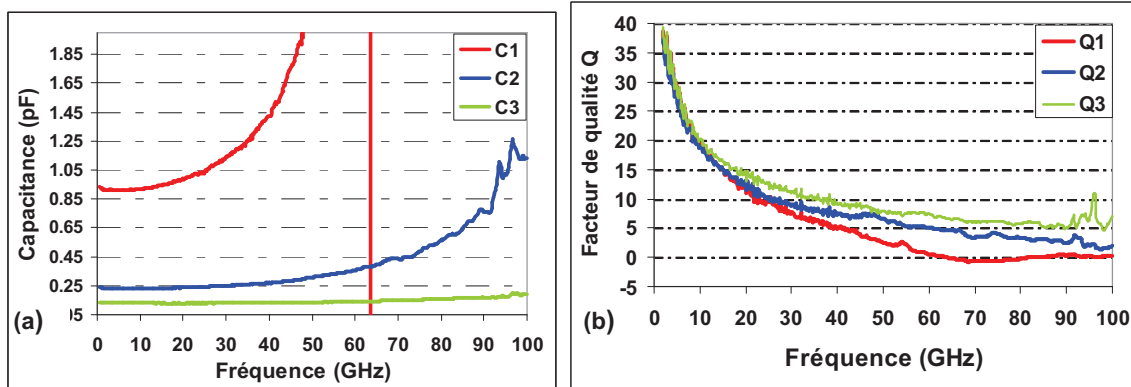


Figure 15 : Capacité  $C_{C\_Deembed}$  (a) et Facteur de qualité  $Q_{C\_Deembed}$  (b) pour 3 capacités (C1, C2, C3), après « de-embedding » (prise en compte des zones d'accès parasites).

Ce graphique présente différentes caractéristiques intéressantes :

- Les valeurs de capacité sont relativement proportionnelles aux dimensions géométriques des structures.
- Le facteur de qualité présente une décroissance en fonction de la fréquence selon une dépendance en  $1/\sqrt{f}$ , ce qui indique un mécanisme de pertes dues au conducteur.
- La dépendance de Q en fonction de la géométrie de la structure est beaucoup plus marquée en HF (au dessus de 10 GHz).
- La capacité augmente avec la fréquence dans tous les cas, particulièrement pour la bande de fréquence de travail la plus haute. Ce phénomène est d'autant plus marqué que la longueur des doigts est grande.
- Le phénomène de résonance disparaît dans l'extraction des paramètres pour les capacités dont les longueurs de doigts sont plus petits (capacités C2 et C3).
- Par contre cette résonance est encore visible dans la bande de fréquence de mesures puisqu'elle est repoussée en fréquence pour la plus grande capacité C1 (de part sa valeur et ses dimensions géométriques). Ceci s'explique par une capacité plus grande et une inductance intrinsèque liée au caractère distribué des doigts, également plus grand.

On constate en général, que les pics de résonances apparus après extraction de la mesure brute, sont repoussés vers les fréquences plus hautes. Ce comportement non linéaire en fonction de la fréquence ne semble pas provenir d'un phénomène de relaxation diélectrique, qui présenterait une dépendance fréquentielle beaucoup plus importante avec une capacité décroissante (et non croissante en fonction de la fréquence). Bien que la plupart des composantes parasites aient été éliminées par la méthode de « de-embedding », révélant ainsi exactement la structure CID déposée sur le film de BST, d'autres éléments parasites non considérés jusqu'à maintenant empêche une bonne extraction des propriétés intrinsèques du

film BST. En réalité, la représentation de la capacité ne doit pas se limiter à un seul élément capacitif mais à un modèle plus complet en haute fréquence [Réf. II.60]: une inductance modélisant la longueur des doigts accompagnée d'une résistance qui augmente avec la fréquence doivent donc être pris en compte.

#### V.2.5.4. MODELISATION DE LA CAPACITE INTERDIGITEE

##### V.2.5.4.1 Modélisation des CID en éléments discrets

Puisque la taille physique des capacités est petite devant la longueur d'onde guidée, on peut exprimer son impédance par des éléments localisés. Pour être rigoureux, l'impédance doit tenir compte de la perturbation selfique induite par la longueur des doigts, ainsi que des résistances pour représenter les pertes ohmiques des conducteurs métalliques.

Un réseau large bande peut être utilisé pour modéliser une capacité interdigitée (Figure 16-a). Le couplage électrique entre les doigts est représenté par la capacité  $C$ . Le champ électrique parasite entre la capacité et la masse est décrit par la capacité  $C_p$  en parallèle. Pour modéliser le couplage magnétique entre les doigts on utilise un transformateur idéal avec une inductance mutuelle  $M$ . La résistance  $R$  et la conductance  $G (=1/R_p)$ , dépendantes de la fréquence, représentent respectivement les pertes métalliques dans les doigts et les pertes du film ferroélectrique. Les effets de déphasage le long des doigts est ainsi pris en compte.

Le film ferroélectrique ayant de fortes valeurs de permittivité, la carte du champ électrique d'une capacité (voir le chapitre IV) montre que celui-ci est essentiellement concentré entre les doigts. La distance entre la masse ( $55 \mu\text{m}$ ) et la capacité est 50 fois supérieure à celle inter-doigts ( $1 \mu\text{m}$ ), résultant à un champ électrique 50 fois inférieur : on peut ainsi négliger la capacité parasite entre la capacité et la masse. De même, en cartographiant le champ magnétique  $H$ , on peut montrer que le couplage inductif est négligeable (inductance mutuelle nulle). Ainsi, il sera judicieux dorénavant d'utiliser le modèle de la capacité CID de la Figure 16-b.

Par ailleurs, ce schéma équivalent permettra en première approximation d'extrapoler une CID à  $N$  doigts à partir de la mesure d'un nombre quelconque de doigts. En supposant que le schéma de la Figure 16-b est équivalent à une capacité à deux doigts où  $R_d$ ,  $L_d$ ,  $C_d/2$  et  $G_d$  représentent respectivement la résistance, l'inductance, la capacité et la conductance associés à un doigt alors la capacité de  $N$  bandes conductrices parallèles (les doigts) pourra être représentée par la Figure 16- en remplaçant les éléments série  $R$  et  $L$  par  $R_d/N$  et  $L_d/N$  (en supposant le courant égal dans chaque doigt de la CID et uniformément réparti sur toute la longueur du doigt) respectivement, et les composantes parallèles  $C$  et  $G$  par  $C_d.N$  et  $G_d.N$ , respectivement. Cette méthode permettra une ingénierie rapide d'une CID.

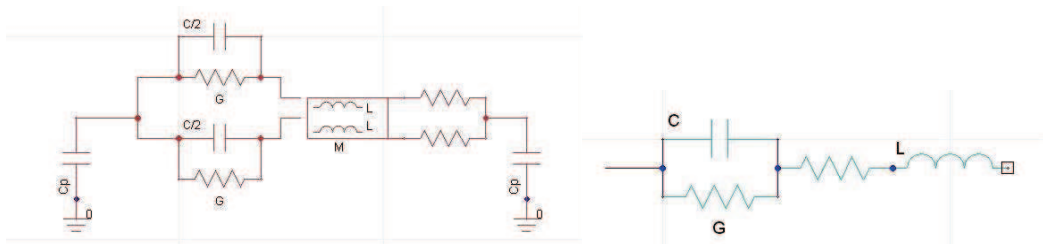


Figure 16 : (a) Modèle complet large bande d'une capacité inter digitée. (b) Modèle effectif simplifié ( $C_p$  supposé égal à zéro) utilisé pour une CID par éléments localisés.

L'impédance  $Z$  associée au modèle d'une capacité modélisée par éléments discrets s'écrit :

$$Z = R + j\omega L + \frac{1}{G + j\omega C} = R + \frac{G}{G^2 + (\omega C)^2} + j\left(\omega L - \frac{\omega C}{G^2 + (\omega C)^2}\right)$$

En posant  $\text{Re}q$  la partie réelle de l'impédance et  $X$  sa partie imaginaire, on peut calculer l'admittance  $Y$  et le facteur de qualité  $Q$  en utilisant :  $Z = \text{Re}q + jX \Rightarrow Q = \text{Im}(Y)/\text{Re}(Y)$

En supposant que la partie imaginaire est uniquement due à une capacité on peut calculer la valeur de cette capacité équivalente  $C_{eq}$  selon :

$$C_{eq} = \frac{-1}{\omega \text{Im}(Z)} = \frac{G^2 + (\omega C)^2}{\omega^2(-LG^2 - \omega^2 LC^2 + C)}$$

Ainsi quand on extrait la capacité en prenant la partie imaginaire de l'impédance, l'inductance des doigts interdigités et les pertes du film  $G$  sont également prises en compte, ce qui peut fausser l'interprétation des résultats.

Pour s'apercevoir des effets selfiques uniquement, simplifions l'expression précédente, en supposant  $G \rightarrow 0$  (ou  $R_p \rightarrow \text{infini}$ ) :

$$C_{eq} \approx \frac{C}{1 - \omega^2 LC}$$

L'inductance parasite modifie la valeur de la capacité en fonction de la fréquence, particulièrement pour les hautes fréquences où la capacité aura tendance à augmenter. Il reste maintenant à valider ce modèle en le comparant avec nos mesures

#### V.2.5.4.2 Application du modèle aux éléments capacitifs mesurés en fonction de la fréquence

En modélisant la capacité par un circuit RLCG, on peut ainsi extraire des mesures, les valeurs de la résistance série, la conductance, la capacité et l'inductance.

La résistance ([Réf. II.63]) a une composante fixe DC et une composante AC qui dépend linéairement de la racine carré de la fréquence ( $f$ ), du à l'effet de peau ([Réf. II.64]). De plus, le terme de perte  $G$  augmente linéairement avec la fréquence :

$$R = R_{DC} + R_{AC}, \text{ avec } R_{AC} = R_{AC}' * \sqrt{f} \text{ et } R_{AC}' \text{ une constante,}$$

$$G = G_d \times f, \text{ avec } G_d \text{ une constante telle que } G_d = G_{mes}/f_{mes}$$

La méthode utilisée pour extraire les paramètres est une optimisation des éléments localisés qui permettent la meilleure concordance entre les paramètres de réflexion  $S_{11}$  mesurés et ceux de la modélisation, en utilisant un logiciels type circuit tel que ADS. L'accord avec les données expérimentales est en général meilleur quand il est réalisé en séparant les parties réelle et imaginaire du coefficient de réflexion  $S_{11}$ . Par ailleurs, il est préférable d'effectuer l'accord du modèle discret capacitif en 'fittant' le paramètre  $S_{11}$  mais également le facteur de qualité  $Q$ . Cette méthode est recommandée pour l'extraction du modèle d'une structure à fort facteur de qualité. Sans ces précautions, il est possible d'obtenir les mêmes réponses fréquentielles avec différentes valeurs de composants, et plus particulièrement pour la résistance.

Le modèle ADS utilisé pour optimiser les valeurs des éléments localisés aux valeurs mesurées est présenté sur la Figure 17. Les valeurs de capacité utilisées dans le modèle correspondent aux valeurs

mesurées en BF avec la prise en compte de la faible dispersion fréquentielle de 2% par décade et calculées à 10 GHz (pour être au milieu des 3 décades de mesures entre 1 GHz et 100 GHz). La conductance G est définie selon le modèle BF tel que le facteur de qualité de la capacité est constant en fonction de la fréquence.

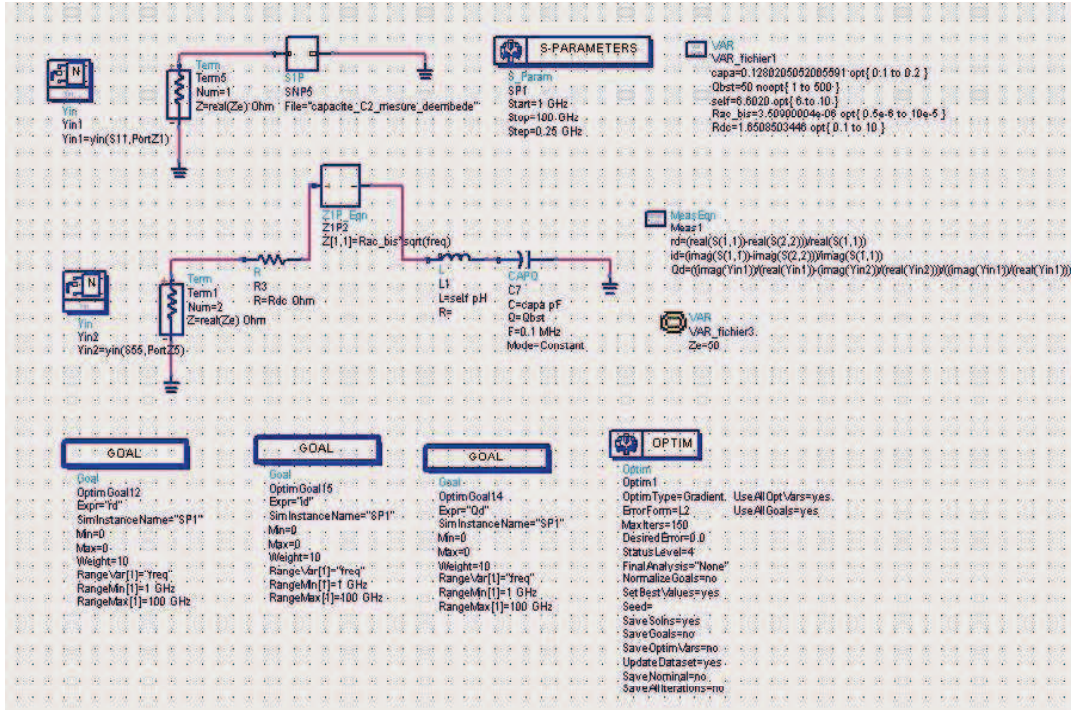


Figure 17 : Modélisation des CID pour des applications hyperfréquences

Le Tableau 1 suivant montre les valeurs des variables optimisées et extraites pour les différentes capacités mesurées. Ces résultats issus des modèles sont en accord avec les calculs analytiques attendus de ces différentes composantes. En effet en supposant que la résistance et la capacité sont proportionnelles à la longueur des doigts et inversement proportionnelles à la largeur et aux nombres de doigts de la CID, alors on obtient qualitativement  $L1 > L3 > L2$  et  $R3 > R1 > R2$ .

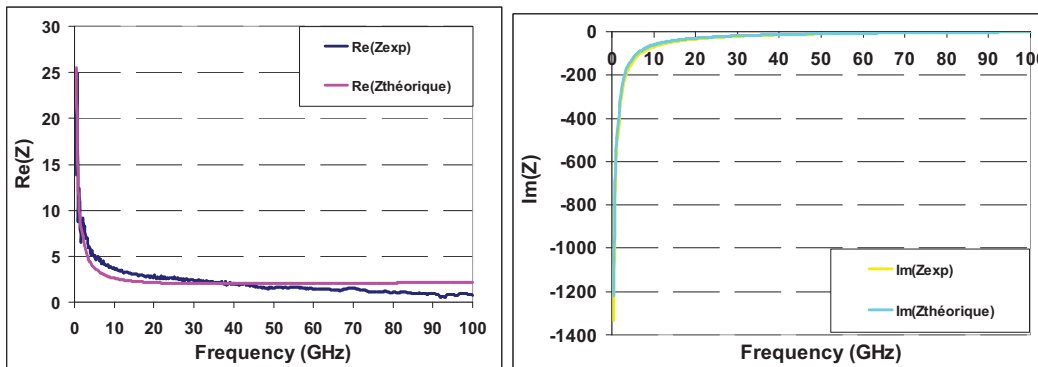
|    | $R_{DC}$ ( $\Omega$ ) | $R_{DC}$ ( $\Omega$ ) | L(pH) | C (pF) |
|----|-----------------------|-----------------------|-------|--------|
| C1 | 1.08                  | 3                     | 8.5   | 0.92   |
| C2 | 0.6                   | 1.5                   | 6     | 0.24   |
| C3 | 1.65                  | 3.5                   | 7.4   | 0.138  |

Tableau 1: Principales caractéristiques extraites des mesures pour différentes capacités

Selon l'équation précédente de l'impédance Z (§2.5.4.1), la partie réelle de l'impédance Z est indépendante de l'inductance et dominée par la résistance série, particulièrement en HF. Afin de vérifier la validité de la résistance modélisée, la Figure 18-a montre les évolutions des parties réelles des impédances modélisées  $Z_{théorique}$  et mesurées  $Z_{expérimental}$  en fonction de la fréquence. De légères différences dues à la contribution cumulée de  $R_{dc}$  et  $R_{ac}$  peuvent être notées.

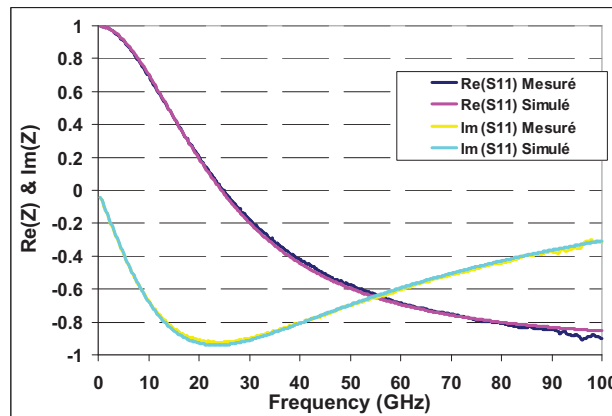
Un meilleur accord est possible (non montré dans ce rapport mais vérifié), si au début de la bande on considère uniquement  $R_{dc}$  (en BF), et en fin de bande (dans la région de l'effet de peau  $\sigma \ll t$ ) uniquement  $R_{ac}$ , avec des valeurs légèrement supérieures de celles présentées dans le tableau précédent. Pour le milieu de la bande de fréquence de travail, la modélisation est plus compliquée puisque l'épaisseur de métallisation est du même ordre de grandeur que la profondeur de peau. Cependant le but de l'utilisation de ce circuit équivalent étant une modélisation large bande, un compromis a donc été fait pour les valeurs des résistances  $R_{dc}$  et  $R_{ac}$ .

De même la partie imaginaire de l'impédance  $Z$  est indépendante de la résistance. Celle-là est certes dominée par la capacité en HF ( $Im(Z)$  approximativement égale à  $-1/(\omega C)$  pour de faibles inductances et pour des fréquences de travail inférieures à la fréquence de résonance) mais tient compte également de l'inductance. La Figure 18-b met en évidence le bon accord entre les évolutions de la partie imaginaire de  $Z_{exp}(V=0V)$  et  $Z_{théorique}(V=0V)$  en fonction de la fréquence.



**Figure 18 : Evolution de la partie réelle de l'impédance mesurée  $Z_{exp}(V=0V)$  et calculée  $Z_{théorique}(V=0V)$  en fonction de la fréquence pour la capacité C2 après deembedding. (b) Evolution de la partie imaginaire de  $Z_{exp}(V=0V)$  et  $Z_{théorique}(V=0V)$  en fonction de la fréquence pour la capacité C2 après la méthode de « de-embedding ».**

La Figure 19 montre les parties réelle et imaginaire de  $S_{11}$  calculées à partir du schéma équivalent et celles mesurées à l'analyseur de réseau dans la plage de fréquence [250 MHz – 100 GHz] pour une tension de polarisation nulle pour un exemple de capacité (capacité C3). Le très bon accord entre les mesures et les calculs démontre encore la validité des modèles.



**Figure 19 : Comparaison des valeurs mesurées et calculées des parties réelles et imaginaires du coefficient de réflexion la capacité après de-embedding**



Afin de prouver que la légère augmentation de la capacité en fonction de la fréquence, n'est pas due à un phénomène de relaxation mais à l'inductance parasite des doigts des CID, nous avons recalculé cette capacité et le facteur de qualité total (Figure 20) à partir des mesures et du modèle choisi (en rappelant que le terme de la capacité  $C$  injecté est fixe en fonction de la fréquence pour différentes capacités tests).

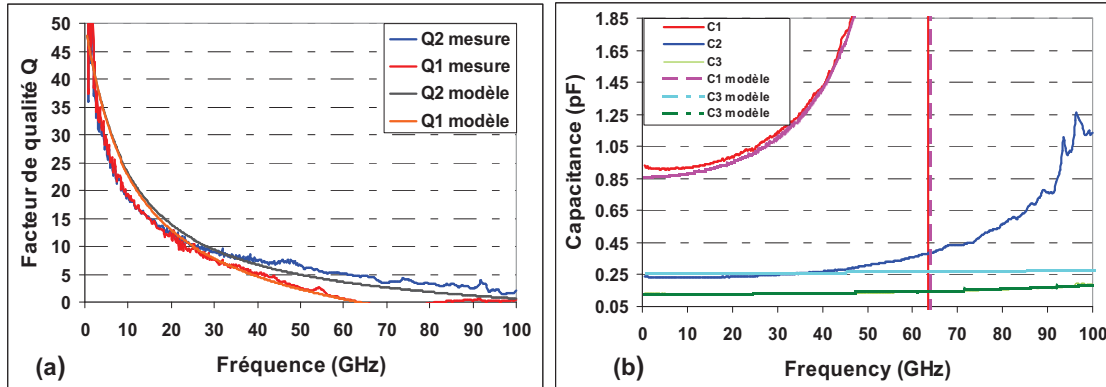


Figure 20 : (a) Comparaison du facteur de qualité mesuré et celui issu du modèle RLCG des capacités C1 et C2 ; et (b) Comparaison de la capacité mesurée et modélisée. Ces paramètres sont extraits à partir du coefficient de réflexion des capacités C1, C2 et C3, en fonction de la fréquence.

Ces courbes mettent en évidence le bon accord entre les éléments mesurés et les éléments calculés et plus particulièrement pour l'extraction de la capacité effective (Figure 20-b). L'augmentation de la capacité en fonction de la fréquence, due à l'ordre de grandeur des dimensions géométriques vis-à-vis de la longueur d'onde de travail, ne présente pas une limitation à l'application de cette technologie tant que le phénomène est parfaitement caractérisé, pris en compte et maîtrisé.

Par souci de visibilité nous représentons les facteurs de qualité de deux capacités uniquement. Pour les deux structures, un léger décalage entre la mesure et le modèle est observé entre 10 et 20 GHz, correspondant à la difficulté de modéliser précisément la résistance sur une aussi large bande de fréquence, phénomène précédemment observé sur la Figure 18. Par ailleurs les résultats sur le facteur de qualité sont présentés à partir de 1 GHz puisque celui-ci présente de nombreuses fluctuations dues à une imprécision des mesures au VNA pour de telles structures en début de bande de fréquence.

Le facteur Q de la capacité C1 décroît jusqu'à une valeur nulle à la fréquence de résonance de la structure (résonance également constatée à la même fréquence dans l'extraction de la capacité). Ainsi cette dépendance du facteur de qualité en fonction de la configuration géométrique des CID confirme clairement l'absence de phénomène de relaxation dû aux propriétés intrinsèques du film BST malgré la forte dépendance fréquentielle du coefficient de qualité.

#### V.2.5.4.3 Etude et Modélisation des CID en fonction de la tension

Afin de continuer l'étude, il est également intéressant d'étudier l'influence de la tension appliquée sur les différents paramètres. Dans les travaux présentés, la tension continue varie de 0 à 30 V. La capacité C1 ne sera pas analysée dans cette étude, puisqu'elle a été détruite à 15 V. La Figure 21 présente les variations fréquentielles des valeurs de la capacité (a) et du facteur de qualité (b) des capacités C2 et C3 pour les tensions de polarisation minimale (0V) et maximale (30 V).

Ces graphiques nous confirment les phénomènes également constatés en BF : une augmentation de la tension abaisse la capacité et inversement augmente le facteur de qualité. Ainsi, la diminution de la capacité repousse en fréquence, la fréquence de résonance (a). Par ailleurs on remarque clairement que l'accordabilité est quasiment constante sur toute la bande de fréquence et comprise entre 45% et 50%, valeurs identiques à l'accordabilité calculée en BF. La capacité C2 présente une légère variation de l'accordabilité en fin de la bande de fréquence, due à une perturbation par la résonance.

Il est également intéressant de remarquer que dans les deux états de polarisation, le facteur de qualité est quasiment identique pour les deux CID jusqu'à environ 15 GHz, puisque celui-ci est essentiellement dominé par les pertes intrinsèques du film ( $Q_{bst}$ ). Les pertes métalliques quand à elles influencent le facteur de qualité sur la totalité de la bande de fréquence (décroissance en (fréquence)<sup>-1/2</sup> de  $Q_{total}$ ), mais deviennent prédominantes pour les fréquences supérieures puisque, pour les deux états, celui-ci diffère selon la configuration géométrique des CID.

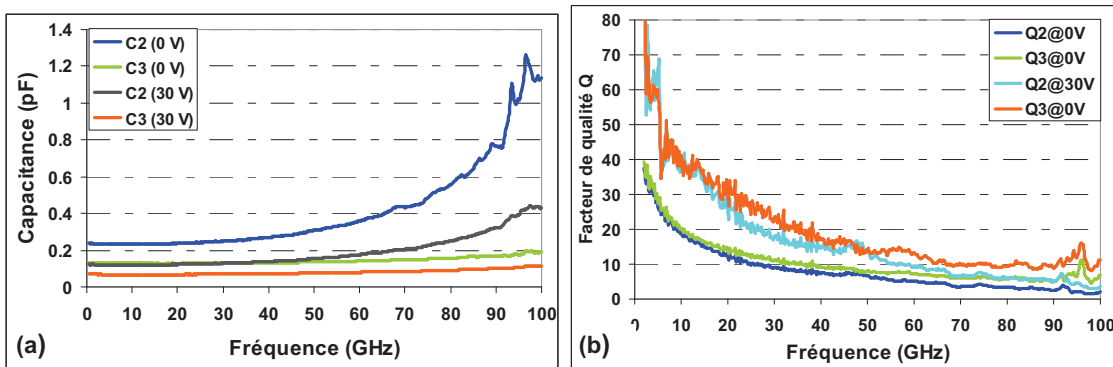


Figure 21 : Variations fréquentielles des valeurs de la capacité (a) et du facteur de qualité (b) des capacités C2 et C3 pour les tensions de polarisation minimale (0V) et maximale (30 V).

Pour chaque valeur de tension appliquée, de nouvelles optimisations du schéma équivalent sont nécessaires. Le comportement de chacun des quatre paramètres évolue dans le sens attendu : L et R ne varient pratiquement pas en fonction de la tension appliquée, alors que 1/G (ou Q) et C varient non proportionnellement en fonction de la tension appliquée. La Figure 22 atteste encore une fois de la bonne validité du modèle à 30 V, de 1 GHz à 100 GHz. Les valeurs de L et R sont identiques à celles du modèle à 0 V (à 5% près), Q a une valeur de 90, alors que les capacités à 30 V sont égales à C2=0.12 pF et C3=0.068 pF.

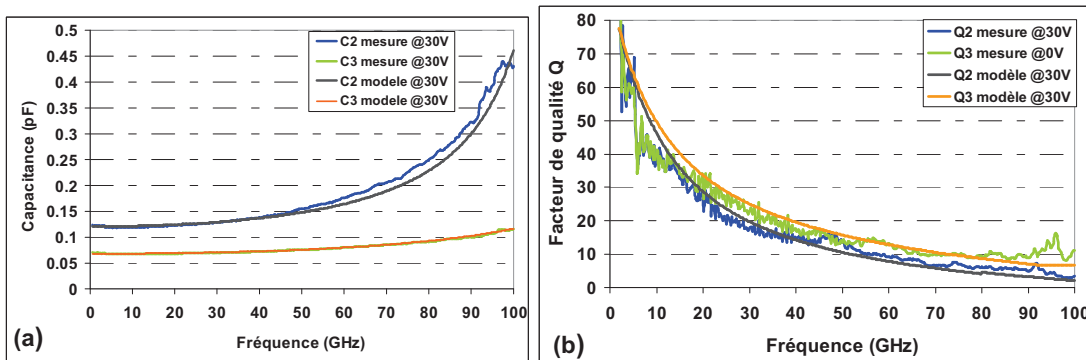


Figure 22 : Comparaisons des variations fréquentielles issues du modèle et des mesures (après une méthode de « de-embedding ») la capacité (a) et du facteur de qualité (b), des capacités C2 et C3 pour la tension de polarisation maximale (30 V).

### V.2.6. BILAN DE LA METHODE DE CARACTERISATION DE FILMS DE BST PAR CID ET EXTRACTION DES PARAMETRES DU BST PAR CMM

La méthode d'extraction des propriétés du ferroélectrique par la mesure de capacité est habituellement utilisée pour des mesures basses voir moyennes fréquences. Mais on vient de montrer qu'elle peut être utilisée également pour des mesures large bande avec des dispositifs dont les dimensions géométriques sont bien inférieures aux dimensions électriques et en tenant compte dans les modèles des effets parasites, principalement marqués en haute fréquence.

#### Bilan de la modélisation :

Nous avons ainsi établi un schéma équivalent petit signal pour une structure capacitive interdigitée permettant l'extraction des paramètres intrinsèques, s'être affranchis des zones d'accès, pour des caractérisations aussi bien statiques qu'hyperfréquences. Ce modèle permet ainsi de représenter le comportement électrique d'un élément capacitif sur une très large gamme de fréquence (de la BF jusqu'à 100 GHz). Il est à noter que de nombreux scientifiques se sont intéressés à la modélisation de capacité interdigitées en configuration micro-strip, mais au jour d'aujourd'hui il existe peu de modèles de CID en configuration coplanaire et surtout sur une aussi large bande de fréquence et pour des capacités déposées sur des films fins de ferroélectrique.

Par ailleurs, des modèles équivalents simplifiés (Figure 23) selon la bande de fréquence de travail, ont été validés permettant ainsi la conception rapide de structures capacitives optimisées.

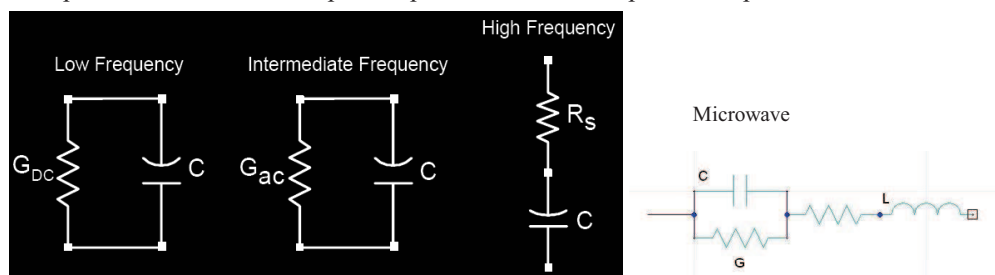


Figure 23 : Modèles équivalents simplifiés de CID en fonction de la gamme de fréquence

Cependant pour des circuits dont les dimensions sont de l'ordre de la longueur d'onde guidée ou pour des capacités planes, où la forte valeur de la permittivité du film ferroélectrique devient prédominante dans le calcul de la permittivité effective, la méthode décrite précédemment est invalide puisque les longueurs électriques ne sont plus négligeables. On peut néanmoins utiliser cette même méthode de modélisation par éléments discrets en appliquant simplement au coefficient de réflexion  $S_{11}$  obtenu un déphasage qui augmente linéairement avec la fréquence.

#### Les Electrodes :

Quand on conçoit ou fabrique des structures micro-ondes à base de films ferroélectriques, l'attention est généralement portée sur les propriétés et la préparation du diélectrique. Mais nous venons de voir que la métallisation utilisée pour ces structures est également très importante : c'est d'ailleurs le mécanisme dominant pour les pertes en très hautes fréquences. Les circuits ne peuvent pas tolérer de grandes résistances DC si on désire de faibles pertes d'insertion. De bonnes performances électriques seront donc possibles selon les conditions suivantes :

- utiliser une métallisation de bonne qualité (dépendant de la conductivité du métal et de la qualité du procédé technologique de dépôt)
- épaissir les électrodes interdigitées,
- effectuer l'ingénierie des structures CID : pour une même valeur de capacité souhaitée, il sera ainsi plus avantageux de diminuer la longueur des doigts et augmenter leur nombre, au détriment d'une augmentation de la surface de la structure complète. Ceci est également valable afin de minimiser l'effet parasite induit par la longueur des doigts en HF (voir en détail le chapitre sur les déphaseurs MD et MG).

Par ailleurs, il a été démontré que la détermination du coefficient de qualité du film BST par des mesures en micro-onde ne permet pas de conclure directement sur les pertes du film car celles-ci sont majoritairement dominées par les pertes métalliques, masquant ainsi les pertes intrinsèques du film. Il sera donc nécessaire d'effectuer des mesures dans la gamme du MHz. Cependant cela ne change en rien au comportement fréquentiel de la structure CID, à base de films ferroélectriques.

#### Les films ferroélectriques et extraction des paramètres du BST par CMM :

Aucune indication d'une perturbation due à un phénomène de relaxation qui présenterait une grande dépendance fréquentielle n'a été montrée. Le facteur de qualité  $Q_{int}$  diminue pour les fréquences micro-ondes. Mais selon les équations complètes précédentes, cette diminution en fonction de la fréquence est uniquement due aux effets parasites extrinsèques au film BST : les pertes des conducteurs ohmiques et l'inductance induites par les doigts.

Les résultats suggèrent ainsi que les performances du système en hautes fréquences ne sont pas limitées par des pertes du film ferroélectrique liées à un phénomène de relaxation, car de telles pertes seraient accompagnées par une forte dispersion capacitive aux fréquences correspondantes. En effet, une variation rapide de la capacité est constatée, mais, d'une part, cette variation est une augmentation et d'autre part, celle-ci n'apparaît pas forcément aux fréquences où les pertes augmentent, mais plutôt à la résonance des CID. Par exemple pour la structure C3, la capacité commence à augmenter à partir de 80 GHz alors que le facteur de qualité est quasiment constant. De même, pour des fréquences de l'ordre de quelques GHz, le  $Q_{total}$  diminue alors que la capacité extraite est quasi constante (hormis la légère dispersion fréquentielle de 2% par décades fréquentielles).

Le tableau suivant compare les performances des structures CID étudiées dans ce travail avec celles reportées dans la littérature. Nous constatons ainsi que nos structures ont des performances égales voir supérieures aux autres dispositifs extraits de la littérature récente.

|                             | Ce travail | Liu et al. [Réf. II.32] | Kim et al. [Réf. II.66] | Moon et al. [Réf. II.67] | àBelloti et al. [Réf. II.68] |
|-----------------------------|------------|-------------------------|-------------------------|--------------------------|------------------------------|
| Accordabilité %             | 47         | 45                      | 64                      | 40                       | 65                           |
| Electric field (V/ $\mu$ m) | 10         | 90                      | 35                      | 13.3                     | 7                            |
| Q (@ n GHz)                 | 30 (20)    | 20 (24)                 | 28 (2.4)                | 9 (9)                    | 4 (20)                       |
| Metallisation               | Au/Cr      | Au                      | Au/Cu/<br>Cr            | Au/Cr                    | Au/Ag                        |
| substrat                    | Saphir     | Saphir                  | Saphir                  | MgO                      | MgO/LAO                      |

Tableau 2 : Comparaison des performances (accordabilité, champ appliqué, facteur de qualité, métallisation et substrat utilisé) des structures mesurées dans ce travail avec celles de la littérature

La méthode utilisée pour l'extraction des paramètres du BST est basée sur la CMM [Réf. II.65] qui est un outil puissant permettant de résoudre des problèmes physiques et mathématiques. C'est une méthode quasi-statique qui doit être appliquée pour les fréquences où la taille de la structure est petite devant la longueur d'onde. Cette méthode ne peut prévoir les effets de résonances dus aux éléments parasites décrits précédemment. Elle peut être pratiquement utilisée et valide pour nos structures pour des fréquences bien inférieures aux fréquences de résonance, et plus particulièrement pour les capacités C2 et C3 jusqu'à plusieurs dizaines de GHz, sans quoi une augmentation de la permittivité extraite sera observée. Le moyen d'extraire la permittivité sur une large bande de fréquence est d'appliquer la CMM sur les valeurs des capacités extraites du modèle large bande.

Les capacités de nos CID ont ainsi été calculées selon la CMM, en implémentant les différentes équations du modèle sous le logiciel MATLAB. Pour conclure, la permittivité calculée des films de BST fabriqués dans cette étude est comprise entre 320 et 370, en fonction des capacités testées et de la gamme de fréquence de travail (environ 370 à 10 kHz, 345 à 1 MHz et 320 à 10 GHz).

### **V.3. CARACTERISATION LARGE BANDE DU BST PAR MESURE DE LIGNES CPW**

Les travaux de cette partie ont pour objectif d'obtenir les caractéristiques électriques des structures coplanaires (lignes CPW) en utilisant le BST en couche mince sur le substrat. De façon générale, on peut avoir accès à ce type d'information par la réalisation de lignes de différentes longueurs qui sont caractérisées en structure quadripôle. Par ailleurs, il convient d'effectuer cette mesure le plus simplement possible sans montage des lignes en boîtier. Les caractérisations sous pointes hyperfréquences se révèlent donc particulièrement bien adaptées de ce point de vue et elles ont été largement utilisées dans la littérature pour la caractérisation de lignes.

Ainsi, des lignes de longueurs et de topologies différentes sont étudiées pour mesurer les propriétés de la structure jusqu'à 110 GHz. Cette étude permettra de caractériser les propriétés intrinsèques du film de BST afin de valider les résultats extraits à partir des CID et présentés dans la partie précédente. La distance entre la ligne centrale et la masse étant trop importante pour faire des mesures d'accordabilité en fonction de la tension, l'étude se fera uniquement en fonction de la fréquence. Outre l'information générale large bande apportée sur les propriétés du BST, l'étude des lignes coplanaires (CPW) mesurées nous sera utile à l'étape de conception du chapitre suivant puisque ces lignes constituent le support de propagation des déphaseurs.

Dans un premier temps, une étude théorique orientera la phase de conception afin de réaliser des modèles adéquats pour la fabrication. Puis, une fois les circuits fabriqués, les mesures permettront d'extraire les différents paramètres caractéristiques : l'impédance caractéristique de la ligne, sa permittivité effective, le facteur d'atténuation et plus particulièrement la constante diélectrique relative et la tangente de perte du substrat de BST.

#### **V.3.1. PRINCIPE DE LA MESURE**

La technique de caractérisation large bande exposée ici repose sur la mesure sous pointes du coefficient de transmission d'une ligne coplanaire incorporant le film à caractériser [Réf. II.69]. La mesure

de la phase du coefficient de transmission  $S_{21}$  d'une ligne coplanaire permet de remonter à la constante de propagation  $\gamma$  et donc à la permittivité effective  $\epsilon_{\text{eff}}$  grâce à :

$$\Delta\Phi_{S_{12}} = -\gamma L = -\frac{2 \cdot \pi \cdot L \cdot f \cdot \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}}{c_0} \quad (\text{Eq. 1})$$

Où  $c_0$  est la vitesse de la lumière dans le vide,  $f$  la fréquence, et  $L$  la longueur de la ligne de transmission.

Ainsi la constante diélectrique effective  $\epsilon_{\text{eff}}$  peut être calculée à partir de la pente de la phase  $\Delta\Phi(S_{21})$  en fonction de la fréquence.

La constante de propagation  $\gamma$  est obtenue pour chaque fréquence grâce aux équations suivantes :

$$\alpha = -\frac{S_{21}(\text{dB})}{L(\text{cm})} \quad \beta = -\frac{\Phi_{S_{21}}(\text{rad})}{L(\text{cm})}$$

Où  $\gamma = \alpha + j\beta$  est la constante de propagation,  $\alpha$  est la constante d'atténuation (dB/cm) et  $\beta$  est la constante de phase ( $\text{cm}^{-1}$ ).

Ensuite la permittivité relative complexe de la couche mince peut être extraite de la permittivité effective mesurée à partir de relations analytiques basées sur le concept de la transformée conforme (CMM) ou de celle entrée dans un logiciel de simulation électromagnétique qui est utilisé pour comparer les résultats modélisés et mesurés jusqu'à obtenir la correspondance la plus proche possible.

Avant de présenter les résultats des lignes CPW mesurées, nous justifions les dimensions géométriques choisies pour les lignes dans un premier temps, puis le type de calibration effectuée pour la mesure.

### V.3.2. REALISATION D'UN JEU DE MASQUE : PREPARATION DES ELEMENTS TESTS

Au vu des fréquences élevées de caractérisation du BST, la structure coplanaire utilisée risque de présenter des modes de propagations parasites. Le lecteur pourra se reporter à l'Annexe A.1 pour plus d'explications sur les modes de propagation de la ligne CPW. Grâce à un choix judicieux des dimensions de la structure, on aura intérêt à privilégier le mode quasi-TEM afin de ne pas confondre la dispersion fréquentielle due à phénomène de relaxation du matériau et celle due à une mauvaise configuration géométrique. Par ailleurs, la méthode utilisée pour l'extraction est la transformation conforme (CMM) (Annexe A.3) qui est basée sur l'approximation quasi-TEM.

#### V.3.2.1. CHOIX DES DIMENSIONS LATÉRALES DE LA LIGNE CPW

Pour la ligne nous choisissons une impédance caractéristique de  $50 \Omega$  correspondante à celle des instruments de mesure avec le souci de respecter l'écartement des pointes hyperfréquences ( $125 \mu\text{m}$ ).

Les dimensions latérales sont choisies selon un modèle théorique permettant d'obtenir les différentes caractéristiques de la ligne de transmission utilisée. Rappelons qu'il s'agit de calculer sa constante diélectrique effective  $\epsilon_{\text{eff}}$ , son impédance caractéristique  $Z_0$  et la constante de propagation à travers la ligne (vitesse de phase et coefficient d'atténuation). Ces valeurs dépendent de la fréquence de fonctionnement, des dimensions de la ligne et des substrats utilisés. En micro-ondes, deux modèles sont utilisés :

- La première approche, qui est quasi-statique, considère que le mode de propagation dans la ligne de transmission est électromagnétique transversal ("Transverse Electromagnetic Mode : TEM ") ou quasi\_TEM. Les caractéristiques de la ligne sont donc calculées à partir de la capacité électrostatique de la structure.
- La seconde approche est l'analyse d'onde complète "fullwave analysis" qui tient compte de la nature hybride des modes de propagation.

La deuxième méthode est plus complète puisqu'elle tient compte du phénomène de dispersion dans la ligne de transmission (variation de  $\epsilon_{\text{eff}}$  et  $Z_0$  avec la fréquence). Cependant, elle est plus rigoureuse et plus complexe à analyser puisqu'elle demande des simulations numériques : elle sera donc utilisée uniquement en dernière étape de caractérisation pour validation des modèles. L'approche quasi-statique permet quand à elle d'obtenir des formules analytiques plus simples.

Ainsi dans une première approche, nous avons utilisé le modèle analytique proposé par S. Gevorgian [Réf. II.70], de lignes coplanaires déposées sur deux couches diélectriques, afin de concevoir des lignes d'impédance proche de  $50 \Omega$ . Dans une dernière étape, après la fabrication des lignes, les mesures seront comparées et validées par des simulations électromagnétiques en éléments finis.

L'approximation quasi-TEM permet de définir une permittivité relative effective notée  $\epsilon_{\text{reff}}$ . Elle se définit comme la permittivité d'une ligne équivalente qui se trouverait dans un milieu homogène. La détermination de l'impédance et de la permittivité d'une ligne CPW à deux couches est réalisée grâce à la méthode de transformation conforme (détaillée en Annexe A.2) et implémentée sous Matlab. On peut remarquer quelques points importants liés aux formules. Le facteur de remplissage du BST (dénommé  $q_2$  dans l'annexe) est quasiment proportionnel à l'épaisseur du matériau déposé et de l'ordre de 1%. Ainsi la constante diélectrique du film BST doit être supérieure à 100 si on désire obtenir un déphasage remarquable. De plus, ce facteur de remplissage augmente quand la largeur du ruban central diminue (ou quand le gap ligne-masse augmente)

La courbe de la Figure 24 représente l'impédance caractéristique en fonction de  $k_0$ , tel que  $k_0 = S/(S+2.W)$  où les paramètres  $W$  et  $S$  sont respectivement la largeur du ruban central et la distance entre la ligne et le plan de masse d'une ligne CPW de permittivité effective supposée égale à 7. Elle permet de choisir les dimensions de la ligne CPW pour avoir les paramètres désirés. La variation de l'impédance caractéristique est très importante et dépend considérablement des dimensions  $S$  et  $W$ . Nous pouvons aussi remarquer qu'on peut obtenir des lignes à haute impédance sans trop réduire la largeur du conducteur central. Par ailleurs, avec une permittivité effective proche de 7, il sera intéressant de choisir un facteur  $k_0$  compris entre 0.4 et 0.5 pour obtenir une impédance proche de  $50 \Omega$ .

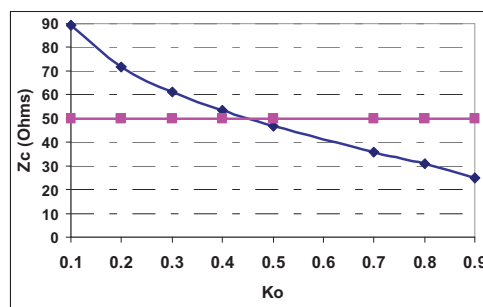


Figure 24 : Variation de l'impédance d'une ligne CPW déposée sur un substrat double couche avec  $\epsilon_{\text{eff}}=7$ .

### V.3.2.2. CRITERES SUR LE CHOIX DES LONGUEURS DE LIGNES

Afin de minimiser les erreurs relatives aux mesures, il est nécessaire d'avoir des longueurs de ligne suffisamment grandes de sorte que les lignes CPW puissent accumuler suffisamment de perte diélectrique et d'atténuation pour que ces grandeurs physiques ne soient pas du même ordre de grandeur que les erreurs de mesures. De plus, il s'agit de choisir une longueur suffisante pour qu'on puisse observer la propagation

de l'onde, de l'ordre de quelques longueurs d'onde. Sachant qu'en première approximation la longueur d'onde guidée pour un milieu de permittivité effective environ égal à 6.5 est égale à 1 mm à 100 GHz, les lignes de longueurs de quelques millimètres sont suffisants.

Par ailleurs si la phase d'une ligne de longueur L est égale à 0° ou un multiple de 180° (correspondant au saut de phase), l'erreur d'extraction associée au système devient importante. Les meilleurs résultats sont obtenus à la fréquence pour laquelle la longueur L correspond à un quart d'onde, soit à un déphasage de 90°. En pratique, il est donc coutume d'utiliser des lignes dont les longueurs limitent le déphasage entre 20° et 160°. Afin d'éviter ou de repousser en fréquence les sauts de phase il faut donc soit diminuer la longueur des lignes de transmission (ou la différence de longueur pour deux lignes de transmission de longueurs différentes dans le cas de la TRL) au détriment du critère précédent, soit diminuer la bande de fréquence d'intérêt. Or le but de la caractérisation présentée ici étant large bande, il nous a donc fallu dans certains cas effectuer des corrections simples de saut de phase qui apparaissent pour des fréquences données par la relation suivante :

$$f_{\text{saut\_de\_phase}} = \frac{c_0}{2 \cdot \Delta L \cdot \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}}$$

Compte tenu de la différence de longueur  $\Delta L$  des couples de lignes analysées et du maximum de la fréquence de mesure (110 GHz, dans le cas présent), on peut définir une longueur maximale pour laquelle il n'y a pas apparition de saut de phase. En première approximation, en prenant un terme de permittivité effective égale à 6.5, nous calculons un  $\Delta L_{\text{max}}$  de l'ordre de 600  $\mu\text{m}$ . Afin de vérifier ce critère, nous utiliserons des différences de longueurs de lignes égales à 400  $\mu\text{m}$  et à 800  $\mu\text{m}$ , afin de nous situer respectivement dans les cas sans et avec saut de phase. Pour ce dernier cas, il est cependant possible de corriger ces sauts de phase qui se traduisent par de simples changements de pente (à environ 73 GHz et constatée dans les mesures), afin d'obtenir une évolution monotone de  $\beta$  en fonction de la fréquence.

### V.3.2.3. TOPOLOGIE FINALE DES LIGNES TESTS

L'étude des caractéristiques de propagation de la ligne CPW nous a permis d'aboutir à un choix judicieux de ses dimensions géométriques pour une application d'extraction dans le domaine millimétrique.

Les topologies finales choisies ( lignes L1, L2 et L3 de la Figure 25) sont donc des lignes dont les longueurs sont environ égales à 5000  $\mu\text{m}$ , avec des différences de longueurs égales à 800  $\mu\text{m}$ . Les largeurs du ruban métallique (W) et l'espacement (S) entre les conducteurs ont été choisis afin d'obtenir une impédance caractéristique de la ligne proche de l'impédance de référence (50 ohms), en utilisant le graphique de la Figure 24 et en supposant une permittivité effective de 7, afin de rester proche de  $k_0 = S/(S+2.G) = 0.45$ . Les lignes coplanaires sont déposées directement sur les films ferroélectriques sur un substrat de saphir d'épaisseur 500  $\mu\text{m}$ . La fabrication de trois lignes coplanaires de longueurs différentes permettent d'extraire les paramètres pour trois différences de longueur ce qui permet de valider les résultats obtenus.

| Lignes CPW sous tests                    | L1   | L2   | L3   |
|--|------|------|------|
| Largeur ruban W ( $\mu\text{m}$ )        | 80   | 80   | 80   |
| Distance ruban-masse S ( $\mu\text{m}$ ) | 55   | 55   | 55   |
| Longueur ( $\mu\text{m}$ )               | 4200 | 5000 | 5800 |

Figure 25: Dimensions des lignes CPW testées pour la caractérisation large bande du BST



### V.3.3. CARACTERISATIONS A L'ANALYSEUR DE RESEAUX VECTORIELS DES LIGNES CPW

#### V.3.3.1. CALIBRATION POUR LA MESURE DE LIGNES CPW

Ce paragraphe traite de la méthode utilisée pour déterminer la constante de propagation des ondes électromagnétiques.

##### Calibration de l'appareil de mesure

Les performances de deux procédures d'étalonnage de l'analyseur de réseaux ont été comparées. La première de type LRL (Line-Reflect-Line), exploite des lignes étalons réalisées sur la couche mince à caractériser. La seconde LRRM (Line – Reflect – Reflect – Match) qui présente l'avantage de ne nécessiter qu'une ligne coplanaire, utilise des lignes étalons standards permettant de positionner les plans de référence de la mesure des paramètres S à l'extrémité des pointes. La calibration LRL nécessite de connaître parfaitement les étalons ce qui est problématique pour des mesures de caractérisations de matériaux, ou alors à condition d'avoir déjà effectué des mesures au préalable. Cependant avec cette dernière procédure, le problème qu'on peut rencontrer c'est d'avoir des films ferroélectrique de propriétés différentes selon les échantillons et même selon la position sur un même échantillon, faussant complètement la calibration sur un autre échantillon. Par ailleurs, la procédure LRL devient caduque dès lors que l'on voudra mesurer l'évolution de la permittivité d'une couche mince ferroélectrique en fonction de l'intensité d'un champ électrique de polarisation, car la position des plans de référence est modifiée par la polarisation.

##### Deuxième calibration : la TRL

Avant la mesure des structures, une calibration LRRM (Line-Reflect-reflect-Match) est donc effectuée. Cette calibration, connue pour être très exacte, permet d'éliminer les erreurs dues à la source et aux câbles et positionne les plans de référence au niveau des pointes de mesures. Un point important à mentionner est que la ligne de transmission n'est pas parfaitement adaptée à l'impédance de référence (50 Ohms) des sondes de mesures, ce qui engendre de multiples réflexions aux jonctions : le coefficient de transmission  $S_{21}$  présentera donc des interférences caractéristiques perturbant l'analyse des résultats.

Une autre calibration est donc nécessaire pour s'affranchir de ces contributions parasites. Les lignes coplanaires sont équivalentes à un quadripôle symétrique. Ainsi, la ligne de transmission peut être représentée par une ligne de transmission plus courte  $L_0$  à laquelle s'ajoutent des transitions d'accès (A et B) à chaque extrémité de cette nouvelle ligne, incluant ainsi les éléments parasites indésirables, tels que la transition entre les pointes de mesures et la ligne de transmission, et la désadaptation d'impédance.

Le but de la TRL est d'éliminer ces erreurs de transitions en ramenant les résultats mesurés dans les plans des pointes de mesures aux plans de la ligne centrale  $L_0$  (résultats ainsi indépendants des zones d'accès A et B). La méthode de caractérisation large bande utilisée ici découle directement des techniques de calibration de type TRL ou LRL : elle est réalisée par mesures différentielles des lignes qui ne diffèrent que par la longueur de la ligne de propagation ( $L_2$  et  $L_1$  tels que  $L_2 = L_1 + \Delta L$ ). Comme les lignes de transmissions sont identiques entre les deux côtés du nouveau plan de référence, la ligne  $L_0$  est parfaitement adaptée aux nouveaux plans de références et l'Eq. 1 du § V.3.1, peut être parfaitement appliquée sans aucune ambiguïté. Le principe de cette méthode a été initialement présentée dans l'article de Bianco et Parodi (Annexe A.3). Lors des calculs de dépouillements des paramètres  $S_{ij}$ , cette méthode a été implémentée et utilisée sous Matlab pour extraire les caractéristiques de propagation.

### V.3.3.2. ANALYSE DES RESULTATS EXPERIMENTAUX

Les différentes structures coplanaires ont été mesurées après une calibration LRRM. La Figure 26-a montre que les dimensions des lignes tests ont été choisies correctement puisque le coefficient de réflexion est inférieur à  $-25$  dB sur toute la bande de fréquence, indiquant clairement une très bonne adaptation avec des réflexions quasi nulles.

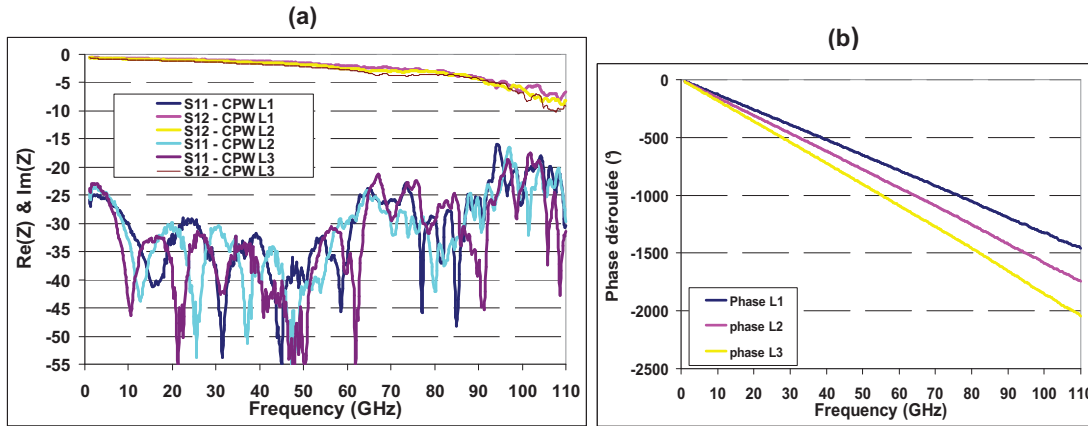


Figure 26 : (a) Coefficients de transmission et de réflexion mesurés et (b) comparaison de la phase déroulée du coefficient de transmission  $S_{12}$  pour trois lignes de longueurs différentes (L1, L2 et L3).

La Figure 26-b représente la phase déroulée du coefficient de transmission de 3 lignes de transmission de longueurs différentes (L1, L2 et L3). Dans un premier temps, on remarque que la phase est linéaire pour toutes les structures en fonction de la fréquence. Selon l'équation 8, cela signifie que la constante diélectrique effective, qui est proportionnelle à la pente de la phase déroulée (la droite de la Figure 26-b), est constante sur toute la bande de fréquence : la constante effective est donc constante jusqu'à 110 GHz et la constante diélectrique du BST ne présente ainsi pas de dispersion majeure.

Afin d'extraire finement les paramètres physiques des matériaux, nous appliquons dorénavant la calibration TRL décrite dans le paragraphe précédent aux structures tests. Les tronçons de lignes CPW sont non réfléchissants : la constante de propagation  $\gamma$  peut être parfaitement obtenue à partir des paramètres S, après « de-embedding » selon la méthode de Bianco-Parodi décrite en Annexe A.3. Celle-ci se décompose en une constante d'atténuation  $\alpha$  et une constante de phase  $\beta$  et s'exprime en fonction de la permittivité complexe effective  $\epsilon_{\text{reff}}^*$ , selon la relation suivante :

$$\gamma = j \frac{2\pi}{c} f \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}^* \mu_{\text{reff}}^*} = \alpha + j\beta$$

Sur la Figure 27, on peut vérifier la validité de la méthode d'extraction par TRL en comparant les paramètres extraits pour deux longueurs différentes de tronçons de lignes  $\Delta L_{12}=800 \mu\text{m}$  et  $\Delta L_{13}=1600 \mu\text{m}$  telles que  $\Delta L_{12}$  est calculée à partir des lignes L1 et L2 et  $\Delta L_{13}$  à partir des lignes L1 et L3. On remarque que les constantes de phase correspondantes  $\beta_{12}$  et  $\beta_{13}$ , coïncident parfaitement et que les constantes d'atténuation  $\alpha_{12}$  et  $\alpha_{13}$  sont quasiment similaires.

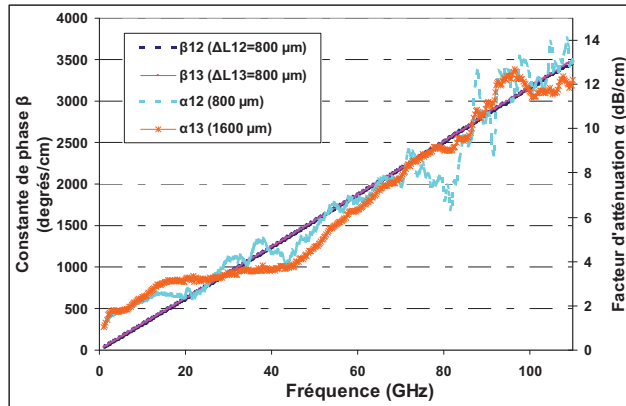


Figure 27 : Comparaison de la constante de propagation complexe (la constante d’atténuation  $\alpha$  en dB/cm et la constante de phase  $\beta$  en °/cm) pour des lignes de transmission de longueurs différentes telles que  $\Delta L_{12}=800 \mu\text{m}$  (en traits pointillés) et  $\Delta L_{13}=1600 \mu\text{m}$  (trait continu).

- **extraction de la permittivité effective de la ligne CPW déposée sur les films de BST**

Dans le cas d’un matériau diélectrique ( $\mu^* = 1$ ), la permittivité complexe effective mesurée peut donc être obtenue pour chaque point de fréquence par :

$$\epsilon_{\text{reff}}^* = - \left( \frac{c}{2\pi \cdot f} \cdot \gamma_{\text{mes}} \right)^2$$

Nous présentons sur la figure suivante l’évolution de la permittivité en fonction de la fréquence de 1 à 110 GHz. Ces résultats mettent en évidence que la permittivité diélectrique effective mesurée pour des lignes CPW déposées sur des films minces de BST est comprise entre 6.9 et 7.3 sur la bande de fréquence. En appliquant la méthode CMM à la ligne coplanaire, les valeurs de la permittivité diélectrique relative du BST sont comprises entre 320 et 360. Ces résultats confirment les valeurs extraites à partir des CID. Encore une fois, une légère dispersion en fonction de la fréquence, de l’ordre de 2% par décade, est observée et aucune présence de phénomènes de relaxation n’est constatée sur ces films jusqu’à 110 GHz.

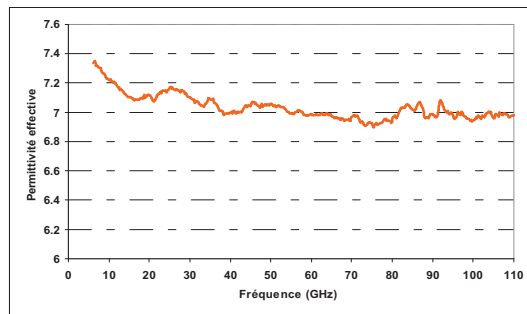


Figure 28 : Evolution de la permittivité en fonction de la fréquence de 1 à 110 GHz pour des lignes CPW déposées sur des films de BST

- **Analyses Electromagnétiques en éléments finis**

Par la suite, ces résultats ont été validés par des analyses électromagnétiques permettant de résoudre numériquement les équations de Maxwell en incluant notamment les termes de perte. Cette analyse permet de remonter aux propriétés intrinsèques du composant en appliquant une méthode de « retrieval ». Cette méthode permet de déterminer la valeur de permittivité complexe qui permet de reproduire avec exactitude les valeurs de coefficients complexe de la ligne de transmission.

Les premiers calculs en éléments finis ont été effectués avec HFSS de Ansoft, en injectant des valeurs constantes pour la permittivité relative du BST. Les premiers résultats simulés (non présentés ici) suivent la même évolution que les résultats mesurés mais la concordance n'est pas parfaite, particulièrement pour les fréquences supérieures à 50 GHz. Ceci est dû au fait que les premières simulations ont été effectuées avec des conducteurs métalliques « parfaits » (conductivité infinie) et avec une permittivité pour le BST, constante en fonction de la fréquence.

G. Houzet ([Réf. II.71]) a résolu ce problème en effectuant des simulations électromagnétiques qui prennent en compte la variation fréquentielle de ces deux paramètres pour une ligne de transmission parfaitement adaptée sur toute la bande de fréquence.

Nous présentons Figure 29, le résultat de caractérisation pour une ligne de longueur 2900  $\mu\text{m}$ . Ces mesures sont comparées aux résultats de simulations (HFSS), qui prennent en compte la conductivité finie des rubans métalliques ainsi que les caractéristiques électromagnétiques du substrat. Le zoom en insert représente une coupe transversale de la ligne CPW déposée sur un substrat de saphir ( $\epsilon' = 9.4$  et épaisseur de 500  $\mu\text{m}$ ). L'épaisseur du film de BST est égale à 0.3  $\mu\text{m}$ . Les conducteurs métalliques sont en or avec une épaisseur de 4  $\mu\text{m}$ . Le ruban central est large de 20  $\mu\text{m}$  et la fente entre celui-ci et la masse est égale à 31.5  $\mu\text{m}$ .

$S_{21}$  présente une diminution continue en fonction de la fréquence et le coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) est faible (autour de -23 dB). La légère ondulation du paramètre de transmission est la conséquence d'une faible désadaptation entre l'impédance caractéristique de la ligne et l'impédance (50  $\Omega$ ) de l'analyseur de réseaux vectoriels. Le comportement fréquentiel des lignes est remarquablement bien prédit par la simulation. Cette parfaite adéquation entre les résultats simulés (ligne continue de la Figure 29) et mesurés est obtenue en appliquant au BST, des caractéristiques de dispersion et de pertes qui suivent une fonction Cole-Cole, telle que :

$$\epsilon_{\infty}(\omega) = \epsilon_{\infty}' + \frac{\epsilon_s^* - \epsilon_{\infty}'}{1 + (i\omega\tau)^\beta}$$

où  $\epsilon_{\infty}'$  et  $\epsilon_s^*$  sont respectivement les permittivité en haute et basse fréquences.  $\omega_i = 1/\tau$  est la fréquence du mode mou. L'exposant  $\beta$ , est utilisée afin de prendre en compte une déviation de la relaxation Debye ( $\beta=1$ ).  $\epsilon_s^* = 360 - i.12.5$ . Les paramètres  $\tau$  et  $\beta$  sont obtenus afin de concorder parfaitement aux mesures, tels que :  $\tau=0.21$  et  $\beta=0.6$ .

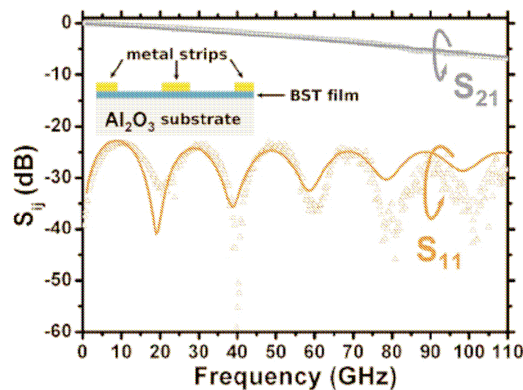


Figure 29 : Paramètres de transmission en fonction de la fréquence d'une ligne CPW. Les points triangulaires et la ligne continue représentent les résultats mesurés et simulés, respectivement. Le zoom en insert représente une coupe transversale de la ligne CPW déposée sur un substrat de saphir ( $\epsilon' = 9.4$  et épaisseur de 500  $\mu\text{m}$ ). L'épaisseur du film de BST est égale à 0.3  $\mu\text{m}$ . Les conducteurs métalliques sont en or avec une épaisseur de 4  $\mu\text{m}$ . Le ruban central est large de 20  $\mu\text{m}$  et la fente entre celui-ci et la masse est égale à 31.5  $\mu\text{m}$ . La longueur de la ligne est 2900  $\mu\text{m}$ .

#### **V.4. CONCLUSION**

Dans cette partie, nous nous sommes intéressés au problème de la dispersion et aux mécanismes des pertes de films fins de BaSrTiO<sub>3</sub> grâce à des mesures vectorielles sur une très large gamme de fréquence d'étude, s'étalant sur sept décades (de 10 kHz à 110 GHz). Nous avons exposé les méthodes de caractérisations des propriétés diélectriques des films de BST fabriqués au LEMCEL. A l'aide de modèles analytiques, de simulations électromagnétiques en éléments finis et de mesures fréquentielles, nous avons ainsi déterminé les valeurs de la permittivité diélectrique relative et de la tangente de pertes diélectriques du film de BST considéré.

Afin d'atteindre cet objectif, nous avons mesuré et analysé les paramètres S de capacités interdigitées ferroélectriques pour extraire la dépendance fréquentielle de ses propriétés électriques. Ce type de mesure présente cependant un certain nombre de difficultés techniques dans la littérature puisque les éléments localisés utilisés dans la détermination de la permittivité souffrent d'effets distribués pour des fréquences supérieures à quelques dizaines de gigahertz. Afin d'obtenir des résultats fiables et cohérents jusqu'à 100 GHz, deux approches ont été présentées.

La première est basée sur la mesure du coefficient de réflexion de capacités interdigitées de dimensions micrométriques, qui ont permis d'extraire les propriétés diélectriques en fonction de la fréquence et de la tension de polarisation (+/- 30 V). Après l'application d'une technique de « de-embedding » de la zone d'accès, un modèle en éléments localisés a été proposé et validé jusqu'à 100 GHz. Ce modèle large bande a permis d'apporter une meilleure compréhension des différents phénomènes électriques mis en jeu dans des CID déposées sur BST. Cette modélisation large bande de CID à base de BST est à notre connaissance un travail relativement original.

La seconde approche a été orientée vers l'analyse de ligne CPW. En appliquant une technique de « de-embedding » de type TRL (Thru-Reflect-Line), les paramètres électriques ont été extraits et comparés à des simulations en éléments finis. Ainsi, la connaissance de ces caractéristiques permet dorénavant de concevoir des lignes de transmission qui minimisent les pertes par réflexion.

Il est évident que de nombreuses sources d'erreurs peuvent intervenir et influencer les résultats particulièrement pour des études précises. En effet, de nombreuses erreurs peuvent affecter les résultats, qui proviennent de nombreux paramètres lors des méthodes d'extraction des mesures (épaisseur de la couche mince de BST, l'épaisseur de métallisation, la conductivité, la dispersion fréquentielle,...). Ces différentes sources d'erreur peuvent avoir une influence importante sur les paramètres mesurés vis-à-vis de celle engendrée par le film mince de BST. Il est donc nécessaire de faire plusieurs mesures sur différents échantillons et également refaire des calibrations régulières, afin de faire une moyenne des paramètres d'extraction pour obtenir la valeur la plus cohérente et exacte. La cohérence des résultats obtenus pendant ces travaux confirment le choix des approches et les précautions prises, puisque les deux méthodes d'extraction large bande des paramètres du BST convergent vers les mêmes résultats.

Les valeurs des permittivités diélectriques relatives déterminées à partir de ces mesures sont comprises entre 320 et 370, sur une très large bande de fréquence. Nous avons pu ainsi mettre en évidence un comportement quasi constant des valeurs de  $\epsilon_r$ . La permittivité mesurée présente une légère dispersion en fonction de la fréquence, de l'ordre de 2% par décade, mais aucun phénomène de résonance n'a été

observé. D'autre part, ces mesures ont permis de déterminer les valeurs de tangentes de pertes diélectriques qui sont comprises entre 0,1 et 0,15 avec une évolution quasiment constante en fonction de la fréquence. Ces résultats prouvent que les films de BST considérés dans ce travail ne présentent pas de phénomènes de relaxation jusqu'à 110 GHz [Réf. II.76].

La connaissance de ces différents paramètres permet de confirmer l'intérêt des matériaux ferroélectriques sous forme de films fins et d'appréhender leur intégration dans des circuits microondes accordables en fréquence.

# **CHAPITRE VI**

**\*\*\***

**CONCEPTION DE DEPHASEURS RH ET LH A BASE  
DE FILMS MINCES FERROELECTRIQUES**





## SOMMAIRE DU CHAPITRE VI

|  |            |
|--|------------|
| <b>VI.1. INTRODUCTION ET CONTEXTE DE L'ETUDE .....</b>   | <b>195</b> |
| <b>VI.2. CONCEPTION D'UN DEPHASEUR A BASE DE BST.....</b>  | <b>196</b> |
| <b>VI.2.1. CHOIX DU SUPPORT DE PROPAGATION.....</b>  | <b>196</b> |
| VI.2.1.1. CHOIX DE LA LIGNE CHARGEE.....   | 196        |
| VI.2.1.2. CHOIX DE LA TECHNOLOGIE COPLANAIRE : .....   | 196        |
| <b>VI.2.2. CHOIX DU SUBSTRAT HOTE : LE SAPHIR.....</b>   | <b>197</b> |
| <b>VI.2.3. CHOIX DES ELEMENTS LOCALISES ACCORDABLES : CAPACITES<br/>INTERDIGITES (CID) VERSUS CAPACITES PLANS.....</b> | <b>198</b> |
| <b>VI.3. CONCEPTION D'UN DEPHASEUR CLASSIQUE MAIN-DROIT<br/>EN BANDE K A BASE DE CID EN TECHNOLOGIE BST.....</b>       | <b>199</b> |
| <b>VI.3.1. DESIGN ET OPTIMISATION DU DEPHASEUR RH .....</b>  | <b>199</b> |
| VI.3.1.1. REDUCTION DU PROBLEME A DEUX FACTEURS .....  | 199        |
| VI.3.1.2. PERTES D'INSERTION.....  | 200        |
| VI.3.1.3. FREQUENCE DE BRAGG .....   | 200        |
| VI.3.1.4. IMPEDANCE ET ZONE D'ACCES .....  | 201        |
| VI.3.1.5. DEPHASAGE MAXIMAL .....  | 202        |
| VI.3.1.6. BILAN SUR L'OPTIMISATION D'UN DEPHASEUR RH .....   | 204        |
| <b>VI.3.2. FABRICATION DES DEPHASEURS RH.....</b>  | <b>204</b> |
| <b>VI.3.3. CARACTERISATIONS VECTORIELLES DES DEPHASEURS RH.....</b>  | <b>205</b> |
| <b>VI.3.4. CONCLUSIONS DES DEPHASEURS RH .....</b>   | <b>208</b> |
| <b>VI.4. CONCEPTION DE LIGNES DE TRANSMISSION MAIN-<br/>GAUCHE EQUILIBREES A BASE DE CID EN TECHNOLOGIE BST .....</b>  | <b>209</b> |
| <b>VI.4.1. INTRODUCTION ET OBJECTIFS .....</b>   | <b>209</b> |
| <b>VI.4.2. SYNTHESE DE LA LIGNE LH COMPOSITE EQUILIBREE.....</b>   | <b>210</b> |
| VI.4.2.1. METHODOLOGIE OPTIMISEE POUR LA SYNTHESE DE LIGNES LH<br>EQUILIBREES  | 210        |
| VI.4.2.2. INTEGRATION HYBRIDE OU MONOLITHIQUE.....   | 211        |
| VI.4.2.3. CHOIX DES ELEMENTS LOCALISES DE LA LIGNE LH.....   | 212        |

|                    |   |            |
|--------------------|---|------------|
| <b>VI.4.2.3.1.</b> | <b>Conception des Inductances.....</b>  | <b>212</b> |
| <b>VI.4.2.3.2.</b> | <b>Conception des Capacités interdigitées .....</b>   | <b>213</b> |
| <b>VI.4.3.</b>     | <b>CONCEPTION ET ANALYSES NUMERIQUES DES DEPHASEURS</b>   |            |
| <b>CRLH</b>        | <b>216</b>  |            |
| VI.4.3.1.          | PRESENTATION DE LA DEMARCHE DE CONCEPTION DES DEPHASEURS LH A<br>BASE DE BST                      | 216        |
| VI.4.3.2.          | ETUDE EN ELEMENTS LOCALISES : LIGNES PUREMENT IDEALES.....  | 217        |
| VI.4.3.3.          | OPTIMISATION DES PARAMETRES PHYSIQUES DE CHAQUE SOUS ELEMENT .....                                | 220        |
| <b>VI.4.3.3.1.</b> | <b>Optimisation de la ligne de transmission CPW .....</b>   | <b>220</b> |
| <b>VI.4.3.3.2.</b> | <b>Optimisation de l'inductance.....</b>  | <b>222</b> |
| <b>VI.4.3.3.3.</b> | <b>Bilan des éléments localisés.....</b>  | <b>223</b> |
| VI.4.3.4.          | SEGMENTATION DU CIRCUIT : OPTIMISATION PAR METHODE<br>D'HYBRIDATION.....                          | 224        |
| VI.4.3.5.          | CONCLUSION DES SIMULATIONS .....  | 227        |
| <b>VI.4.4.</b>     | <b>FABRICATION DES PROTOTYPES LH .....</b>  | <b>228</b> |
| VI.4.4.1.          | CONCEPTION DES MASQUES DU NIVEAU METALLISATION .....  | 228        |
| VI.4.4.2.          | PROCESSUS TECHNOLOGIQUE ET ELEMENTS DE POLARISATION .....   | 229        |
| <b>VI.4.4.2.1.</b> | <b>Processus technologiques des circuits .....</b>  | <b>229</b> |
| <b>VI.4.4.2.2.</b> | <b>Eléments de polarisation : « DC blocks » et « wire bonding ».....</b>                          | <b>230</b> |
| <b>VI.4.5.</b>     | <b>MESURES VECTORIELLES ET ANALYSES DU PROTOTYPE LHM</b>  |            |
| <b>ACCORDABLE</b>  | <b>.....</b>  | <b>233</b> |
| VI.4.5.1.          | PARAMETRES DE TRANSMISSION ET REFLEXION .....   | 233        |
| VI.4.5.2.          | DEPHASAGE DES STRUCTURES EN FONCTION DE LA FREQUENCE ET DE LA<br>TENSION CONTINUE APPLIQUEE ..... | 235        |
| VI.4.5.3.          | DEMONSTRATION EXPERIMENTALE DU COMPORTEMENT GAUCHER .....   | 235        |
| VI.4.5.4.          | CARACTERISTIQUES PHYSIQUES DE LA STRUCTURE.....   | 237        |
| <b>VI.4.6.</b>     | <b>CONCLUSION DES DEPHASEURS RH ET LH.....</b>  | <b>239</b> |

## VI.1. INTRODUCTION ET CONTEXTE DE L'ETUDE

Dans ce chapitre, les potentialités des lignes de transmissions chargées par des capacités de BST, pour des applications de déphasage micro-ondes sont présentées. Les déphaseurs micro-ondes à faible perte et faible prix sont nécessaires pour améliorer les performances et réduire les prix des réseaux d'antennes par exemple. Dans ce contexte, l'introduction des technologies à base de films minces ferroélectriques offre de nouvelles perspectives. Nous avons déjà justifié en introduction (chapitre I) les nombreux avantages de cette technologie par rapport aux autres types de déphaseurs : de faibles pertes et une parfaite compatibilité avec les techniques de fabrications de circuits monolithiques.

Les déphaseurs utilisés aux radiofréquences et en micro-ondes utilisent en général des condensateurs variables à l'aide d'une tension continue appliquée à des diodes varicap ou des transistors. Une alternative à l'utilisation de composants actifs est présentée dans ce travail : il s'agit d'utiliser une couche mince de matériau ferroélectrique, soumise à une tension continue variable. Les déphaseurs de cette étude sont ainsi constitués d'une ligne de transmission chargée périodiquement par des capacités interdigitées (CID) à base de films BST déposé sur toute la surface des structures.

Les matériaux ferroélectriques ont des propriétés diélectriques non linéaires c'est à-dire que leur permittivité complexe dépend de la tension à laquelle ils sont soumis :  $\epsilon(V) = \epsilon'(V) - j. \epsilon''(V)$ . La tangente de perte  $\tan \delta = \epsilon''/\epsilon'$  évolue aussi avec la tension  $V$ . Lorsqu'on augmente  $V$ ,  $\epsilon'(V)$  et  $\tan \delta$  diminuent. La possibilité de déposer ce matériau en film mince, d'épaisseur inférieure à 1  $\mu\text{m}$ , avec de bonnes propriétés diélectriques permet la réalisation de composants passifs pour les fréquences RF mais aussi micro ondes. Nous allons utiliser cette variation de  $\epsilon'$  afin de réaliser des condensateurs à capacité variable : ils ont été fabriqués sous forme interdigitée. Ces condensateurs sont disposés régulièrement entre la ligne et le plan de masse d'un guide coplanaire métallique. De plus, les films de BST ont été déposés selon une technique sol-gel permettant ainsi une fabrication bas coût. Les caractéristiques des déphaseurs réalisés en terme de tension de commande et de facteur de mérite, positionnent ces circuits à l'état de l'art.

Le but de cette étude étant d'introduire l'accordabilité dans des circuits à base de métamatériaux, nous présentons en premier lieu la réalisation d'un déphaseur classique (dénommé « déphaseur main-droit » : MD ou RH) puis un circuit main-gauche. Après avoir justifié les choix technologiques des deux types de déphaseurs et les équations de base, l'étude de réalisation et les modèles associés décrivant la conception de chaque circuit sont résumés et confirmés par les performances expérimentales micro-ondes.

Les déphaseurs RH ont été initialement introduits par l'équipe du Laboratoire d'Etude des Matériaux et des Composants pour l'Electronique (LEMCEL) de l'université de Calais, par le Professeur M. Carru. Les travaux réalisés au cours de cette thèse ont permis de réutiliser la technologie sol-gel appliquée au BST et développée par M. Velu. Après une étape de conception optimisée présentée dans ce manuscrit, des lignes de transmission dont la vitesse de phase peut être contrôlée en changeant les valeurs des capacités de charge ont été fabriquées à l'IEMN.

## VI.2. CONCEPTION D'UN DEPHASEUR A BASE DE BST

### VI.2.1. CHOIX DU SUPPORT DE PROPAGATION

Pour le support de transmission, plusieurs topologies sont possibles : soit des circuits distribués en utilisant les propriétés variables de la ligne de transmission (Figure 1) soit une ligne chargée périodiquement par des éléments discrets tels que des diodes, des MEMS ou des capacités, reproduisant une ligne synthétique (b). En adoptant la ligne chargée, plusieurs configurations sont possibles : planaires ou par via-hole.

#### VI.2.1.1. CHOIX DE LA LIGNE CHARGEE

Pour les déphaseurs, dont le but est de faire varier les propriétés de transmission d'un circuit (variation de la vitesse de phase), plusieurs topologies sont possibles :

- **(a) un circuit distribué en utilisant les propriétés variables d'une ligne de transmission :**

Un tel circuit est constitué d'un substrat de BST ou de films épais déposés sur un substrat épais. Il utilise les propriétés du substrat d'une ligne de transmission variable en fonction d'une tension appliquée. Bien qu'il permette l'utilisation de fortes puissances, il nécessite des tensions de commande très importantes (par exemple un déphasage de  $30^\circ$  avec  $15 \text{ kV/cm}$  à  $20 \text{ GHz}$  [Réf. II.72]) pour obtenir des variations faibles des propriétés de transmission, dues à la grande distance séparant la ligne centrale du signal de la masse. On peut éventuellement diminuer la distance inter-masse mais ceci conduit à des lignes de transmission à très faible impédance.

- **(b) Circuit chargé par des éléments localisés :**

Ces circuits utilisent des lignes de transmission chargées par des éléments discrets, capacitifs notamment. Une grande accordabilité est possible avec une faible tension de polarisation. Par ailleurs ce type de topologie permet une grande flexibilité quant à la conception des circuits. Ainsi, cette configuration sera dorénavant choisie pour nos déphaseurs.

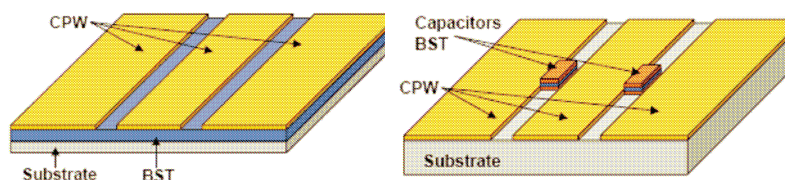


Figure 1 : (a) Exemple de ligne de transmission coplanaire distribuée dont les propriétés de transmission sont variables. (b) Ligne de transmission chargée par des éléments discrets variables

#### VI.2.1.2. CHOIX DE LA TECHNOLOGIE COPLANAIRE :

Les lignes de transmission coplanaires sont utilisées préférentiellement comme support de transmission pour leur facilité d'intégration d'éléments localisés en parallèle. Par comparaison avec d'autres types de topologies, les lignes microstrip ont été largement utilisées dans l'industrie des hyperfréquences, mais les lignes coplanaires (CPW) deviennent plus attractives car elles ne nécessitent pas l'utilisation de « via-holes » qui sont plus difficiles et coûteuses à fabriquer et se traduisent par des inductances parasites. Les lignes CoPlanar Strip (CPS) sont quant à elles peu répandues et elles nécessitent l'ajout de transitions (CPS-CPW ou CPS-microstrip). Par ailleurs, à la base, les lignes CPS n'ont pas la configuration adéquate pour polariser les capacités, ce qui implique une ingénierie complexe pour l'accès

de la tension DC aux capacités. La technologie coplanaire a donc été choisie pour la fabrication des déphaseurs de ces travaux.

### VI.2.2. CHOIX DU SUBSTRAT HÔTE : LE SAPHIR

- **Critères de sélection**

Le choix du substrat est également important pour la conception d'un circuit RF ou microonde puisque ses propriétés peuvent influencer différents phénomènes, ainsi il doit :

- être compatible avec le BST, ne pas engendrer de stress thermique : choisir des valeurs de CTE (Coefficient Thermique d'Expansion) proches pour le substrat et le BST pour éviter des craquements
- minimiser le courant de fuite
- avoir de faibles tangentes de perte aux fréquences micro ondes
- avoir une constante diélectrique adaptée aux exigences du circuit
- être peu coûteux et facilement disponible

En résumé, la géométrie, l'orientation de la maille, le coefficient d'expansion thermique (ou CTE paramètre définissant comment un matériau change ses dimensions en fonction de la température) et les caractéristiques de surface sont les éléments essentiels qui déterminent le choix du substrat hôte.

Ainsi, plusieurs substrats peuvent être candidats à la technologie du BST et ont déjà été utilisés tels que le silicium, le saphir, le quartz, le MgO et le LaAlO<sub>3</sub>. Cependant le silicium sera écarté du à un courant de fuite non négligeable : cette technologie est pour le moment une barrière technologique. Le verre semble être un bon candidat mais démontre une accordabilité relativement faible. En règle générale, les performances du matériau seront optimales si les imperfections cristallographiques sont minimisées : ainsi ces substrats monocristallins sont de bons candidats pour le dépôt de films BST.

- **Choix du saphir :**

L'équipe du LEMCEL a choisi le saphir, l'alumine polycristallin, de formule Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>, structure hexagonale et de permittivité environ égale à 10. Le saphir a été choisi comme substrat hôte en raison de sa grande compatibilité avec le BST déposé par méthode sol-gel et des performances obtenues, les substrats de saphir présentent de faibles pertes ( $\tan\delta=10^{-4}$ ) aux fréquences micro-ondes,

- par ailleurs, les films de BST déposés sur l'axe « c-axe » du substrat présentent une grande accordabilité par rapport au verre.
- disponible en grande taille (6 "). Cependant, les processus présentés dans ces travaux ont été fait sur de petites surfaces.

Généralement il est préférable d'utiliser un substrat à faible permittivité afin de concentrer le champ électrique dans le BST et minimiser les lignes de champ se propageant dans le substrat support. En contre partie, pour de faibles valeurs de permittivité de substrat, la constante diélectrique relative de la ligne de transmission est plus faible, résultant à des dimensions géométriques de la ligne CPW plus importantes, ce qui est contraignant pour l'intégration de circuits miniaturisés. Le saphir (de permittivité environ égale à 10) paraît donc un substrat parfaitement adapté à notre application et technologie.

- **Caractéristiques physiques du saphir :**

Ces substrats de saphir sont orientés (0001) ce qui signifie que l'axe C est normal à la surface. La permittivité relative vaut  $\epsilon_r = 11,5$  avec des tangentes de pertes égales à  $3 \times 10^{-8}$  dans le plan de la couche et  $\epsilon_r = 9,4$  avec des tangentes de pertes égales à  $8,6 \times 10^{-8}$  dans l'épaisseur, à 10 GHz et 77 K. Ces substrats

ont une taille de 1cm \* 1cm et une épaisseur de 500µm. Les substrats de saphir utilisés dans cette étude ont été achetés à la société CRYSTAL GmbH.

### VI.2.3. CHOIX DES ELEMENTS LOCALISES ACCORDABLES : CAPACITES INTERDIGITES (CID) VERSUS CAPACITES PLANS

Pour rappel, les dispositifs accordables en fréquence utilisant des ferroélectriques sont basés sur la variation de la permittivité diélectrique de ces matériaux en fonction de la tension de polarisation appliquée. Le dispositif le plus simple permettant de mettre à profit cette variation est le condensateur. On distingue deux types de géométrie. La première est la capacité plan en recouvrement ou MIM (Metal-Isolant-Métal), pour laquelle le ferroélectrique est en sandwich entre les couches métalliques. La seconde est la capacité interdigitée (CID) pour laquelle la couche ferroélectrique est directement déposée sur le substrat et les électrodes métalliques, formant la structure interdigitée, sur la surface du film ferroélectrique. Les avantages et les inconvénients de ces structures sont résumés ci-après (Tableau 1).

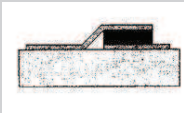

|               | (A) CAPACITE PLAN AVEC DU $\text{Si}_3\text{N}_4$  | (B) CAPACITE INTERDIGITEE   |
|---------------|--|---|
|               |   |    |
| AVANTAGES     | <ul style="list-style-type: none"> <li>- Effet de bord (fringing effect) très faible</li> <li>- Utilisation maximale de l'accordabilité du film (totalité du volume de diélectrique soumis au champ électrique)</li> <li>- Faible tension de contrôle nécessaire pour une accordabilité significative</li> <li>- Grandes valeurs de capacités possibles</li> </ul>   | <ul style="list-style-type: none"> <li>- Evite les problèmes de croissance de matériau sur des électrodes métalliques : réduction des dégradations microstructurales à l'interface diélectrique-métal</li> <li>- Etape technologique simple (1 niveau de masque) : déposition du métal directement sur BST</li> <li>- Processus peu coûteux pour des dimensions relativement correctes</li> <li>- Grande accordabilité pour de faibles gaps interdoigts,</li> <li>- Diminution des capacités parasites à l'interface métal-diélectrique</li> <li>- - Faible valeur de capacité : applications micro-ondes (pF)</li> </ul> |
| INCONVENIENTS | <ul style="list-style-type: none"> <li>- Processus technologique plus complexe (3 niveaux de masques sont nécessaires pour la lithographie : électrodes inférieures, diélectrique, électrodes supérieures)</li> <li>- Difficulté pour traiter le matériau diélectrique sur l'électrode inférieure</li> <li>- Difficulté de réalisation en très HF pour de faibles valeurs de capacité (fF) avec des matériaux à forte constante diélectrique sous forme de films car <math>C = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot S/d</math> : intégration difficile des MIM en micro-onde</li> <li>- Besoin d'une grande tension d'application en cas de matériau épais</li> </ul> | <ul style="list-style-type: none"> <li>- importants effets de bord dus au grand nombre d'électrodes : réduction de l'accordabilité</li> <li>- répartition du champ dans le BST, l'air et le substrat : accordabilité moins importante</li> <li>- difficultés de fabrication pour des technologies inférieures à 1 µm (lithographie électronique)</li> <li>- effets parasites dus au caractère distribué des doigts</li> </ul>   |

Tableau 1 : Avantages et inconvénients des structures capacitives : capacités MIM versus CID

Les possibilités de lithographie (électronique notamment) à l'IEMN permettent aisément d'atteindre des dimensions de l'ordre du micron. Il est possible d'obtenir une grande accordabilité avec de faibles tensions. Par ailleurs, les étapes technologiques étant plus simples et moins coûteuses, les déphaseurs seront chargés par des éléments CID.

### VI.3. CONCEPTION D'UN DEPHASEUR CLASSIQUE MAIN-DROIT EN BANDE K A BASE DE CID EN TECHNOLOGIE BST

Ces déphaseurs ont été fabriqués à l'IEMN sur des substrats à base de BST élaborés par une méthode sol-gel au LEMCEL. Ces circuits utilisant des CID à base de BST sont capables de produire un déphasage de  $360^\circ$  à 40 GHz grâce à une faible tension DC (17 V) appliquée sur chaque CID et avec des pertes d'insertion modérées. Les pertes par réflexions sont inférieures à 10 dB sur toute la bande de fréquence et pour les deux extremums de tension appliquée. Ces circuits présentent un des meilleurs facteurs de mérite reportés dans la littérature pour des déphaseurs à base de BST. Le principe d'une ligne de transmission à déphasage est décrit en annexe B.

#### VI.3.1. DESIGN ET OPTIMISATION DU DEPHASEUR RH

Afin d'améliorer les performances électriques des déphaseurs, notamment en terme de déphasage et de pertes d'insertions, des études paramétriques ont été menées en variant :

- le nombre de CID par unité de longueur (soit  $x$ )
- les géométries des CID.
- la position des CID
- la forme des zones d'accès

L'amélioration des performances du déphasage en fonction de la géométrie des CID a été largement approfondie précédemment dans le chapitre traitant de la caractérisation des CID à base de films BST, et il en a été conclu que des CID ayant un gap de  $1 \mu\text{m}$  donnent les meilleurs résultats (Figure 2). L'étude présentée ici détaille plus particulièrement les performances d'un déphaseur en fonction de la valeur de la capacité de charge CID par rapport à la capacité de la ligne de transmission.

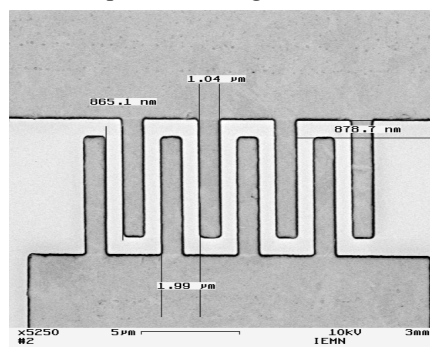


Figure 2 : Photographie d'une CID avec une technologie  $1 \mu\text{m}$  [Réf. II.77]

#### VI.3.1.1. REDUCTION DU PROBLEME A DEUX FACTEURS

L'optimisation d'un déphaseur peut s'opérer autour de deux facteurs que sont le facteur de charge ' $x$ ' et le contraste en capacité ' $y$ ' définis par les expressions ci-après.  $C_l$  est la capacité linéique de la ligne de transmission,  $L_{\text{sect}}$  est sa longueur et  $C_t$  représente la capacité d'une cellule unitaire (liée à la ligne de

transmission).  $C_{var}^{max}$  et  $C_{var}^{min}$  sont respectivement les capacités maximale et minimale de l'élément localisé. Cette capacité est maximale à tension de polarisation nulle et minimale pour la tension de polarisation maximale (40 V pour notre application).  $y$  correspond également au complémentaire de l'accordabilité  $A$  de la capacité, telle que ( $A=1-y$ ) :

$$(Eq. 1) \quad x = \frac{C_{var}^{max} / L_{sect}}{Cl} = \frac{C_{var}(0 V) / L_{sect}}{Cl} = \frac{C_{var}(0 V)}{Ct} \quad \text{et} \quad (Eq. 2) \quad y = \frac{C_{var}^{min}}{C_{var}^{max}} = \frac{C_{var}(V)}{C_{var}(0 V)}$$

Tous les paramètres du circuit tels que l'impédance, la fréquence de Bragg et la différence de phase peuvent être exprimés en fonction de ces deux paramètres simplifiant ainsi l'optimisation des performances du circuit.

### VI.3.1.2. PERTES D'INSERTION

Les pertes d'insertion constituent un paramètre important à prendre en compte dans la conception d'un circuit RF. Les pertes d'insertion totales d'un déphaseur ont deux contributions : les pertes dues à la ligne de transmission et celles des éléments de charges capacitives (les CID). Les pertes de la ligne dépendent de la géométrie de la ligne et des matériaux utilisés pour les métallisations et le substrat. Les pertes des CID dépendent de leur géométrie et de la technologie utilisée.

Les CID peuvent être modélisées par un circuit série  $\{R+(C//G)\}$  (cf chapitre V sur la caractérisation des CID). En HF, les pertes des CID sont essentiellement dominées par la résistance série ( $R$ ) des électrodes métalliques, validant le modèle proposé. Cette résistance série augmente en racine carré de la fréquence.

Nous nous intéressons à présent aux variations des pertes d'insertions en fonction du facteur de charge. Ainsi, nous faisons varier les dimensions transversales de la ligne CPW et les valeurs du facteur de charge  $x$ . La Figure 3 présente les pertes d'insertion mesurées en fonction du facteur de charge  $x$  à 10 GHz, pour trois valeurs de  $x$  : 1.4, 2 et 3. Celui-ci influence fortement les pertes d'insertion qui sont minimales et égales à 5 dB pour  $x=1.4$ . Cette tendance d'un minima des pertes d'insertion en fonction de  $x$  a déjà été constatée pour des lignes de transmission non linéaires dans la littérature [Réf. II.5].

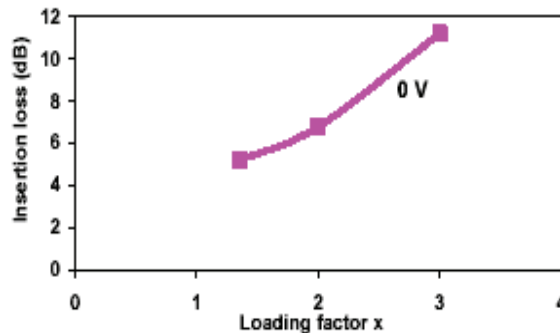


Figure 3 : Pertes d'insertion en fonction du facteur de charge  $x$  à 10 GHz.

### VI.3.1.3. FREQUENCE DE BRAGG

La fréquence de Bragg peut s'exprimer en fonction du facteur de charge  $x$  selon l'équation suivante :

$$f_{Bragg} = \frac{2 \cdot f}{\beta_l \cdot L_{sect} \cdot \sqrt{1+x}} \quad (Eq. 3)$$



Ainsi, une augmentation de  $x$ , c'est-à-dire une hausse de la prédominance de la capacité de charge  $C_{var}$  par rapport à la capacité par unité de section, engendrera une diminution de la fréquence de Bragg. La fréquence de Bragg sera donc minimale quand la polarisation sera minimale (extremum à 0 V).

Cependant, les réflexions dues aux sections chargées s'additionnent en phase résultant en une augmentation des pertes d'insertion, qui deviennent de plus en plus importantes dès que la fréquence de travail est proche de la fréquence de Bragg. Ainsi, quand on conçoit une ligne de transmission chargée par des éléments localisés, la fréquence de Bragg minimum (pour le cas sans polarisation) doit être supérieure à la fréquence supérieure de travail (supérieure à 30 GHz).

La fréquence de Bragg minimum a été choisie proche de 30 GHz. En combinant les équations 1 et 2, nous pouvons exprimer la longueur d'une section unitaire  $L_{sect}$  en fonction du facteur de charge  $x$ . Elle doit être comprise entre 400 et 500  $\mu\text{m}$ , selon l'équation :

$$L_{sect} = \frac{V_i}{\pi \cdot f_{Bragg}^{min} \cdot \sqrt{1+x}} \quad (\text{Eq. 4})$$

#### VI.3.1.4. IMPEDANCE ET ZONE D'ACCES

Un des paramètres les plus importants dans la conception des déphaseurs est l'impédance caractéristique de la ligne chargée vis-à-vis de l'impédance de référence de mesure (50 ohms). Puisque la capacité de charge varie en fonction de la tension, l'impédance caractéristique de la ligne chargée ne peut être adaptée à 50 ohms pour chaque état de polarisation. Afin d'équilibrer le niveau des pertes d'insertion dans les cas extrêmes de polarisation, l'objectif choisi est d'imposer l'impédance caractéristique de la ligne chargée ( $Z_L$ ) à 50 ohms quand la capacité est maximale, c'est-à-dire pour le cas initial sans polarisation (0V), puisque pour cet état, la fréquence de Bragg est minimale (cette fréquence étant associée à des pertes d'insertion maximales). En utilisant les équations du paragraphe précédent et en imposant cette dernière contrainte, nous pouvons calculer l'impédance de la ligne non chargée ( $Z_i$ ) adéquate en fonction du facteur de charge  $x$  :  $Z_i = 50 \cdot \sqrt{1+x}$  (Eq. 5)

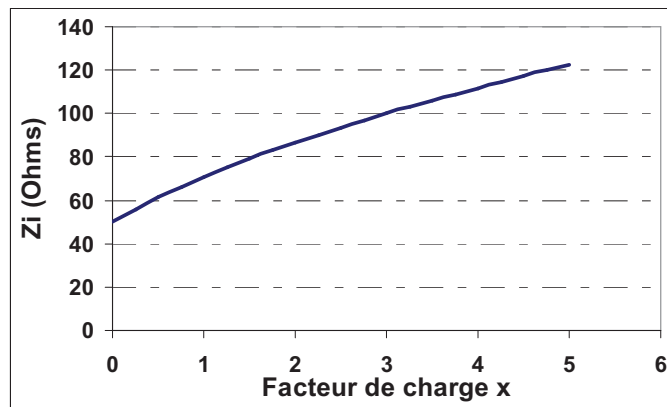


Figure 4 : Evolution de l'impédance caractéristique ( $Z_i$ ) de la ligne CPW non chargée en fonction du facteur de charge  $x$

Ce graphique (Figure 4) nous indique ainsi que, pour des facteurs de charge supérieurs, l'impédance  $Z_i$  de la ligne doit être plus grande afin de conserver une impédance de 50 Ohms pour la ligne chargée.

Par exemple, il est nécessaire de choisir une impédance caractéristique de la ligne CPW non chargée égale à 78 ohms pour un facteur de charge  $x$  égal à 1,4. Par itération, sur les dimensions transversales de la

ligne CPW par des formules quasi-statiques, puis par raffinement grâce à des logiciels par éléments finis (HFSS) la ligne coplanaire haute impédance a finalement les dimensions suivantes :

- largeur du ruban central = 60  $\mu\text{m}$
- distance inter-masse : 180  $\mu\text{m}$

Il est évident qu'en réduisant le paramètre x (en diminuant la variation de la capacité de charge ou en augmentant la capacité de la ligne de transmission Ct), la variation de l'impédance caractéristique sera moins importante résultant à un circuit mieux adapté pour les différents états de polarisations. Cependant ceci se fera au prix d'une réduction du déphasage maximal. Il sera possible néanmoins de concevoir des circuits pour tout déphasage désiré en augmentant le nombre de sections élémentaires au détriment d'une augmentation de la taille physique ( $L_{\text{total}} = n_{\text{sect}} * L_{\text{sect}}$ ) du circuit et des pertes intrinsèques au système.

Afin d'obtenir une ligne chargée de 50 ohms, la ligne de transmission à vide qui est à haute impédance, nécessite des distances inter-masses importantes. Les valeurs ainsi calculées ( $W=60 \mu\text{m}$  et  $G = 180 \mu\text{m}$ ) posent le problème de la pose des pointes de mesures dont l'écartement est égal à 125  $\mu\text{m}$ . Le problème est résolu en ajoutant deux zones d'accès (ou « tapers ») à chaque extrémité du déphaseur. La principale fonction de ces tapers est de minimiser les pertes par réflexion en assurant la conservation de l'impédance entre les zones d'accès et le circuit déphaseur. Nous présentons sur la Figure 7-b, une photographie de la transition utilisée dans nos circuits.

### VI.3.1.5. DEPHASAGE MAXIMAL

En injectant les paramètres x et y dans les équations du paragraphe précédent, nous pouvons exprimer simplement la différence de phase maximale possible obtenue pour une section et pour toute fréquence par :

$$\Delta\phi_{\text{max}} = \varphi(0) - \varphi(V) = \beta_l \cdot L_{\text{sect}} \left[ \sqrt{1+x} - \sqrt{1+x.y} \right] \quad (\text{Eq. 6})$$

Une augmentation de la longueur d'une section unitaire permet une augmentation du déphasage maximal et donc une réduction du nombre de sections pour un déphasage désiré. En contrepartie, cette augmentation rapproche la fréquence de Bragg des fréquences de travail.

Ce déphasage maximal peut également s'exprimer en fonction de la fréquence de Bragg :

$$\Delta\phi_{\text{max}} = \frac{2 \cdot f}{f_{\text{Bragg}}} \left[ 1 - \sqrt{\frac{1+x.y}{1+x}} \right] \quad (\text{Eq. 7})$$

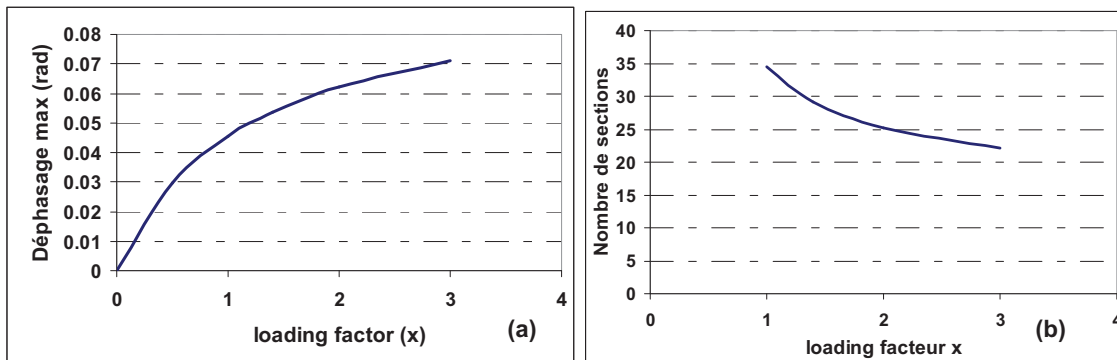


Figure 5 : (a) Déphasage maximum  $\Delta\phi_{\text{max}}$  (en radian) par section du déphaseur à 10 GHz en fonction du facteur de charge x. (b) Nombre de sections nécessaires en fonction de x pour obtenir un déphasage de 360° à 40 GHz

Nous présentons sur la Figure 5-a, le déphasage maximum par section, obtenu à 10 GHz en fonction du facteur de charge  $x$ . Le paramètre  $y$ , issu des mesures, correspond au complémentaire de l'accordabilité et est égal à 0.53. La fréquence de Bragg est considérée constante et égale à 50 GHz (alors que  $f_{bragg}$  diminue quand  $x$  augmente). On peut démontrer qu'en augmentant la charge  $x$  et/ou en diminuant  $y$ , le déphasage obtenu est plus important : en effet, ces précédentes conditions conduisent à une plus grande variation de la vitesse de phase et donc du déphasage.

Ainsi, le nombre de sections nécessaires pour obtenir un déphasage de  $360^\circ$  à une fréquence  $f$  est donné par :  $n_{sect} = \frac{2\pi}{\Delta\phi_{max}}$  (Eq. 8)

Afin d'obtenir un déphasage de  $360^\circ$  à 40 GHz (ou  $180^\circ$  à 20 GHz) avec une tension DC de 30 V, correspondant à une accordabilité de  $(1-y)=0,53$ , le graphique de la Figure 5-b indique clairement le nombre de sections nécessaires en fonction du facteur de charge  $x$ . Par exemple, pour  $x=1,4$ , il faut environ 30 sections élémentaires.

A partir de l'équation du déphasage maximal  $\Delta\phi_{max}$ , le déphasage augmente linéairement avec la fréquence. La Figure 6, montre maintenant la dépendance fréquentielle de  $\Delta\phi_{max}$  jusqu'à 25 GHz et compare ces variations avec les résultats expérimentaux pour un déphaseur défini par  $x=1,4$ . Un bon accord est obtenu jusqu'à 15 GHz, avec cependant quelques écarts pour les fréquences supérieures Ceci peut s'expliquer par le fait que plus la fréquence de travail s'approche de la fréquence de Bragg, plus le déphasage dévie de sa réponse linéaire, ceci est également vérifié dans la littérature [Réf. II.30].

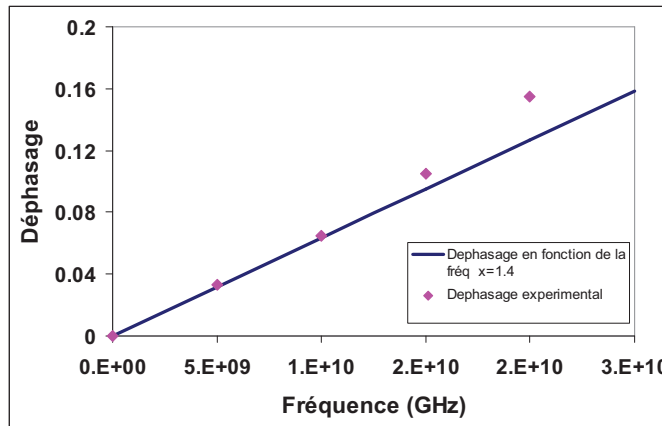


Figure 6 : Variations fréquentielles de  $\Delta\phi_{max}$  pour  $x=1,4$ . (Points roses : données expérimentales; Ligne bleu : modèle type circuit)

On peut en conclure que le modèle de la ligne de transmission synthétique proposé apparaît relativement correct pour des fréquences bien inférieures à la fréquence de Bragg (valable pour  $f < \frac{f_{Bragg}}{4}$ ), alors que pour des fréquences supérieures un modèle plus complet prenant en compte les pertes et la dépendance de la fréquence de Bragg en fonction de  $x$  paraît nécessaire. En effet, pour les fréquences hautes, il semble difficile d'analyser les déphaseurs avec des formalismes de type circuit : des modélisations électromagnétiques seront ainsi effectuées grâce au logiciel HFSS et comparées aux résultats expérimentaux finaux.

### VI.3.1.6. BILAN SUR L'OPTIMISATION D'UN DEPHASEUR RH

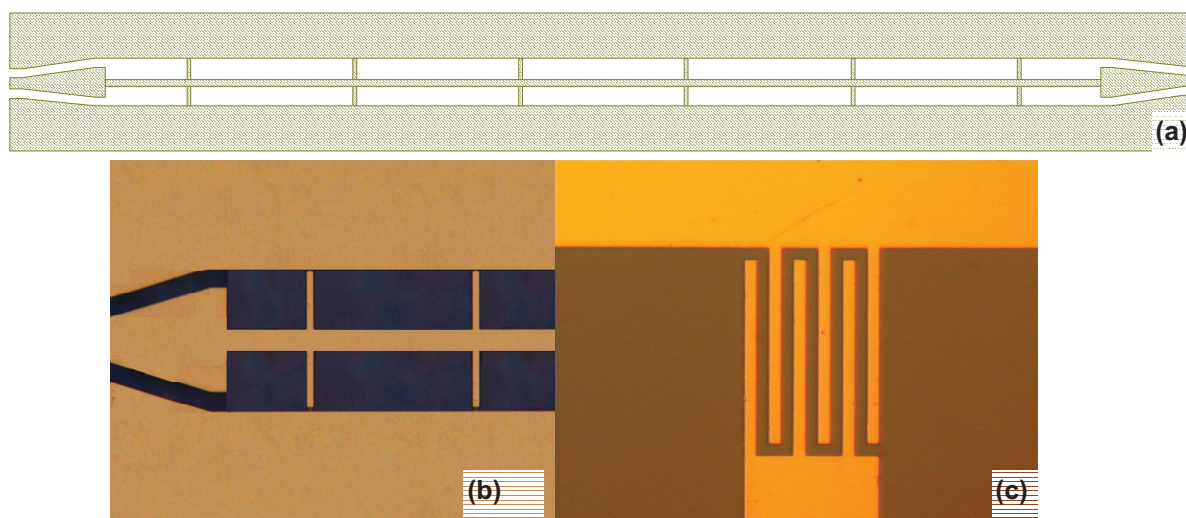
Une augmentation de la longueur d'une section  $L_{sect}$  permet d'obtenir des déphasages plus importants (ou diminuer le nombre de sections pour un déphasage désiré) mais engendre une diminution de la fréquence  $F_{bragg}$ , ce qui est contraignant pour des déphaseurs fonctionnant aux hautes fréquences. Il en est de même si 'on augmente le facteur de charge ou si l'on diminue la capacité linéique  $C_l$  : on autorise une plus grande augmentation du déphasage maximal mais en contrepartie la fréquence de Bragg diminue .

Ce constat révèle un compromis entre les pertes et la fréquence de Bragg. Ce compromis nécessite une démarche d'optimisation afin de minimiser les pertes selon leur origine : pertes par réflexions dues à la fréquence de Bragg par rapport à la fréquence de travail ou pertes d'insertion (ou intrinsèques) dues à la longueur importante d'un circuit.

### VI.3.2. FABRICATION DES DEPHASEURS RH

La Figure 7 illustre le lay-out du circuit déphaseur fabriqué qui peut être considéré comme l'intégration série de trois composantes :

- une zone d'accès à 50 ohms permettant la pose des pointes de mesures
- la transition (un « taper ») pour l'adaptation d'impédance entre la ligne CPW et la zone d'accès
- une ligne coplanaire à haute impédance chargée périodiquement par des CID connectées en parallèle à la masse.



**Figure 7 : Design d'un déphaseur à base de films de BST en technologie CPW à 6 sections unitaires (7mm x 1mm). (a) Vue complète du layout du déphaseur. (b) Taper pour l'adaptation d'impédance entre la ligne CPW chargée par les capacités et la zone d'accès. (c) Zoom sur une capacité interdigitée. [Réf. II.78]**

La géométrie fut conçue selon les critères précédemment détaillés et validés par des simulations en éléments finis (HFSS), afin d'obtenir un déphasage de  $180^\circ$  à 20 GHz. La fréquence de Bragg est fixée à 50 GHz. Afin de garder la symétrie de la structure, la capacité de charge est séparée en deux capacités (soit de valeur la moitié), et connectées en configuration parallèle de part et d'autre du ruban central de la CPW jusqu'à la masse. Cela signifie que la tension appliquée à chaque CID variable est égale à la moitié

de la tension appliquée au circuit : ainsi, un déphasage quasiment double pourrait être obtenu si la tension de polarisation était appliquée à chaque élément.

Afin d'obtenir un facteur de charge égal à 1,4, le ruban de la ligne CPW, d'impédance 78 Ohms, a une largeur de 60  $\mu\text{m}$  et une distance inter-masse de 180  $\mu\text{m}$ . Le circuit intègre 29 sections élémentaires de 480  $\mu\text{m}$ , ce qui correspond à une longueur totale d'environ 1,5 cm. Les circuits ont été réalisés par lithographie électronique. Après enduction, insolation et révélation de résines, l'or est déposé par évaporation sous vide pour obtenir une épaisseur de 400 nm environ. La dissolution de la résine permet de définir les circuits déphaseurs sur le substrat couvert de BST.

### VI.3.3. CARACTERISATIONS VECTORIELLES DES DEPHASEURS RH

Nous présentons dans cette partie, les résultats expérimentaux obtenus avec un déphaseur fabriqué à partir de films  $\text{Ba}_{0,5}\text{Sr}_{0,5}\text{TiO}_3$ .

Les caractérisations hyperfréquences des déphaseurs ont été effectuées, à température ambiante, à l'Analyseur de Réseaux Vectoriels de chez Agilent (E8361A: 10 MHz-67 GHz), avec des pointes coplanaires GGB Industries (40A-GSG-125-DP). Le VNA a été calibré de 10 MHz à 40 GHz selon les techniques standards de calibration de type LRRM (Line Reflect Reflect Match).

La figure 9 compare la dépendance de la phase de  $S_{21}$  en fonction de la fréquence pour les états sans polarisation et avec une tension de 40 V. On remarque que les variations de la phase à 0 V ont des pentes plus raides que celles à 40 V et que la différence entre les deux courbes augmente avec la fréquence.

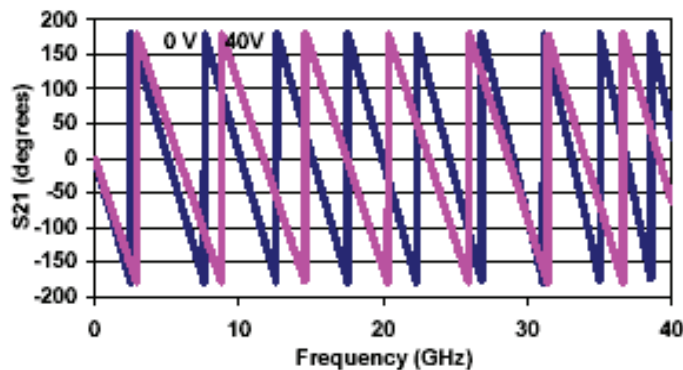


Figure 8 : Variation de la phase du paramètre  $S_{21}$  à 0V et à 40 V

L'amplitude de  $S_{21}$  (ou pertes d'insertion) en fonction de la fréquence est reportée sur la Figure 9-a pour 0 V et 40 V. Les pertes d'insertion sont inférieures à 5 dB pour les fréquences proches de 30 GHz en absence de polarisation alors que le même niveau de perte est obtenu autour de 15 GHz pour la polarisation maximale.

Pour les fréquences supérieures, on peut remarquer une chute de l'amplitude de  $S_{21}$  puisque les fréquences de travail sont proches de la fréquence de Bragg. Ces pertes d'insertions plus importantes pour les fréquences supérieures et dans le cas non-polarisé s'expliquent par différents phénomènes:

- à 0 V, la valeur des CID est maximale résultant en une fréquence de Bragg plus basse, et donc une augmentation des pertes par réflexions,
- à 40 V, les pertes diélectriques du BST sont moins importantes que le cas sans polarisation.

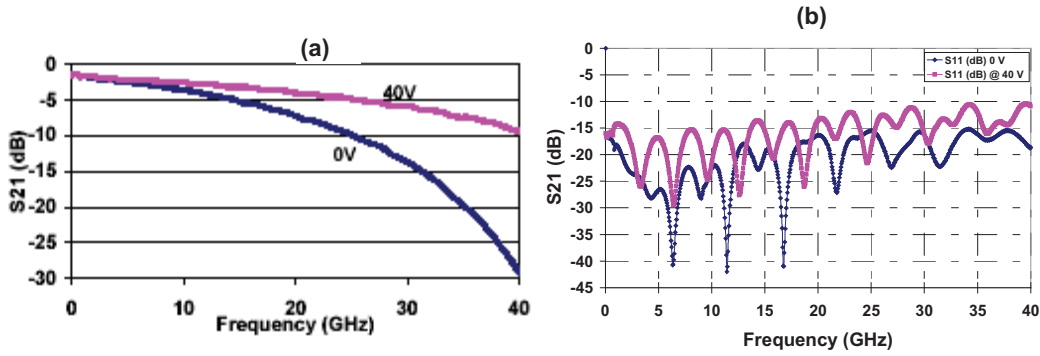


Figure 9 : (a) Amplitude de  $S_{21}$  en fonction de la fréquence pour deux états de polarisation. (b) Amplitude de  $S_{11}$  en fonction de la fréquence pour deux états de polarisation

La Figure 9-b présente le coefficient de réflexion et indique des valeurs inférieures à  $-10$  dB ( $-15$  dB jusqu'à 20 GHz), pour les différents états de polarisation du DC jusqu'à 40 GHz. On peut donc déduire que l'impédance de la ligne chargée s'écarte peu de l'impédance de référence (50 ohms), ce qui valide l'optimisation effectuée lors de la conception et notamment le choix de la valeur d'impédance (50 Ohms) pour le cas à 0 V (§ VI.3.1.4). Par ailleurs, les pertes plus importantes constatées pour le cas sans polarisation, attribuées à la diminution de la fréquence de Bragg et à une augmentation des pertes diélectriques, ne sont pas dues à une désadaptation d'impédance.

Les variations de la différence de phase (en référence à la phase à 0 V) en fonction de la tension de polarisation sont reportées sur la Figure 10-a pour 4 valeurs de fréquences : 20, 30, 35 et 40 GHz. L'objectif d'un déphasage de  $360^\circ$  est obtenu à 30 GHz pour une tension de polarisation de 40 V, à 40 GHz avec seulement 17 V : ces résultats sont à l'état de l'art et pourront être comparés aux performances de déphaseurs de la littérature. Par ailleurs, le déphasage maximal obtenu dans ce travail est de  $600^\circ$ , obtenu à 40 GHz avec 40 V.

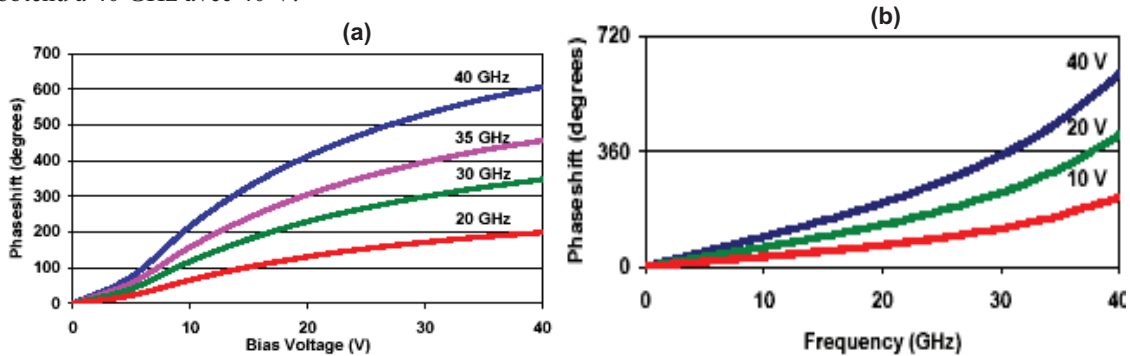


Figure 10 : (a) Différences de phase en fonction de la tension DC pour différentes fréquences. (b) Différences de phase en fonction de la fréquence pour différentes polarisations

La Figure 10-b compare les variations du déphasage mesuré en fonction de la fréquence pour plusieurs valeurs de polarisation. L'évolution est linéaire jusqu'à 25 GHz, valeur correspondante à la moitié de la fréquence de Bragg. On observe ensuite une déviation lorsque l'on s'approche de cette fréquence de Bragg. La courbe présentant la plus grande non linéarité est celle obtenue à 40 V bien que dans ce cas, la fréquence de Bragg soit la plus importante. Ceci s'explique par le fait que les différences de phase présentées sur la Figure 10 sont calculées par rapport à la phase du déphaseur à 0 V, présentant la

fréquence de Bragg la plus basse. Ainsi cette non linéarité s'atténue si l'on fait la différence entre les phases à 40 V et 30 V par exemple.

Le facteur de mérite (Figure 11) traduisant les performances du déphaseur en incluant les pertes, est égal au rapport entre le déphasage en degrés et les pertes d'insertion en dB à 0 V (ce cas représente la situation la moins favorable en terme de pertes). L'évolution du facteur de mérite en fonction de la fréquence passe par un maximum autour de 20 GHz, puis décroît entre 20 et 40 GHz. Ce gabarit définit les fréquences d'opération. Les meilleurs facteurs de mérite que nous ayons obtenus varient de 7°/dB à 10V, à 27°/dB à 40 V. Nous avons obtenu récemment un déphaseur avec un facteur de mérite égal à 85°/dB @ 30 GHz (résultats présentés dans : [Réf. II.78]).

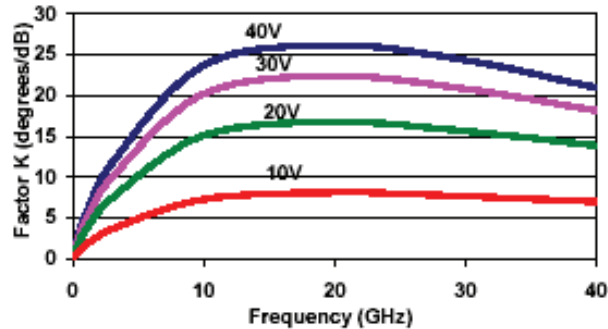


Figure 11 : Facteur de mérite K en fonction de la fréquence pour différentes polarisations.

- **Modélisation : comparaison des résultats expérimentaux et simulés en éléments finis**

Pour les fréquences élevées, il devient difficile d'analyser les déphaseurs selon un formalisme de type circuit. Par conséquent, les déphaseurs ont été modélisés par HFSS, logiciel électromagnétique qui résout les équations de Maxwell par la méthode des éléments finis. Pour combiner les exigences de précisions du maillage et les capacités de calculs de nos machines, les simulations ont été réalisées sur des cellules unitaires afin de pouvoir les représenter par des matrices chaînes. Nous avons ensuite procédé à une mise en cascade de plusieurs cellules unitaires dans l'environnement ADS dans le but d'obtenir les paramètres de transmission de la structure entière. Les résultats finaux sont présentés sur la Figure 12 pour 0 V et 35 V. Les meilleurs accords théorie-expérience ont été obtenus avec les caractéristiques diélectriques suivantes :  $\epsilon_r=330$  et  $\tan \delta =6 \times 10^{-2}$ . Pour la tension de 35 V, ces résultats correspondent aux mesures alors que quelques différences apparaissent pour le cas sans polarisation. Les résultats calculés ne prennent pas en compte la variation de la permittivité du BST en fonction de la fréquence, ce qui explique l'écart entre les résultats calculés et expérimentaux pour les fréquences hautes.

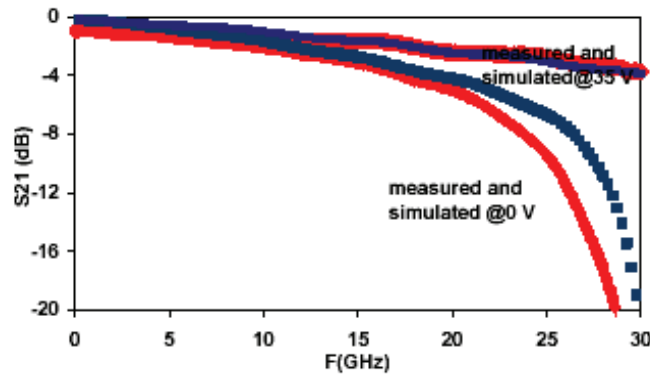


Figure 12 : Comparaison des coefficients de transmission  $S_{12}$  mesurés (rouge) et simulés sous HFSS (bleu) pour un déphaseur dont la fréquence de Bragg est 30 GHz.

### VI.3.4. CONCLUSIONS DES DEPHASEURS RH

Des déphaseurs analogiques utilisant des capacités interdigitées à base de BST à l'échelle du micromètre et périodiquement réparties le long d'une ligne de transmission coplanaire à haute impédance, ont été conçus, fabriqués, caractérisés et analysés. La conception a été optimisée afin d'obtenir un déphasage important dans la bande Ka avec une tension de polarisation relativement faible. Ainsi à 20 GHz un déphasage de 200° a été obtenu avec une tension de polarisation de 40 V, soit un facteur de mérite de 27°/dB @ 40 V.

Dans le Tableau 2, les performances de différents déphaseurs sont comparées. On s'intéresse plus particulièrement au déphasage maximum obtenu en fonction des pertes correspondantes, pour les tensions et les fréquences de fonctionnement. Ce comparatif montre clairement que les déphaseurs réalisés dans cette étude ont des performances à l'état de l'art.

Les déphaseurs sont classés selon leur type :

- (1) : CPW chargée avec des capacités interdigitées
- (2) : Lignes microstrip couplées
- (3) : CPW chargée avec des capacités plan
- (4) : Filtre passe-bande accordable

| Résultats expérimentaux         | Pertes (dB) | Facteur de mérite Déphasage/ Pertes | Type de déphaseur | Ref.                      |
|---------------------------------|-------------|-------------------------------------|-------------------|---------------------------|
| <b>320°@100volts<br/>35GHz</b>  | 4.5         | 71°/dB                              | (1)               | Y. Liu [Réf. II.32]       |
| <b>240°@300volts<br/>24GHz</b>  | 4.7         | 51°/dB                              | (2)               | C.L. Chen [Réf. II.73]    |
| <b>240°@17.5volts<br/>10GHz</b> | 1.7         | 141°/dB                             | (3)               | B. Acikel [Réf. II.74]    |
| <b>80°@40volts<br/>22GHz</b>    | 2.4         | 33°/dB                              | (4)               | S.Abadei [Réf. II.75]     |
| <b>310°@35volts<br/>30GHz</b>   | 3.6         | 85°/dB                              | (1)               | Ce travail ([Réf. II.77]) |

**Tableau 2 : Comparaison des performances des déphaseurs à base de BST à l'état de l'art**

Ce tableau indique clairement que les déphaseurs réalisés dans le cadre de ces travaux ont des performances à l'état de l'art. Ces résultats pourront certainement être améliorés grâce à différentes techniques, proposées ci-après. Tout d'abord, on pourrait envisager de creuser une partie de la masse des lignes CPW pour chaque période. Ce procédé permettrait d'augmenter l'inductance série équivalente de la ligne et donc de réduire électriquement et physiquement la longueur de la ligne. Ainsi, avec une même longueur de circuit, des déphasages encore plus importants pourraient être obtenus. D'un point de vue technologique, l'utilisation d'un substrat hôte de MgO permettrait de diminuer les pertes et d'augmenter l'accordabilité. Evidemment, un épaissement de la métallisation permettrait également de diminuer les pertes métalliques.



## VI.4. CONCEPTION DE LIGNES DE TRANSMISSION MAIN-GAUCHE EQUILIBREES A BASE DE CID EN TECHNOLOGIE BST

Nous avons introduit le concept des lignes chargées, et les propriétés de propagation des ondes sur ces supports. Dans ce paragraphe, nous nous intéressons particulièrement aux lignes de transmission gauchères dont les propriétés seront modifiables grâce au matériau BST [Réf. II.79].

Dans un premier temps, les méthodes de conception optimisée d'une ligne de transmission LH en bande Ka sont présentées et dans un deuxième temps, un prototype LH en technologie monolithique sera décrit.

### VI.4.1. INTRODUCTION ET OBJECTIFS

Ces travaux de recherche sont le résultat du contrat TELEMAR, fruit d'une collaboration entre l'ITEMN et Thalès Alenia Space. Cette étude vise la conception, la fabrication et la caractérisation d'un déphaseur compact à base de métamatériaux, accordable en tension pour des fréquences comprises entre 10 et 30 GHz.

Dans cette étude, l'approche est orientée vers le cas équilibré du diagramme de dispersion. Ainsi, des lignes de transmission coplanaires chargées par des capacités série et des inductances en parallèles sont conçues afin d'obtenir un diagramme de dispersion à gap nul et accordable par films de BST. Pour des applications pratiques, il est très utile de réaliser une continuité du déphasage à la fréquence où le déphasage est nul, c'est-à-dire à la fréquence de transition entre les bandes de fréquence RH et LH. Dans ces travaux, nous proposons de réaliser ce circuit qui a un diagramme de dispersion agile en contrôlant les capacités du circuit tout en laissant l'inductance parallèle fixe.

Idéalement, l'annulation du gap doit être satisfaite à 0 V mais également quand une tension DC est appliquée pour décaler la fréquence de résonance. Cette condition d'équilibre est vérifiée tant que les éléments RH qui résultent des éléments d'interconnexion (inductance série et capacité parallèle) sont équilibrés par les éléments localisés (capacité série et inductance parallèle) responsables de la branche de dispersion LH. En terme d'analyse circuit, ce gap nul dans le diagramme de dispersion accordable par BST est maintenu tant que les fréquences de résonances parallèle et série sont égales, quelque soit la tension continue appliquée (ou les paramètres électriques des films de BST). Ceci sera obtenu lorsque tout changement de la capacité série sera également accompagné de la même variation par la capacité parallèle. La difficulté vient du fait que la capacité parallèle provient de la contribution de la capacité parallèle localisée et de la capacité distribuée de la ligne. Cette capacité linéique n'étant pas accordable sous un contrôle modéré de la tension, le caractère composite équilibré ne peut être idéalement obtenu pour chaque état de polarisation. Une autre solution pour obtenir le cas équilibré est de réaliser une variation de l'inductance parallèle. Mais cette solution est plus complexe à mettre en œuvre et engendre des problèmes d'intégration pour la polarisation des capacités série.

Par conséquent dans ces travaux, la variation des caractéristiques de dispersion sera obtenue en accordant les capacités discrètes série et parallèle (sans changement de la capacité distribuée de la CPW). Il est évident que la continuité de phase parfaite ne sera pas obtenue pour chaque état de polarisation. Cependant cette approche est suffisante pour garantir une continuité du diagramme de dispersion si les

capacités varient faiblement : la satisfaction de la continuité de phase dans une certaine plage de variation des valeurs des capacités série des CID sera ainsi démontrée.

#### VI.4.2. SYNTHÈSE DE LA LIGNE LH COMPOSITE ÉQUILIBRÉE

Dans ce paragraphe, nous synthétisons les étapes de conception optimisée, selon une méthode analytique, d'une ligne de transmission LH. Nous privilégierons le cas particulier de la ligne de transmission équilibrée puisqu'il paraît plus avantageux (chapitre I). Cependant des imperfections dues à la conception et/ou la fabrication peuvent introduire des éléments parasites déséquilibrant le système initialement considéré et il faut donc prendre en compte le cas désadapté.

##### VI.4.2.1. METHODOLOGIE OPTIMISÉE POUR LA SYNTHÈSE DE LIGNES LH ÉQUILIBRÉES

Nous considérons dans cette étude, une ligne de transmission composite modélisée par n sections LC périodiques présentées sur la figure 12 du chapitre I. La méthode de conception d'une telle ligne peut se résumer par les étapes suivantes :

- Tout d'abord, la fréquence centrale de travail doit être déterminée. Celle-ci est en général représentée par la fréquence de transition  $f_0$  définie par l'équation ci-dessous. Elle correspond à la fréquence de transition entre les deux régimes de fonctionnement, c'est-à-dire entre une transmission classique main droite et la transmission main-gauche aux propriétés originales, pour le cas adapté (sans gap). Elle s'exprime par la formule :

$$\omega_0^{\text{non-équilibré}} = \frac{1}{\sqrt[4]{L_R C_R L_L C_L}} = \sqrt{\omega_R \omega_L} = \sqrt{\omega_1 \omega_2} = 2\pi f_0$$

$$\text{Où } \omega_R = \frac{1}{\sqrt{L_R C_R}}, \quad \omega_L = \frac{1}{\sqrt{L_L C_L}}, \quad \omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_R C_L}} \quad \text{et} \quad \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}}$$

Pour le cas équilibré, c'est-à-dire avec absence de gap entre les régimes droitiers et gauchers,  $\omega_1$  et  $\omega_2$  sont égaux, d'où l'égalité suivante:

$$L_R C_L = L_L C_R = (2\pi f_0)^2$$

- L'étape suivante dans la conception d'un circuit micro-onde, est l'adaptation des impédances. En fonction de la bande de fréquence considérée (RH ou LH) les équations suivantes doivent être vérifiées :

$$Z_L = \sqrt{\frac{L_L}{C_L}} = Z_0 \quad \text{et/ou} \quad Z_R = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} = Z_0$$

En adaptant simultanément les deux régimes de fonctionnement à  $Z_0$  (typiquement 50 Ohms), la structure sera équilibrée.

- Nous disposons de trois équations pour les quatre inconnues du système :  $L_R$ ,  $C_L$ ,  $C_R$  et  $L_L$ . Il reste donc un degré de liberté pour une des quatre variables, qui peut être exploitée soit pour prendre en compte des contraintes technologiques, soit pour délimiter le gabarit de la bande passante. Dans le cas équilibré, ces bornes existent car le système est fini, contrairement au milieu homogène (Chapitre I). Cette bande passante bornée s'étend de la fréquence de coupure du passe-haut main-gauche  $\omega_c L$

jusqu'à celle du passe-bas main droite  $\omega_{cR}$ . Pour le cas non équilibré, les formules décrivant ces bornes sont plus complexes et non présentées ici. Ces bornes de la bande passante d'un circuit composite équilibré sont données par :

$$\omega_{cL} = \omega_R \left| 1 - \sqrt{1 + \frac{\omega_L}{\omega_R}} \right| \quad \omega_{cR} = \omega_R \left( 1 + \sqrt{1 + \frac{\omega_L}{\omega_R}} \right)$$

Pour des fréquences telles que  $\omega_L \ll \omega_R$ , ces équations peuvent se simplifier selon le développement de Taylor de la racine carrée, et l'on obtient tout simplement :

$$\omega_{cL} = \frac{1}{2\sqrt{L_L C_L}} = \frac{\omega_L}{2} \quad \omega_{cR} = \frac{2}{\sqrt{L_R C_R}} = 2\omega_R$$

La fraction de bande passante FBP s'exprime ainsi par :  $FBP = 2 \frac{(\omega_{cR} - \omega_{cL})}{(\omega_{cR} + \omega_{cL})}$

Grâce à ces équations, le gabarit du diagramme de dispersion d'une ligne de transmission composite sans perte peut facilement être délimité en fonction des paramètres des éléments discrets constitutifs ( $L_R$ ,  $C_R$  et  $L_L$ ) d'une cellule élémentaire.

- Les différents éléments ( $L_R$ ,  $C_L$ ,  $C_R$  et  $L_L$ ) d'une cellule unitaire étant déterminés, il reste à choisir le nombre de cellules nécessaires pour l'application choisie. Pour les déphaseurs LH, si chaque section produit un déphasage  $\Delta\Phi_{section}$  alors le déphasage totale  $\Delta\Phi_{total}$  du circuit sera directement proportionnel au nombre  $n$  de cellules tel que  $\Delta\Phi_{total} = n \cdot \Delta\Phi_{section}$ . L'augmentation du nombre de cellules permettra évidemment d'obtenir un déphasage maximal mais au détriment de l'augmentation des pertes intrinsèques.

Une fois que toutes les valeurs des éléments réactifs ( $L_R$ ,  $C_L$ ,  $C_R$  et  $L_L$ ) et la technologie (intégration hybride ou monolithique) sont choisies en fonction des spécifications visées, il faut maintenant choisir comment fabriquer les capacités et les inductances. Ces étapes de conception sont détaillées dans les paragraphes suivants.

#### VI.4.2.2. INTEGRATION HYBRIDE OU MONOLITHIQUE

Afin de créer une ligne de transmission composite, la synthèse est faite par réseaux LC. Cette approche doit être réalisée par des composants physiques afin de générer les capacités ( $C_R$  et  $C_L$ ) et les inductances ( $L_R$  et  $L_L$ ). Différentes possibilités s'offrent à nous pour la fabrication de tels circuits : soit utiliser des composants chip montés en surface (SMT), soit des composants en technologie distribuée (intégrés de façon monolithique ou MMIC), soit utiliser une approche qui combine ces deux technologies.

Le choix entre les approches d'intégration hybride ou monolithique dépend de plusieurs facteurs. En terme d'analyse et de conception, les structures en technologie SMT sont plus simples et plus rapides. Ces composants sont facilement disponibles sur le marché selon des standards et ne nécessitent pas d'être conçus et fabriqués spécifiquement, contrairement aux éléments distribués. Cependant ces standards SMT ne sont pas disponibles immédiatement pour toutes les valeurs possibles et sont particulièrement réservés pour des applications en BF, typiquement jusqu'à 3-6 GHz, selon leurs valeurs (dû à la résonance intrinsèque parasite). Par ailleurs, pour certaines applications telles que des structures rayonnantes, cette technologie n'est pas adaptée et les circuits en technologie monolithique seront préférés dans des systèmes MMIC.

### VI.4.2.3. CHOIX DES ELEMENTS LOCALISES DE LA LIGNE LH

Nous présentons dans ce paragraphe le choix des composants réactifs utilisés. Par ailleurs, nous reportons les formules analytiques indépendantes de la fréquence qui ont été utilisées comme point de départ dans l'analyse pour la conception des lignes composites.

La ligne de transmission qui interconnecte les éléments LH (la capacité série  $C_L$  et l'inductance parallèle  $L_L$ ) se comporte comme une ligne de transmission conventionnelle. En terme de circuit, la condition d'équilibre est obtenue lorsque :  $\omega_f = (L_{RH} \cdot C_{LH})^{-1/2} = (L_{LH} \cdot C_{RH})^{-1/2}$ . Ainsi, toute variation de  $C_{LH}$  doit être compensée par une capacité RH mise en parallèle dans le circuit afin de conserver le régime composite équilibré. Ceci explique pourquoi en pratique la capacité right-handed ( $C_R$ ) sera constituée d'une capacité distribuée fixe issue de la ligne CPW, puisque la tension de polarisation n'a aucune influence sur ce terme capacitif, et d'une capacité discrète additionnelle accordable en tension.

#### VI.4.2.3.1. Conception des Inductances

En technologie coplanaire monolithique, les inductances peuvent être réalisées par un fil métallique replié sur lui-même en forme de méandre, par une bande métallique en forme de spirale ou simplement par des stubs reliés à la masse. La première configuration diminue fortement la valeur de l'inductance car les courants circulant dans le fil sont en vis-à-vis mais de sens opposés. De plus, un fil métallique replié est en général accompagné de fortes pertes par rayonnement contrairement à une inductance en spirale, où tous les courants circulent dans le même sens. Cependant, la deuxième configuration nécessite de réaliser des ponts à air pour connecter l'extrémité du fil inductif à la masse. Ainsi, la réalisation de l'inductance par stub est plus facile technologiquement et engendre moins d'effets parasites.

Par ailleurs, pour des raisons de simplicité technologique, le choix a été fait de venir polariser les CID par cette inductance. Les inductances nécessitent donc de traverser la masse. Par conséquent, celle-ci est « creusée » pour laisser place au passage de l'inductance. Cette configuration nous laisse une grande liberté quant aux valeurs d'inductances possibles, sans la nécessité de repliement de celle-ci, puisque la place disponible pour réaliser le stub ne se limite plus uniquement à la distance ruban central – masse de la ligne coplanaire mais à la distance du ruban central de la ligne CPW jusqu'à la ligne de polarisation (rubans déposés de chaque côté de la ligne CPW, à quelques centaines de  $\mu\text{m}$  de la masse).

Ainsi, la ligne de polarisation des CID et l'inductance en stub sont confondues physiquement. La valeur de l'inductance souhaitée, et donc la longueur du stub, définit la position du point de ce ruban qui sera raccordé à la masse par « bonding » afin de limiter l'inductance d'un point de vue RF.

Nous avons donc retenu la configuration en stub. Ce stub peut être décrit analytiquement par l'équation ci-dessous. Un ruban métallique de largeur  $w$ , de longueur  $l$  et d'épaisseur  $t$  présente une inductance par unité de longueur :

$$L(nH/cm) = 2 \left( \ln \frac{l}{w+t} + 1.19 + 0.22 \frac{w+t}{l} \right)$$

Pour les fréquences micro-ondes, cette valeur doit être réduite approximativement d'environ 10% pour tenir compte de l'effet de peau. L'inductance «droitière»  $L_R$  est réalisée par la ligne de transmission. Elle a ainsi été déterminée par des simulations en éléments finis.

### VI.4.2.3.2. Conception des Capacités interdigitées

Pour ce type de déphaseur LH, nous utilisons également des capacités interdigitées (CID) pour la conception des capacités  $C_R$  et  $C_L$ , puisque leur avantage a déjà été démontré dans ce manuscrit (§ Chapitre IV). D'après les études d'extraction des paramètres issus des mesures de nos échantillons, il est évident que pour une valeur de capacité désirée, il existe des configurations géométriques spécifiques qui donneront les meilleures performances électriques. Dans ce paragraphe nous allons présenter les paramètres décisifs à la fabrication de CID. Ceux-ci sont tirés des modèles statiques et établis à partir des mesures du chapitre précédent afin de choisir les meilleures configurations géométriques pour les CID. De plus, il existe un compromis entre les difficultés de fabrication (notamment la compatibilité avec l'étape de photolithographie) et les performances des déphaseurs.

Une des performances les plus importantes est le déphasage maximum obtenu avec une tension appliquée raisonnable, dépendant essentiellement de la géométrie des capacités BST. Ainsi dans un premier temps nous allons présenter les variations des CID en fonction du gap interdoigts. Des facteurs tels que la longueur et le nombre de doigts sont non seulement importants pour l'obtention d'une grande accordabilité mais également pour minimiser les pertes métalliques, c'est-à-dire augmenter le facteur de qualité, deuxième paramètre caractéristique important.

- **Variation de la capacité en fonction du gap inter doigts**

La capacité entre deux doigts d'une CID comprend trois parties : une principale accordable par tension ( $C_{bst}$ ) et deux contributions supplémentaires non accordables, telles que le substrat et l'air. Ainsi, nous définissons les paramètres suivants :

- $C_{air}$  : la capacité due à l'air
- $C_{saph}$  : la capacité à travers le substrat (le saphir dans notre cas)
- $C_{bst}$  : la capacité due à la couche du matériau ferroélectrique

La capacité totale de ces trois contributions peut être décrite analytiquement selon une approche « conformal mapping » (CMM).

Nous représentons sur la Figure 13, la variation de la capacité par mm de deux électrodes parallèles (soit deux doigts interdigités) de largeur fixe 1  $\mu\text{m}$ , en fonction de la distance interdoigts (gap de 0.5 à 20  $\mu\text{m}$ ). La valeur de la capacité est calculée à partir de la méthode CMM avec une permittivité relative de 330 pour le BST d'épaisseur 0.3  $\mu\text{m}$  et pour le saphir de permittivité 9,4 et d'épaisseur 500  $\mu\text{m}$ . Ce graphique nous indique plusieurs points très intéressants puisqu'il compare la contribution de chaque diélectrique (air, saphir, BST) environnant la CID :

- pour des gaps inférieurs à quelques  $\mu\text{m}$  (2 $\mu\text{m}$ ), la capacité est essentiellement dominée par celle apportée par le BST, ce qui signifie qu'on aura tout intérêt à privilégier le gap le plus petit possible pour obtenir la plus grande accordabilité, grâce au film ferroélectrique.
- la capacité est également plus importante pour de faibles gaps, résultat évidemment comparable aux structures capacitatives plan. En augmentant l'espace entre les doigts, la valeur de la capacité décroît.
- pour des gaps importants les contributions de chaque diélectrique devient importante.
- néanmoins, la capacité liée au champ électrique se propageant dans l'air reste négligeable puisqu'elle reste toujours inférieure à un vingtième de la capacité totale

Ces résultats phénoménologiques et qualitatifs restent valables avec des électrodes 30 fois plus larges. Par ailleurs ces résultats confortent une quasi-stationnarité de la capacité constatée pour des tensions DC importantes, puisqu'en diminuant la capacité du ferroélectrique, sa contribution devient moins importante dans le calcul de la capacité totale vis-à-vis des contributions secondaires.

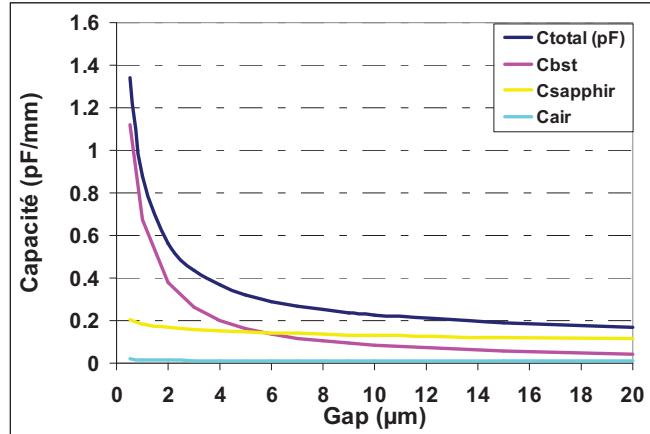


Figure 13 : Variation de la capacité par mm de deux électrodes parallèles de largeur fixe 1 µm, en fonction de la distance interdoigts (gap de 1 à 20 µm)

- Capacité en fonction du nombre de doigts

La dépendance de la valeur de la capacité mesurée en fonction du nombre de doigts de la CID avec la même largeur et distance interdoigts (1 µm) est présentée sur la Figure 14. La capacité est normalisée par rapport à la longueur des doigts en µm (pF/µm). Comme attendu, en augmentant le nombre de doigts, la valeur de la capacité augmente avec une progression quasi-linéaire.

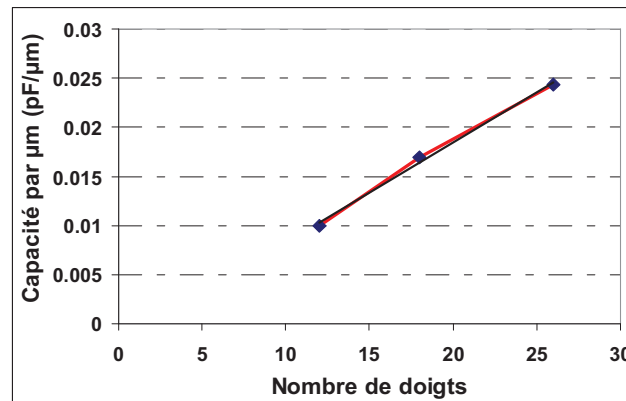


Figure 14 : Dépendance des valeurs des capacités par unité de longueur (pF/µm) en fonction du nombre de doigts des CID mesurées (C1, C2 et C3). Les CID ont la même largeur et distance interdoigts (1 µm). Les valeurs sont mesurées à 0 V et 1 GHz.

Les Figure 13 et Figure 14 indiquent une tendance intéressante des CID à base de fins films de BST. La profondeur de pénétration du champ électrique est relative à l'espacement interdoigt : en augmentant l'écart entre les deux électrodes, une plus grande quantité du champ électrique traverse les substrats (air + saphir) à faible permittivité. Diminuer la distance interdoigts résulte en une augmentation de la contribution de la couche ferroélectrique pour la capacité et donc l'accordabilité. Quand le nombre de doigts augmente, le champ électrique pénètre une plus grande surface de BST : les valeurs des capacités augmentent.

- **Influence des dimensions des électrodes interdigitées sur la résistance et l'inductance parasites.**

Selon le chapitre V on s'aperçoit que le nombre de doigts affecte largement la résistance, puisque celle-ci diminue quand le nombre de doigts augmente. Il en est de même pour l'inductance, liée au caractère distribué des doigts. Ce résultat est également valable quand on diminue la longueur des doigts. Afin de réaliser une CID avec un facteur de qualité le plus grand possible, il sera donc plus avantageux d'utiliser des structures avec le plus grand nombre de doigts possibles et de longueur de doigts petites : cela revient à utiliser une combinaison parallèle des électrodes interdigitées sachant que le facteur Q de n éléments en parallèles est le même que l'élément unique. En effet, en considérant que le facteur de qualité est essentiellement dominée par les pertes métalliques en HF, si pour  $n=n_1$ ,  $Q_{n1}=1/(w.R_1.C_1)$  alors pour  $n_2=n.n_1$ ,  $Q_{n2}=1/[w.(R_1/n).(C_1.n)]=Q_{n1}$ .

- **Optimisation rapide des choix géométriques d'une CID**

Les valeurs de capacités sont proportionnelles à la longueur des doigts pour une configuration donnée, c'est à dire un gap et une largeur de doigts donnés : elle dépend essentiellement de la longueur de couplage électrique interdoigt. Ainsi, une manière rapide et efficace en première approximation, pour le choix du nombre et de la longueur des doigts nécessaires afin d'obtenir la capacité désirée est d'utiliser la formule simple suivante (cette formule utilisée pour la conception des déphaseurs MG à partir des mesures BF de capacité initialement effectuées au LEMCEL, puisque les capacités tests, finement détaillées dans cette étude, ont été conçues sur le même wafer que les déphaseurs):  $C= C_0*(2n-1)*long$  où :

- n est le nombre de doigts
- long : la longueur effective électrique = la longueur quand les doigts sont en vis à vis + celle associée à l'extrémité des doigts (correspondant à la largeur des doigts)
- $C_0$  est une constante définissant la capacité par unité de longueur pour deux électrodes (de largeurs identiques) couplées électriquement

La capacité  $C_0$  peut être soit calculée par CMM soit extrait des mesures selon  $C_0=C_{mesurée}/[(2n-1)l]$ . Un processus plus fin, tel que celui décrit dans le chapitre de la caractérisation de CID, pourra ensuite être appliqué pour connaître précisément les valeurs des capacités.

- **Bilan du choix des CID pour les déphaseurs « main-gauche »**

Les déphaseurs MG seront fabriqués en intégrant des CID avec une technologie de 1- $\mu$ m (ceci est également valable également pour les déphaseurs MD). Par ailleurs toute la largeur de la ligne d'accès où sont situés les CID sera utilisée afin d'obtenir le nombre maximal de doigts. Les structures ne seront

cependant pas plus larges que les zones d'accès afin d'éviter les capacités parasites avec les masses coplanaires. Les valeurs des capacités désirées sont ensuite définies en fixant la longueur des doigts.

Pour conclure, les valeurs des éléments réactifs ont été déterminées par les formules analytiques, dans un premier temps. Ces valeurs permettent de choisir la configuration géométrique des CID et servent de base à une optimisation. Dans un second temps, des simulations par éléments finis ont été nécessaires afin d'extraire les paramètres électriques et obtenir les valeurs des composants distribués désirées. Cette dernière approche est détaillée dans le paragraphe suivant.

### **VI.4.3. CONCEPTION ET ANALYSES NUMERIQUES DES DEPHASEURS CRLH**

Ce paragraphe présente les résultats des analyses numériques des déphaseurs CRLH (Composite Right and Left Handed) accordables par BST. Dans un premier temps, l'utilisation du logiciel ADS de chez Agilent nous a permis d'étudier le comportement fréquentiel des lignes gauchères par une modélisation simple. Nous avons cherché à optimiser les grandeurs des éléments localisés pour faire apparaître une bande de transmission équilibrée RH/LH centrée sur la gamme de fréquence visée.

Puisque le circuit est intrinsèquement non-idéal, la modélisation en éléments purement localisés n'est pas suffisante. Une approche électromagnétique plus complète apparaît nécessaire. Par ailleurs, il n'est pas possible d'ajuster les valeurs capacitives et inductives des éléments pour toute valeur désirée sans prendre en compte les contraintes des procédés de fabrication.

Ainsi l'approche employée dans ces travaux pour la conception des déphaseurs main-gauche dans une phase équilibrée est présentée dans ce paragraphe. Il ne s'agit pas à priori d'une véritable méthode d'optimisation des circuits à base de métamatériaux, mais elle s'apparente plutôt à une démarche de conception hybride, à la fois circuit et électromagnétique.

#### **VI.4.3.1. PRESENTATION DE LA DEMARCHE DE CONCEPTION DES DEPHASEURS LH A BASE DE BST**

Les caractéristiques originales des hétérostructures ferroélectriques/diélectriques étudiées compliquent fortement les simulations. En effet, les échelles mises en jeu sont très différentes : il existe un facteur 1000 entre l'épaisseur des films de BST (0,4  $\mu\text{m}$ ) et celle des substrats de saphir sur lesquels ces films sont déposés (500  $\mu\text{m}$ ). Par ailleurs, les différences de permittivité rencontrées sont grandes : proche de 300 pour le BST et 10 pour le substrat hôte. La structure complète est donc difficilement simulable avec des logiciels EM standards. De plus, les pertes importantes des films ferroélectriques peuvent constituer des problèmes de simulation. Puisque dans notre cas, tous ces facteurs contraignants sont cumulés, les logiciels commerciaux peuvent apparaître inefficaces pour ce type de conception.

Nous utilisons classiquement ADS de chez Agilent, logiciel de type circuit, pour les étapes de conception rapide. Mais ce logiciel commercial ne dispose pas de modèles multicouches couvrant les caractéristiques des substrats utilisés. Compte tenu de l'absence de modèles fiables pour les structures multicouches, l'analyse circuit ne peut être suffisante.

Ainsi, l'utilisation d'un logiciel de type FEM, tel que HFSS de ANSOFT, semble être la solution pour la simulation de ce type de structure. Cependant les temps de calcul sont importants et la convergence des simulations est parfois difficile à obtenir lorsque l'élément à simuler est complexe. Ainsi,



on a pu constater que certaines simulations ne parviennent pas à terme, faute de ressources matérielles (informatiques) suffisantes en raison de l'affinement du maillage qui devient trop important. Pour de petites structures ou éléments, ce logiciel est bien adapté mais montre ses limites dès que les dispositifs deviennent complexes ou volumineux, particulièrement dans le cas de caractéristiques physiques très différentes. Une méthode doit donc être adoptée pour améliorer l'efficacité des simulations.

La méthode de conception utilisée dans cette thèse consiste donc à segmenter le problème : les circuits sont découpés en plusieurs morceaux. Pour cela, on effectue une modélisation électromagnétique de chacune des parties de manière indépendante. Les résultats des simulations EM obtenues sont utilisés pour extraire une « boîte noire » représentative du comportement EM de l'élément. Ensuite, soit ces « boîtes noires » sont associées à des modèles classiques de lignes de transmission (§ 4.3.3.1), soient elles sont directement regroupées et chaînées dans une simulation globale (ici le chaînage des éléments est effectué par le logiciel de type circuit ADS, mais cette procédure pourrait être effectuée avec toute programmation ordinaire qui sait gérer des produits de matrices). Si aucune interaction n'existe entre les différents éléments du dispositif, le simulateur permet d'aboutir très rapidement à un dimensionnement précis.

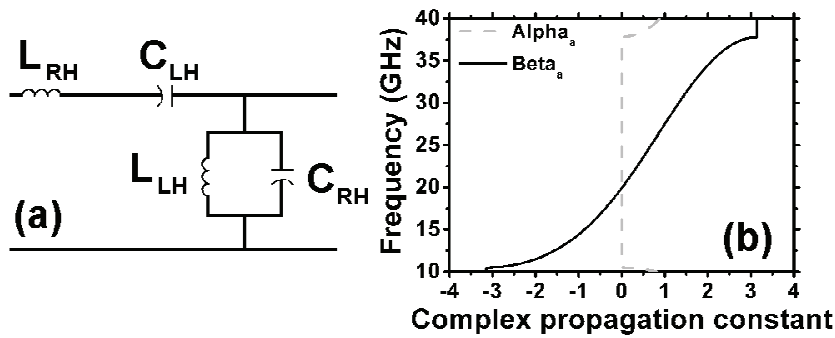
L'avantage de cette méthode est sans aucun doute la rapidité et la rigueur de conception, puisque l'optimisation se fait sur le simulateur circuit. Cette méthode est d'autant plus valable que la structure est une structure périodique qui nécessite l'optimisation uniquement sur une cellule unitaire (une période). Mais elle ne s'applique qu'à des cas simples où les couplages parasites peuvent être négligés.

Ce type de modélisation doit cependant se faire en prenant un certain nombre de précautions. En effet, il convient de déterminer les distances minimales entre les discontinuités pour éviter les couplages par modes d'ordres supérieurs. Une fois cette limite géométrique fixée, elle conditionne l'utilisation de la boîte noire vis à vis des autres éléments du circuit. Par exemple, dans le cas d'un montage en cascade des boîtes noires, une mauvaise prise en compte de la limite de validité des boîtes noires est susceptible de modifier la réponse globale du dispositif. On respecte généralement une distance minimum de  $\lambda g/4$ .

Cette méthode de segmentation n'est pas à proprement dite une méthode d'optimisation, elle se place plutôt dans le cadre d'une amélioration de la conception des dispositifs de métamatériaux. Toutefois, la technique de segmentation est réellement une technique intéressante tant elle réduit les volumes de calcul. Les différentes étapes de conception du déphaseur MG sont illustrées dans les paragraphes suivants.

#### **VI.4.3.2. ETUDE EN ELEMENTS LOCALISES : LIGNES PUREMENT IDEALES**

Le déphaseur utilise le principe de la ligne duale décrit dans le §3.2.4 du chapitre I. Rappelons que cette approche permet d'obtenir une continuité des bandes gauchère et droitière à la condition d'équilibre, entre les fréquences de résonance des circuits équivalents série et parallèle. Le prototype a été conçu en privilégiant cette propriété afin de pouvoir passer d'un régime d'avance de phase à un régime de retard de phase sans annulation de la vitesse de groupe. Par conséquent, le schéma équivalent (Figure 15) inclut un terme d'inductance en court-circuit noté  $L_L$  et un terme de capacité série noté  $C_L$ . La commande, qui exploite la variation de permittivité du film de BST, s'exerce au niveau de cette capacité  $C_L$ . La capacité parallèle  $C_R$  est constituée de la capacité intrinsèque  $C_{Rint}$  du support de propagation hôte, associée à un élément localisé repéré  $C_{Rcapa}$ . Ce choix permet de contrôler simultanément la valeur des fréquences de résonances série et parallèle lorsque l'on applique la tension continue sur le film de BST.



**Figure 15 : Caractéristiques de dispersion (b) correspondant au circuit équivalent (a) de la ligne de transmission chargée périodiquement.  $C_{LH} = 120$  fF,  $L_{RH} = 0,53$  nH,  $C_{RH} = 128$ fF,  $L_{LH} = 0,5$  nH.**

L'utilisation du logiciel ADS de chez Agilent nous a permis d'étudier le comportement fréquentiel de lignes gauchères par une modélisation simple. Dans un premier temps nous avons cherché à optimiser les grandeurs des éléments localisés pour faire apparaître une bande de transmission centrée à 20 GHz et en considérant les critères de la condition d'équilibre du régime composite.

La Figure 15-b présente les caractéristiques de dispersion extraite à partir des paramètres S selon la procédure détaillée dans le chapitre I. Après optimisation des éléments localisés, le diagramme de dispersion a été calculé avec les valeurs suivantes :  $C_{LH} = 120$  fF,  $L_{RH} = 0.53$  nH,  $C_{RH} = 128$ fF,  $L_{LH} = 0.5$  nH. Ces valeurs ont été calculées initialement à partir de la méthode analytique déroulée dans le paragraphe précédent pour obtenir une ligne de transmission composite équilibrée tout en prenant en compte les limites technologiques de fabrication.

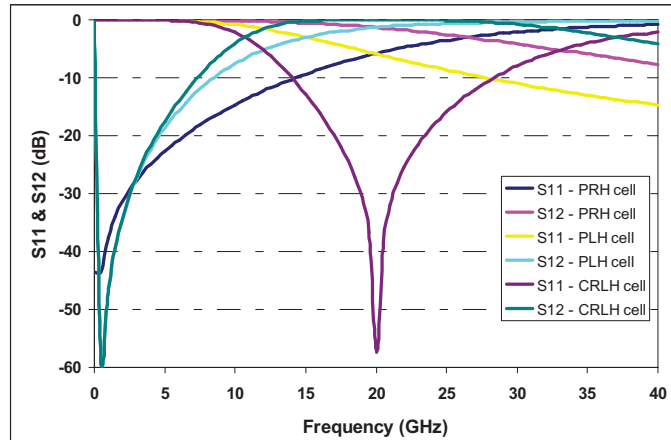
Les contributions  $C_L$  et  $L_L$  sont dues respectivement aux capacités interdigitées et les inductances en stub. Les contributions  $C_R$  et  $L_R$  proviennent des réactances parasites. L'inductance  $L_R$  est en partie due à la ligne CPW.  $C_R$  est induite par la différence de potentiel entre la ligne principale et le plan de masse de la ligne coplanaire CPW et l'ajout d'un élément capacitif accordable.

Sur la figure du diagramme de dispersion, les vitesses de groupes et de phase sont de signes opposés de 10 à 19 GHz ce qui prouve que le milieu de propagation est LH dans cette bande de fréquence. Il n'y a pas de gap en fréquence pour les constantes de propagation  $\beta$  proches de 0, ce qui montre que la vitesse de groupe n'est pas évanescence à  $k=0$ . Au-dessus de 19 GHz, la ligne de transmission présente une branche de transmission classique RH.

Cette cellule élémentaire peut également être représentée par un réseau en T afin d'obtenir une cellule symétrique. Cette configuration symétrique permettra ensuite de simuler aisément cette cellule sous sa version distribuée (pour des simulations électromagnétiques) afin d'éviter les problèmes de simulations, liés aux discontinuités proches des ports d'excitations électromagnétiques. Sous cette configuration, cette cellule se compose ainsi de deux cellules d'impédance série caractérisées par leur capacité  $2.C_L$  et leur inductance ( $2.L_L$ ), ainsi que par une branche d'admittance avec l'inductance  $L_L$  et  $C_R$ .

Sur les figures suivantes nous avons représenté les courbes de transmission calculées avec le logiciel ADS pour des lignes de transmission à une cellule unitaire, respectivement purement droitère, purement gauchère et composite CLRH, avec les valeurs des éléments localisés décrits ci dessus. Ces courbes

confirment un comportement fréquentiel de type passe-bas pour la ligne de transmission classique PRH, passe-haut pour la ligne PLH et passe-bande pour la ligne composite.



**Figure 16 : Courbes de transmission d'une cellule unitaire simulée par ADS pour des lignes de transmission purement droitère, purement gauchère et composite CLRH, respectivement, avec les valeurs des éléments localisés :  $C_L = 120$  fF,  $L_R = 0.53$  nH,  $C_R = 128$  fF,  $L_L = 0.5$  nH.**

Les courbes suivantes rendent compte plus particulièrement de l'influence des éléments gauchers : les variations des caractéristiques de transmission sont présentées en fonction de la sensibilité des valeurs influentes.

Les courbes de transmission, calculées avec le logiciel ADS, pour une ligne de transmission comportant 4 cellules en faisant varier la valeur des paramètres caractéristiques du comportement LH sont superposées sur la Figure 17 et la Figure 18. Sur la Figure 17, La capacité localisée  $C_L$  varie de 30 fF à 800 fF, alors que la valeur nominale pour obtenir un comportement équilibré entre les deux bandes, est égale à  $C_L = 120$  fF. Sur la Figure 18 nous avons fait de même avec la valeur de l'inductance parallèle  $L_L$  (de 0,1 nH à 5 nH) alors que la valeur nominale est égale à  $L_L = 0.5$  nH, pour obtenir un comportement équilibré entre les deux bandes.

On remarque que toutes ces variations altèrent évidemment le caractère équilibré du circuit mais les variations capacitives et inductives font évoluer la transmission de manières différentes. En effet, la position des deux fréquences de résonance ne varie pas de la même façon si on agit sur la capacité ou sur l'inductance gauchère (prévue théoriquement). La borne inférieure de la deuxième bande interdite dépend de la capacité alors que la borne supérieure dépend de l'inductance. Par ailleurs, en modifiant les valeurs des éléments localisés, des oscillations importantes (3 pics puisque la structure comporte 4 cellules unitaires) apparaissent dans la bande de transmission LH, correspondant à la désadaptation de la structure dans cette bande de fréquence.

La borne supérieure de la bande interdite reste fixe. La seconde borne se déplace en fonction de la valeur de  $C_L$ . Plus la capacité est grande, plus la bande interdite est grande. De plus, cette valeur a une forte influence sur la première bande de transmission dont la fréquence centrale diminue quand la capacité augmente. Il en est de même pour la largeur de bande.

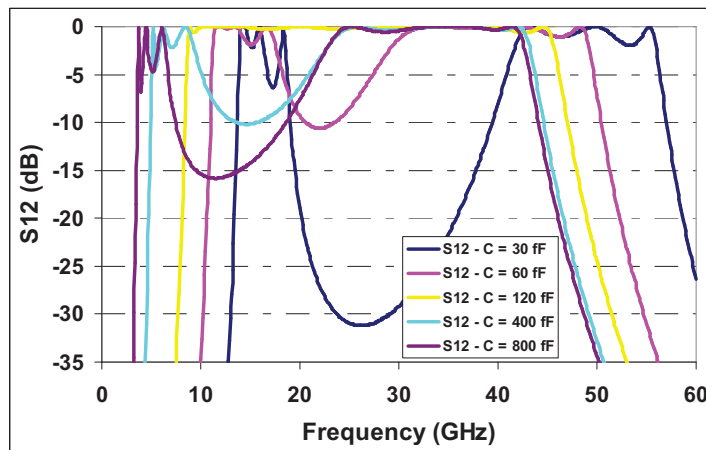


Figure 17 : Paramètres de transmission d'une structure de 4 cellules simulée par ADS en faisant varier la capacité série  $C_L$  (30, 60, 120, 400, 800 fF) par rapport à la valeur nominale  $C_L=120$  fF.

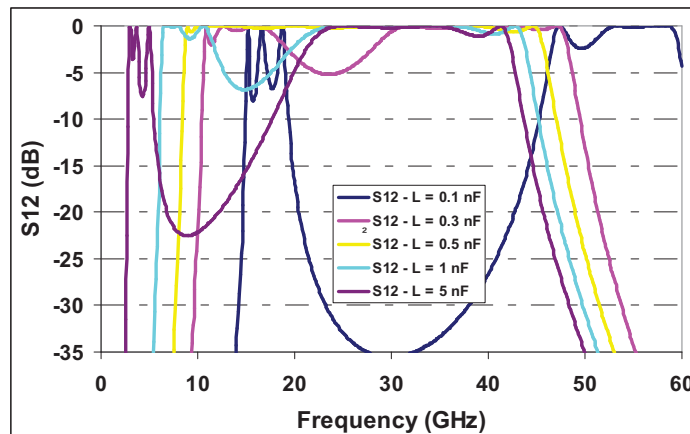


Figure 18 : Paramètres de transmission d'une structure de 4 cellules simulée par ADS en faisant varier l'inductance (valeurs de  $L_L$  : 0.1, 0.3, 0.5, 1 et 5 nF), par rapport à la valeur nominale  $L_L=0.5$  nF. La borne inférieure de la bande interdite est invariante. La largeur de la bande interdite augmente avec la valeur de l'inductance, à l'opposé de la largeur de la première bande passante.

Les étapes suivantes vont permettre une meilleure prise en compte des caractéristiques physiques de la structure puisque chaque élément va être simulé séparément en utilisant le logiciel HFSS de Ansoft.

#### VI.4.3.3. OPTIMISATION DES PARAMETRES PHYSIQUES DE CHAQUE SOUS ELEMENT

Jusqu'à présent, les valeurs des éléments localisés capacitifs et inductifs ont été optimisées afin d'atteindre le comportement d'équilibre de la ligne de transmission. L'étape suivante consiste à étudier chaque élément séparément par une analyse électromagnétique.

##### VI.4.3.3.1. Optimisation de la ligne de transmission CPW

L'objectif de ce paragraphe est de trouver l'équivalence entre un tronçon de ligne CPW et les éléments localisés  $L_R$  et  $C_R$ , calculés précédemment, afin de s'approcher le plus possible du modèle idéal avec la prise en compte des contributions physiques. La valeur de la capacité localisée  $C_{R\text{capa}}$  peut ensuite être déduite des contributions capacitives totales  $C_R$  et  $C_{R\text{int}}$

Dans le but de s'approcher du composant le plus réaliste, nous avons utilisé les modèles de lignes CPW de la bibliothèque ADS. Cependant ces modèles ne sont pas satisfaisants pour notre cas, puisque ce logiciel ne propose pas de modèle multicouche satisfaisant. Par conséquent nous avons cherché à trouver l'équivalence avec une ligne à un seul substrat (pour s'adapter sous ADS) mais ayant des propriétés électriques identiques ( $\epsilon_r$  et  $\tan\delta$ ) à une ligne multicouche. Les résultats des paramètres de transmission (parties imaginaires et parties réelles) sont présentés par la courbe bleue de la Figure 19. Il s'agit d'une ligne coplanaire simple couche issu d'un modèle numérique de la librairie ADS (largeur du ruban central : 80  $\mu\text{m}$ , distance inter-masse : 200  $\mu\text{m}$ , et longueur 810  $\mu\text{m}$  ;  $\epsilon_r$  effective =12,2 et  $\tan\delta$  =0.05). La capacité localisée  $C_{R\text{capa}}$  ajoutée est égale à 0.05 pF. Les résultats convergent difficilement vers un modèle acceptable particulièrement pour les fréquences supérieures, lorsqu'on compare ces résultats avec ceux issus des mesures.

Ainsi, nous nous sommes tournés vers une simulation électromagnétique réalisée grâce au logiciel HFSS (Ansoft). Cette simulation a permis de simuler une section de ligne CPW multicouche avec les caractéristiques suivantes : largeur du ruban central : 80  $\mu\text{m}$ , distance inter-masse : 200  $\mu\text{m}$ , et longueur 810  $\mu\text{m}$ . A partir de cette analyse, une "boîte noire" peut être définie et permet de représenter la ligne à hétérostructures BST/saphir d'un point de vue circuit sur une grande plage de fréquence.

Après l'extraction des paramètres, la ligne peut ainsi être simplement représentée pour tout point de fréquence, par son impédance caractéristique  $Z_c$  et sa longueur électrique  $\beta.l$  où  $\beta$  est la constante de propagation et  $l$  la longueur physique de la ligne. Les résultats de cette boîte noire (non paramétrable) sont ensuite réintroduits dans le circuit simulé sous ADS en y ajoutant la capacité localisée  $C_{R\text{capa}}$  qui est égale à 0.05 pF. Les résultats sont représentés par la courbe rose et sont plus en accord avec le comportement fréquentiel attendu.

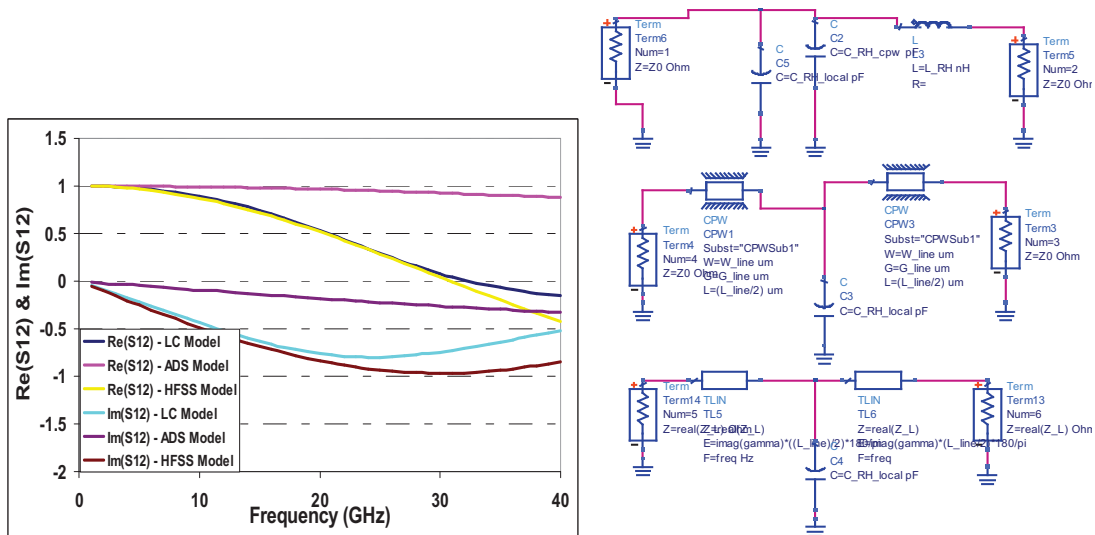


Figure 19 : Implémentation dans ADS du modèle multicouche HFSS de la ligne CPW de BST déposée sur BST. Paramètres de transmission (parties réelles et imaginaires) d'une structure RH représentée en éléments localisés ( $C_R = 0.13$  et  $L_R = 0.53$ ), d'une section de ligne CPW simple couche issue d'un modèle numérique de la librairie ADS (largeur du ruban central : 80  $\mu\text{m}$ , distance intermasse : 200  $\mu\text{m}$ , et période 810  $\mu\text{m}$ ) et une section de ligne CPW multicouche simulée par HFSS (largeur du ruban central : 80  $\mu\text{m}$ , distance intermasse : 200  $\mu\text{m}$ , et période 810  $\mu\text{m}$ ).

Ainsi, le tronçon de ligne CPW a une longueur de 810  $\mu\text{m}$  avec une distance intermasse égale à 200  $\mu\text{m}$  et une largeur du ruban central égale à 80  $\mu\text{m}$ . La contribution théorique et intrinsèque de la ligne coplanaire  $C_{\text{Rint}}$  est de 77 fF contre 50 fF pour  $C_{\text{Rcapa}}$ . La capacité droitière  $C_{\text{R}}$  est donc égale à 127 fF. Ces valeurs montrent que la capacité d'accord, associée à la capacité intrinsèque fixe, n'est pas à même de compenser la variation de la capacité  $C_{\text{R}}$  en fonction de la tension  $V_{\text{DC}}$ . Elle ne pourra que limiter le déséquilibre du diagramme de dispersion composite pour des tensions de commande modérées. Cet aspect sera présenté ultérieurement.

#### VI.4.3.3.2. Optimisation de l'inductance

L'inductance est réalisée physiquement par une bande métallique qui relie le conducteur central à la masse de la ligne CPW. Certes, une telle bande métallique serait équivalente à une résistance pure que si elle se trouvait dans un circuit de polarisation, par exemple découplée par une capacité est donc parcourue par un courant continu. En revanche, en utilisant cette bande comme résistance de polarisation des CID du circuit RF, celle-ci se comporte comme une ligne à constante répartie. Elle présente donc non seulement, une partie réelle résistive mais également une partie imaginaire inductive qui est utilisée pour réaliser l'inductance gauchère.

L'objectif de ce paragraphe est de trouver l'équivalence entre une inductance réalisée par un stub et l'élément localisé  $L_{\text{H}}$  calculé afin de s'approcher le plus possible du modèle idéal avec la prise en compte des contributions physiques. Dans le but de s'approcher du composant le plus réaliste, nous avons utilisé le modèle de l'inductance de la bibliothèque ADS, dans un premier temps. Malheureusement, ce modèle n'est pas satisfaisant pour notre cas, puisque l'élément a une inductance localisée constante quelque soit la fréquence de travail alors que l'inductance fabriquée pour les circuits risque de varier sur la grande plage de fréquence de travail et peut être perturbée par son environnement électromagnétique.

En effet, la valeur de l'inductance de 0.53 nH pour obtenir un comportement équilibré, nécessite d'interrompre le plan de masse pour obtenir une telle valeur inductive avec la configuration de la ligne CPW décrite ci-dessus. Cette configuration géométrique et physique de l'inductance a un comportement fréquentiel beaucoup plus complexe qu'une simple inductance. Cela s'explique par le fait que sa longueur est grande pour obtenir la valeur selfique désirée ce qui a eu pour conséquence de prolonger l'inductance au delà du plan de masse. Cette configuration engendre inévitablement des perturbations électromagnétiques capacitatives entre l'inductance et le plan de masse. Cela signifie que la non prise en compte de l'évolution fréquentielle réaliste de l'inductance lors de l'étape de conception risque d'engendrer une déviation des résultats expérimentaux par rapport à ceux simulés. La réalisation de l'inductance en parallèle est un paramètre critique puisqu'elle définit pleinement le comportement LH de la structure. Les résultats calculés par éléments finis obtenus sont présentés ci-dessous.

La Figure 20 compare les valeurs de l'inductance extraite à partir d'un modèle en éléments localisés de ADS (L1 en bleu) et de celle extraite à partir d'un modèle en éléments finis issu du simulateur HFSS (L en rouge), en fonction de la fréquence. Les deux courbes ont été extraites selon le même procédé : à partir de la partie imaginaire de l'impédance aux ports, divisée par la fréquence de travail d'une inductance en parallèle en configuration coplanaire. La courbe présente le modèle final calculé après itération et optimisation des paramètres géométriques et physiques de l'inductance, permettant d'atteindre avec une grande similitude le même comportement fréquentiel que l'inductance de valeur 0.53 nH. Cette figure permet également de signaler que l'inductance n'est pas constante en fonction de la fréquence.

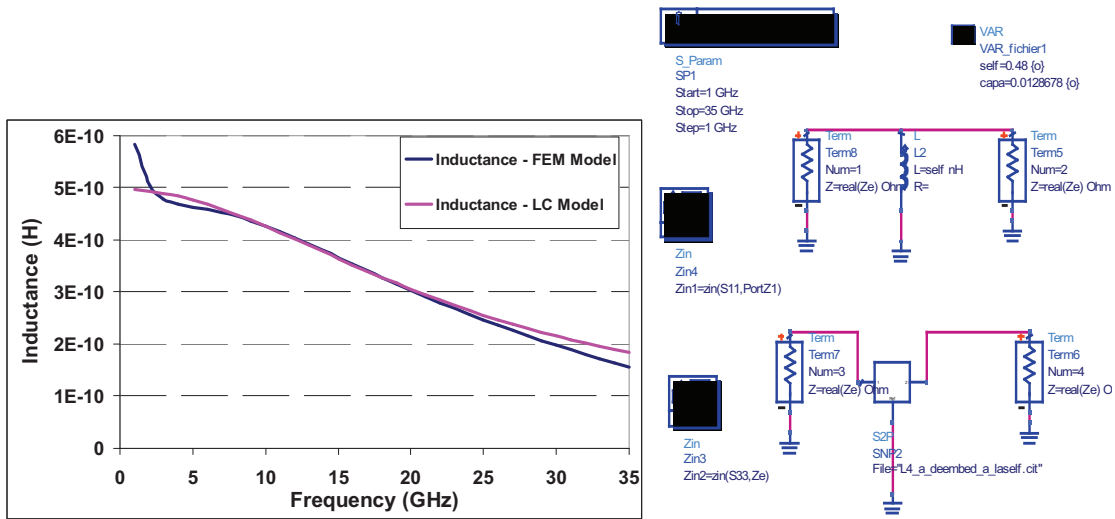


Figure 20 : Comparaison en fonction de la fréquence des valeurs de l’inductance extraite à partir d’un modèle en éléments localisés de ADS (L1 en bleu), et de celle extraite à partir d’un modèle en éléments finis issu du simulateur HFSS (L en rouge).

VI.4.3.3.3. Bilan des éléments localisés

Les valeurs des éléments localisés et linéiques choisies pour répondre au caractère équilibré de la structure sont récapitulées dans le tableau suivant. Les valeurs des éléments intrinsèques  $L_R$  et  $C_{Rint}$  sont représentées par les dimensions géométriques du support de propagation coplanaire : ruban central de largeur 80  $\mu\text{m}$ , distance inter-masse égale à 200  $\mu\text{m}$ , d’une ligne CPW déposée sur hétérostructure Saphir/BST.

|  |                          |
|--|--------------------------|
| Impédance caractéristique $Z_c$ , à 0 $V_{DC}$ | 55 $\Omega$              |
| Inductance linéique intrinsèque $L_R$          | $6,54 \cdot 10^{-7}$ H/m |
| Inductance en shunt $L_L$                      | 0,53 nH                  |
| Capacité linéique intrinsèque $C_{Rint}$       | $9 \cdot 10^{-11}$ F/m   |
| Capacité série $C_L$ , à 0 $V_{DC}$            | 120 fF                   |
| Capacité parallèle $C_R$ , à 0 $V_{DC}$        | 50 fF                    |

Tableau 3 : Valeurs des constantes localisées d’une cellule unitaire du déphaseur LHM.

La période d’une cellule unitaire est de 850  $\mu\text{m}$ , répartie selon les éléments suivants :

- Ligne CPW : 800  $\mu\text{m}$
- Capacité  $C_{RH}$  : 10  $\mu\text{m}$
- Largeur du stub : 40  $\mu\text{m}$

Dans le cadre d’une combinaison de simulation HFSS/ADS, nous avons réintroduit les paramètres  $S_{ij}$  de l’inductance et de la ligne CPW dans le circuit électrique de la structure. Le modèle simplifié est alors composé par l’analyse segmentée, complétée pour l’optimisation, par des éléments de la bibliothèque du logiciel circuit, tels que les capacités. Même si les éléments capacitifs sont localisés à ce stade de l’optimisation, les résultats sont très proches du résultat final. En effet les dimensions de ces éléments capacitifs sont petites par rapport à la longueur d’onde et la période du circuit ce qui permet de les

considérer comme des éléments localisés. La Figure 21 présente les résultats (paramètres de transmission et de réflexion) de la simulation circuit par segmentation pour une et 4 cellules unitaires.

Par ailleurs, les impédances des ports doivent être ajustées avec précaution afin d'éviter les réflexions dues à des désadaptations d'impédance entre les différentes parties du circuit. Les effets parasites dus aux ports sont généralement négligeables dans les simulations EM de circuits avec des discontinuités, ayant un volume électriquement large. Mais pour d'autres types de discontinuités où les valeurs de champ sont faibles, comme par exemple un stub en parallèle dans une ligne de transmission, les termes d'erreurs dus aux ports peuvent devenir équivalents aux grandeurs électriques. Ces termes d'erreur peuvent avoir un impact important mais ne se retirent pas aisément dans le calcul numérique. Des précautions doivent donc être prises.

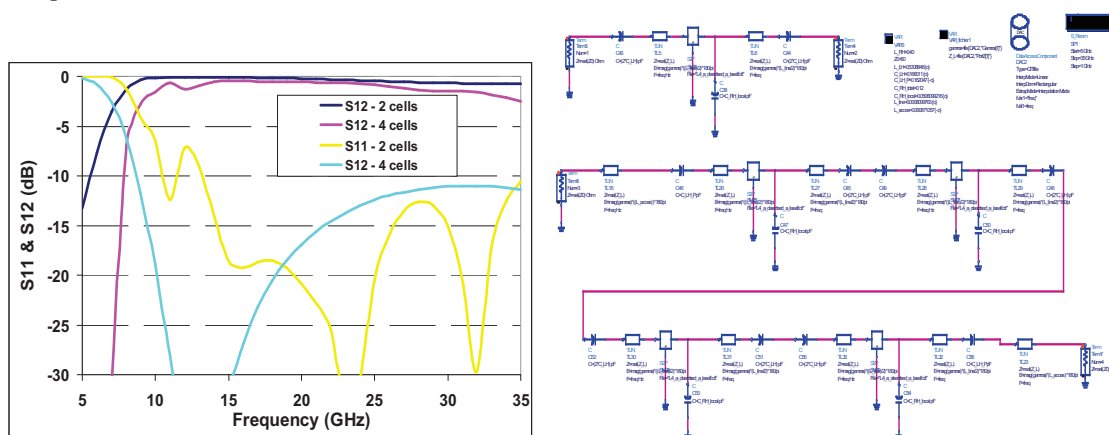


Figure 21 : Paramètres de transmission et de réflexion issus des simulation du circuit par segmentation pour une cellule unitaire et 4 cellules unitaires. Les éléments inductifs et coplanaires sont représentés par les caractéristiques électriques

#### VI.4.3.4. SEGMENTATION DU CIRCUIT : OPTIMISATION PAR METHODE D'HYBRIDATION

- **Optimisation des capacités**

Les capacités localisées sont déterminées à l'aide d'une technique de transformation conforme, dans un premier temps. Ensuite l'étude analytique présentée au début de cette partie permet de déterminer précisément les paramètres géométriques (longueur, largeur et le nombre de doigts) des capacités interdigitées. Enfin, cette géométrie est simulée avec HFSS afin d'affiner ces paramètres pour atteindre précisément les valeurs désirées.

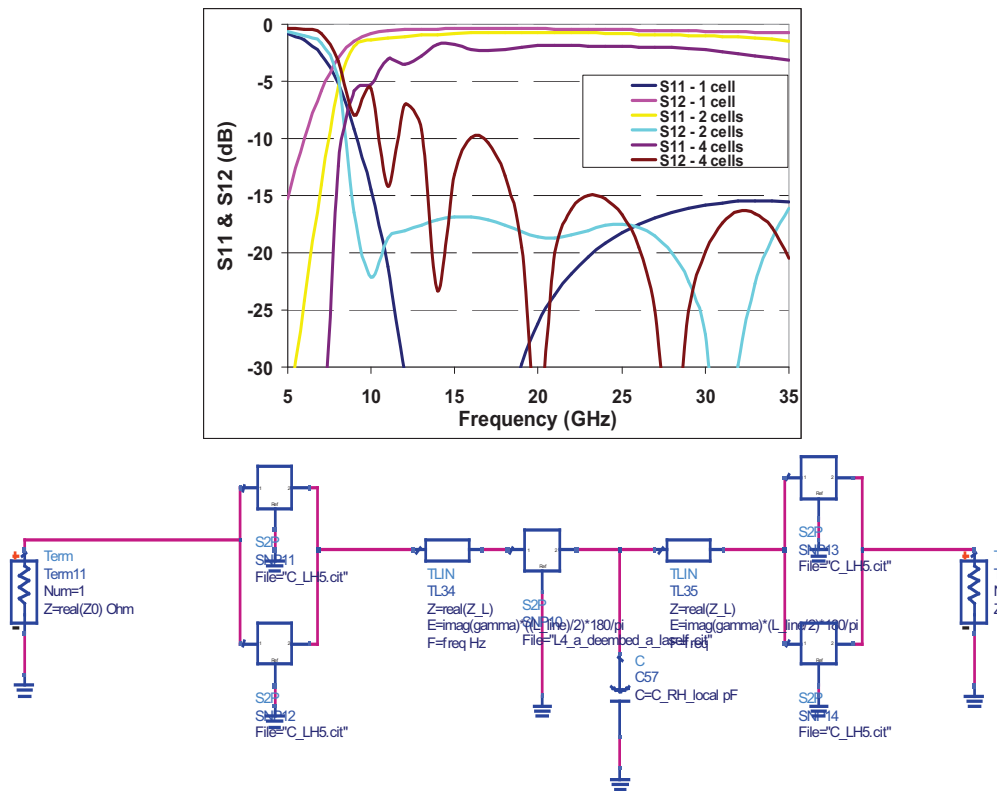
Les résultats ne sont pas présentés ici, mais la même procédure que précédemment (pour l'inductance) a été utilisée et a déjà été largement illustrée dans le chapitre III. Nous avons comparé en fonction de la fréquence les valeurs d'une capacité interdigitée extraite à partir d'un modèle en élément localisé de ADS et celles extraites à partir d'un modèle en éléments finis, issu du simulateur HFSS. L'extraction a été réalisée à partir de la partie imaginaire de l'admittance aux ports divisée par la fréquence de travail, d'une capacité en série insérée dans une ligne coplanaire. Ainsi, les géométries des CID choisies confirment les valeurs visées.



- **Chainage dans ADS des éléments de HFSS**

La conception et l'optimisation du déphaseur sont réalisées au niveau circuit. Les paramètres S sont obtenus en cascade des matrices chaînes associées à chaque sous-élément d'une cellule.

La Figure 22 présente l'intégration dans le simulateur de circuits ADS du modèle multicouche obtenu à partir de simulations électromagnétiques dans HFSS de chaque sous-élément. Les comportements électriques des modèles sont donnés directement par les fichiers de provenance HFSS. Ceux-ci sont indiqués dans ADS grâce à l'utilisation d'un composant DAC (« Data Acces Component »). Les paramètres de transmission et de réflexion sont présentés pour des circuits à une, deux et quatre cellules unitaires. Les résultats présentent une bande passante très large avec une très bonne adaptation.



**Figure 22 : Simulation du circuit par segmentation pour une, deux et quatre cellules unitaires, respectivement. Chaque élément est représenté électriquement par les caractéristiques électriques issues des simulations en éléments finis.**

En dernière étape de conception, l'ajout au circuit de petites capacités et/ou inductances localisées permettent d'affiner les résultats. Enfin, des itérations de « simulations-extractions » des paramètres simulés sont réalisées afin d'obtenir les éléments constitutifs permettant d'aboutir au gabarit souhaité.

- **Caractérisations électromagnétiques complètes du déphaseur**

La méthode exposée ci-dessus présente néanmoins certaines limites dont, notamment, la non prise en compte des couplages pouvant exister entre les différentes parties du circuit, d'autant plus prépondérants pour les fréquences élevées. Cette dernière étape concerne donc la simulation globale électromagnétique sous HFSS du déphaseur CRLH, pour une vérification finale du comportement EM de la structure.

Pour la simulation, HFSS découpe chaque section de la structure en de multiples tétraèdres. Le calcul du champ électromagnétique est effectué au cours d'une première passe puis le maillage est affiné. Ce processus itératif entraîne une augmentation progressive du maillage aux endroits qui influent le plus sur la réponse globale du circuit. Le film ferroélectrique de part sa forte permittivité et fortes pertes, concentre une grande partie du champ EM de la structure. C'est donc cette couche qui subit le fort affinement du maillage du logiciel. Or cette couche est particulièrement fine par rapport au substrat hôte. Si on laisse le logiciel gérer seul ces forts contrastes de permittivité et d'épaisseur, cette couche risque d'être sur-maillée. Par conséquent le maillage sera constitué d'un nombre très important de tétraèdres avec un facteur très grand entre les dimensions de ceux du ferroélectrique et ceux du substrat, ce qui contredit au bon fonctionnement du logiciel. Les simulations risquent de converger très lentement et certaines ne parviendront pas à terme ou créeront des résultats inexacts.

Pour améliorer la précision et la durée des simulations, la solution consiste à découper le film de ferroélectrique en plusieurs parallélépipèdes, en fonction de la distribution du champ EM. Les endroits où la concentration du champ électrique est la plus forte seront maillés fortement. Cette technique permet d'aiguiller le logiciel, ce qui permet d'augmenter l'exactitude des résultats avec des temps de calculs moins importants.

Le comportement fréquentiel du déphaseur pour un nombre de cellules unitaires supérieur à un est vérifié par le chaînage des paramètres S calculés pour une cellule unitaire. Cette méthode s'applique parfaitement à la configuration de cette structure puisqu'il s'agit d'un circuit périodique.

Sur la Figure 23, on distingue le diagramme de dispersion calculé pour la structure constituée d'une cellule unitaire. Le diagramme de dispersion confirme la présence d'une bande passante comprise entre 10 et 40 GHz. L'intérêt de ce diagramme est de montrer clairement le signe de la vitesse de phase  $v_\phi$ . En effet, la pente de la courbe, propre à la ligne chargée par des éléments localisés, est positive ce qui signifie que la vitesse de groupe  $v_g$  est positive. Par conséquent, le sens du vecteur de Pointing est inchangé. Par contre, cette courbe se situe du côté négatif de l'axe du nombre d'onde entre 12 et 18 GHz. De ce fait, la vitesse de phase est négative. Dans ce cas,  $v_\phi \cdot v_g < 0$ .

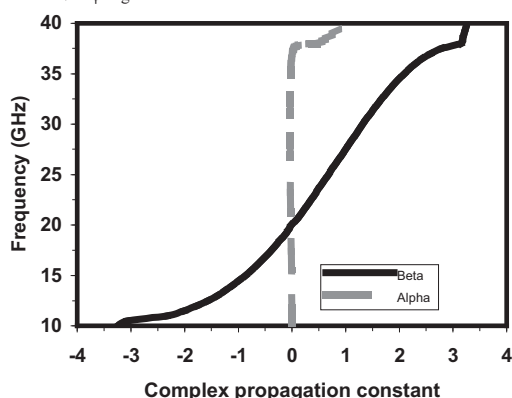


Figure 23 : Diagramme de dispersion obtenu à partir des paramètres S calculés avec HFSS.

Nous avons représenté sur la Figure 24 la transmission d'une structure constituée de une, deux, trois et quatre cellules unitaires, de 5 à 22 GHz. On remarque que la bande de transmission prédite par le calcul du diagramme de dispersion est confirmée entre 12 et 22 GHz. On remarque également que les oscillations au sein de la bande de transmission (ripple) sont totalement inexistantes : la bande de transmission

présente un plateau en transmission. Cet état prouve la bonne adaptation d'impédance entre la ligne chargée et non chargée : la ligne est équilibrée ( $Z_R = Z_L$ ) dans les bandes de fréquence RH et LH.

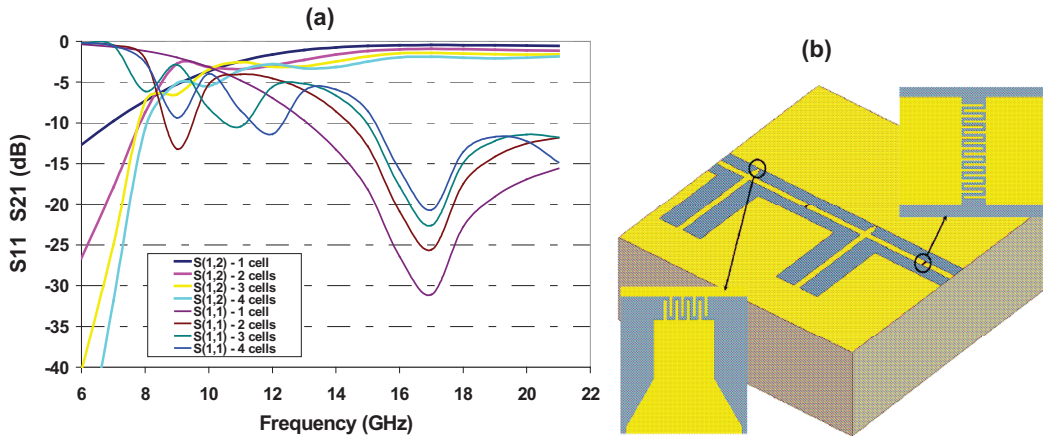


Figure 24 : (a) Paramètres de transmission et de réflexion d'une structure constituée de une, deux, trois et quatre cellules unitaires, simulés entièrement en éléments finis. (b) Conception du circuit déphaseur de deux cellules sous Ansoft HFSS

#### VI.4.3.5. CONCLUSION DES SIMULATIONS

Une ligne de transmission composite gauche-droite, chargée par des capacités localisées à base de ferroélectrique, a été conçue aux bandes de fréquences centimétrique et millimétrique. Des simulations effectuées ont permis de déterminer le diagramme de dispersion correspondant à ces lignes grâce à l'utilisation des matrices chaînes. Par cette technique, nous avons pu mettre en évidence l'existence d'une bande de transmission équilibrée gauche/droite centrée autour de 18 GHz.

La simulation sous le logiciel ADS a été utilisée comme un intermédiaire entre la modélisation de type circuit et la simulation électromagnétique. La méthode de conception utilisée dans cette thèse a consisté à segmenter le problème : les circuits sont découpés en plusieurs morceaux. Pour cela, on effectue une modélisation électromagnétique de chacune des parties de manière indépendante. Les résultats des simulations EM obtenues sont utilisés en tant que « boîtes noires » qui sont ensuite utilisées dans une simulation globale.

Cette technique d'optimisation rapide peut néanmoins présenter quelques limitations. Par exemple, ce procédé prend mal en compte les discontinuités. Cet effet sera d'autant plus accentué que la fréquence de travail augmente. De même les couplages entre éléments ne peuvent pas être pris en compte. Mais ces problèmes peuvent être aisément surmontés en complétant le circuit grâce à des modèles fiables de discontinuités et de couplage afin d'augmenter la qualité de prédiction des simulations.

Cette méthode de segmentation n'est pas à proprement dite une méthode d'optimisation. Elle se place plutôt dans le cadre d'une amélioration de la conception des dispositifs. La partie expérimentale des déphaseurs conçus est présentée dans le paragraphe suivant.

## VI.4.4. FABRICATION DES PROTOTYPES LH

### VI.4.4.1. CONCEPTION DES MASQUES DU NIVEAU METALLISATION

Plusieurs déphaseurs (de longueurs différentes) ont été conçus sur le masque employé pour l'étape de métallisation. Toute la surface du substrat hôte (3\* 3cm) a été utilisée. Nous avons réalisé ce masque grâce au logiciel WAVEMAKER, logiciel qui est utilisé par les traitements informatiques des appareils technologiques de la salle blanche de l'IEMN. Sur ce masque, des déphaseurs de longueurs différentes (1, 2, 3 et 4 cellules unitaires) ont été réalisés. Ces déphaseurs ont été réalisés plusieurs fois sur un même substrat pour différentes raisons. Tout d'abord par redondance en cas de problèmes technologiques : fissure des doigts, contact des doigts des CID, défaut local de lithographie ...). Ensuite, il est intéressant de comparer les performances fréquentielles de déphaseurs situés sur différentes zones du substrat pour valider l'homogénéité de la surface du film de BST déposé. Par ailleurs, on constate que des éléments localisés et des lignes CPW non chargées ont également été rajoutés sur ce même substrat afin de mesurer avec exactitude les propriétés électriques (permittivité et tangente de perte) du film de BST. Selon le chapitre V, cette précaution permet également d'extraire les propriétés des films de BST.

La Figure 25 représente le zoom d'un exemple de masque employé pour l'étape de métallisation d'une seule structure qui comprend quatre cellules unitaires, chacune de longueur 850  $\mu\text{m}$ . Les différents éléments localisés capacitifs ( $C_R$  et  $C_L$ ) et inductifs ( $L_L$ ) sont repérés par une signalétique rouge.

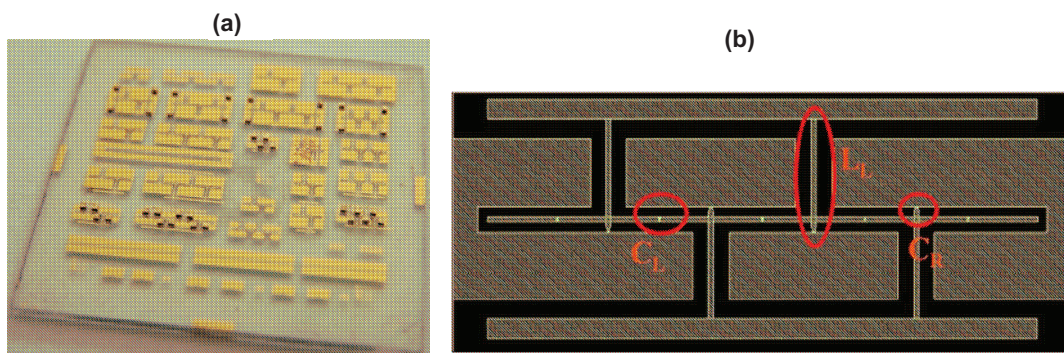


Figure 25 : (a) Vue globale du substrat de saphir avec l'ensemble des éléments réalisés. (b) Masque du niveau de métallisation d'un déphaseur à 4 cellules unitaires.

Les prototypes sont fabriqués à partir d'un substrat de saphir sur lequel a été élaboré un film de BST par la technique de dépôt sol-gel. Cette première étape conditionne donc la suite du processus. En effet, les éléments d'accord doivent nécessairement adopter une configuration planaire dans la mesure où le film de BST recouvre toute la surface du substrat. Dans cette optique, les capacités  $C_L$  et  $C_R$  utilisent des motifs interdigités reportés sur la Figure 26.

L'utilisation de motifs interdigités de petites dimensions présente un réel avantage en terme d'agilité dans la mesure où elle induit une importante concentration du champ électrique dans la couche de BST, ce qui contribue à diminuer la valeur de la tension de commande. Dans le cas présent, avec une largeur de doigt avoisinant le micron, l'accordabilité de 50 % à 300 kV/cm peut être obtenue avec une tension de polarisation d'environ 30 V.



inductances LH sont réalisées grâce à de longues bandes métalliques (transverses à la direction de propagation) en configuration parallèle. Les inductances parallèles permettent également de réaliser une deuxième fonction dans le circuit : elles assurent la polarisation des capacités en série. Il aurait été préférable que les inductances soient disposées symétriquement de part et d'autre de la ligne CPW. Mais ceci aurait engendré quelques difficultés supplémentaires. En effet, en remplaçant chaque stub par deux inductances parallèles, l'inductance totale est divisée par deux. Pour obtenir la même inductance qui permet de respecter le caractère composite du circuit, les bandes métalliques auraient dû être deux fois plus grandes, ce qui est préjudiciable en termes d'intégration. Par ailleurs, la polarisation des capacités en série aurait dû être réalisée par un autre principe (par exemple, par des « bondings » supplémentaires qui viennent polariser les éléments désirés).

Sur la photographie, les capacités séries en forme de doigts interdigités apparaissent comme de fines fentes dans le conducteur central de la ligne de transmission. La capacité additionnelle contrôlée en tension qui contribue à la capacité totale  $C_R$  (afin de conserver la condition d'équilibre lors de l'application d'une tension continue), est visible au niveau de la jonction du stub et de la masse coplanaire.

La figure Figure 29-a montre une image au microscope électronique d'une structure avec des électrodes à 18 doigts. La largeur des doigts ainsi que la distance interdoigts est égale à  $1 \mu\text{m}$ . Dans ces conditions, une tension DC modérée est suffisante pour assurer un contrôle de la permittivité du film de ferroélectrique.

#### VI.4.4.2.2. Eléments de polarisation : « DC blocks » et « wire bonding »

- Capacités de découplages

La tension DC est appliquée dans le circuit par des pointes de polarisation externes (en haut et en bas de la Figure 28-b) et déposées sur les plots de polarisation (fines lignes monolithiques de part et d'autre de la ligne CPW). Ces plots de polarisation sont reliés aux inductances parallèles qui permettent également de polariser les capacités interdigitées du circuit, outre leur rôle primaire d'inductance gaucheère. Les figures suivantes montrent le principe de polarisation (Figure 28-a : principe de polarisation des capacités interdigitées ; Figure 28-b : un exemple de mesure sous pointes RF et de polarisation).

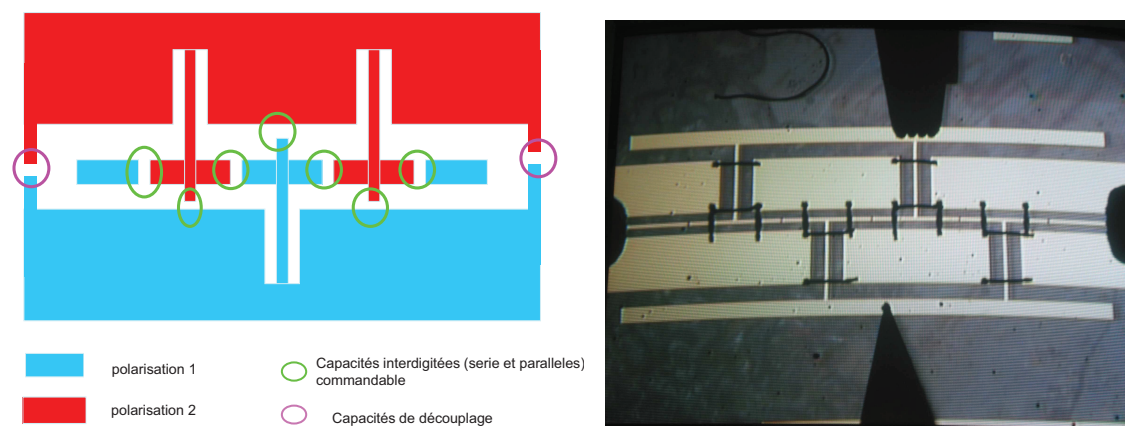


Figure 28 : Principe de polarisation des déphaseurs LH (a). Photographie d'une mesure d'un déphaseur LH sous pointes RF et pointes de polarisation (b).

La figure Figure 28-b est une photographie de la structure complète finale avec le dispositif de polarisation associé : les capacités de découplage et les « wires bonding ». On aperçoit de grands pavés métallisés au niveau du plan de masse : il s'agit des capacités de découplage (ou « DC blocks ») qui protège les pointes de mesure hyperfréquence déposées sur le plan de masse, contre le retour de la tension DC. Ces composants permettent de laisser passer le signal RF mais de bloquer la tension continue. Des précautions sont également à prévoir pour l'appareil de mesure puisque ce dispositif hyperfréquence est alimenté par tension continue. En effet, les analyseurs de réseaux sont généralement protégés pour des tensions continues inférieures à 40 V. Il est donc indispensable de garantir la protection des appareils et des pointes de mesure puisque la tension maximale appliquée aux déphaseurs à base de métamatériaux est égale à 40 V.

Des Tés de polarisation peuvent être utilisés mais uniquement pour la protection de l'analyseur de réseau. Pour protéger également les pointes de mesure, le système de polarisation est donc intégré directement au niveau du circuit. Ce principe a également l'avantage de protéger le circuit lorsqu'il sera intégré avec d'autres éléments sur le même substrat.

Le choix des capacités de découplage dépend de leur rôle (adaptation, découplage DC, suppressions d'oscillations BF,..). Afin d'avoir un bon couplage RF entre le circuit et les plans de masse, l'impédance équivalente, associée à la capacité, doit être minimale dans la bande de fréquence de travail (entre 10 et 30 GHz). Puisque la capacité SMT n'est pas idéale, il existe une composante inductive due à la taille non négligeable de ce type de composant aux fréquences millimétriques. Ce composant présente donc une fréquence de résonance série (appelée résonance selfique) et égale à  $Frés = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ .

A cette fréquence, la réactance de la capacité est nulle et l'impédance est égale à la résistance série équivalente (ESR). Ainsi, à cette fréquence, la capacité se présente avec son impédance la plus basse permettant un couplage optimal. En dessous de cette fréquence, l'impédance est capacitive avec une évolution en  $1/\omega_c$ , ce qui permet de bloquer les tensions continues. Un compromis doit donc être fait entre la capacité souhaitée pour un bon fonctionnement dans la bande de fréquence de travail et l'encombrement physique de celle-ci.

Les capacités de découplages utilisées pour les déphaseurs LHM sont des capacités de chez ATC de référence ATC116QJRR0K100TT. Leur valeur est égale à 5 pF (+/-0.5 pF) et leur largeur est de 10 mils (l'encombrement disponible sur les masses coplanaires étant inférieur à 250 µm), et leur épaisseur de 7 mils. Elles sont fixées sur les plans de masse coplanaire avec de la colle argentée. Selon le constructeur, l'inductance parasite est environ égale à 0.4 nH, ce qui correspond à une fréquence de résonance supérieure à 10 GHz. La capacité choisie permet donc d'obtenir le comportement passe-haut (blocage du DC) avec une impédance basse dans la bande de fréquence choisie, tout en respectant la place limitée.

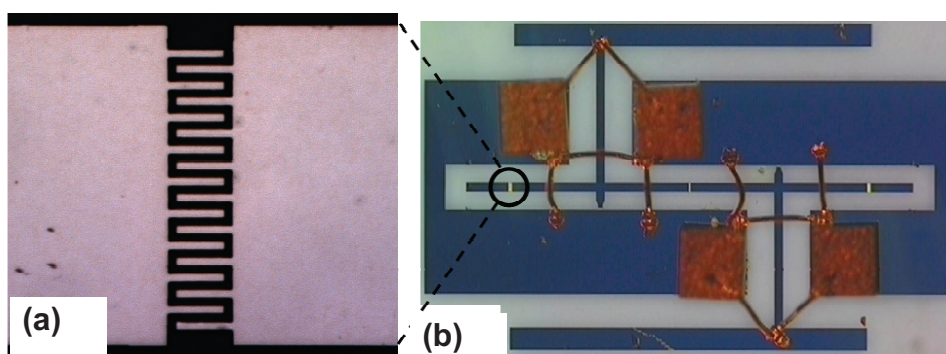
Une évolution possible à ces systèmes de protection contre la tension de polarisation est d'utiliser des capacités de découplages directement intégrées (monolithiques) au circuit entre les plans de masse coplanaire et l'inductance apportant la tension continue. Cette solution est plus compacte et de fabrication plus simple puisqu'elle est directement pensée lors de la conception du circuit. La tension de commande peut ainsi être appliquée entre les deux plans de masse sans le risque d'un retour continue vers les accès du circuit. Dans cet objectif, nous avons réalisé ce type de protection contre la tension DC sous forme de capacités interdigitées. Mais la capacité nécessaire pour assurer un bon découplage est très importante. Par

conséquent, lors de la phase de fabrication, quelques doigts interdigités ont été court-circuités, puisque, lors de cette réalisation, la fabrication de longs doigts (longueur supérieure à  $15\ \mu\text{m}$ ) en technologie  $1\ \mu\text{m}$  (épaisseur et distance interdoigt) n'était pas maîtrisée. Une amélioration du processus technologique permettra d'envisager ce type d'élément ultérieurement.

- **Bonding**

Les câblages filaires (ou technologie « wire bonding ») visibles sur la photographie permettent de relier les DC blocks au circuit RF. Par ailleurs les fils de bonding relient les plans de masse latéraux afin d'assurer un retour à la masse optimal sans variation du niveau du signal.

Ces bondings sont constitués par des fils d'or et possèdent un diamètre normalisé à  $17\ \mu\text{m}$  ou  $25\ \mu\text{m}$  ( $25\ \mu\text{m}$  dans notre application). Il existe deux méthodes de réalisation : le « ball-bonding » où le fil est attaché à une bille de soudure et le « wedge-bonding » où le fil est attaché à la piste par thermo-compression. Pour notre application, le câblage filaire a été réalisé par thermo-compression par Monsieur Didier Vandermoere de l'IEMN.



**Figure 29 :** Photographie au microscope électronique d'une capacité interdigitée (a) et d'un déphaseur LHM accordable à base de BST à 2 cellules unitaires (b).

L'usage de ces fils induit un effet selfique parasite qui limite l'adaptation en impédance particulièrement pour les hautes fréquences. En effet, un fil métallique génère un effet inductif proportionnel à la longueur qui augmente avec la fréquence. La valeur de cette self dépend de la forme et de la longueur du fil. Cette valeur est environ égale à  $1\ \text{nH/mm}$ , selon des mesures réalisées sur ce type de fil de la part d'autres équipes de recherche. Puisque la longueur des bondings varient entre  $200$  et  $300\ \mu\text{m}$ , la self parasite a une valeur proche comprise entre  $0.2$  et  $0.3\ \text{nH}$ . Cette valeur non négligeable risque de modifier les performances RF des déphaseurs LHM. Pour limiter son influence, on place en général deux bondings en parallèle. Le diamètre de ces fils et la distance entre eux sont tellement faibles que la photographie au microscope ne permet pas de visualiser la dualité de ces fils qui sont bien présents. L'ajout d'une deuxième self en parallèle permet théoriquement d'obtenir une self équivalente égale à la moitié. Cependant, cette règle ne prend pas en considération l'effet mutuel qui s'installe entre les deux fils. Ainsi, par expérience, la valeur de la self est diminuée d'environ  $2/3$ .



#### VI.4.5. MESURES VECTORIELLES ET ANALYSES DU PROTOTYPE LHM ACCORDABLE

Ce paragraphe présente les résultats expérimentaux du déphaseur, à base de métamatériaux, accordable en tension. Dans un premier temps, la condition d'équilibre sera démontrée expérimentalement pour les structures non polarisées (0 VDC). Puis dans un second temps, l'agilité du diagramme de dispersion presque sans gap sera présentée grâce au contrôle de la permittivité des capacités interdigitées séries et parallèles par l'application d'une tension DC.

Les circuits ont été caractérisés grâce à l'analyseur de réseau HP 8510 calibré à partir d'une méthode TRL jusqu'à la fréquence de 75 GHz. Sur la Figure 28-b, la mesure sous pointe des déphaseurs coplanaires, réalisée à la salle de caractérisation de l'IEMN, est photographiée. De chaque côté de la photographie (Figure 28-b) (à gauche et droite), nous apercevons grossièrement le support des pointes de mesures (1 pour la ligne centrale et deux pour la masse coplanaire) et en haut et en bas, les pointes de polarisation du circuit. Ces mesures ont été réalisées avec l'aide de Madame Élisabeth Delos.

##### VI.4.5.1. PARAMETRES DE TRANSMISSION ET REFLEXION

Les paramètres  $S_{ij}$  obtenus pour une tension de polarisation nulle sont reportés sur la Figure 30 pour deux déphaseurs composés de deux et quatre cellules unitaires respectivement, de 10 MHz jusqu'à 40 GHz. Ces lignes CPW présentent un comportement caractéristique d'un filtre passe-haut avec une fréquence de coupure proche de 10 GHz.

À polarisation nulle, la diminution du paramètre  $S_{21}$ , associée à la remontée du coefficient de réflexion, n'apparaît qu'autour de 40 GHz. Par conséquent, la bande passante du déphaseur s'étend de 10 GHz à 40 GHz, c'est-à-dire sur un large plateau de 30 GHz, sans ondulation liée à des phénomènes de désadaptation. Cette large bande passante est caractéristique des structures qui utilisent une approche de ligne duale dans la mesure où leur principe de fonctionnement ne repose pas sur l'exploitation d'un phénomène de résonance par opposition aux structures incluant des réseaux de SRR, comme nous l'avons mentionné au chapitre II.

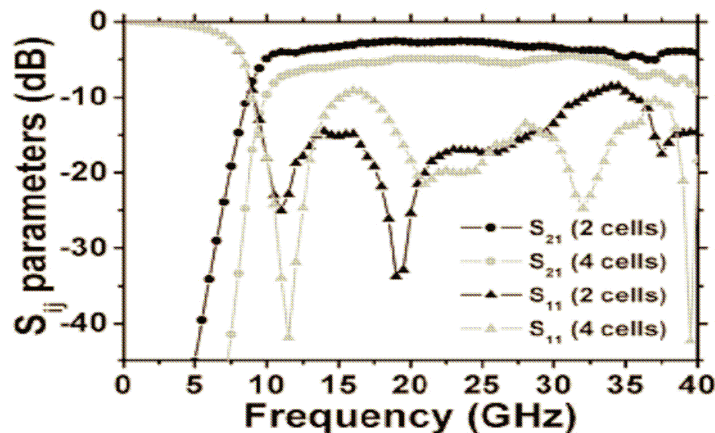


Figure 30 : Paramètres  $S_{ij}$  obtenus pour deux déphaseurs composés de deux et quatre cellules unitaires respectivement, sans tension de polarisation. Les largeurs de la fente et du conducteur central sont égales à 80 et 40  $\mu\text{m}$ , respectivement. La longueur d'une cellule unitaire : 850  $\mu\text{m}$ .

La Figure 30 montre que la structure est adaptée sur une large bande de fréquence, puisque la bande correspondant à un coefficient de transmission inférieur à  $-10$  dB est supérieure à 30 GHz. Il convient cependant de rappeler que, par souci de compromis, la structure n'est pas rigoureusement adaptée à

l'impédance du système de mesure (50 Ω) ce qui explique des TOS supérieurs à 1.5 pour certaines fréquences.

Il est à noter que les pertes d'insertion restent relativement élevées. En effet, les pertes d'insertion mesurées sont comprises entre 1.2 et 1.5 dB par cellule unitaire. Ces pertes sont dominées par les pertes diélectriques (puisque les films minces de BST présentent des tangentes de pertes voisines de  $10^{-2}$  sur la bande de fréquence de travail) et secondairement par les pertes métalliques. La fabrication de films minces de BST avec des tangentes de pertes plus faibles, permettra de contribuer fortement à l'amélioration des performances de ce type de circuit RF. Par ailleurs, la problématique des pertes métalliques peut être facilement résolue par le recours à un épaissement de la métallisation. Ce procédé a été appliqué pour les déphaseurs MD classiques, ce qui a permis d'obtenir des valeurs de figure de mérite à l'état de l'art.

Les paramètres  $S_{ij}$  obtenus pour différentes tensions de polarisation continue (0, 10, 20 et 30 V) sont reportés sur la Figure 31 pour un déphaseur à deux cellules unitaires.

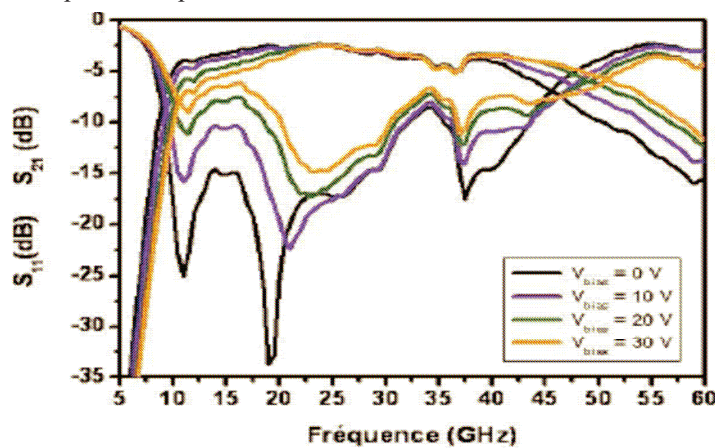


Figure 31 : Paramètres  $S_{ij}$  obtenus pour différentes tensions de polarisation continue (0, 10, 20 et 30 V) pour un déphaseur à deux cellules unitaires.

Rappelons que la structure n'est pas rigoureusement adaptée à l'impédance du système de mesure pour chaque état de polarisation. Lorsqu'une tension de polarisation est appliquée à la structure, on assiste à une remontée du coefficient de réflexion, de l'ordre de 10 dB en début de bande pour  $V_{DC} = 30$  V. Cette dégradation est la conséquence directe de la désadaptation d'impédance. En effet, les valeurs des capacités  $C_L$  et  $C_R$  données dans le tableau II-1 pour une polarisation nulle, diminuent en fonction de la tension continue appliquée. Or la valeur de  $Z_c$ , fonction des constantes localisées, est affectée par cette variation, ce qui se traduit par une désadaptation importante pour de fortes valeurs de  $V_{DC}$ . La plus grande sensibilité à la polarisation est observée en début de bande qui correspond au régime gauche. Ce comportement peut s'expliquer par la dispersion importante dans cette plage de fréquence. En effet, le diagramme de dispersion présente, en première approximation, une branche main-gauche hyperbolique décrite par l'équation suivante :

$$\beta = -\frac{1}{\omega \sqrt{L_L C_L}}$$

En revanche, la transmission au voisinage de la fréquence de transition ne semble pas affectée. En effet, l'augmentation de la tension de polarisation ne se traduit pas par l'ouverture d'une bande interdite entre les branches main-gauche et main droite directement observable sur l'évolution du paramètre  $S_{21}$ . Les valeurs de  $V_{bias}$  correspondent à la tension de polarisation globale appliquée entre les deux pads encadrant la structure coplanaire. En raison de la continuité électrique assurée par les accès aux capacités, cette tension globale est équivalente à la tension appliquée à chaque capacité.

### VI.4.5.2. DEPHASAGE DES STRUCTURES EN FONCTION DE LA FREQUENCE ET DE LA TENSION CONTINUE APPLIQUEE

En appliquant une tension de polarisation aux circuits, la constante diélectrique du BST diminue, dû au champ électrique statique. Par conséquent, sous polarisation, la fréquence de résonance des circuits résonants série et parallèle est décalée vers les hautes fréquences. Ce décalage en fréquence peut être caractérisé en mesurant, la différence de phase ( $\Delta\Phi_{\text{biais}}$ ) du coefficient  $S_{12}$  pour deux états différents de polarisation d'une ligne. La figure suivante (Figure 32) montre la variation  $\Delta\Phi_{\text{biais}}$  en fonction de la fréquence pour des prototypes à 2 et 4 cellules unitaires, respectivement. Pour le prototype à deux cellules, la différence de phase pour des tensions de polarisation de 7 et 10 V respectivement, est quasiment constante en fonction de la fréquence. Pour le prototype à 4 cellules, une augmentation peut être constatée au-dessus de la fréquence de transition (15 GHz). La différence de phase  $\Delta\Phi_{\text{biais}}$  est égale à  $10^\circ$  par cellule pour  $\Delta V = 7$  V et  $15^\circ$  par cellule pour  $\Delta V = 10$  V.

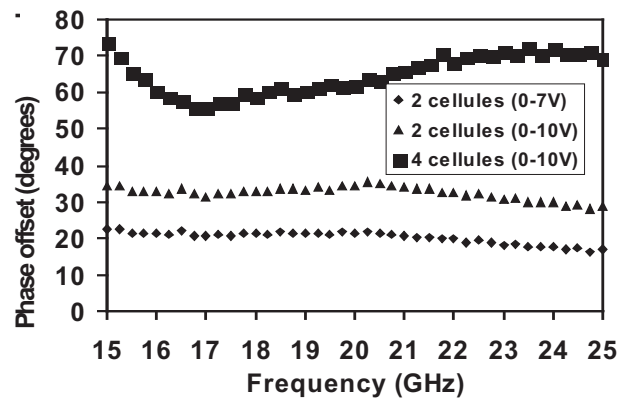


Figure 32 : Déphasage en fonction de la fréquence entre deux états de polarisation.

La variation du déphasage en fonction de la fréquence peut être interprétée à partir du diagramme de dispersion à l'état non polarisé. Au-dessous de 19 GHz, les branches de dispersion ont des comportements LH pour la condition non polarisée (0 V) et l'état polarisé. Elles suivent la même évolution fréquentielle en  $1/\omega$  : ainsi le déphasage est quasi constant sur la bande de fréquence LH. Pour les deux prototypes, la différence de phase  $\Delta\Phi_{\text{biais}}$  est égale à  $15^\circ$  par cellule pour  $\Delta V = 10$  V.

### VI.4.5.3. DEMONSTRATION EXPERIMENTALE DU COMPORTEMENT GAUCHER

Nous allons nous intéresser maintenant à la démonstration expérimentale du caractère gaucher de la propagation électromagnétique. Nous avons cherché à mesurer les déphasages induits par nos lignes de transmission. Il est ici important de démontrer qu'il y a bien une rétro-propagation de la phase au sein de cette structure périodique et que les vitesses de phase et de groupe sont bien de signes opposés.

Dans cette optique, Nous avons montré qu'il est possible de mettre en évidence les différents comportements de rétro-propagation de la phase en comparant deux structures périodiques de longueurs différentes. L'offset de phase entre deux milieux de propagation de longueurs respectives  $L_2$  et  $L_1$  (avec  $L_2 > L_1$ ) peut s'écrire selon l'expression suivante :

$$\Delta\Phi = -\omega(L_2 - L_1)/v_p \text{ où } v_p \text{ représente la vitesse de phase et } \omega \text{ la pulsation fréquentielle.}$$

Ainsi, sous cette condition, dans la fenêtre fréquentielle où les ondes EM peuvent se propager, l'offset de phase  $\Delta\Phi$  est négatif pour des lignes conventionnelles ( $v_p > 0$ ) et positif si la propagation est

rétropropagative ( $v_p < 0$ ). Ce dernier cas démontre l'existence d'une vitesse de phase négative, ou en d'autres termes, d'un indice effectif négatif.

La Figure 33-a présente la différence de phase  $\Delta\phi$  (en radian) mesurée du paramètre  $S_{21}$  en fonction de la fréquence pour deux lignes de longueurs différentes, constituées respectivement de 4 et 2 cellules élémentaires. On constate que  $\Delta\phi$  est positive dans la bande de fréquence où la perméabilité et la permittivité sont simultanément négatives alors que la différence de phase est négative en dehors de cette bande de fréquence. La différence de phase maximale aux extrémités de la zone de Brillouin ( $\beta = \pi/a$  où  $a$  est la période du réseau linéaire d'inductance et de capacité) est égal à  $2\pi$ . La variation  $\Delta\phi$  et les caractéristiques de dispersion présentent une très bonne similitude confirmant l'absence de gap entre la branche LH qui s'étend de 10 à 19 GHz, et la branche RH pour les fréquences supérieures. À  $\beta = 0$ , qui est réalisé à l'intersection des branches de dispersion LH et RH (à la fréquence de 19 GHz), la vitesse de groupe est environ égale à  $1.8 \cdot 10^8$  m/s.

Cette description fonctionnelle du déphaseur peut être complétée par une interprétation physique qui conduit à une analyse plus fine de ses paramètres de dispersion sous l'effet de la tension de polarisation. L'inversion des relations de Fresnel [Réf. I.58] permet d'extraire un diagramme de dispersion (Figure 33-b) à partir des paramètres  $S_{ij}$  relevés pour différentes tensions de polarisation. À polarisation nulle, on observe l'évolution continue des bandes passantes droitière et gauchère, avec une fréquence de transition autour de 19 GHz. Ce diagramme montre un décalage vers les basses fréquences d'environ 5 % par rapport à la dispersion calculée à partir du schéma équivalent théorique (Figure 15).

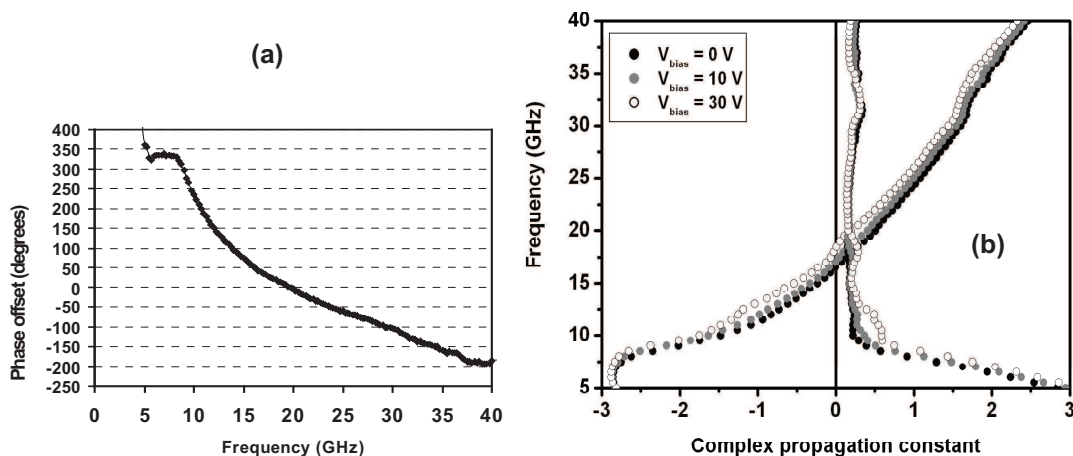


Figure 33 : (a) Différence de phase mesurée entre deux lignes constituées respectivement de 4 et 2 cellules. (b) Evolution du diagramme de dispersion en fonction de la tension de polarisation

La vitesse de phase à  $\beta = -\pi/a$  est  $v_p = -2 \cdot 10^7$  m/s et excède la vitesse de la lumière à l'intersection entre le cône de lumière ( $w = c \cdot \beta$ ) et la branche de dispersion LH. Au-dessus de 19 GHz, la branche RH présente un comportement peu dispersif avec une vitesse de phase  $v_p = 7.5 \cdot 10^7$  m/s. La perméabilité relative effective  $\epsilon_r = \sqrt{(c/v_p)}$  est approximativement égal à 16. La Figure 33 illustre concrètement ces valeurs puisque le diagramme de dispersion est représenté de 5 à 40 GHz.

Le déséquilibre observé lorsque l'on augmente la tension de polarisation se traduit par une discontinuité de la constante de phase autour de l'origine et par une augmentation de la constante d'atténuation. Ce déséquilibre est révélateur d'une compensation imparfaite des termes capacitifs  $C_L$  et  $C_R$ . Le paragraphe suivant explique cette imperfection d'équilibre.

Un diagramme de dispersion sans gap et accordable par BST est l'un des objectifs de ces travaux, puisqu'on désire concevoir une ligne équilibrée accordable. Ce gap nul est maintenu tant que les fréquences de résonances parallèles et séries sont égales quelque soit la tension continue appliquée. Cette fréquence de résonance est accordable grâce à la diminution simultanée des capacités série et parallèle. Mais la difficulté provient du fait que fondamentalement, il existe une capacité parallèle dans le circuit équivalent, qui ne peut pas être accordée, puisque cet élément capacitif résulte de la capacité distribuée induite par la ligne de transmission coplanaire. Cette capacité n'est pas accordable par une tension modérée. En effet, malgré le fait que le film ferroélectrique est déposé sur toute la surface du substrat et donc entre les lignes coplanaires, la distance entre la masse et la ligne CPW est trop importante pour obtenir un niveau suffisant de champ électrique interne par l'application d'une tension DC modérée. Par contre, pour ce qui concerne le circuit résonant série, l'élément capacitif est uniquement dû à l'élément capacitif localisé ( $C_L$ ). Les électrodes métalliques interdigitées de cette capacité sont fabriquées à l'échelle micrométrique, ce qui lui confère des propriétés d'agilité en tension performantes puisqu'un champ électrique interne de fort niveau peut être obtenu. Afin de s'affranchir de ce problème nous avons intégré dans les cellules élémentaires deux capacités, une en série et l'autre en parallèle. Cependant la capacité parallèle totale résulte de deux éléments capacitifs dont une seule est pratiquement accordable, alors qu'il n'y a qu'une seule capacité pour le circuit série. Ceci signifie qu'il est difficile de préserver la condition d'équilibre du diagramme de dispersion lorsque des tensions de fortes tensions sont appliquées : dans cette étude l'accordabilité a donc été limitée en tension dans ce but.

#### VI.4.5.4. CARACTERISTIQUES PHYSIQUES DE LA STRUCTURE

Par analogie avec l'interaction d'une onde plane et d'un matériau volumique, l'interaction d'un mode TEM avec une structure unidimensionnelle peut être décrite par des paramètres constitutifs effectifs. L'exploitation de ces paramètres va permettre une meilleure compréhension de l'accordabilité du diagramme de dispersion. Nous avons représenté respectivement sur la Figure 34 et la Figure 35, les parties réelles de la permittivité et de la perméabilité effectives. Les dépendances fréquentielles de  $\epsilon_{\text{eff}}$  et  $\mu_{\text{eff}}$  ont été déterminées grâce à la technique d'inversion de Fresnel : à partir de la dépendance fréquentielle de l'indice effectif  $n = \sqrt{\epsilon_{\text{eff}} \cdot \mu_{\text{eff}}}$  et de l'impédance  $Z = \sqrt{\mu_{\text{eff}} / \epsilon_{\text{eff}}}$ . Ces deux paramètres effectifs présentent des caractéristiques de dispersion de type quasi-Drude, contrairement aux lignes de transmission à base de SRR montrant une dispersion de type Lorentz.

Leur dispersion suit une évolution continue entre les bandes main-gauche et main-droite avec un croisement à l'origine autour de 18 GHz, pour une tension de polarisation de 0 V. Lorsque l'on augmente cette tension de commande, les deux caractéristiques se décalent vers les fréquences élevées. Toutefois, cette tendance est nettement plus prononcée dans le cas de la perméabilité effective. À titre d'exemple, la variation du zéro de permittivité n'excède pas 1 GHz tandis que le zéro de perméabilité varie d'environ 3 GHz lorsque  $V_{\text{bias}}$  est augmentée de 0 à 30 V.

Ce phénomène se traduit par l'ouverture d'une bande interdite pour des tensions de polarisation importantes. Bien que cet écart n'était pas apparent dans le diagramme de dispersion à zéro bias, il est souligné nettement ici. Aussi, il peut être remarqué qu'il y a une égalité des fréquences plasma électrique et magnétique, comme prévu dans la condition idéale d'équilibre.

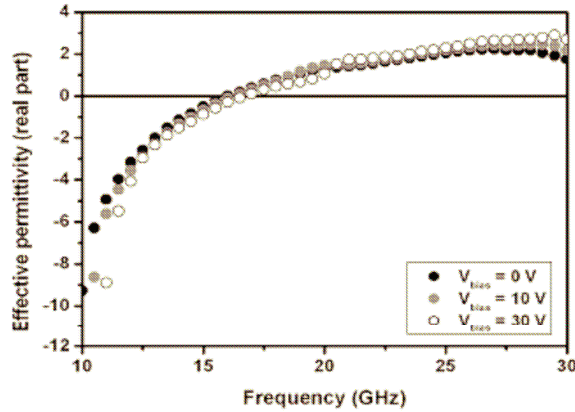


Figure 34 : Évolution de la permittivité effective en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de tension de commande.

Pour comprendre la différence de comportement entre les permittivité et perméabilité effectives en fonction des tensions continues appliquées, il faut évoquer les facteurs physiques dominants pour chacun de ces deux paramètres. La permittivité négative est synthétisée par les inductances en shunt qui jouent le rôle du réseau de fils dans la situation des métamatériaux volumiques (zéros de tension). Or, la valeur de cette inductance n'est que peu affectée par la variation de permittivité de la couche de BST sous l'effet d'une tension de polarisation. En revanche, la perméabilité négative est obtenue par les capacités série qui imposent des zéros de courant le long de la ligne de propagation. Or, ces capacités ont été conçues pour être très sensibles aux variations de permittivité par l'adoption d'une structure interdigitée. Comme mentionné précédemment, cette variation de la capacité série ne peut être totalement compensée par la variation de capacité parallèle dans la mesure où cette dernière inclut, en plus de l'élément localisé  $C_R$ , la capacité distribuée intrinsèque de la ligne, relativement peu sensible à la variation de  $V_{bias}$ .

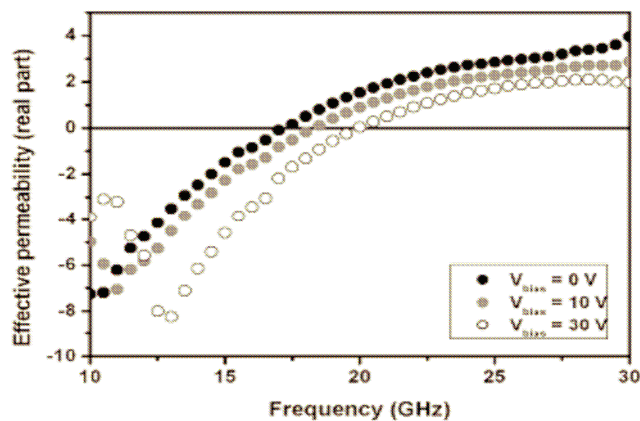


Figure 35 : Évolution de la perméabilité effective en fonction de la fréquence, pour différentes valeurs de la tension de commande.

#### VI.4.6. CONCLUSION DES DEPHASEURS RH ET LH

Dans ce chapitre, les potentialités des lignes de transmissions chargées par des capacités de BST, pour des applications de déphasage micro ondes ont été présentées.

Les caractéristiques des déphaseurs classiques MD réalisés en termes de tension de commande et de facteur de mérite, positionnent ces circuits à l'état de l'art. Ces circuits utilisant des CID à base de BST sont capables de produire un déphasage de  $360^\circ$  à 40 GHz grâce à une faible tension DC (17 V) appliquée sur chaque CID et avec des pertes d'insertion modérées. Les pertes par réflexions sont inférieures à 10 dB sur toute la bande de fréquence et pour les deux extremums de tension appliquée. Ces circuits présentent un des meilleurs facteurs de mérite reportés dans la littérature pour des déphaseurs à base de BST. Ainsi à 20 GHz un déphasage de  $200^\circ$  a été obtenu avec une tension de polarisation de 40 V, soit un facteur de mérite de  $27^\circ/\text{dB}$  @ 40 V [Réf. II.77]

La deuxième partie de ce chapitre a permis d'utiliser cette même technologie développée au LEMCEL pour des circuits MG grâce à une ingénierie de la vitesse de phase. Ainsi, une ligne de transmission composite gauche-droite, chargée par des capacités localisées à base de ferroélectrique, a été conçue et validé expérimentalement aux bandes de fréquences centimétriques et millimétriques. L'étude menée sur ces déphaseurs conçus à partir d'un film élaboré par technique sol-gel est comparable aux travaux publiés dans la littérature utilisant des techniques de dépôt sous vide [Réf. II.43]. Mais l'extension de ce concept de déphaseur aux fréquences plus élevées et en technologie planaire et moins coûteuse a été démontrée avec succès au cours de ces travaux de recherche.

Aux fréquences plus élevées cette technologie se heurte au problème des pertes dues à l'augmentation des tangentes de pertes des films de BST. Cette dégradation a deux conséquences principales sur les performances du déphaseur : du point de vue des caractéristiques hyperfréquences, l'augmentation des pertes diélectriques se traduit par une augmentation des pertes d'insertion. Ces dernières peuvent toutefois être limitées dans le cas de structures relativement courtes comme c'est le cas de celles décrites dans ces travaux.

Nous avons montré [Réf. II.79] que l'approche de ligne duale caractérisée par de larges bandes passantes permettait en outre de travailler en régime composite équilibré, propriété intéressante en vue des applications. Ce prototype a ainsi permis de montrer que la condition de quasi-équilibre (gapless dispersion caractéristique) peut être atteinte et accordable en tension continue. Cependant l'utilisation de l'index de réfraction nul pour un mode de fonctionnement à  $k = 0$  apparaît toutefois très sensible à la tension de contrôle. En effet la condition d'équilibre apparaît de plus en plus difficile à remplir pour de forts niveaux de tension.

D'un point de vue application, ces travaux donnent une meilleure idée des phénomènes électromagnétiques qui se déroule dans les dispositifs dont le fonctionnement repose sur des longueurs d'onde infinies, réalisé au centre du diagramme de dispersion à  $k=0$  mais pour une fréquence non-nulle.





## Bibliographie - Partie II

- [Réf. II.1] J.F. White, "High power p-I-n diode controlled, microwave transmission phase shifters," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, Vol. MTT-13, March 1965, pp. 233-242.
- [Réf. II.2] K.M. Johnson, "Microwave varactor tuned transistor oscillator design," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, Vol. MTT-14, No. 11, November 1966, pp. 564-572.
- [Réf. I.3] P.M. Haskins, P.S. Hall and J.S. Dahele, "Active patch antenna with diode tuning", *Electronics Letters*, Vol. 27, n°20, pp.1846-1848, Septembre 1991.
- [Réf. II.4] C-C. Chang, Y. Qian, T. Itoh, "A reconfigurable leaky mode/patch antenna controlled by PIN diode switches", *IEEE AP-S International Symposium Digest*, Orlando, FL, Vol. 4, pp.2694-2697, 1999.
- [Réf. II.5] A.S. Nagra, J. Xu, E. Erker, R.A. York, "Monolithic GaAs Phase Shifter circuit with low insertion and continuous 0-360° phase shift at 20 GHz", *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, Vol. 9, n°1, pp.31-33, Janvier 1999.
- [Réf. II.6] A. Nagra, "Indirect optiela control of microwave circuit and antenna" ECE Dept., University of California Santa Barbara
- [Réf. II.7] M.S. Islam, A.J. Tsao, V.K. Reddy, D.P. Neikirk, « GaAs on quartz coplanar waveguide phase shifter », *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, Vol. 1, n°11, pp.328-330, November 10991.
- [Réf. II.8] A.S. Nagra, O. Jerphagnon, P. Chavarkar, M. VanBlaricum, R.A. York, "Indirect optical control of microwave circuits using monolithic optically variable capacitors", *IEEE Trans. On MTT*, Vol. 47, n°7, pp. 1365-1372, Juillet 1999.
- [Réf. II.9] C.L Goldsmith, Z. Yao, S. Eshelman, D. Denniston, "Performance of low-loss RF MEMS Capacitive switches", *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, Vol. 8, n°8, pp.269-271, Aout 1998
- [Réf. II.10] J.S. Hayden, G.M Rebeiz, "2-bit MEMS distributed X-band phase shifters", *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, Vol. 10, n°12, pp.540-542, December 2000.
- [Réf. II.11] T-Y. Yun, K. Chang, "Analysis and Optimisation of a phase shifter controlled by piezoelectric transducer", *IEEE Trans. On MTT*, Vol. 50, n°1, pp. 105-111, Janvier 2002.
- [Réf. II.12] J.D. Adam, L.E. Davis, GF. Dionne, E.F. Schloemann, S.N. Stitze, "Ferrite devices and materials", *IEEE Trans. On MTT*, Vol. 50, n°3, pp. 721-737, Mars 2002.
- [Réf. II.13] X. Zuo, H. How, P. Shi, S.A. Oliver, C. Vittoria, "Development of high frequency ferrite phase-shifter", *IEEE Trans. On Magnetics*, Vol. 37, n°4, pp. 2395-2397, Juillet 2001.
- [Réf. II.14] M.S Islam, A.J. Tsao, V.K. Reddy, D.P. Neikirk, "GaAs on quartz coplanar waveguide phase shifter", *IEEE MGWL*, Vol. 31, n°11, pp. 328-330, Novembre 1991.
- [Réf. II.15] Amit S. Nagra, and Robert A. York, "Distributed Analog Phase Shifters with Low Insertion Loss", *IEEE Trans. On MTT*, Vol. 47, n°0, pp. 721-737, september 1999.
- [Réf. II.16] W.Mercouroff, "Aspects modernes de la physique des solides", MASSON et Cie, 1969, page 99.
- [Réf. II.17] P. Robert, "Matériaux de l'électrotechnique", *Traité d'électricité EPFL*, 1979, page 270.
- [Réf. II.18] J. C. Niepce, J. M. Haussonne, "BaTiO3 : matériau de base pour les condensateurs céramiques", *Editions Septima*, Paris, 1994

- [Réf. II.19] T. Mitsui, Landölt-Bornstein, *Springer Verlag*, volume 3, 1969, page 416
- [Réf. II.20] A. Richard, M. Durand, “La pratique du vide et des dépôts de couches minces” Paris, *In Fine*, 1995.
- [Réf. II.21] D. B. Chrisey, G. K. Hubler, “Pulsed laser deposition of thin films”, *Willey interse*, 1992.
- [Réf. II.22] C. E. Morosanu, “Thin films by chemical vapour deposition”, Oxford, *Elsevier*, 1990.
- [Réf. II.23] J.W. Lee, C.W. Won, B.S. Chun, H.Y. Sohn, “Dip coating of alumina films by the sol-gel method”, *J. Mater. Res.* 8, 1993.
- [Réf. II.24] A. Parkash, J.U. Vaid, A. Mansingh, “Measurement of dielectric parameters at microwave frequency by cavity perturbation technique”, *IEEE Transactions on MTT*, Vol. 27, n° 9 - Sep. 1979 - pp 791-795
- [Réf. II.25] D. Derray, « Capteur hyperfréquence pour le contrôle non destructif de matériaux » – Th. Limoges : 1994
- [Réf. II.26] A. Reynet, O. Tantot, D. Cros, et al. “Caractérisation de couches minces sur substrats libres par résonateurs en technologie planaire” - 12<sup>e</sup> Journées Nationales Microondes, Poitiers - Mai 2001 - 5C6
- [Réf. II.27] D. Lemaire, D. Cros, H. Jallageas, et al.- “Caractérisation de matériaux de -160°C à 800°C. Mesures de 6GHz à 110 GHz “, 4<sup>e</sup> journées de caractérisation microonde et matériaux, Chambéry - Avr. 1996 - pp 49-51
- [Réf. II.28] O. Tantot, M. Chatard-Moulin, P. Guillon, “Caractérisation microonde de milieux diélectriques multicouches“, 4<sup>e</sup> journées de caractérisation microonde et matériaux, Chambéry - Avr. 1996 - pp 21-24
- [Réf. II.29] T. Lasri, D. Glay, A. Benlarbi-D et al., “Capteur faible coût pour la mesure de permittivité de matériaux en nappes“, 4<sup>e</sup> journées de caractérisation microonde et matériaux, Chambéry - Avr. 1996 - pp 147-150
- [Réf. II.30] Erker, E.G.; Nagra, A.S.; Yu Liu; Periaswamy, P.; Taylor, T.R.; Speck, J.; York, R.A., “Monolithic Ka-band phase shifter using voltage tunable BaSrTiO<sub>3</sub> parallel plate capacitors”, *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, Volume: 10 1, Jan.2000, pp: 10 –12.
- [Réf. II.31] Nagra, A.S.; York, R.A., “Distributed analog phase shifters with low insertion loss”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Volume: 47 9 1, Sept. 1999, pp: 1705 – 1711.
- [Réf. II.32] Y. Liu, A.S. Nagra, E.G. Erker, P. Periaswamy, T.R. Taylor, J. Speck, and R.A. York, “BaSrTiO<sub>3</sub> interdigitated capacitors for distributed phase shifter applications,” *IEEE microwave and guided wave letters*, Vol. 10, No. 11, November 2000, pp. 448-450.
- [Réf. II.33] F.D. Flaviis, N.G. Alexopoulos and O.M. Stafsudd, “Planar microwave integrated phase shifter design with high purity ferroelectric material,” *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, Vol. 45, No. 6, March 1997, pp. 963-969.
- [Réf. II.34] F.W. Van Keuls, C.H. Mueller, F.A. Miranda and R.R. Romanofsky, “Room temperature thin film (Ba<sub>x</sub>, Sr<sub>1-x</sub>)TiO<sub>3</sub> Ku-band coupled microstrip phase shifters: effects of film thickness, doping, annealing and substrate choice,” *IEEE MTT-S International on Microwave Symposium Digest*, Vol. 2, 1999, pp. 737-740.
- [Réf. II.35] R. York, A. Nagra, E. Erker, T. Taylor, P. Periaswamy, J. Speck, S. Streiffer, and O. Auciello, “Microwave integrated circuits using thin-film BST,” *Proceedings of the IEEE International Symposium on Applications of Ferroelectrics*, Vol. 1, 2000, pp. 195-200.

- [Réf. II.36] B. Acikel, Y. Liu, A.S. Nagra, T.R. Taylor, P. Periaswamy, J. Speck, and R.A. York, “Phase shifters using (Ba, Sr)TiO<sub>3</sub> thin films on sapphire and glass substrate,” *IEEE MTT-S International on Microwave Symposium Digest*, Vol. 2, 2001, pp. 1191-1194.
- [Réf. II.37] B. Acikel, T. R. Taylor, P. J. Hansen, J. S. Speck, and R. A. York, “A new X band 180° high performance phase shifter using (Ba, Sr)TiO<sub>3</sub> Thin Films,” *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Vol.3 2002, pp. 1467 -1469,
- [Réf. II.38] H. Kim, A. B. Kozyrev, A. Karbassi, and D. W. van der Weide, “Linear tunable phase shifter using a left handed transmission line”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 15, no. 5, pp.366–368, 2005.
- [Réf. II.39] Dmitry Kholodnyak, Member, IEEE, Elena Serebryakova, Irina Vendik, Member and Orest Vendik, “Broadband Digital Phase Shifter Based on Switchable Right- and Left-Handed Transmission Line Sections”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 16, no. 5, pp.258-260,may 2006.
- [Réf. II.40] I. Gil, J. Bonache, J. García-García, and F. Martín, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 54, 2665 (2006).
- [Réf. II.41] A. Vélez, J. Bonache, and F. Martín, *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.* 18, 28 (2008).
- [Réf. II.42] Hand and S. Cummer, *IEEE Trans. Antennas Propag.* 6, 401 (2007).
- [Réf. II.43] Kuylenstierna, A. Vorobiev, P. Linner, and S. Gevorgian, *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.* 16, 167 (2006)
- [Réf. II.44] P.K. Petrov and E.F. Carlsson, “Improved SrTiO<sub>3</sub> multilayers for microwave applications : Groth and properties”, *J. Appl. Phys.*, vol. 84, no. 6, pp. 3134-3140, Sep.1998.
- [Réf. II.45] A. Kozyrev, V. Osadchy, Apavlov, and L. Sengupta, “Application of ferroelectrics in phase shifter design”, *IEEE MTT-S Digest*, pp. 1355-1358, 2000.
- [Réf. II.46] K. Ikuta, Y. Umeda, and Y. Ishi, *Jpn. J. Appl. Phys.*, Part 2 34, L1211, (1995).
- [Réf. II.47] J. D. Baniecki, R. B. Laibowitz, T. M. Shaw, P. R. Duncombe, D. A. Neumayer, D. E. Kotecki, H. Shen, and Q. Y. Ma, *Appl. Phys. Lett.* 72, 498 (1998).
- [Réf. II.48] G.Vendik,S.P.Zubko,M.A.Nikol'ski, “Microwave loss factor as a function of Temperature, biasing field,barium concentration and frequency”, *J.Appl.Phys.*, vol.92,pp.7448-7452,december 2002.
- [Réf. II.49] A. Vorobiev, P. Rundqvist, and K. Khamchane, S. Gevorgian, “Silicon substrate integrated high Q-factor parallel-plate ferroelectric varactors for microwave/millimeterwave applications”, *APL* Vol. 83, No. 15, 8393, 13 october 2008.
- [Réf. II.50] T. Hamano, D.J. Towner, and B.W. Wessels, “Relative dielectric constant of epitaxial BaTiO<sub>3</sub> thin films in the GHz frequency range”, *APL* Vol. 83, No. 25, 5274, 22 Dec. 2003.
- [Réf. II.51] Jiwei Lu, Steffen Schmidt, and Damien S. Boesch, Nadia Pervez and Robert A. York, Susanne Stemmera, “Low-loss tunable capacitors fabricated directly on gold bottom electrodes”, *APL* 88, 112905 (2006).
- [Réf. II.52] M. S. Tsai, S. C. Cun, and T. Y. Tseng, *J. Appl. Phys.* 82, 3482 (1997).
- [Réf. II.53] G. W. Dietz, M. Schumacher, and R. Waser, S. K. Streiffer, C. Basceri, and A. I. Kingon, “Leakage currents in Ba<sub>0.7</sub>Sr<sub>0.3</sub>TiO<sub>3</sub> thin films for ultrahigh-density dynamic random access memories”, *J. Appl. Phys.* 82 (5), 1 September 1997.
- [Réf. II.54] Ali Tombak, Jon-Paul Maria, Francisco Ayguavives, Zhang Jin, Gregory T. Stauff, Angus I. Kingon, and Amir Mortazawi, *IEEE MWCL*, Vol. 12, No. 1, January 2002.

- [Réf. II.55] S. K. Streiffner, C. Basceri, A. I. Kingon, S. Lipa, S. Bilodeau, R. Carl, and P. C. Van Buskirk, “Dielectric behavior of CVD (Ba,Sr)TiO thin films on Pt/Si,” in *Proc. Mat. Res. Soc. Symp.*, vol. 415, 1996, p. 219.
- [Réf. II.56] H. A. WHEELER, “Formulas For The Skin Effect”, *Proc. IRE*, vol. 30, 1942, pp 412-424
- [Réf. II.57] Jiwei Lu and Susanne Stemmera, “Low-loss, tunable bismuth zinc niobate films deposited by rf magnetron sputtering”, *APL*, vol. 83, No. 12 (2003).
- [Réf. II.58] J. Park, J. Lu, S. Stemmera!, R.A. York, “Microwave dielectric properties of tunable capacitors employing bismuth zinc niobate thin films”, *Journal of Applied Physics* 97, 084110 (2005).
- [Réf. II.59] D. C. Dube, J. Baborowski, P. Muralt, and N. Setter, “The effect of bottom electrode on the performance of thin film based capacitors in the gigahertz region”, *APL*, vol. 74, number 23, 7 June 1999.
- [Réf. II.60] D. S. Jeong, C. S. Hwanga, J. D. Baniecki, T. Shioga, K. Kurihara, N. Kamehara and M. Ishii, “Dielectric constant dispersion of yttrium-doped (Ba,Sr)TiO<sub>3</sub> films in the high-frequency (10 kHz–67 GHz) domain” , *APL* 87, 232903 (2005).
- [Réf. II.61] J. D. Banieckia, R. B. Laibowitz, T. M. Shaw, P. R. Duncombe, and D. A. Neumayer, D. E. Kotecki, H. Shen, Q. Y. Ma, “Dielectric relaxation of Ba<sub>0.7</sub>Sr<sub>0.3</sub>TiO<sub>3</sub> thin films from 1 mHz to 20 GHz”, *Appl. Phys. Lett.* 72 (4), 26 January 1998.
- [Réf. II.62] K. Ikuta, Y. Umeda, Y. Ishii, “Measurement of Hugh-frequency dielectric characteristics in the mm-Wave band for dielectric thin film on Semiconductor substrates”, *J. Appl. Phys.* Vol. 34 (1995), pp. 1211-1213.
- [Réf. II.63] J.N. Burghartz, M Soyuer, K. A. Jenkins, M. Kies, “RF Components Implemented in an Analog SiGe Bipolar Technology”, 1996, *IEEE BCTM*, pp. 138)
- [Réf. II.64] Simon Ramo, John R. Whinnery and Theodore Van Duzer, “Fields and Wave in communication Electronics”, 1965, *John Wiley & Sons*).
- [Réf. II.65] Spartak S. Gevorgian, Torsten Martinsson, Peter L. J. Linnkr, Erik Ludvig Kollberg, “CAD Models for Multilayered Substrate Interdigital Capacitors”, *IEEE Trans. On MTT*, Vol. 44, No. 6, June 1996
- [Réf. II.66] D. Kim, Y. Choi, M. Ahn, M.G. Allen, JS Kenney, and P. Marry, “2.4 GHz Continuously vriable ferroelectric phase shifter using all-pass networks”, *IEEE MWCL*, 13, pp. 434-436 (2003).
- [Réf. II.67] S.E. Moon, E-Y. Kim, M- H. Kwak, H-C. Ryu, Y-T. Kim, Y-Y. Kang, S-J. Lee, and W-J. Kim, “Orientation dependant microwave propertie of ferroelectrics (Ba<sub>x</sub>Sr<sub>1-x</sub>)TiO<sub>3</sub>” thin films”, *APL*, 83, pp. 2166-2168, 2003
- [Réf. II.68] J. Belloti, E. K. Akdogan, A. Safari, W. Wang, and S. Kirchoefer, “Tunable Dielectric Properties of BST Thin films for RF / MW Passive Components”, *Integr. Ferroelectr.* 49, pp. 113-122, (2002).
- [Réf. II.69] Hang-Ting Lue and Tseung-Yuen, “Application of On-wafer TRL Calibration on the measurement of microwave properties of Ba<sub>0.5</sub>Sr<sub>0.5</sub>TiO<sub>3</sub> Thin Films, *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, vol. 48, no. 6,pp. 1640-1647, Nov. 2001.
- [Réf. II.70] S.S. Gevorgian, “Basic characteristics of two layered substrate coplanar waveguides”, *Electronics Letters* 21st July 1994 Vol. 30 No. 15.
- [Réf. II.71] Gregory Houzet, Ludovic Burgnies, Gabriel Velu, Jean-Claude Carru, and Didier Lippens, “Dispersion and loss of ferroelectric Ba<sub>0.5</sub>Sr<sub>0.5</sub>TiO<sub>3</sub> thin films up to 110 GHz”, *APL* 93, 053507 (2008).

- [Réf. II.72] Steven W. Kirchoefer, Jeffrey M. Pond, Harvey S. Newman, Won-Jeong Kim, and James S. Horwitz, "Ferroelectric-ferrite tunable phase shifter", *2000 IEEE MIT-S Digest*.
- [Réf. II.73] C.L. Chen, J. Sen, S.Y. Chen, G.P. Luo, C.W. Chu, F.A. Miranda, F.W. VanKeuls, J.C. Jiang, E.I. Meletis, H.Y. Chang *Appl. Phys.Lett.*, vol. 78, pp. 652-654, January 2001.
- [Réf. II.74] B. Acikel, T.R. Taylor, P.J. Hansen, J.S. Speck, R.A. York, "A new high performance phaseshifter using BaxSr1-xTiO3 thin films", *IEEE Microwave and Wireless Letters*, vol.12, pp.237-239, July 2002.
- [Réf. II.75] S. Abadei, A. Deleniv, S. Gevorgian, "Filter-phase shifters based on thin films ferroelectric varactors", presented at *the European Microwave Conference*, Amsterdam, The Netherlands, October 2004, pp.1493-1496.
- [Réf. II.76] G. Velu, G. Houzet, L. Burgnies, J.-C. Carru, A. Marteau, K. Blary, D. Lippens, P. Mounaix, M. Tondusson, E. Nguema, "Electrical characterizations of paraelectric BST thin films up to 1THz. Realization of microwave phase shifters", *Ferroelectrics*, Volume 353, page 29-37 – 2007
- [Réf. II.77] G. Vélú, K. Blary, L. Burgnies, J. C. Carru, E. Delos, A. Marteau, and D. Lippens , "A 310° /3.6-dB K-Band Phaseshifter Using Paraelectric BST Thin Films", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 16, No. 2, February 2006
- [Réf. II.78] G. Velu, K. Blary, L. Burgnies, A. Marteau, G. Houzet, D. Lippens, J.-C. Carru, "A 360° BST phase shifter with moderate bias voltage at 30 GHz", *IEEE Transactions on MTT*, Special Issue on "Applications of ferroelectrics in microwave technology, Volume 55, Number 2, page 438-444 - February 2007
- [Réf. II.79] A. Marteau, G. Velu, G. Houzet, L. Burgnies, E. Lheurette, J.-C. Carru, D. Lippens, "A ferroelectric tunable balanced right-left handed transmission line", *Applied Physics Letters*, Volume 94, Number 2, page 023507-1 à 0235 – January 2008



## CONCLUSION GÉNÉRALE

Ces travaux de thèse ont été consacrés à l'étude des métamatériaux composites et à leurs applications dans la conception de dispositifs microondes. Le présent travail a consisté à concevoir, fabriquer et caractériser différentes structures périodiques ayant des propriétés gauchères aux fréquences micro-ondes.

Cette étude, qui a commencé dans le cadre d'un projet européen nommé TELEMATAC avec des partenaires universitaires et industriels, a mené au développement de deux structures unidimensionnelles. Elles sont d'une part une ligne de transmission à base de métamatériaux main-gauche en technologie fin-line et d'autre part des dispositifs droitiers et gauchers accordables à base de films minces ferroélectriques

Les métamatériaux sont une alternative à l'utilisation de matériaux classiques pour l'ingénierie de dispositifs hyperfréquences. Pour les dispositifs unidimensionnels à savoir guide d'ondes, les applications concernent la réalisation de filtres et de déphaseurs en recherchant tout d'abord la miniaturisation des dispositifs et ensuite l'amélioration de leurs performances. Celles ci sont relatives à l'augmentation de la réjection pour des filtres passe bande très sélectifs tandis que, pour les déphaseurs, des effets de compensation de phase peuvent être obtenus par la rétro-propagation. L'accordabilité des bandes fréquentielles ou de la phase est réalisée par le biais de films ferroélectriques dont les propriétés diélectriques varient en fonction du champ électrique appliqué.

La première partie du manuscrit est consacrée aux métamatériaux main-gauche. Nous avons présenté les matériaux à bandes interdites photoniques, les métamatériaux, et plus particulièrement les métamatériaux main-gauche et leurs différents domaines d'application. Nous avons aussi présenté les définitions de certaines notions propres à ces structures périodiques et indispensables à la compréhension de leurs comportements.

Nous avons pu constater que l'ingénierie de la dispersion peut être réalisée selon deux formes technologiques en hyperfréquences :

- les dispositifs résonants : la synthèse de la permittivité et de la perméabilité négative est obtenue par le biais de réseaux de fils et de SRR's
- les dispositifs plus large bande : ces structures font intervenir la configuration duale des lignes de transmission conventionnel en inter changeant les capacités et selfs distribués, semi localisés ou localisés.

L'historique et la description des structures les plus connues a été alors détaillé. En effet, nous avons présenté les propriétés les plus intéressantes ainsi que les applications les plus importantes de ces matériaux périodiques à rétropropagation.

Les structures plaquées ou en guide d'onde apparaissent plus appropriées puisqu'elles peuvent être dimensionnées à partir des méthodes de conception des circuits. Pour cette raison, nous nous sommes

intéressés aux lignes de propagation main-gauche, qui sont des lignes composites obtenues par des réseaux périodiques.

Nous avons ensuite présenté la conception, la réalisation, et la caractérisation d'une ligne de transmission main-gauche originale en technologie fin-line. Des simulations électromagnétiques par la méthode des éléments finis (HFSS), associées au calcul du diagramme de bande nous ont permis de calculer les performances de la structure et de démontrer de manière numérique le comportement main-gauche de la ligne. Les problèmes d'excitation de la structure et d'adaptation à son environnement ont également été abordés et résolus.

Il est clair que ce n'est pas l'aspect filtrant seul qui est digne d'intérêt dans un tel dispositif. Il existe déjà un grand nombre de filtres aux technologies très performantes rendant difficile l'émergence des filtres constitués de métamatériaux aux pertes encore trop conséquentes. Par contre, l'ingénierie de la vitesse de phase, ainsi que sa direction, est un atout majeur que ne possède pas le commun des filtres

Les mesures expérimentales et les simulations électromagnétiques nous ont permis de mettre en évidence la rétropropagation d'une onde électromagnétique dans ce milieu composite, et de pointer une difficulté majeure pour l'exploitation de ces structures. Elles concernent les pertes, qui peuvent être élevées. Ce phénomène est inhérent à l'utilisation de résonateurs. Une analyse approfondie des pertes a permis de mieux comprendre l'origine de celles-ci dans un prototype LHM en technologie fin-line, et par extension dans toutes structures LHM. Dans un circuit LHM, les pertes augmentent rapidement avec le nombre de cellules élémentaires, principalement dues aux pertes métalliques qui ont une contribution très dominante. Ceci confirme que le fort courant circulant sur les boucles ouvertes à la résonance est à l'origine de ces pertes métalliques.

Des prototypes SNG, à base de fils ou de SRR, ont été fabriqués et mesurés. Ils présentent deux pics aux fréquences définissant les propriétés du matériau : la fréquence de résonance et la fréquence magnétique plasma.

La connaissance de ces deux fréquences caractéristiques décrit parfaitement la variation fréquentielle de la perméabilité négative dans le modèle de Lorentz. Ceci montre également qu'il est difficile d'éviter ces pertes intrinsèques dans la bande de fréquence LH, en travaillant à des fréquences proches de la fréquence plasma.

A partir de l'extraction des paramètres effectifs mesurés, on a montré que les résonateurs SRRs contribuent à la permittivité effective d'une structure LHM. Ils apportent ainsi un décalage fréquentiel de la fréquence plasma par rapport à une structure composée uniquement de fils. Lors de la conception d'une structure LHM, les contributions des réponses électriques des fils et des SRRs doivent donc être prises en compte conjointement.

La conception, la fabrication, la caractérisation et l'analyse de métamatériaux gauchers large bande en technologie fin-line chargée par des lettres Omega ont été présentées.

Le réseau de motifs Omega totalement interconnectés tend à se comporter électromagnétiquement comme la superposition de réseaux séparés de fils et de SRRs mais avec le bénéfice d'une augmentation de la bande de transmission LH due à une valeur du facteur de qualité plus faible par rapport aux motifs SRR.

Les réseaux à base d'Omega interconnectés sont décrits comme une approche hybride entre les réseaux de SRR et de fils et les topologies en ligne de transmission. Cette configuration est effectuée d'une manière très compacte dans le sens de la propagation. Par conséquent, ce type de structure apparaît



très prometteur en terme de conception de métamatériaux volumiques jusqu'aux longueurs d'ondes submillimétriques

Une suite naturelle de cette première partie concerne l'accordabilité. Nous avons pu voir en effet qu'un grand nombre des propriétés électroniques sont assujetties aux valeurs de capacités, localisées ou distribuées. L'effet main-gauche étant dépendant principalement d'un montage en configuration série, l'accordabilité des systèmes peut de façon relativement évidente être obtenue en faisant varier cette capacité par l'intermédiaire d'un matériau dont la permittivité relative dépend de l'application d'un champ interne. Les films minces ferroélectriques fabriqués au LEMCEL ont donc été introduits dans les structures à métamatériaux. La deuxième partie de ce manuscrit est donc consacrée aux dispositifs à base de métamatériaux accordables par des films minces ferroélectriques.

Les films minces ferroélectriques et plus particulièrement de leur propriétés caractéristiques sont mis en avant dans ce manuscrit puisqu'ils sont utilisés pour la fabrication des déphaseurs RH et LH. Dans cette optique, deux méthodes de caractérisation large bande en fréquence jusqu'à 100 GHz sont détaillées. Afin d'atteindre cet objectif, nous avons mesuré et analysé les paramètres S de capacités interdigitées et de lignes coplanaires déposées sur des films ferroélectriques pour extraire la dépendance fréquentielle des propriétés électriques des films.

A l'aide de modèles analytiques, de simulations électromagnétiques en éléments finis et des mesures fréquentielles, nous avons ainsi déterminé les valeurs de la permittivité diélectrique relative et de la tangente de pertes diélectriques des films ferroélectriques considérés. Les valeurs des permittivités diélectriques relatives déterminées à partir de ces mesures sont comprises entre 320 et 370, sur une très large bande de fréquence. et les valeurs de tangentes de pertes diélectriques sont comprises entre 0,1 et 0,15 avec une évolution quasiment constante en fonction de la fréquence. Ces résultats prouvent que les films de BST considérés dans ce travail ne présentent pas de phénomènes de relaxation jusqu'à 100 GHz.

Finalement, les potentialités des lignes de transmissions chargées par des capacités de BST, pour des applications de déphasage micro-ondes ont été présentées.

La possibilité de déposer ce matériau en films minces, d'épaisseur inférieure à 1  $\mu\text{m}$ , avec de bonnes propriétés diélectriques permet la réalisation de composants passifs pour les fréquences micro-ondes. Les caractéristiques de ces déphaseurs RH en terme de tension à laquelle sont soumis les films et le facteur de mérite, positionne ces circuits dans les plus performants du marché actuel. Ainsi à 20 GHz un déphasage de  $200^\circ$  a été obtenu avec une tension de polarisation de 40 V, soit un facteur de mérite de  $27^\circ/\text{dB} @ 40 \text{ V}$

Ce chapitre introduit également des lignes de transmission gauchères dont les propriétés sont modifiables grâce au matériau BST. La première idée, pour recréer les conditions de propagation dans un milieu doublement négatif, est d'utiliser la ligne de transmission duale obtenue par l'inversion des éléments du schéma équivalent d'une ligne classique. Ses propriétés sont décrits notamment par l'intermédiaire du diagramme de dispersion. Cependant une ligne main-gauche n'est pas physiquement réalisable : le principe de ligne de transmission composite main-gauche/ main-droite a donc été introduit en visant un comportement équilibré .

Ainsi, l'accordabilité du diagramme de dispersion d'une ligne de transmission composite CRLH équilibrée est démontrée aux longueurs d'onde centimétriques et millimétriques. Ceci est réalisé grâce à des lignes coplanaires, chargée périodiquement par des capacités interdigitées et des inductances en stub,

fabriquées à l'IEMN sur des films minces  $Ba_xSr_{1-x}TiO_3$ . Les paramètres de dispersion montrent que les structures sont main-gauche de 8 à 18 GHz et main-droite pour les fréquences supérieures. Les résultats sont interprétés grâce à l'extraction de la permittivité et la perméabilité effectives qui présente un comportement de Drude, avec une fréquence plasma qui peut être accordée par les variations de la permittivité des films fins de BST lorsqu'ils sont contrôlés en tension.

Ce prototype a également permis de montrer que la condition de quasi-équilibre peut être atteinte et accordable en tension continue. D'un point de vue application, ces travaux donnent une meilleure idée des phénomènes électromagnétiques qui se déroule dans les dispositifs dont le fonctionnement repose sur des longueurs d'onde infinies, réalisé au centre du diagramme de dispersion à  $k=0$  mais pour une fréquence non-nulle.

L'aspect miniaturisation des métamatériaux a été faiblement mis en avant dans cette étude, alors qu'elle peut se révéler très prometteuse pour certaines applications. Au jour d'aujourd'hui, les structures rayonnantes constituent les éléments les plus encombrants d'un système. En effet, pour une bonne efficacité de rayonnement une antenne imprimée doit avoir ses dimensions comparables à la longueur d'onde. Pour les basses fréquences, cette condition de rayonnement est très pénalisant dans la miniaturisation des systèmes. Les substrats artificiels à base de métamatériaux permettront de résoudre ce problème majeur d'encombrement.

Par ailleurs, il semble impératif d'étendre les dimensions des dispositifs à la fabrication de réseaux à deux voir trois dimensions en respectant le critère de métamatériau nécessaire à l'homogénéisation des propriétés électriques et magnétiques. Cette ouverture devrait nous permettre de mettre en avant l'amplification des ondes évanescentes et d'effectuer des expérimentations en réfraction négative dans les milieux doublement négatifs.

# ANNEXE A

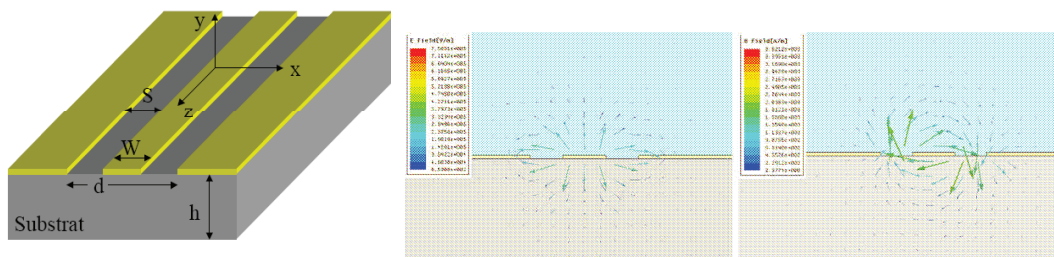
## GÉNÉRALITÉS SUR LA LIGNE CPW

|    |   |     |
|----|---|-----|
| 1. | Présentation de la ligne coplanaire (CPW).....                      | 251 |
| 2. | La Transformation conforme (CMM) appliquée à la ligne CPW.....      | 252 |
| 3. | Extraction des caractéristiques de propagation d'une ligne CPW..... | 252 |

Cette annexe présente quelques généralités sur la ligne coplanaire en se focalisant sur les points qui sont utilisés dans ces travaux de recherche.

### 1. PRESENTATION DE LA LIGNE COPLANAIRE (CPW)

La structure de la ligne coplanaire (Figure 1) se compose de trois rubans métalliques déposés sur un substrat semi-isolant. Les rubans extérieurs représentent les plans de masse et ont une largeur supposée infinie. Le ruban central est le ruban conducteur qui transporte le signal hyperfréquence. La ligne se caractérise par la hauteur du substrat  $h$ , la distance inter-masse  $d$ , et la largeur du ruban central  $W$ .



**Figure 1 : Structure de la ligne coplanaire. Champs électrique et magnétique du mode coplanaire.**

Par définition un mode transverse électromagnétique (TEM) est non dispersif et n'a pas de fréquence de coupure. C'est un mode de transmission où les champs magnétiques et électriques ne possèdent pas de composantes longitudinales ( $E_z = H_z = 0$ ). Il se produit en présence de deux conducteurs métalliques baignant dans un milieu homogène. Or la ligne coplanaire ne baigne pas dans un substrat homogène puisqu'il existe une interface entre le substrat et l'air. La ligne coplanaire ne peut donc pas supporter de mode de propagation TEM. De part sa géométrie symétrique la ligne coplanaire peut supporter deux modes de transmission :

- Un mode de propagation pair ( $E(x,y) = E(-x,y)$ ), appelé mode fente. Il correspond à un mode de propagation Transverse Electromagnétique (TE). Le champ électrique se propage alors entre les deux rubans constituant le plan de masse. C'est un mode que l'on souhaite éviter, il se produit généralement en présence de discontinuité dans la structure de la ligne (jonction, coude...). Ce mode de propagation peut être évité en appliquant les conditions suivantes [Réf A.1]- [Réf A.2] :
  - $h < 0.12 \lambda_d$ , avec  $\lambda_d = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon}$  ( $\lambda_d$  et  $\lambda_0$  sont la longueur d'onde dans le substrat et dans le vide, respectivement)
  - $d < (\lambda_d / 10)$
  - $d \ll h$

- Un mode de propagation impair ( $E(x,y) = -E(x,-y)$ ), appelé mode coplanaire. Les champs se propagent alors entre le ruban conducteur et les plans de masse comme le montre la Figure 1. Ce mode de propagation ne correspond pas à un mode TEM. Cependant un choix judicieux des dimensions de la structure permettra de diminuer considérablement les composantes longitudinales des champs électriques  $E_z$  et magnétiques et  $H_z$ . On parle alors de mode quasi-TEM.

## 2. LA TRANSFORMATION CONFORME (CMM) APPLIQUEE A LA LIGNE CPW

La transformation conforme est un outil rapide qui permet de déterminer l'impédance et la constante diélectrique effective d'une ligne de transmission. Les formules simplifiées ([Réf A.3]) pour une structure CPW à deux couches (substrat hôte de saphir et couche mince de ferroélectrique, par exemple) sont données ci-dessous.

$$(Eq. A1) k_o = \frac{W}{W+2S} ; (Eq. A2) k_1 = \frac{\sinh(\pi W/4h)}{\sinh(\pi(W+2S)/4h)} ; (Eq. A3) k_1 = \frac{\sinh(\pi W/4h_2)}{\sinh(\pi(W+2S)/4h_2)}$$

$$(Eq. A4) q_i = \frac{1}{2} \frac{K(k_i) K'(k_o)}{K'(k_i) K(k_o)} \quad i=1,2 ; (Eq. A5) \epsilon_{eff} = 1 + q_1(\epsilon_{r1}-1) + q_2(\epsilon_{r2}-\epsilon_{r1}) ; (Eq. A6) Z_C = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \frac{K'(k_o)}{K(k_o)}$$

Où  $h_1$  est l'épaisseur du substrat hôte,  $h_2$  est l'épaisseur du film mince,  $\epsilon_{r1}$  est la constante diélectrique du substrat,  $\epsilon_{r2}$  est la constante diélectrique du film mince ferroélectrique,  $S$  est la distance du ruban central et  $W$  la distance entre celui-ci et la masse.  $K(x)$  est l'intégral elliptique de premier ordre, et  $K'(x) = K(\sqrt{1-x^2})$ .  $q_i$  est le facteur de remplissage. Selon l'équation (Eq. A5), la contribution du film mince à la constante diélectrique effective totale est directement proportionnelle à  $q_2$ . En d'autres termes, le facteur  $q_i$  est une mesure de proportionnalité de l'énergie électromagnétique à l'intérieur de chaque couche diélectrique.

Si  $S, W \gg h_2$ ,  $k_2$  devient trop petit, ce qui conduit à des erreurs numériques dans le calcul de la fonction elliptique. Pour surmonter cette difficulté, nous utilisons la formule asymptotique pour le rapport

$$\text{de la fonction elliptique : } q_2 = \frac{1}{2} \frac{\pi}{\ln \left[ \frac{16}{k^2} \right]} \frac{K'(k_o)}{K(k_o)} \quad (Eq. A7),$$

## 3. EXTRACTION DES CARACTERISTIQUES DE PROPAGATION D'UNE LIGNE CPW

La méthode de dépouillement des paramètres  $S_{ij}$  est tirée de l'article de Bianco et Parodi [Réf A.4]. La détermination de la constante de propagation complexe  $\gamma = \alpha + j\beta$  repose sur la mesure des paramètres  $S_{ij}^k$  de couples de quadripôles ( $k = 1, 2$ ). La Figure 2 illustre le principe de cette méthode, en reproduisant la topologie de deux lignes de propagation de longueur  $L_1$  et  $L_2$  correspondant respectivement aux quadripôles  $Q_1$  et  $Q_2$ .

Le premier quadripôle  $Q_1$  est constitué:

- d'un tronçon de ligne coplanaire  $50 \Omega$ ,
- d'une transition entre la ligne d'accès et la partie de la ligne à étudier,
- d'une ligne coplanaire de longueur  $L_1$  à caractériser,
- d'une seconde transition,

- d'un tronçon de ligne coplanaire 50 Ω,

Le second quadripôle Q2 est quant à lui identique au quadripôle Q1 du point de vue de la géométrie, mais possède une ligne coplanaire de longueur L2, supérieure à L1.

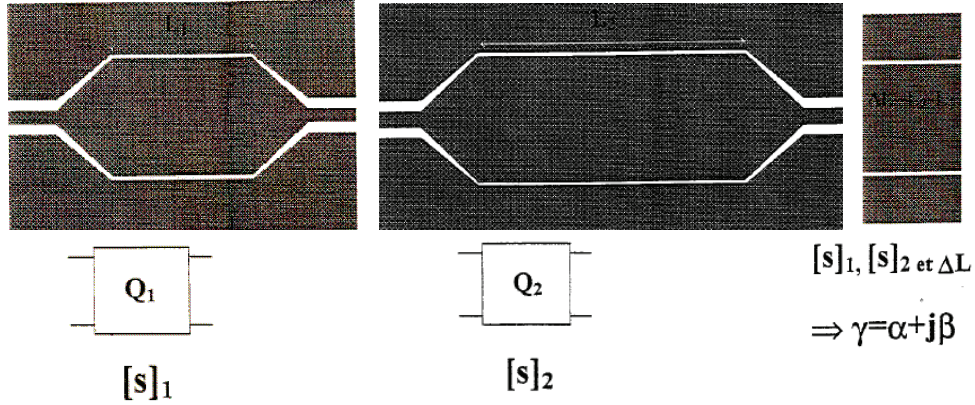


Figure 2 : Principe de détermination des caractéristiques de propagation d'une ligne CPW

La méthode est basée sur la mise en cascade de quadripôles élémentaires qui justifie l'utilisation des matrices de transfert. Rappelons que, dans ce cas, les amplitudes complexes  $a_i$  et  $b_j$ ,  $i = 1, 2, j = 1, 2$  sont reliées par la relation (Eq. A8). La correspondance de la matrice chaîne avec la matrice de répartition est également donnée (Eq. A9) :

$$(Eq. A8) \quad \begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_2 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad ; \quad (Eq. A9) \quad [T] = \frac{1}{S_{12}} \begin{bmatrix} 1 & -S_{22} \\ S_{11} & \det S \end{bmatrix}$$

Dans cette relation,  $\det S$  est le déterminant de la matrice  $S$ , tel que  $\det S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$ . (Eq. A10)

Le quadripôle Q1 est décomposé en deux quadripôles QA et QB. Les propriétés de chaînage de la matrice de transfert nous permettent d'écrire:

$$[T_1] = [T_A] [T_B] \quad (Eq. A11)$$

où  $[T_1]$ ,  $[T_A]$  et  $[T_B]$  sont les matrices de transfert respectives des quadripôles Q1, QA et QB.

Le quadripôle Q2 ne différant de Q1 que par un tronçon de ligne coplanaire de longueur  $\Delta L = L2 - L1$ , nous obtenons pour Q2 la relation suivante:  $[T_2] = [T_A] [T_{\Delta L}] [T_B]$  (Eq. A12),

Où  $[T_2]$ ,  $[T_A]$ ,  $[T_B]$  et  $[T_{\Delta L}]$  sont respectivement les matrices de transfert des quadripôles Q2, QA, QB et du quadripôle de la ligne à caractériser.

Pour remonter aux éléments de la matrice chaîne  $T_{\Delta L}$  qui contient les informations que nous recherchons (caractéristiques de la propagation sur le tronçon de ligne  $\Delta L$ ), les auteurs utilisent les équations (A11) et (A12) pour établir la relation ci-dessous:

$$[T_2] [T_1]^{-1} = [T_A] [T_{\Delta L}] [T_A]^{-1} \quad (Eq. A13)$$

On montre alors que dans ce cas, la matrice de transfert  $[T_{\Delta L}]$  et celle du produit  $[T_2]$  par l'inverse de  $[T_1]$  sont semblables, et donc, que leur traces sont égales:

$$\text{tr} [T_{\Delta L}] = \text{tr} [T_2] [T_1]^{-1} \quad (Eq. A14)$$

Dans l'équation (Eq. A14), le terme de droite peut s'exprimer sans difficulté en fonction des termes de la matrice de répartition mesurée expérimentalement pour les lignes 1 et 2, respectivement.

En ce qui concerne le terme de gauche, (tr [TAL]), il s'agit simplement de la somme des éléments diagonaux que l'on peut également relier aux éléments  $S_{ij}$  et au déterminant de la matrice de répartition de l'élément de ligne à caractériser.

De façon générale, les paramètres de la matrice chaîne d'un tronçon de ligne uniforme ont pour expression:

$$Ch = \begin{bmatrix} ch(\gamma\Delta L) & \frac{Z_0}{Z_C} sh(\gamma\Delta L) \\ \frac{Z_0}{Z_C} & ch(\gamma\Delta L) \end{bmatrix}$$

où  $Z_C$  est l'impédance caractéristique de la ligne et  $Z_0$  l'impédance de référence prise égale à 50  $\Omega$ .

On obtient alors les correspondances suivantes entre les termes  $S_{ij}$ ,  $Z_0$ ,  $R_0$  et  $\gamma$ :

$$S_{11} = S_{22} = \frac{Z_0^2 - R_0^2}{Z_0^2 + R_0^2 + 2R_0Z_0 \cotan(\gamma\Delta L)} \quad (\text{Eq. A15})$$

$$S_{12} = S_{21} = \frac{2Z_0R_0 sh(\gamma\Delta L)}{Z_0^2 + R_0^2 + 2R_0Z_0 \cotan(\gamma\Delta L)} \quad (\text{Eq. A16})$$

Les équations (A14), (A15) et (A16) nous permettent d'obtenir la relation suivante qui est utilisée lors du dépouillement des mesures:

$$2 ch(\gamma\Delta L) = \frac{S_{12}^1{}^2 + S_{21}^1{}^2 + S_{11}^1 S_{22}^1 + S_{11}^1 S_{22}^1 - S_{11}^1 S_{22}^1 - S_{11}^2 S_{22}^2}{S_{21}^1 S_{12}^1} \quad (\text{Eq. A17})$$

#### Bibliographie :

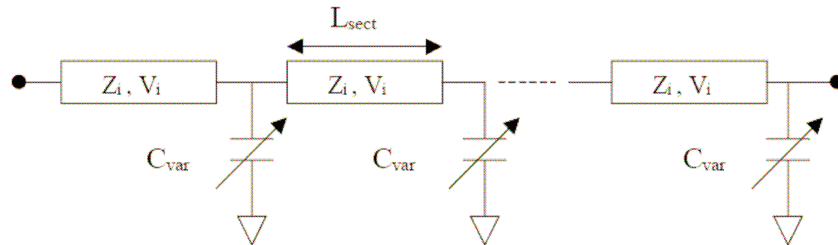
- [Réf A.1] M.Riazat, I.J. Feng, R. Majidi-Ahy, B. A. Auld, « Single-Mode operation of coplanar waveguides », *Electronics letters*, vol. 23, n° 24, November 1987
- [Réf A.2] W.Heinrich, « Quasi TEM description of MMIC coplanar lines including conductor loss effects », *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 41, n°1, January 1993, pp. 45-52
- [Réf A.3] S. S. Gevorgian, « Basic characteristics of two layered », *Electronics letters*, vol. 30, n° 15, July 1994).
- [Réf A.4] B. Bianco and M. Parodi, "Determination of the propagation constant of uniform microstrip lines", *Alta Frequenza*, vol. XLV, N°2, Febbraio 1976, pp 107-110

## ANNEXE B

### PRINCIPE D'UNE LIGNE MAIN-DROITE ACCORDABLE

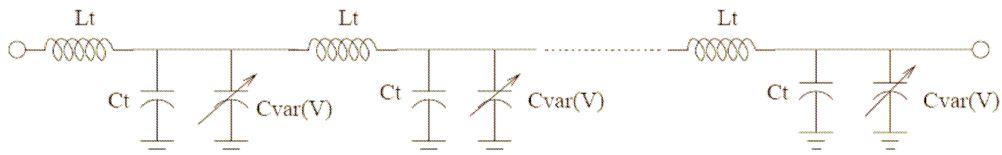
Dans cette annexe, nous nous intéressons aux concepts utilisés pour la réalisation de dispositifs micro-ondes accordables à partir des lignes de transmission classiques. Nous rappelons ses propriétés classiques telles que son impédance caractéristique et sa vitesse de phase (dispersion).

Les déphaseurs distribués sont réalisés en chargeant périodiquement une ligne de transmission à haute impédance  $Z_i$  (et de vitesse de phase  $V_i$ ) par des capacités  $C_{var}$  accordables en tension, espacées tous les  $L_{sect}$  (Figure 1). En modifiant les valeurs des capacités, la vitesse de phase du signal se propageant le long de la ligne est altérée, modifiant ainsi sa longueur électrique et donc le déphasage. En changeant la capacité, l'impédance caractéristique de la ligne de transmission est également différente, ce qui désadapte le circuit. Il est possible de rajouter des réactances accordables en série et en parallèles à la ligne de transmission afin de conserver une ligne adaptée quelque soit la tension appliquée.



**Figure 1 : Schéma d'un circuit déphaseur distribué présentant la ligne de transmission à haute impédance ( $Z_i$ ) chargée périodiquement par des capacités variables ( $C_{var}$ ) espacées d'une longueur de section ( $L_{sect}$ ).**

Pour cette structure périodique, nous pouvons définir une cellule unitaire constituée d'une section de la ligne de transmission de longueur  $L_{sect}$  chargée par une capacité discrète variable en tension et en parallèle à la masse. En supposant le cas sans perte par simplicité, la ligne de transmission peut être décrite en terme d'éléments distribués: une inductance  $Ll$  en H/m et une capacité  $Cl$  en F/m. Pour un élément du circuit défini par une longueur  $\Delta L$  (où  $\Delta L$  peut être égal à la période de la structure périodique soit  $\Delta L = L_{sect}$ ), telle que  $L_{sect}$  est plus petite que la longueur d'onde guidée, chaque section peut alors être approximée par les éléments localisés suivants: une inductance  $Lt$  ( $Lt = Ll \cdot L_{sect}$ ) et une capacité  $Ct$  ( $Ct = Cl \cdot L_{sect}$ ). Ces valeurs sont fonction de la géométrie et des propriétés des matériaux de la ligne de transmission et restent inchangées quelque soit la tension de polarisation appliquée (en effet, étant donné la grande distance entre la trace du signal et la masse, la tension appliquée entre eux a une influence négligeable sur les propriétés générales du circuit. Un modèle simplifié du déphaseur en éléments localisés est présenté sur la Figure 2



**Figure 2 : Circuit équivalent en éléments discrets de la ligne de transmission chargée par des capacités accordables**

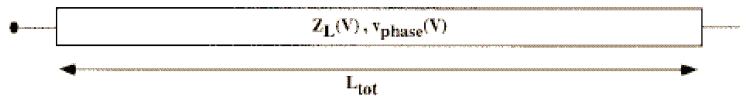
Un aspect important de ce type de circuit est sa nature périodique. Les discontinuités créées par l'addition des éléments en parallèles engendrent de petites réflexions lorsque le signal se propage le long du circuit. Lorsque la fréquence du signal approche une certaine valeur, les phases des ondes incidentes et réfléchies interfèrent destructivement, empêchant la propagation de l'onde incidente et réfléchissant ainsi la

quasi-totalité du signal vers la source. La fréquence pour laquelle le signal est complètement réfléchi se nomme la fréquence de Bragg. Cette structure périodique a donc une fréquence de Bragg :  $f_{Bragg}$  (ou fréquence de coupure), définie par:

$$f_{Bragg} = \frac{1}{\pi \cdot L_{sect} \cdot \sqrt{L_l \cdot (C_l + C_{var})}}, \quad L_l = \frac{L_{sect}}{v_i} Z_l \text{ et } C_l = \frac{L_{sect}}{Z_l v_i}$$

- **Ligne de transmission distribuée**

Pour des fréquences bien inférieures à la fréquence de Bragg, cette ligne chargée périodiquement peut être traitée comme une ligne de transmission synthétique distribuée (Figure 3), dont la capacité par unité de longueur a été augmentée due à la capacité de charge variable.



**Figure 3 : Ligne de transmission synthétique dont l'impédance caractéristique  $Z_L(V)$  et la vitesse de phase  $v_{phase}(V)$  sont dépendants de la tension DC appliquée.**

L'inductance par unité de longueur pour cette ligne synthétique reste inchangée de la ligne de transmission non chargée et est égale à  $L_0$ . Puisque les capacités de charge dépendent de la tension, les propriétés de cette ligne de transmission synthétique, telles que son impédance caractéristique  $Z_L(V)$  et sa vitesse de phase  $v_{phase}(V)$  dépendent de la tension selon :

$$f_{Bragg} = \sqrt{\frac{L_l}{(C_l + C_{var}(V)/L_{sect})}}, \quad v_{phase} = \frac{1}{\sqrt{L_l \cdot (C_l + C_{var}(V)/L_{sect})}}, \quad L_l = \frac{Z_l}{v_i} \text{ et } C_l = \frac{1}{Z_l v_i}$$

où l'inductance ( $L_l$ ) et la capacité ( $C_l$ ) de la ligne sont normalisées par unité de longueur. En supposant une ligne synthétique, la capacité variable discrète  $C_{var}$  devient distribuée sur toute la longueur d'une cellule. C'est pourquoi  $C_{var}$  est divisée par la période  $L_{sect}$  dans les équations.

Ainsi, avec ces notations, la constante de phase  $\beta_l$  de la ligne non chargée et la phase  $\varphi(0)$  de la ligne de transmission chargée et sans biais appliquée (et avec la convention d'une phase positive :  $\varphi = \beta \cdot l$ ) sont égales à :

$$\beta_l = \frac{\omega}{v_{phase}} = 2\pi f \cdot \sqrt{L_l C_l} = \frac{2\pi f}{L_{sect}} \cdot \sqrt{L_l C_l} \text{ et } \varphi(0) = 2\pi f \cdot \sqrt{L_l (C_l + C_{var}^{max})}$$

La phase correspondante à une tension  $V$  appliquée se présente sous la forme :

$$\varphi(V) = 2\pi f \cdot \sqrt{L_l (C_l + C_{var}^{min})}$$

Maintenant il est possible de changer le déphasage pour une longueur de ligne donnée en changeant la tension DC appliquée selon :

$$\Delta\phi_{max} = \varphi(0) - \varphi(V) = 2\pi f \cdot \left[ \sqrt{L_l (C_l + C_{var}^{max})} - \sqrt{L_l (C_l + C_{var}^{min})} \right]$$



## ANNEXE C

### LIGNE MAIN-GAUCHE COMPOSITE CRLH

#### 1. LIGNES CRLH : CAS DISTRIBUE

- Cas distribué général

La structure duale peut être considérée comme une structure « purement main-gauche ». Mais en réalité, une telle structure ne peut exister dans la nature. Son implémentation dans des structures réelles induit des effets parasites, inévitables et non négligeables pour les hautes fréquences, correspondant aux éléments d'une ligne de transmission classique : une inductance série (due au flux de courant le long des métallisations) et une capacité parallèle (due au gradient de tension) supplémentaires. On introduira ainsi le terme de lignes main-gauche « composite » (CRLH) pour désigner de telles structures ayant les caractéristiques d'une ligne MG. Ainsi, le modèle équivalent correspondant à la superposition des deux réseaux, sera donc constitué de quatre éléments, exprimés par unité de longueur : une inductance  $L'_R$  en série avec une capacité  $C'_L$  ; et une capacité  $C'_R$  en parallèle avec une self  $L'_L$ . Le modèle électrique d'une ligne de transmission composite CRLH est représentée sur la figure 12-c du § chapitre I.

Cette cellule unitaire se divise donc en une impédance  $Z'$  et une admittance  $Y'$  par unité de longueur. Ces deux grandeurs s'expriment comme suit :

$$Z' = j(\omega L'_R - \frac{1}{\omega C'_L}) \quad \text{et} \quad Y' = j(\omega C'_R - \frac{1}{\omega L'_L})$$

La constante de propagation d'une ligne de transmission vaut :  $\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{ZY'}$

Dans le cas d'une ligne de propagation homogène et sans perte, on trouve la relation de dispersion suivante :  $\beta(\omega) = \pm \sqrt{\omega^2 L'_R C'_R + \frac{1}{\omega L'_L C'_L} (\frac{L'_R}{L'_L} + \frac{C'_R}{C'_L})}$

Si  $\beta$  est réel, il existe une bande de transmission à cette fréquence, puisque  $\gamma = j\beta$ . A l'inverse, si  $\beta$  est purement imaginaire, il existe une bande interdite à cette fréquence puisque  $\gamma = \alpha$ . L'apparition de cette bande interdite, non présente pour les cas de lignes PRH et PLH, est caractéristique des lignes de transmission composites non équilibrées, c'est-à-dire dans le cas le plus général quand l'impédance du filtre droitier n'est pas adaptée à l'impédance du filtre gaucher.

Sous la première fréquence de résonance, le produit des deux vitesses est négatif ( $v_g \cdot v_\phi < 0$ ) alors qu'au-dessus de la seconde, il est positif ( $v_g \cdot v_\phi > 0$ ), correspondant à des comportements LH et RH, respectivement. Cela signifie que les deux vitesses de propagation sont anti-parallèles au sein de la première bande de transmission.

On peut remarquer que les deux fréquences bornant la bande interdite correspondent aux fréquences propres des deux types de résonateurs présents dans le circuit. Dans le cas général, ces deux fréquences sont différentes et peuvent être exprimées en fonction des paramètres de la ligne :

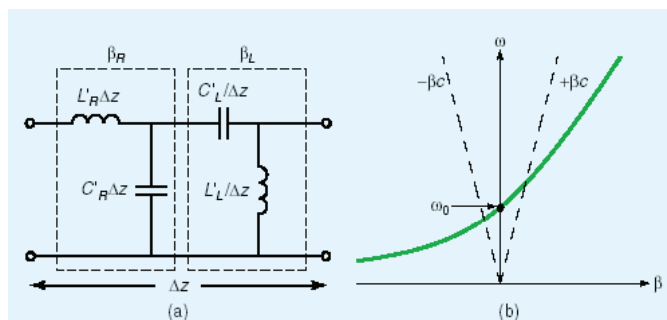
$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L'_R C'_L}} \quad \text{et} \quad \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L'_L C'_R}} \quad \text{en rad/(m.s)}$$

- Cas distribué particulier : le cas équilibré

La bande interdite du diagramme de dispersion peut être éliminée à condition que  $w_1=w_2$ . Ainsi, ce cas particulier correspondant au cas équilibré (égalité des résonances caractéristiques du circuit composite). Il faut que l'égalité suivante soit vérifiée :  $L'_R C'_L = L'_L C'_R$

Une fois cette condition remplie, le schéma équivalent de la ligne de transmission (Figure 1) ainsi que sa relation de dispersion se simplifient. La constante de propagation se résume à la somme d'une composante droitière avec une composante gauchère :

$$\beta = \beta_{PRH} + \beta_{PLH} = \omega \sqrt{L'_R C'_R} - \frac{1}{\omega \sqrt{L'_L C'_L}}$$



**Figure 1 : Circuit électrique équivalent au cas d'équilibre des fréquences de résonances (et des impédances caractéristiques) ainsi que le diagramme de dispersion associé. Dans ce cas les deux circuits élémentaires ne sont plus superposés mais sériés.**

Aux basses fréquences, la courbe de dispersion tend vers le modèle main-gauche idéal alors qu'aux hautes fréquences, la relation de dispersion tend asymptotiquement vers le modèle main-droite d'une ligne de transmission classique. La transition entre les deux régimes s'effectue pour un point de fréquence défini selon les paramètres de la ligne de transmission :

$$\omega_0 = \frac{\text{non-équilibré}}{\sqrt[4]{L'_R C'_R L'_L C'_L}} = \frac{\text{équilibré}}{\sqrt{L'_L C'_L}}$$

Ce cas particulier équilibré  $\omega_0$  est très intéressant, puisqu'il permet de passer d'un type de propagation à l'autre de manière continue avec la fréquence. En ce point  $\omega_0$  ( $\beta=0$ ) la longueur d'onde tend vers l'infini mais la vitesse de groupe est non nulle, comme dans le cas général. Le vecteur d'onde, à l'inverse de la longueur d'onde, tend vers 0 correspondant à un déphasage nul en ce point. L'avance de phase ( $\varphi > 0$ ) a lieu dans la bande de fréquence LH ( $\omega < \omega_0$ ), et le retard de phase ( $\varphi < 0$ ) pour les fréquences correspondant à un régime droitier ( $\omega > \omega_0$ ).

Dans le chapitre sur les déphaseur LH (chapitre VI), ce passage continu entre les deux comportements est mis à profit.

L'impédance caractéristique de la ligne  $Z_0$  se calcule de la façon suivante (où  $Z_L$  et  $Z_R$  sont les impédances de la ligne PLH et PRH, respectivement):

$$Z_0 = \frac{\text{non-équilibré}}{Z_L \sqrt{\frac{L'_R C'_L}{L'_L C'_R} w^2 - 1}} \stackrel{\text{équilibré}}{=} Z_L = Z_R \text{ avec } Z_L = \sqrt{\frac{L'_L}{C'_L}} \quad Z_R = \sqrt{\frac{L'_R}{C'_R}}$$

Il est possible d'extraire la permittivité et la perméabilité effective de la ligne en résolvant le système constitué des deux équations suivantes :  $\beta = w \sqrt{\mu \epsilon}$  et  $Z_0 = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$

Dans le cas d'une ligne composite, les constantes diélectriques se réduisent aux termes suivants :

$$\mu = L'_R \frac{1}{\omega^2 C'_L} \text{ et } \varepsilon = C'_R \frac{1}{\omega^2 L'_L}$$

Ces expressions confirment les différents régimes de fonctionnement (PRH et PLH) de la ligne composite équilibrée en fonction de la fréquence. En effet, Le comportement de la ligne est celui de la ligne duale aux basses fréquences, puisque la contribution dans les valeurs de Z et Y des éléments de la ligne de transmission classique, à savoir  $L_R$  et  $C_R$  tendent vers zéro. Dans ce cas, la permittivité et la perméabilité prennent des valeurs négatives et la ligne est main-gauche. Vers les hautes fréquences, le comportement est inversé :  $\varepsilon$  et  $\mu$  sont positifs et tendent vers les valeurs correspondant à la ligne de transmission classique.

La ligne de transmission composite équilibrée a de nombreux avantages par rapport au cas non - équilibré tels que :

- son modèle de type circuit est plus simple, puisque les contributions LH et RH sont découplées,
- le cas équilibré est sans gap fréquentiel. L'impédance caractéristique  $Z_0$  et la constante de propagation  $\beta$  sont purement réels pour toutes les fréquences si on néglige les pertes,
- l'impédance caractéristique  $Z_0$  est indépendante de la fréquence ce qui permet de l'adapter sur une grande plage de fréquence,
- La vitesse de groupe ne s'annule pas à la transition des comportements LH et RH, supportant une propagation de l'onde pour toutes les fréquences ce qui est utile pour de nombreuses applications micro-ondes,
- A la fréquence de transition  $\omega_0$  du cas équilibré, la différence de phase d'une ligne de longueur quelconque est nulle.

Nous avons étudié les lignes de transmission en considérant des grandeurs linéiques. C'est à dire que nous avons supposé que la longueur  $dz$  pouvait être choisie aussi petite qu'on le souhaitait, permettant ainsi de travailler dans un milieu homogène. Si cette approche permet de présenter simplement les comportements fréquentiels des lignes particulièrement pour des lignes de transmission non chargées, elle doit être nuancée lorsque nous considérons des structures réelles, puisque les lignes CRLH n'existent pas dans la nature.

En effet, dans ce cas les lignes chargées sont réalisées, en plaçant périodiquement (pour des facilités de fabrication et de modélisation) des composants localisés ou quasi-localisés sur une ligne de transmission. La modélisation homogène considérant des éléments de longueurs infinitésimales est dans ce cas incorrecte. L'ajout d'éléments localisés introduit une périodicité  $p$  finie souvent imposée par les processus technologiques : le caractère discret de la ligne composite obtenue doit alors être pris en compte. Nous présentons maintenant le traitement théorique de la ligne composite entièrement réalisée à partir d'éléments discrets.

## 2. LIGNE CRLH : CAS PAR ELEMENTS LOCALISES

Une ligne de transmission (TL) équivalent à une TL CRLH de longueur  $d$  ( $d=N.p$ ) peut être réalisée en cascade  $N$  cellules unitaires de longueur  $p$  si la condition d'homogénéisation est respectée, c'est-à-dire  $p \rightarrow 0$ . En pratique, la section unitaire paraît homogène à l'onde si  $p < \lambda_g/4$ , soit une longueur électrique inférieure à  $\pi/2$ . Cette condition, qui impose une périodicité petite pour valider l'hypothèse d'homogénéisation, permet de satisfaire le principe d'appartenance aux métamatériaux. Ainsi, dans ce cas,

la ligne s'apparente à une structure périodique et son diagramme de bande peut être déterminé à partir du théorème de Bloch Floquet appliqué à une cellule unitaire (figure 2) en utilisant l'impédance série  $Z$  et l'admittance  $Y$ , tel que :

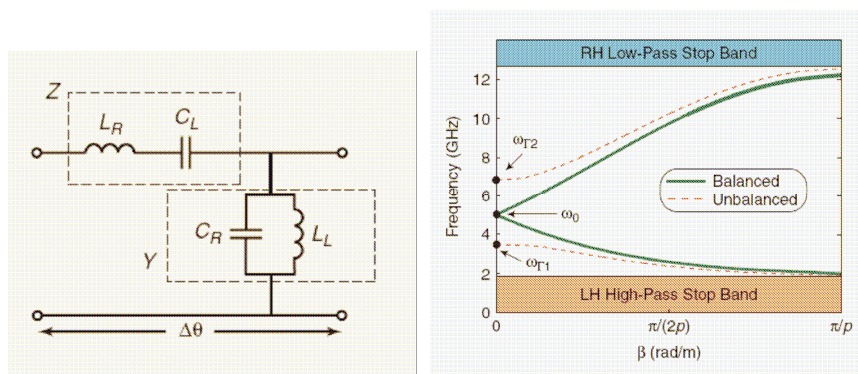
$$\beta(\omega) = \frac{1}{p} \cos^{-1} \left( 1 + \frac{ZY}{2} \right)$$

En exprimant l'impédance et l'admittance en fonction des grandeurs discrètes de la ligne composite et en faisant l'approximation des petits angles ( $\beta p \rightarrow 0$ ) puisque la cellule unitaire est supposée petite devant  $\lambda_g$ , alors  $\cos(\beta p) \approx 1 - (\beta p)^2/2$ . Ainsi :

$$\beta p = \pm \sqrt{\omega^2 L_R C_R + \frac{1}{\omega^2 L_L C_L} - \left( \frac{L_R}{L_L} + \frac{C_R}{L_L C_L} \right)}$$

En diluant les grandeurs localisées sur une période, selon les égalités suivantes, on retrouve l'équation de dispersion dans le cas homogène.

$$L'_R = L_R/p, C'_L = C_L p, C'_R = C_R/p, L'_L = pL_L$$



**Figure 2 : (a) Schéma de la cellule  $n$  d'une ligne de transmission chargée périodiquement tous les  $p$ . Les éléments du circuit sont maintenant discrets, et les valeurs des composants ne sont plus linéiques. (b) Diagrammes de dispersion pour des lignes de transmission composite dans le cas équilibré et non équilibré, calculés à partir de réseaux LC (cas non homogène) extrait de Caloz et al.**

Les diagrammes de dispersion pour des lignes de transmission composite dans le cas équilibré et non équilibré calculés à partir de réseaux LC, sont présentés sur la Figure 2-a. La différence entre le diagramme d'une structure homogène et celui d'une structure inhomogène est l'apparition de la périodicité géométrique ( $p$ ) sur la représentation du vecteur d'onde ( $\pi/p$ ). De ce fait l'aspect « infini » des bandes idéales RH et LH disparaît, introduisant des fréquences de coupures supplémentaires puisque la longueur  $dz$  n'est plus infiniment petite. En plus de la bande interdite induite par le désaccord des fréquences de résonances (cas « unbalanced »), le diagramme de bande présente cette fois-ci, par rapport à la ligne chargée distribuée, une fréquence de coupure basse (dû au caractère passe-haut du réseau PLH) pour la première bande et une coupure haute du au caractère passe-bas du réseau PRH) pour la seconde bande. L'aspect fini d'une cellule élémentaire induit un repliement des bandes sur le diagramme de dispersion. Ce phénomène est propre à toute structure périodique (infinie).

# PUBLICATIONS ET COMMUNICATIONS

## PUBLICATIONS INTERNATIONALES

- [1] **Left-handed propagation media via photonic crystal and metamaterials,**  
Decoopman,-T.; Crepin,-T.; Perrin,-M.; Fasquel,-S.; Marteau,-A.; Melique,-X.; Lheurette,-E.; Vanbesien,-O.; Lippens,-D.  
*Académie des sciences- Comptes rendus, Physique*, 6(6): 683-92, Juillet 2005.
- [2] **A 310°/3.6dB K-Band phaseshifter using paraelectric BST thin films,**  
G. Vélou, K. Blary, L. Burgnies, J.C. Carru, E. Delos, A. Marteau, D. Lippens.  
*IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 16, Issue 2, pp. 87 – 89, February 2006.
- [3] **Left-handed Electromagnetic Properties of Split Ring Resonator and Wire Loaded Transmission Line in a Fin-line Technology,**  
T. Decoopman, A. Marteau, E. Lheurette, O. Vanbésien and D. Lippens.  
*IEEE Transactions on MTT*, vol. 54, Issue 4, Part 1, pp. 1451 – 1457, April 2006.
- [4] **Experimental verification of Left-handed characteristics of Split Ring Resonators and wires array in finline,**  
A. Marteau, E. Lheurette, T. Decoopman, X. Mélique, O. Vanbésien and D. Lippens.  
*Proceedings of the European Microwave Association* : special issue on microwave metamaterials: theory, fabrication and applications, April 2006.
- [5] **A 360° BST phase shifter with moderate bias voltage at 30 GHz**  
G. Vélou, K. Blary, L. Burgnies, A. Marteau, G. Houzet, D. Lippens, J.C. Carru  
*IEEE Transactions on MTT*, Special Issue on “Applications of ferroelectrics in microwave technology”, Volume 55, Number 2, page 438-444 - February 2007
- [6] **Electrical characterizations of paraelectric BST thin films up to 1THz. Realization of microwave phase shifters**  
G. Velu, G. Houzet, Ludovic Burgnies, Jean-Claude Carru, A. Marteau, K. Blary, D. Lippens, P. Mounaix, M. Tondusson, E. Nguema  
*Ferroelectrics*, Volume 353, page 29-37, 2007
- [7] **A ferroelectric tunable balanced right-left handed transmission line**  
A ferroelectric tunable balanced right-left handed transmission line  
A. Marteau, G. Velu, G. Houzet, Ludovic Burgnies, E. Lheurette, J.-C. Carru, D. Lippens  
*Applied Physics Letters*, Volume 94, Number 2, page 023507-1 à 0235 - January 2008

## CONFERENCES NATIONALES :

- [8] **Structures de propagation à ondes rétropropagées utilisant la notion de métamatériaux,**  
A. Marteau, T. Decoopman, E. Lheurette, O. Vanbésien et D. Lippens.  
GDR Ondes, Orsay, Juillet 2004.
- [9] **Lignes de transmission main-gauche en technologie finline,**  
A. Marteau, T. Decoopman, M. Foulon, E. Lheurette, X. Melique, O. Vanbésien et D. Lippens.  
GDR Ondes-Métamatériaux, Lille, Décembre 2004.
- [10] **Lignes de transmission main-gauche en technologie finline,**  
A. Marteau, T. Decoopman, E. Lheurette, X. Mélique, O. Vanbésien et D. Lippens.  
Journées Nationales Microondes, Nantes, Mai 2005.

- [11] **Déphaseur 310 degrés à 30 GHz à base de film mince  $Ba_{0.5}Sr_{0.5}TiO_3$  déposé sur saphir,**  
G. Vélu, L. Burgnies, J.C. Carru, K. Blary, E. Delos, A. Marteau, D. Lippens.  
Journées Couches Minces Ferroélectriques, Nantes, Septembre 2005.
- [12] **Caractérisations microondes et THz de films ferroélectriques. Réalisations de déphaseurs en bande K,**  
G. Vélu, K. Blary, L. Burgnies, A. Marteau, P. Mounaix, E. Ngéma, J.C. Carru, D. Lippens.  
Journées de Caractérisation Microondes et Matériaux, Saint Etienne, Mars 2006.
- [13] **Lignes de transmission main gauche – main droite accordables par matériaux Ferroélectriques**  
A. Marteau, G. Houzet, K. Blary, E. Lheurette et D. Lippens,  
Journées Nationales Microondes 2007, submitted.

### CONFERENCES INTERNATIONALES :

- [14] **Experimental signatures of left-handed transmission lines,**  
T. Decoopman, T. Crépin, A. Marteau, J.F. Lampin, X. Mélique, E. Lheurette, O. Vanbésien and D. Lippens.  
EPFL Latsis Symposium 2005, Negative refraction : revisiting electromagnetics from microwaves to optics, Suisse, February 2005.
- [15] **SRR based metamaterials from centimeter to submillimeter wavelengths,**  
É. Lheurette, A. Marteau, T. Decoopman, Q. Li, X. Mélique, O. Vanbésien et D. Lippens.  
Conference on Metamaterials, Barcelone, July 2005.
- [16] **Metamaterial-based transmission line: the fin line approach,**  
A. Marteau, T. Decoopman, M.-F. Foulon, E. Lheurette and D. Lippens.  
European Microwave Conference, Paris, September 2005 (proceeding IEEE: Vol. 1, pp. 429 – 432).
- [17] **A 190° K-Band Phasemitter using tunable  $BaSrTiO_3$  interdigitated capacitors,**  
G. Vélu, K. Blary, L. Burgnies, J.C. Carru, E. Delos, A. Marteau, D. Lippens.  
EuMC, Paris, September 2005 (proceeding IEEE Vol. 1, pp.657 – 660).
- [18] **Metamaterials-based surface for negative refraction and lensing,**  
A. Marteau, T. Decoopman, E. Lheurette, X. Mélique, O. Vanbésien and D. Lippens.  
International Student Seminar on Microwave Applications of Novel Physical Phenomena, Saint Petersburg, Russie, Octobre 2005.
- [19] **Left handed electromagnetic media based on metamaterials,**  
T. Crépin, X. Mélique, A. Marteau, E. Lheurette, T. Decoopman, O. Vanbésien and D. Lippens.  
Invited paper, URSI GA 2005, October 2005.
- [20] **Tunable left- and right-handed transmission lines using BST thin film technology,**  
A. Marteau, G. Velu, K. Blary, L. Burgnies, E. Lheurette, J. C. Carru and D. Lippens.  
Metamaterials and special materials for electromagnetic applications and TLC, Rome, 30-31 March 2006.
- [21] **Backward propagation on mushroom-like metamaterial surfaces,**  
M. Bouzouad, I. Huynen, A. Marteau, C. Craeye, O. Vanbésien and D. Lippens.  
Metamaterials and special materials for electromagnetic applications and TLC, Rome, 30-31 March 2006.
- [22] **Experimental analysis of waveguide based metamaterial structures,**  
J. Carbonell, L. J. Rogla, V. E. Boria, A. Marteau, D. Lippens.  
13<sup>th</sup> IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference, Malaga, May 16-19, 2006.