



HAL
open science

Aide à la conception de lignes microrubans à onde lente sur substrat structuré dans les bandes RF et millimétriques : applications aux coupleurs et dispositifs passifs non-réciproques

Duc Long Luong

► To cite this version:

Duc Long Luong. Aide à la conception de lignes microrubans à onde lente sur substrat structuré dans les bandes RF et millimétriques : applications aux coupleurs et dispositifs passifs non-réciproques. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université de Lyon, 2018. Français. NNT : 2018LY-SES007 . tel-02292891

HAL Id: tel-02292891

<https://theses.hal.science/tel-02292891>

Submitted on 20 Sep 2019

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



N° d'ordre NNT : 2018LYSES007

THESE de DOCTORAT DE L'UNIVERSITE DE LYON
opérée au sein de
Université Jean Monnet, Saint Etienne

Ecole Doctorale N° 448
Science Ingénierie et Santé

Spécialité de doctorat : Hyperfréquences

Soutenue publiquement le 12/04/2018, par :
Duc-Long LUONG

**Aide à la conception de lignes microrubans
à onde lente sur substrat structuré
dans les bandes RF et millimétriques :
applications aux coupleurs et
dispositifs passifs non-réciproques**

Thèse dirigée par « **Didier VINCENT** » et codirigée par « **Florence PODEVIN** »

Devant le jury composé de :

Prof. Philippe Ferrari	Université Grenoble-Alpes	Président de Jury
Prof. Annie Bessaudou	Université de Limoges	Rapporteuse
Dr. Gaëtan Prigent	Université Toulouse INP	Rapporteur
Dr. Anne-Laure Perrier	Université Savoie Mont-Blanc	Examinatrice
Prof. Didier Vincent	Université Jean Monnet, St Etienne	Directeur de thèse
Dr. Florence Podevin	Université Grenoble-Alpes	Co-directrice de thèse

REMERCIEMENTS

Je souhaite tout d'abord remercier chacun des membres de mon jury de thèse d'avoir accepté de consacrer du temps à l'examen de mes travaux de recherche.

Je tiens à adresser toute ma reconnaissance à mes encadrants de thèse, Florence Podevin et Didier Vincent, pour leur aide très précieuse durant ces trois années. Leurs qualités humaines, leurs nombreuses idées, leurs compétences scientifiques et leurs expériences ont assuré le succès de ce travail.

J'adresse également ma reconnaissance les plus chaleureuses à Monsieur Philippe Ferrari pour avoir apporté toute sa connaissance et son expérience et avoir largement contribué à travers ses remarques intéressantes à l'avancement de ce travail.

Madame la Professeure Annie Bessaudou et Monsieur Gaëtan Prigent m'ont fait l'honneur d'être les rapporteurs de ma thèse. J'adresse également mes remerciements à Madame Anne-Laure Perrier qui a accepté d'examiner ce travail et de faire partie de mon jury. Qu'ils trouvent ici, l'expression de ma profonde gratitude pour l'intérêt qu'ils ont bien voulu porté à ce travail.

Merci également à tous les membres de l'équipe RFM pour les échanges toujours très enrichissants que nous avons pu avoir et particulièrement, un grand merci à Nicolas Corrao pour son aide sur le plan expérimental. Je pense à Emmanuel, Matthieu, Fréd, Isaac, Anh-Tú, Mirna, Walid, José, Victoria, Giuseppe, Jean-Daniel, Tân-Phu, Hanh-Ngân, Nhu-Huân...

Mes pensées vont aussi aux différents membres du bureau A286 (Virginie, Nimisha, Ran, Harold, Ali) pour leur bonne humeur quotidienne.

Je ne saurais oublier l'ensemble des membres du laboratoire que j'ai eu la chance de côtoyer ces trois années ainsi que les personnels techniques et administratifs pour leur aide toujours rapide et efficace.

Et pour finir, je remercie de tout mon cœur ma famille, ma femme Kiêu-Trang et ma fille Minh-Khuê Céline de m'avoir toujours encouragée et de m'accompagner chaque jour.

TABLE DE MATIERES

INTRODUCTION GENERALE.....	9
CHAPITRE 1. PRESENTATION ET ETAT DE L'ART DES LIGNES DE TRANSMISSION MINIATURISEES	11
1.1 Quelques nouvelles applications en RF et millimétriques	12
1.2 Lignes de propagation compactes à fort facteur de qualité.....	15
1.2.1 Inconvénients des lignes de propagation classiques	15
1.2.2 Modèle des télégraphistes des lignes de propagation.....	16
1.3 Techniques de miniaturisation localisée des lignes de transmission.....	18
1.3.1 Modification de la géométrie de la ligne de propagation	19
1.3.2 Miniaturisation de la ligne de propagation en façon physique.....	21
1.3.3 Substrats à haute permittivité relative	25
1.4 Lignes de transmission à ondes lentes distribuées.....	27
1.4.1 Historique de développement des lignes de transmission à ondes lentes	27
1.4.2 Comparaison de performance des lignes de transmission à ondes lentes.....	33
1.4.3 Conclusion quant à l'étude historique : impact sur mon travail de thèse	34
1.5 Lignes couplées	36
1.5.1 Topologie et modèle électrique des lignes couplées.....	36
1.5.2 Coupleurs co-directifs et contra-directifs.....	39
1.5.3 Intérêt des ondes lentes pour les lignes couplées.....	40
CHAPITRE 2. LIGNE MICRORUBAN A ONDE LENTE SUR SUBSTRAT STRUCTURE, RF ET MILLIMETRIQUE.....	44

2.1	Principe des lignes microruban à onde lente sur substrat structuré	44
2.2	Technologies	47
2.2.1	RF : PCB structuré.....	47
2.2.2	Millimétrique : membrane nanoporeuse	49
2.3	Simulations électromagnétiques	52
2.3.1	Extraction des paramètres.....	52
2.3.2	Analyse de la flexibilité de positionnement sur le substrat structuré	54
2.4	Développement d'un modèle analytique.....	56
2.4.1	RF : PCB.....	56
2.4.2	Millimétrique : membrane nanoporeuse	71
2.4.3	Sensibilité du modèle électrique	78
2.5	Aide au design.....	85
2.5.1	Abaque en RF, structure PCB	85
2.5.2	Abaque en millimétrique, structure à nanofils.....	86
2.6	Application au coupleur hybride	87
2.6.1	Conception et réalisation d'un coupleur hybride miniaturisé basé sur les lignes microruban à ondes lentes.....	87
2.6.2	Comparaison avec l'état de l'art.....	89
CHAPITRE 3. LIGNES COUPLEES MICRORUBAN A ONDE LENTE RF		91
3.1	Principe des lignes microruban couplées à ondes lentes	91
3.2	Simulation électromagnétique.....	93
3.3	Développement d'un modèle analytique.....	94
3.3.1	Analyse des phénomènes physiques et circuit équivalent proposé	94

3.3.2	Calcul des éléments.....	96
3.4	Aide au design / Abaque en RF.....	98
3.5	Application au coupleur co-directif miniaturisé	100
CHAPITRE 4. APPLICATION DES LIGNES A ONDE LENTE AUX DISPOSITIFS PASSIFS NON RECIPROQUES : ISOLATEUR MICRORUBAN ET CIRCULATEUR MICRORUBAN MINIATURISE ..		103
4.1	Physique des effets non-réciproques en hyperfréquences.....	103
4.1.1	Les ferrites utilisées dans le domaine hyperfréquence	103
4.1.2	Phénomène de résonance gyromagnétique.....	104
4.1.3	Effet de déplacement de champ.....	110
4.2	Isolateurs hyperfréquences	111
4.2.1	Principe de fonctionnement d'un isolateur hyperfréquence.....	111
4.2.2	Topologies d'isolateurs passifs hyperfréquence.....	112
4.2.3	Nouvelle conception d'un isolateur en technologie microruban à ondes lentes	117
4.3	Circulateurs hyperfréquences à jonction Y	120
4.3.1	Principe de fonctionnement du circulateur hyperfréquence	120
4.3.2	Plusieurs topologies de réalisation de circulateur hyperfréquence à jonction Y	122
4.3.3	Nouvelle conception d'un circulateur en techno microruban à ondes lentes.....	124
4.4	Conclusion.....	127
CONCLUSION GENERALE		129
BIBLIOGRAPHIE		132
RESUME		147

INTRODUCTION GENERALE

Au début des années 2000, nous avons vu l'émergence de nouvelles applications opérant aux fréquences millimétriques et au-delà, entre 30 et 300 GHz, principalement à cause de l'augmentation ininterrompue des flux d'information et à l'accroissement inextinguible de la demande en bande-passante. Tout cela suppose un développement important de composants compacts, bon marchés, faible consommation et performants basés sur l'évolution de nouvelles technologies et sur la montée en fréquence. En effet, le spectre électromagnétique millimétrique peut fournir beaucoup d'avantages pour l'industrie en raison de larges bandes passantes pour le haut-débit et d'une résolution accrue, de l'ordre du millimétrique.

Les dispositifs hyperfréquences comprennent deux catégories principales de composants qui jouent un rôle vital dans leur fonctionnement : actifs et passifs. L'impact et l'encombrement des circuits passifs (par exemple, les réseaux d'adaptation d'impédance, les coupleurs et baluns, les diviseurs de puissance ou encore les filtres, etc...) sont très importants. En pratique, la surface utilisée pour réaliser ces circuits est beaucoup plus importante que celle nécessaire pour les éléments actifs. Cela exige de proposer des solutions innovantes à la miniaturisation des composants passifs pour réduire l'encombrement et les pertes. En parallèle, il faut veiller à conserver des topologies de lignes simples permettant une certaine rapidité et une certaine facilité de conception. La conception de lignes de transmission hautement performantes, compactes et aisée d'utilisation est donc un enjeu important pour réaliser des circuits miniaturisés en RF et en bandes millimétriques. Des efforts considérables ces dernières années ont ainsi été menés pour développer des lignes de transmission à la fois intéressantes en termes de facteur de qualité mais aussi de simplicité de conception.

Ce travail de thèse a pour vocation d'apporter des solutions innovantes à la réalisation de dispositifs passifs performants et compacts, susceptibles d'intéresser les concepteurs de circuits RF et millimétriques. Ces dispositifs seront basés notamment sur des lignes microrubans à ondes lentes. Les travaux complets comprennent une analyse de la topologie, des abaques de conceptions et des nouveaux dispositifs passifs miniaturisés comme une preuve de concept.

Dans le premier chapitre, nous présentons et nous adressons quelques nouvelles applications grand public en bandes RF et millimétriques. Ensuite, après avoir défini les grandeurs essentielles d'une ligne de transmission, nous rappelons brièvement plusieurs techniques de miniaturisation localisées de lignes de transmission pour dresser un état de l'art

des lignes compactes à fort facteur de qualité. Nous terminons par présenter la théorie des lignes couplées. Cela permet de situer bien ce travail.

Le second chapitre consiste en la description précise de la topologie de ligne étudiée, du phénomène d'onde lente dans cette structure, et de l'élaboration d'un modèle électrique permettant d'accéder rapidement aux paramètres électriques de la structure proposée. Les technologies de fabrication du substrat multicouche en technologie circuit imprimé pour les applications en bande RF et de la membrane à nanofils métalliques pour celles en bande millimétrique sont décrites. Le modèle élaboré par nos soins, sur la base de travaux antérieurs de l'équipe et de collègues de l'Université de Sao Paulo est présenté. Il repose sur une analyse de la répartition des champs électrique et magnétique à l'intérieur de la structure. Il est validé expérimentalement par des mesures. Des outils analytiques d'aide à la conception sont proposés afin de faciliter le travail des concepteurs. Un nouveau design de coupleur hybride miniaturisé par l'utilisation de cette ligne est présenté comme preuve de concept.

Dans la même lignée, le chapitre 3 développe des travaux adaptés aux structures de lignes microrubans couplées à ondes lentes. Le principe du couplage sur substrat structuré est d'abord exposé avec une présentation de ses avantages et inconvénients, puis un modèle est également proposé dans le but de réaliser un coupleur co-directif miniaturisé par l'utilisation de ces lignes.

Le dernier chapitre a pour objectif d'étudier l'incidence d'une ligne à ondes lentes pour la réalisation de dispositifs non-réciproques à ferrite. Nous démontrons l'efficacité d'utilisation de la structure microruban à onde lente pour la miniaturisation de ce type de composants : un nouvel isolateur microruban compact avec l'introduction de vias dans le ferrite et une nouvelle conception de circulateur miniaturisé sur le substrat ferrite-diélectrique avec un réseau de vias borgnes.

Enfin la conclusion résume l'ensemble des résultats obtenus dans le cadre de ce travail et propose quelques pistes à explorer pour le prolonger.

CHAPITRE 1. PRESENTATION ET ETAT DE L'ART DES LIGNES DE TRANSMISSION MINIATURISEES

De nombreuses applications grand public ont vu le jour depuis les années 2000 pour les télécommunications. Dès 1995, l'engouement pour la RF et le millimétrique avait été pressenti par Meinel [MEINEL, 1995]. Plus récemment on a beaucoup entendu parler de l'Internet des Objets (IoT) qui a pris un grand essor depuis 2012 (premières start-up) et enfin depuis 2015 on remarque un engouement pour la voiture autonome qui va bientôt devenir le marché principal de l'électronique [ANDREW, 2017]. Ces applications nécessitent en bande RF (de quelques centaines de MHz à quelques GHz) de la faible consommation, tel que pour l'IoT. En bandes millimétriques (entre 30 GHz et 300 GHz), on visera soit le haut-débit (notamment pour la 5G autour de 28 GHz et 60 GHz, et les futures générations au-delà de 100 GHz pour lesquelles le débit pourra atteindre les 10 Gbits/s), soit des bandes libres (telles que pour les radars automatiques vers 77-81 GHz et aux alentours de 120 GHz), soit enfin de la résolution (pour l'imagerie médicale entre 100 et 200 GHz), [VAJJIRAVELU, 2013], [MEINEL, 2013]. Il existe aussi des applications de niche pour le spatial telle que la radio-astronomie ou le transfert de puissance sans-fil aux alentours de 90 GHz. Le spectre électromagnétique millimétrique est d'un grand intérêt pour l'industrie car il offre une bande passante élargie de plusieurs GHz pour le haut-débit en multi-gigabit. Les nouvelles applications supposent un développement important de composants compacts, bon marchés, faible consommation et performants.

Les composants actifs et passifs jouent un rôle vital dans le fonctionnement de tout dispositif électronique. Les fonctions passives millimétriques visées sont par exemple les réseaux d'adaptation d'impédance, les coupleurs et baluns, les diviseurs de puissance ou encore les filtres. Bien que l'encombrement des composants passifs diminue avec la fréquence, la surface utilisée pour réaliser ces circuits est beaucoup plus importante que celle nécessaire pour les éléments actifs.

Le développement de circuits passifs microondes repose sur l'optimisation de lignes de transmission et de guides d'ondes efficaces. La conception des lignes de transmission hautement performantes et compactes est un enjeu important pour réaliser des circuits miniaturisés en RF et en bandes millimétriques. La miniaturisation des circuits permet (i) un gain de place, conduisant toujours à un faible coût de fabrication, et (ii) des pertes réduites pour diminuer la consommation dans la chaîne de transmission RF. Plusieurs efforts considérables ces dernières

années ont été menés pour développer des lignes de transmission intéressante à la fois en termes de facteur de qualité et de simplicité de conception. Nous les détaillons au sein du paragraphe 1.3 et 1.4 de ce chapitre 1.

L'objectif de ce manuscrit est d'étudier une technique de miniaturisation des lignes de propagation microondes basée sur une topologie de lignes microruban à onde lente. Cette étude permet une solution innovante à la réalisation de dispositifs passifs performants et compacts, susceptibles d'intéresser les concepteurs de circuits RF et millimétriques.

Afin de bien cerner la problématique, dans un premier temps un tour de table des applications phare en RF et en millimétrique permet d'identifier celles s'adressant au grand public. Dans un deuxième temps, afin de mieux appréhender le travail de modélisation et de conception des lignes microrubans à ondes lentes présentés au sein du chapitre 2, on définit les grandeurs essentielles d'une ligne de transmission, y compris les paramètres électriques, le facteur de qualité, le facteur d'ondes lentes et le facteur de miniaturisation. Plusieurs techniques de miniaturisation sont brièvement rappelées permettant de dresser un état de l'art des lignes compactes à fort facteur de qualité. Finalement, la théorie et l'état de l'art des lignes couplées seront décrits afin d'introduire un nouveau type de lignes : les lignes microrubans couplées à ondes lentes dont nous verrons tout l'intérêt au sein du chapitre 3. La partie concernant les aspects magnétiques fait l'objet du chapitre 4. Il a été jugé préférable d'aborder les notions ainsi que l'état de l'art propres à ces aspects directement dans le chapitre concerné.

1.1 Quelques nouvelles applications en RF et millimétriques

Aujourd'hui, les applications RF sont utilisées dans différents domaines scientifiques. D'un point de vue commercial, les applications modernes qui intègrent de la RF comprennent les smartphones, les réseaux sans fil 3G, 4G et WiFi, les capteurs de collision à ondes millimétriques pour les véhicules, les communications par satellites, les systèmes de positionnement global, le marquage d'identification par radiofréquence RFID, etc... Le marché de l'électronique mondial est encore guidé à ce jour par la téléphonie cellulaire (future 5G) mais d'ici une paire d'années ce sont vraiment les objets connectés (IoT) et la voiture autonome qui prendront le relais [ANDREW, 2017].

« Pourquoi les ondes millimétriques pour les consommateurs ? » Les hautes fréquences (28 GHz pour la 5G par exemple) supportent un spectre disponible pour la bande de base des communications sans-fils plus large que celui des fréquences RF (cas du DCS1800 à 1.8 GHz). Aller vers les fréquences millimétriques c'est permettre le haut-débit. Par exemple, le standard WirelessHD est le premier standard à 60 GHz, pour la transmission sans-fil de contenu vidéo

haute définition pour les produits électroniques grand public. Ce standard repose sur le soutien de plus d'une quarantaine de compagnies telles que Broadcom, Intel, LG, NEC, Panasonic, Samsung, SiBEAM, Sony, Philips et Toshiba. Les spécificités de la version 1.0 ont été données lors du CES (Consumer Electronics Show) de Las Vegas en 2008. Ils permettent de transmettre un débit allant jusqu'à 4 Gb/s sur la bande de fréquence 60 GHz, sur une distance de 10 m environ [WIRELESSHD]. La version 1.1 de la spécification augmente le débit de données maximal à 28 Gb/s, afin de pouvoir supporter les formats 3D communs, la résolution 4K, les données WPAN, etc.

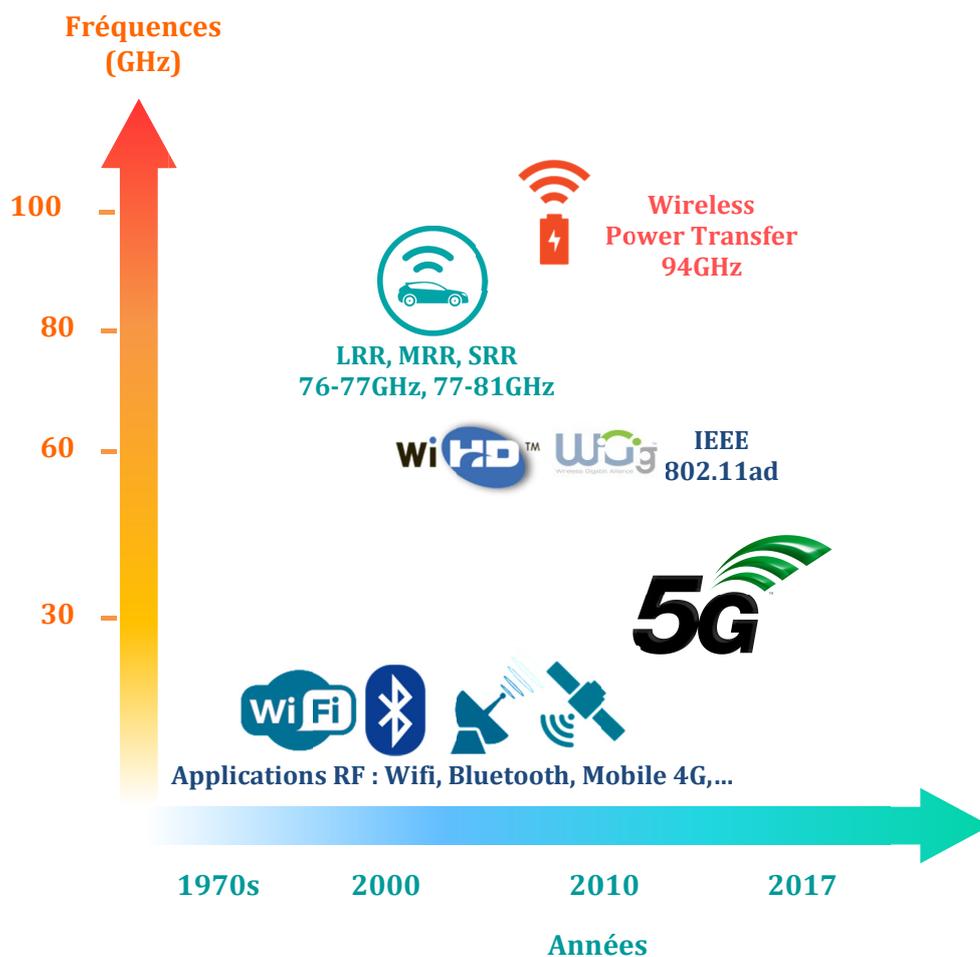


Fig. 1.1 Applications grand public aux fréquences RF et millimétriques

La norme IEEE 802.11ad est un format standard de trame Ethernet informellement appelée QinQ et est un avenant au standard IEEE 802.1Q-1998. L'autre standard, WiGig (Wireless Gigabit Alliance), a été développé en 2009 dans le but de promouvoir le protocole IEEE 802.11ad pour la communication sans fil multi-gigabits par seconde fonctionnant sur la bande de fréquences sans licence à 60 GHz [WIGIG]. Les appareils qui sont compatibles avec le standard WiGig dans les bandes de 2.4, 5 et 60 GHz, fournissent des débits de transfert de

données jusqu'à 7 Gb/s, aussi rapidement qu'une transmission à 8 bandes du standard 802.11ac et plus de 11 fois plus rapide que le standard 802.11n le plus élevé, tout en maintenant la compatibilité avec les dispositifs existants en Wi-Fi.

Une autre application importante est le radar de mesure de distance (anticollision). L'évolution du radar de distance depuis la bande X jusqu'à 24 GHz, 77 GHz, puis 100 ou 220 GHz a permis une résolution de distance sub-millimétrique [MEINEL, 2013]. Le développement du radar automobile présente un intérêt considérable avec des investissements importants ces dernières années [MEINEL, 2013]. Depuis 1970, plusieurs systèmes d'essai de radar automobile ont été embarqués sur les véhicules, tels que le radar à 10 GHz développé par VDO, le radar anticollision automatique à 35 GHz réalisé par AEG-Telefunken en 1974 et le radar de 16 GHz développé par Standard Electric Lorenz en 1975, par exemple. Ces dernières années, les systèmes de radar automobile se sont spécialisés et distingués selon leurs fonctionnalités : les radars de contrôle automatique LRR (Long Range Radar) à 76-77 GHz et le radar anti-crash, stop & go, SRR (Short Range Radar) à 77-81 GHz, ou les capteurs BSD (Blind Spot Detection) à 24-26 GHz, etc.

En télécommunications, la 5G est la cinquième génération de standards pour la téléphonie mobile, faisant suite à la 4G+. La technologie 5G est une « technologie clé » qui pourrait permettre des débits de télécommunication mobile de plusieurs gigabits de données par seconde, soit jusqu'à 1000 fois plus rapides que les réseaux mobiles en 2010 et jusqu'à 100 fois plus rapide que la 4G à l'horizon 2020 [GSMA, 2014]. Ces débits de données sont susceptibles de répondre à la demande croissante avec l'essor des smartphones et objets communicants, connectés en réseau.

Récemment, la technologie avancée de transfert de puissance sans fil par les ondes radiofréquences (RF) a trouvé un intérêt certain pour alimenter des lieux difficiles d'accès par le réseau énergétique. En fait, plusieurs conceptions de circuits redresseurs pour le transfert de puissance sans fil (harvesting) en bande millimétrique ont été proposées. Dans [SHINOHARA, 2011], les auteurs présentent une rectenna qui fonctionne à 24 GHz et obtiennent une efficacité de 65% de la conversion RF-DC. Dans [LADAN, 2013], S. Ladan a proposé un circuit redresseur à doubles diodes fonctionnant en bande K, permettant d'atteindre une efficacité de conversion RF-DC de 40% sous une puissance d'entrée de 35 mW. Plus récemment, dans [KOMURASAKI, 2017], une rectenna qui fonctionne à 94 GHz a été conçue et fabriquée pour démontrer un transfert de puissance sans fil efficace dans cette bande de fréquences.

En général, le développement des applications en bandes millimétriques est un enjeu important et prometteur. Les longueurs d'ondes millimétriques permettent de développer de nouvelles applications, dont celles citées ci-dessus.

Il est temps maintenant de décrire les paramètres caractéristiques des lignes de propagation et de dresser un état de l'art des lignes compactes et faibles pertes pour l'intégration, RF ou millimétrique.

1.2 Lignes de propagation compactes à fort facteur de qualité

1.2.1 Inconvénients des lignes de propagation classiques

Dans le domaine des fréquences RF et millimétriques, les lignes de transmission jouent un rôle important dans les circuits hyperfréquences en tant qu'éléments constitutifs essentiels des dispositifs passifs, des réseaux d'adaptations d'impédance, des interconnexions et des éléments de filtrages. Citons ici plusieurs topologies conventionnelles de lignes de propagation d'onde telle que la ligne microruban (μ TL), la ligne coplanaire (CPW) et les lignes couplées coplanaires (CPS). Les lignes microrubans classiques ont été réalisées depuis le milieu du siècle dernier et les premiers résultats ont été présentés par D.D.Grieg et H.F.Engelmann en 1952 [GRIEG, 1952]. C'est simplement un ensemble de deux conducteurs : un ruban étroit (microstrip), séparé du large plan de masse par un substrat diélectrique pour construire une ligne de propagation. Des lignes coplanaires classiques (CPW, CPS) sont présentés en 1969 par C.P.Wen et S.B.Cohn, respectivement [WEN, 1969], [COHN, 1969]. La structure CPW est composée de trois rubans métalliques : le ruban central de largeur W et deux plans de masse de largeur W_g sur la même face, séparés par des fentes de largeurs G égales. La structure CPS est plus simple car elle n'est composée que de deux rubans métalliques de largeur W et W_g , respectivement, sur le substrat diélectrique. Ces topologies sont largement utilisées pour la conception de circuits RF et millimétriques grâce aux modèles électriques ou purement analytiques précis disponibles dans la littérature.

Néanmoins, les principaux inconvénients de ces lignes de propagation classiques sont leur faible facteur de qualité et leur grande taille impliquant un encombrement important dans les circuits. Pour atteindre le double objectif de (i) faibles pertes et (ii) forte miniaturisation, de nombreuses recherches se sont orientées sur l'utilisation du phénomène d'ondes lentes pour réduire la vitesse de phase de l'onde. Le principe de l'effet d'ondes lentes est lié au confinement des champs électrique et/ou magnétique, réalisée par l'utilisation de substrats à hautes permittivités ou la modification de la géométrie de la ligne de propagation. En effet, cela conduit à une augmentation de la permittivité relative effective du substrat de la ligne de propagation et

permet d'augmenter la longueur d'onde d'une ligne de propagation. Avant de décrire les différentes techniques de miniaturisation, par charges inductives ou capacitives localisées ou distribuées, que l'on peut nommer d'une façon générale le phénomène d'onde lente, il est utile de rappeler brièvement la modélisation classiquement utilisée pour les lignes de transmission.

1.2.2 Modèle des télégraphistes des lignes de propagation

Une ligne de propagation peut être représentée par plusieurs paramètres primaires constituant le modèle des télégraphistes (Fig. 1.2). Les paramètres en série traduisent l'effet de retard et de pertes induits dans la direction de la propagation sur une section de longueur infinitésimale de ligne : la résistance linéique R (en $\Omega.m^{-1}$) représente les pertes dans les conducteurs résistifs et l'inductance linéique L (en $H.m^{-1}$) correspond au quotient du flux du champ magnétique par l'intensité du courant traversant le circuit. Les éléments placés en parallèle traduisent, quant à eux, les effets du diélectrique sur cette même section : la capacité linéique C (en $F.m^{-1}$) révèle le couplage entre les conducteurs, et la conductance linéique G (en $S.m^{-1}$) correspond aux pertes liées aux fuites à travers le diélectrique non parfait.

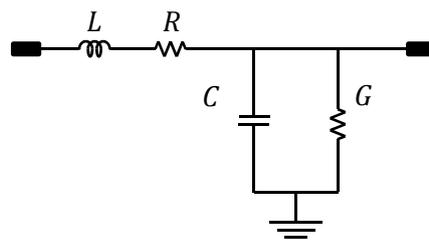


Fig. 1.2 Modèle des télégraphistes (ou modèle RLCG) d'une ligne de propagation

Le comportement d'une ligne de propagation est décrit par ses paramètres électriques : l'impédance caractéristique Z_c et l'exposant de propagation γ :

$$Z_c = \sqrt{\frac{R + jL\omega}{G + jC\omega}} \quad (1.1)$$

$$\gamma = \sqrt{(R + jL\omega)(G + jC\omega)} = \alpha + j\beta \quad (1.2)$$

où α est l'exposant d'atténuation en $Np.m^{-1}$ tandis que β est l'exposant de phase ou déphasage linéique en $rad.m^{-1}$.

Dans le cas général, l'impédance caractéristique d'une ligne est donc complexe. En pratique cependant, la qualité des conducteurs utilisés (Cuivre, Or ou Argent) ainsi que des substrats diélectriques nous situent le plus souvent, dans le domaine de la RF, dans un contexte « faibles pertes » qui implique : $R \ll jL\omega$ et $G \ll jC\omega$. On a alors à gérer les paramètres extraits :

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (1.3)$$

$$\alpha = \frac{1}{2} \frac{R}{Z_c} + \frac{1}{2} G Z_c \quad (1.4)$$

$$\beta = \omega \sqrt{LC} \quad (1.5)$$

Les termes $\frac{1}{2} \frac{R}{Z_c}$ et $\frac{G Z_c}{2}$ représentent les pertes conductrices dues à la résistance série R et les pertes diélectriques dues à la conductance G , respectivement. R dépend entre autres de l'effet de peau ce qui implique une dépendance avec la racine carrée de la fréquence. Dans la pratique, la qualité des diélectriques utilisés conduit souvent à négliger les pertes diélectriques qui s'avèrent largement inférieures aux pertes conductrices. En millimétrique, lorsqu'il s'agit de circuits passifs développés dans les Back-End-Of-Line (BEOL ou couches supérieures), le concepteur est extrêmement vigilant à éloigner le champ électrique du silicium dopé qui au contraire peut se comporter comme un diélectrique avec une forte conductance parallèle.

D'autres paramètres importants des lignes de transmission sont la vitesse de phase de l'onde v_ϕ et la longueur d'onde guidée λ .

$$v_\phi = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_{r\,eff}} \sqrt{\mu_{r\,eff}}} = \lambda \times freq = \frac{1}{\sqrt{L \times C}} \quad (1.6)$$

où $freq$ est la fréquence de travail, c_0 est vitesse de la lumière dans le vide, $\epsilon_{r\,eff}$ représente la permittivité relative effective et $\mu_{r\,eff}$ la perméabilité relative effective. La longueur physique d'une ligne de propagation est importante puisqu'elle est liée directement à la surface nécessaire sur une puce. Pourtant en design, le concepteur s'intéresse le plus souvent à des longueurs électriques telles que 90° pour les lignes quart-d'onde ($\lambda/4$) ou 180° pour les lignes demi-onde ($\lambda/2$) car c'est la longueur électrique qui détermine le fonctionnement du dispositif micro-ondes. Par exemple, la longueur de chaque section d'un coupleur hybride, d'un coupleur directionnel ou d'un diviseur de puissance de Wilkinson est une ligne quart-d'onde ($\lambda/4$). Il est donc important de pouvoir synthétiser ces longueurs électriques avec les longueurs physiques les plus courtes possibles. Nous allons voir qu'il s'agit là d'un paramètre primordial des lignes de transmission à ondes lentes.

Le facteur de qualité, défini en (1.7), traduit les pertes αl par degré de phase βl sur une ligne en résonance [HSU, 1963] :

$$Q = \frac{\beta}{2\alpha} \quad (1.7)$$

Ce paramètre permet de quantifier la qualité de la propagation dans la ligne. Pour un même déphasage électrique, la ligne qui possède le meilleur facteur de qualité Q présente les moindres pertes.

1.3 Techniques de miniaturisation localisée des lignes de transmission

Les techniques de miniaturisation de lignes de transmission font partie des enjeux d'intérêt majeur en recherche avec l'amélioration de ses performances et de son facteur de qualité. La réduction de la longueur physique des lignes permet des pertes réduites, conduisant à une faible consommation dans la chaîne de transmission RF. La difficulté de design ne consiste pas seulement à réduire la longueur, ce qui suppose la modification de la structure originale, mais aussi à maintenir le facteur de qualité, voire à l'augmenter.

En pratique, en réécrivant l'équation (1.6) sous la forme de l'équation (1.8), nous voyons que cette équation offre des solutions pour miniaturiser une ligne de transmission :

$$\lambda = \frac{1}{freq} \times \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_{r\,eff}} \sqrt{\mu_{r\,eff}}} = \frac{1}{freq} \times \frac{1}{\sqrt{L \times C}} \quad (1.8)$$

Afin de miniaturiser la ligne, on peut, soit augmenter artificiellement l'inductance linéique (L) et/ou la capacité linéique (C) de la ligne, soit utiliser des substrats à haute permittivité relative ($\epsilon_{r\,eff}$).

Dans la littérature, les techniques de miniaturisation des lignes de transmission peuvent être déclinées en trois catégories. La première approche envisageable est la modification géométrique des structures telles que l'utilisation du repliement de ruban en forme de méandres et fractales, pour remplir l'espace vide du circuit afin de gagner la place nécessaire. La deuxième solution considère la modification physique en structurant ou chargeant ingénieusement la ligne de propagation pour augmenter l'inductance linéique (L) et/ou la capacité linéique (C). Citons la ligne artificielle de transmission haute impédance avec des stubs, le chargement capacitif, la ligne à saut impédance caractéristique et les lignes à ondes lentes distribuées. Finalement, la troisième technique est basée sur l'utilisation de substrats à haute permittivité diélectrique.

Notons que la modification physique de la ligne de transmission conduit à une augmentation de la permittivité relative effective du milieu de propagation, permettant ainsi de réduire la vitesse de phase de l'onde qui peut se propager sur la ligne de transmission. Ce

phénomène s'appelle l'effet d'onde lente et deux facteurs sont définis pour évaluer la miniaturisation de cette structure : SWF_0 et $SWF_{ondes_lentes/classique}$. Le facteur SWF_0 est proposé pour comparer la longueur physique de la ligne à ondes lentes étudiée et celle qui serait nécessaire pour obtenir le même déphasage dans le vide. On définit aussi un facteur de miniaturisation $SWF_{ondes_lentes/classique}$ pour comparer la miniaturisation entre la ligne à onde lente et la ligne classique réalisée avec la même technologie :

$$SWF_0 = \frac{\lambda_0}{\lambda_{ondes\ lent es}} = \sqrt{\varepsilon_r\ eff\ ondes\ lent es} \quad (1.9)$$

$$SWF_{ondes\ lent es/classique} = \frac{\lambda_{classique}}{\lambda_{ondes\ lent es}} = \frac{\sqrt{\varepsilon_r\ eff\ ondes\ lent es}}{\sqrt{\varepsilon_r\ eff\ classique}} \quad (1.10)$$

Plus la permittivité relative effective d'une ligne à onde lente augmente, plus le facteur d'ondes lentes est grand, conduisant ainsi réellement à un gain de longueur dans le sens de la propagation du signal.

Chaque catégorie de techniques de miniaturisation des lignes de transmission sera brièvement rappelée dans les paragraphes ci-dessous.

1.3.1 Modification de la géométrie de la ligne de propagation

La première approche envisageable est la modification de la géométrie de la structure. L'idée est de replier les lignes de propagation sur elles-mêmes tout en conservant la même longueur de ligne. En pratique, il faut toutefois ajuster la longueur de chaque ligne de propagation pour compenser les couplages électromagnétiques introduits par les méandres (ou repliement) [WANG, 2007], [ECCLESTON, 2008].

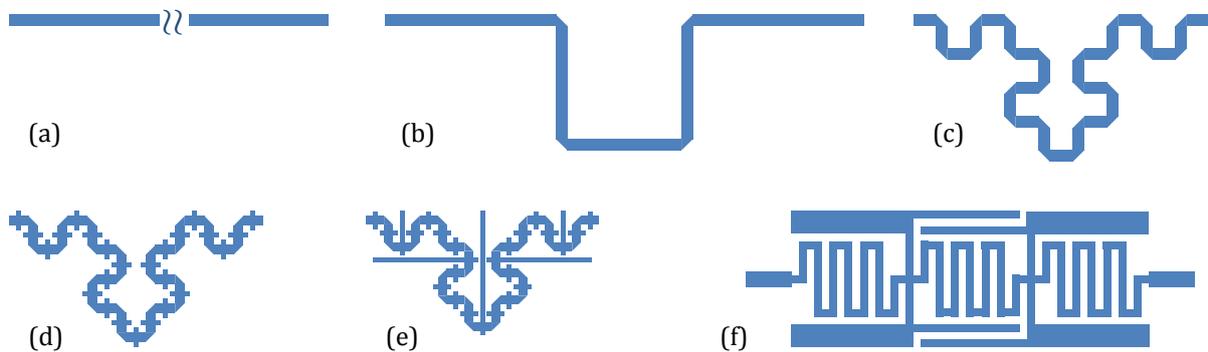


Fig. 1.3 Miniaturisation d'une ligne microruban par modification de sa géométrie en utilisant des méandres de fractales de Koch: (a) ordre zéro ou initiateur, (b) première itération, (c) deuxième itération et (d) deuxième itération avec les chargements en parallèles (e) la structure optimisée dans [Eccleston, 2008] et (f) la ligne de propagation artificielle avec des méandres dans la référence [Wang, 2007].

Dans la référence [ECCLESTON, 2008], les auteurs ont prouvé la miniaturisation d'une ligne microruban avec les méandres de fractales de Koch, en réalisant un résonateur de longueur électrique $\lambda/2$, d'impédance caractéristique de 50Ω en technologie PCB. Son initiateur est simplement une ligne microruban droite (Fig. 1.3a). Les premières et deuxièmes itérations permettent d'atteindre un taux de réduction de la longueur de 40% et 60%, respectivement, par rapport à la ligne microruban (Fig. 1.3b, c). Pour une deuxième itération avec des chargements (des stubs) en parallèles (Fig. 1.3d), ce taux atteint 65% et jusqu' à 80% en cas d'optimisation de la structure (Fig. 1.3e). Dans [WANG, 2007], les auteurs proposent une structure de ligne artificielle de propagation (Fig. 1.3f) dont la longueur physique est égale à environ 20% celle de la ligne microruban classique.

En optimisant l'encombrement de la structure, le repliement de la ligne avec les méandres permet de concevoir des circuits compacts. Dans [AWIDA, 2006] les auteurs ont conçu des coupleurs en anneau miniaturisés en remplissant les espaces vides avec les méandres, pour preuve de concept. Les tailles des coupleurs proposés sont entre 17% et 30% de la taille d'une conception conventionnelle sur le même substrat. Dans la référence [CHEN, 2007], des lignes modifiées par les méandres fractales permettent de construire un coupleur hybride à branches miniaturisées. Par rapport au coupleur classique, la taille du coupleur en forme de fractale du premier ordre d'itération est réduite de 35.4% et de 18.2% pour le coupleur du deuxième ordre d'itération. Ce principe a été appliqué également sur un filtre coupe-bande [ECCLESTON, 2008]. La ligne artificielle de propagation présentée dans [WANG, 2007] est un élément important de la section quart d'onde pour les conceptions de coupleur hybride à branches compact et de diviseur de puissance de Wilkinson. Les taux de réduction de la taille de ces dispositifs atteignent 73% et 74.3%, respectivement.

Toutefois, il faut envisager l'étude du couplage électromagnétique qui peut intervenir entre les éléments. De plus, ces structures requièrent un gros effort d'analyse et d'optimisation car il est difficile de modéliser le circuit entier par un modèle électrique classique. Les paramètres électriques de ces lignes comme l'impédance caractéristique, sont obtenus seulement par les simulations électromagnétiques avec optimisation. En conclusion, il n'existe pas de design simple et aisé pour ce type d'optimisation qui seront toujours soumises à des flots de conception hybride et complexes. Or il est important, dans le contexte des applications de marché grand public dans lequel nous nous plaçons de garder à l'esprit que la méthodologie de conception est un paramètre clef. Flexibilité, souplesse et rapidité de design sont tout aussi important que la surface dite « on chip » ou sur substrat.

1.3.2 Miniaturisation de la ligne de propagation en façon physique

La deuxième technique de miniaturisation de ligne consiste à modifier sa structure et la vitesse de propagation de l'onde. Elle repose alors sur une constatation physique très simple : par rapport à une propagation guidée classique du champ électromagnétique, stocker de l'énergie magnétique, ou électrique, permet d'augmenter la capacité linéique (C) et/ou l'inductance linéique (L) de la ligne et de retarder la propagation de l'onde. Dans ce paragraphe, nous présentons plusieurs techniques de miniaturisation en ajoutant des charges capacitives à stubs ou par défauts dans le plan de masse, et des charges inductives par l'introduction de fentes. En outre, d'autres structures de lignes modifiées à onde lente distribuées seront décrites au paragraphe 1.4.

1.3.2.1 Charge capacitive

La technique qui consiste à placer une charge capacitive à stubs est intéressante pour réduire la dimension des lignes. La Fig. 1.4a présente une ligne microruban chargée par un stub en circuit ouvert. La présence du stub introduit une capacité équivalente C_{stub} dont la valeur est déterminée par la taille du stub. Les stubs dans [TAN, 2005] sont réalisés par deux sections de disques face à face qui forment un motif en papillon (Fig. 1.4b). Ces structures sont modélisées par un circuit électrique équivalent (Fig. 1.4c) où les stubs sont remplacés par une capacité C_{stub} reliée à la masse. Cette capacité permet de stocker de l'énergie électrique et puis d'augmenter la capacité linéique totale des lignes de transmission.



Fig. 1.4 Miniaturisation avec le chargement par stubs: La ligne microruban chargée par (a) un stub en circuit ouvert, (b) un stub en papillon [TAN, 2005] et (c) le circuit électrique équivalent

Ce principe a été exploité pour miniaturiser le diviseur de puissance de Wilkinson avec des taux de réduction en surface de 74% [SCARDELLETTI, 2002] et de 53% [WU, 2011] en comparaison avec un dispositif conventionnel. Dans [JUNG, 2008], les auteurs proposent une conception de coupleur hybride 3 dB miniaturisé par des chargements capacitifs à stubs de type π , un taux de miniaturisation de 62% a été obtenu. La ligne avec des stubs en papillon a été utilisée pour réaliser un filtre passe bande en topologie anneau [TAN, 2005].

Une autre structure prometteuse pour la miniaturisation, est la ligne artificielle de transmission avec des stubs en circuit ouvert comme charge capacitive mais qui sont cette fois-ci

placés plus régulièrement le long de la ligne plutôt que de façon localisée au milieu ou en début de ligne. Cette structure se compose d'une ligne microruban haute impédance avec un réseau de stubs en π (Fig. 1.5a). Sur la Fig. 1.5b, la petite largeur des stubs permet une souplesse de conception en repliant des rubans pour remplir les espaces vides afin d'optimiser la miniaturisation.

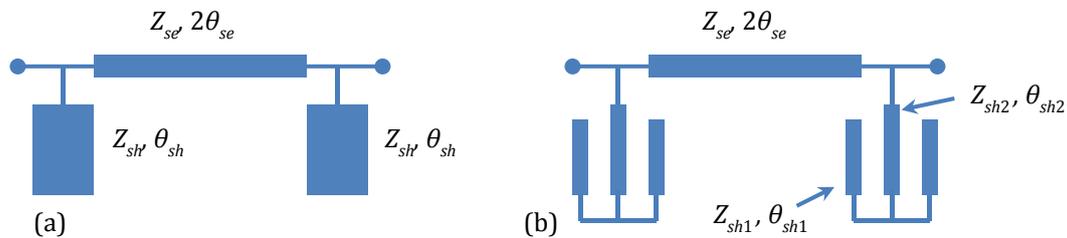


Fig. 1.5 Ligne artificielle de transmission : (a) avec des stubs de faible impédance et (b) avec un réseau de stubs de haute impédance

Dans les références [TSENG, 2008], [WU, 2010] et [TSENG, 2010], cette idée a été appliquée pour miniaturiser un coupleur en anneau, un coupleur hybride à branches et un diviseur de puissance Wilkinson, respectivement. La taille du coupleur en anneau est réduite de 14.7% [TSENG, 2010], celle du coupleur hybride de 8% [WU, 2010] et celle du diviseur de puissance de seulement 3.9% [TSENG, 2008] par rapport aux circuits conventionnels. L'inconvénient de cette structure est l'impédance caractéristique élevée des stubs qui conduit à une largeur mince du ruban non réalisable avec certaines technologies de fabrication. Par exemple, dans les références ci-dessus, l'impédance caractéristique de stubs peut atteindre 110 Ω . Elle conduit aux limites géométriques de réalisations (largeur minimale des lignes) des structures classiques de lignes μ TL et/ou CPW.

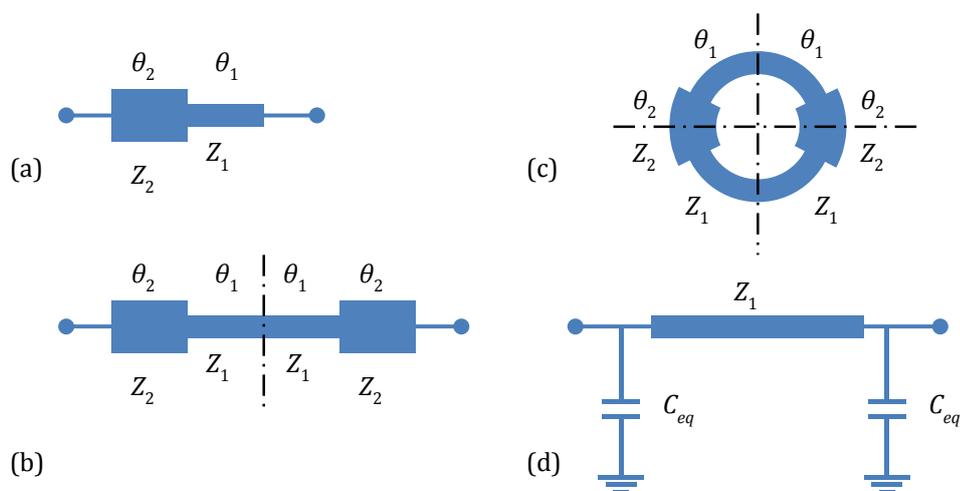


Fig. 1.6 Ligne de propagation à saut d'impédance caractéristique de divers longueurs : (a) $\lambda_g/4$; (b) $\lambda_g/2$; (c) λ_g et (d) le circuit électrique équivalent.

Une autre technique de miniaturisation avec le même principe de la charge capacitive consiste à utiliser une ligne de propagation à saut d'impédance caractéristique (Fig. 1.6). Elle comprend plusieurs sections d'impédances caractéristiques différentes : Z_1 et Z_2 . Chaque tronçon de ligne ayant une faible impédance caractéristique agit comme une charge capacitive et est présenté par la capacité équivalente C_{eq} (Fig. 1.6d). Le changement important de l'impédance caractéristique de la ligne permet d'augmenter la valeur de la capacité localisée équivalente et de réduire la longueur de cette structure par rapport à un résonateur à impédance caractéristique constante. Cette structure fonctionne comme un résonateur à saut d'impédance caractéristique (SIR) dans l'application de filtres passe bande à lignes couplées. Les formules de conception du résonateur SIR de type coaxial ont été dérivées analytiquement et appliquées aux filtres passe-bande [MAKIMOTO, 1980]. En référence [SAGAWA, 1997], les auteurs analysent les caractéristiques des résonateurs SIR de longueur $\lambda/4$, $\lambda/2$ et λ et résumant systématiquement leurs caractéristiques fondamentales, telles que les conditions de résonance, la longueur du résonateur et les circuits équivalents. Ils mettent en évidence l'amélioration des performances de la ligne à saut d'impédance caractéristique comme leur taille réduite et leur meilleur facteur de qualité. Plusieurs structures pratiques du résonateur SIR sont réalisées pour preuve de concept. Cette technique a été appliquée également pour réaliser un résonateur en anneau à saut d'impédance caractéristique à double mode dans [MATSUO, 2001] pour les applications des filtres passe bande.

Il est intéressant de noter que les degrés de miniaturisation obtenus sont moindres qu'avec le repliement des lignes sur elles-mêmes (méandres). Une première raison à cela : les structures présentées pour expliquer le principe sont les structures de références et ne sont plus à l'état de l'art ; une deuxième raison vient du fait qu'aucune méthodologie d'optimisation de la conception n'avait été mise en avant alors qu'il est clair qu'une modélisation analytique correcte de la ligne artificielle, quelle qu'elle soit, non seulement permettra une optimisation maximale du processus de miniaturisation mais aussi un gain de temps considérable dans le design tel que mentionné plus haut.

1.3.2.2 Charge inductive

Les techniques ci-dessus visent à apporter une charge capacitive le long de ligne de propagation afin de ralentir l'onde. Une autre solution consiste à augmenter l'inductance linéique de la ligne à l'aide de fentes gravée sur le ruban. En référence [Hoefler, 1977], les auteurs démontrent qu'une fente étroite sur la ligne de propagation conduit à une concentration locale du champ magnétique. Par conséquent, l'introduction de la fente sur le ruban est équivalente à

un élément quasi localisé inductif L_{slot} (Fig. 1.7). L'estimation de la valeur de L_{slot} est exprimée en fonction des dimensions du ruban (la largeur W) et de la fente (la longueur a et la largeur b).

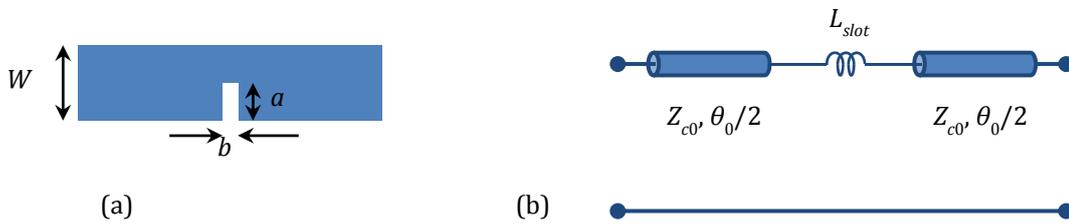


Fig. 1.7 (a) Ligne de transmission avec la fente gravée sur le ruban ; (b) le circuit électrique équivalent

Plusieurs structures avec des fentes gravées ont été réalisées [GÖRÜR, 1998] pour obtenir une diminution de la taille de résonateurs quart d'onde à lignes coplanaires avec fentes sur un côté (Fig. 1.8a), sur deux côtés (Fig. 1.8b) et sur deux côtés interdigitées (Fig. 1.8c). L'introduction des fentes permet de diminuer la fréquence de résonance des résonateurs de 4 GHz (ligne coplanaire classique) à 3.2 GHz (avec fentes sur un côté), à 2.7 GHz (avec fentes sur deux côtés) et à 2.4 GHz (avec fentes sur deux côtés interdigitées). Il est intéressant de noter que les résonateurs proposés peuvent être utilisés pour obtenir un effet d'onde lente sans occuper une surface supplémentaire. Cependant, l'inconvénient de cette technique de miniaturisation est la limite de fabrication des fentes sur le ruban et la haute impédance caractéristique de la ligne miniaturisée. De plus, l'adjonction de fentes rallonge le parcours du courant conduisant à une augmentation significative des pertes séries. Le facteur de qualité est un élément clef à observer pour ce type de lignes.

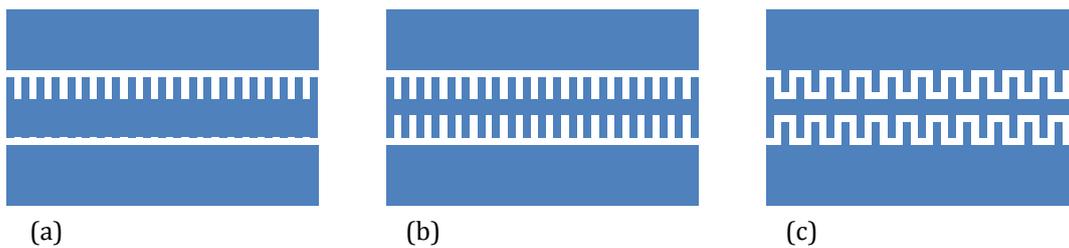


Fig. 1.8 Résonateurs quart-d'onde à lignes coplanaires avec fentes : (a) sur un seul côté (b) sur deux côtés et (c) sur les deux côtés interdigitées

1.3.2.3 Charge capacitive réalisée par un défaut dans le plan de masse (DGS)

Les lignes de transmission ayant des structures de défaut dans le plan de masse ont été introduites dans un premier temps en 2000 par C.S.Kim [KIM, 2000]. En fait, la structure DGS fonctionne comme un perturbateur de la distribution des champs électriques et magnétiques sous le ruban. Cela conduit à l'effet d'onde lente et permet de miniaturiser ces lignes. Dans

[PARK, 2002], les auteurs ont proposé une structure typique de défaut de fentes rectangulaires dans le plan de masse et analysé son circuit équivalent pour une section (Fig. 1.9). Notons que la capacité C_p représente la charge capacitive réalisée par ce défaut. La miniaturisation a été mise en évidence [LIM, 2002] et permet de réduire la taille du réseau d'adaptation d'impédance caractéristique d'un amplificateur.

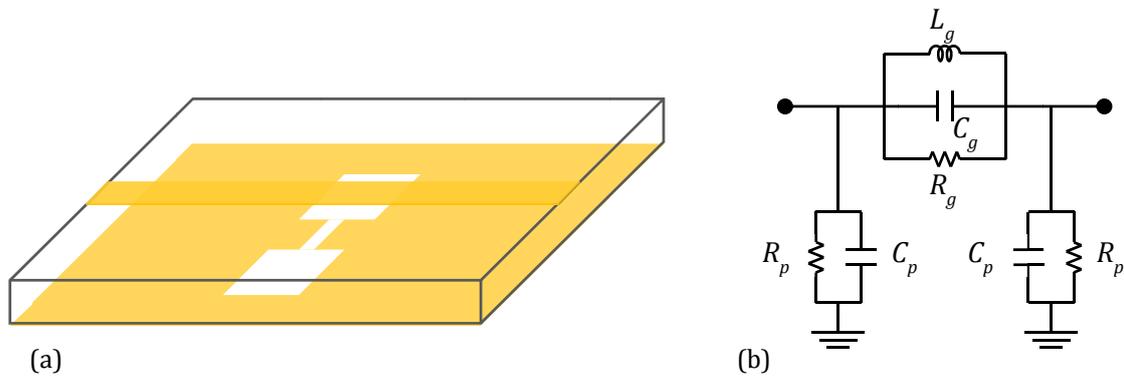


Fig. 1.9 Une section de la ligne de transmission ayant les structures de défaut dans le plan de masse : (a) vue 3-D et (b) le circuit équivalent.

Avec la technologie utilisée dans [LIM, 2002], le facteur d'onde lente (SWF_0) de cette ligne est supérieur à 3, comparé aux 1.5 de la ligne microruban standard. Un taux de miniaturisation d'environ 55% a été obtenu. Attention toutefois à la forme des fentes dans le plan de masse afin de ne pas risquer des fuites de champ électrique vers un possible substrat à pertes diélectriques sous le plan de masse. Il faut également prêter attention au retour du courant qui peut induire des pertes prohibitives si le chemin retour est trop long. Là-aussi le facteur de qualité est primordial.

1.3.3 Substrats à haute permittivité relative

Une approche envisageable pour ralentir l'onde est d'utiliser des matériaux à forte permittivité relative. En effet, la haute permittivité d'un matériau provoque un confinement du champ électrique dans le diélectrique et par couplage électromagnétique, du champ magnétique également. Il faut faire attention ici au fait qu'il n'y a pas de stockage d'énergie. Par contre, le fort confinement permet la miniaturisation des circuits radiofréquences. Le principe est dû à l'expression (1.8) où la longueur d'onde d'une ligne de transmission dans une structure, par exemple un dispositif passif dépend de la permittivité du matériau du substrat. En théorie, avec un substrat à haute permittivité relative ϵ_{r1} , sa longueur d'onde est inversement proportionnelle à la racine de la permittivité relative effective du matériau conventionnel ϵ_{r0} :

$$\frac{\lambda_1}{\lambda_0} = \frac{\sqrt{\epsilon_{r0}}}{\sqrt{\epsilon_{r1}}} \quad (1.11)$$

Le Tableau 1.1 présente le développement des récents matériaux céramiques pour fabriquer un substrat à forte permittivité relative avec des pertes diélectriques faibles. Ces propriétés électriques sont importantes pour concevoir divers dispositifs compacts. Dans la référence [WINTER, 1991], les auteurs ont décrit la conception et la réalisation d'un filtre passe bande à plaques parallèles utilisant un substrat céramique de $(ZrSn)TiO_4$ ($\epsilon_r = 38$; $\tan\delta = 0.0001$). En référence [HSU, 2005], un filtre à base de résonateur rectangulaire compact avec un substrat céramique de $Sm(Co_{1/2}Ti_{1/2})O_3$ ($\epsilon_r = 25.5$; $\tan\delta = 0.00013$) a été implémenté. La matière céramique D-9000 est choisie pour fabriquer le substrat d'un filtre à couplage croisé en raison de ses caractéristiques électriques ($\epsilon_r = 90$; $\tan\delta = 0.00013$) [CLAVET, 2009]. Cette matière est également utilisée dans la conception du filtre SIW et permet une miniaturisation de 88% en surface en comparaison avec l'utilisation d'un substrat d'alumine [LE COQ, 2015]. Récemment, en 2016, C. H. Hsu propose une conception de filtre passe bande interdigité qui utilise un substrat $Nd(Co_{1/2}Ti_{1/2})O_3$ [HSU, 2016] de permittivité relative égale à 27. Ces matériaux sont extrêmement intéressants mais ne sont pas bas-coût et difficilement exportables en dehors d'applications de niche très spécifiques telles que le spatial ou la défense.

TABLEAU 1.1 Plusieurs substrats des matériaux à forte permittivité relative avec des pertes diélectriques faibles

Référence	Substrat	ϵ_r	$\tan\delta$	Applications	Miniaturisation
[WINTER, 1991]	$(ZrSn)TiO_4$	38	0.0001	Gap-coupled Filter	N/A
[HSU, 2005]	$Sm(Co_{1/2},Ti_{1/2})O_3$	25.5	0.00013	Rectangular Ring Bandpass Filter	N/A
[CLAVET, 2009]	D-9000 Ceramic material	90	0.0009	Cross-coupled sixth-order filter	N/A
[GARREAU, 2012]	Heratape CT765	68.7	N/A	SIW structure	62%
[LE COQ, 2015]	Ceramic material	90	<0.001	SIW Filter	88%
[HSU, 2016]	ZnO-doped $Nd(Co_{1/2}Ti_{1/2})O_3$	27	N/A	Hairpin Filter	48%

1.4 Lignes de transmission à ondes lentes distribuées

Dans le paragraphe 1.3.2, nous avons mentionné plusieurs techniques de miniaturisation des lignes de transmission grâce au ralentissement de l'onde de propagation obtenu en chargeant localement ou en repliant sur lui-même le ruban de propagation d'onde. Ce paragraphe se concentre sur les structures à ondes lentes distribuées. Ces lignes de propagation sont chargées de manière distribuée et non plus à l'aide d'éléments localisés ou quasi-localisés.

1.4.1 Historique de développement des lignes de transmission à ondes lentes

La Fig. 1.10 décrit le développement de plusieurs lignes de transmission à ondes lentes au travers de la littérature. Des efforts considérables ces dernières années ont été menés pour développer des lignes de transmission à ondes lentes, à la fois intéressantes en termes de facteur de qualité mais aussi de simplicité de conception. Citons les toutes premières lignes coplanaires à ondes lentes (S-CPW) [SEKI, 1981], ainsi que des lignes S-CPW bien plus performantes grâce aux technologies disponibles dans les années 2000 [CHEUNG, 2006], [FRANC, 2011]; les lignes microruban à ondes lentes avec des fentes transversales dans le plan de masse (SW- μ TL) [CALOZ, 2004], les lignes microruban à ondes lentes avec un substrat structuré à l'aide de vias borgnes (SW- μ TL) [NGUYEN, 2006]; les lignes couplées coplanaires à ondes lentes (S-CPS) [AZIZ, 2009]; les lignes microrubans à ondes lentes sur membrane à nanofils métalliques [FRANC, 2012] et le guide d'onde intégré dans le substrat à ondes lentes (SW-SIW) [NIEMBRO, 2014], [BERTRAND, 2017].

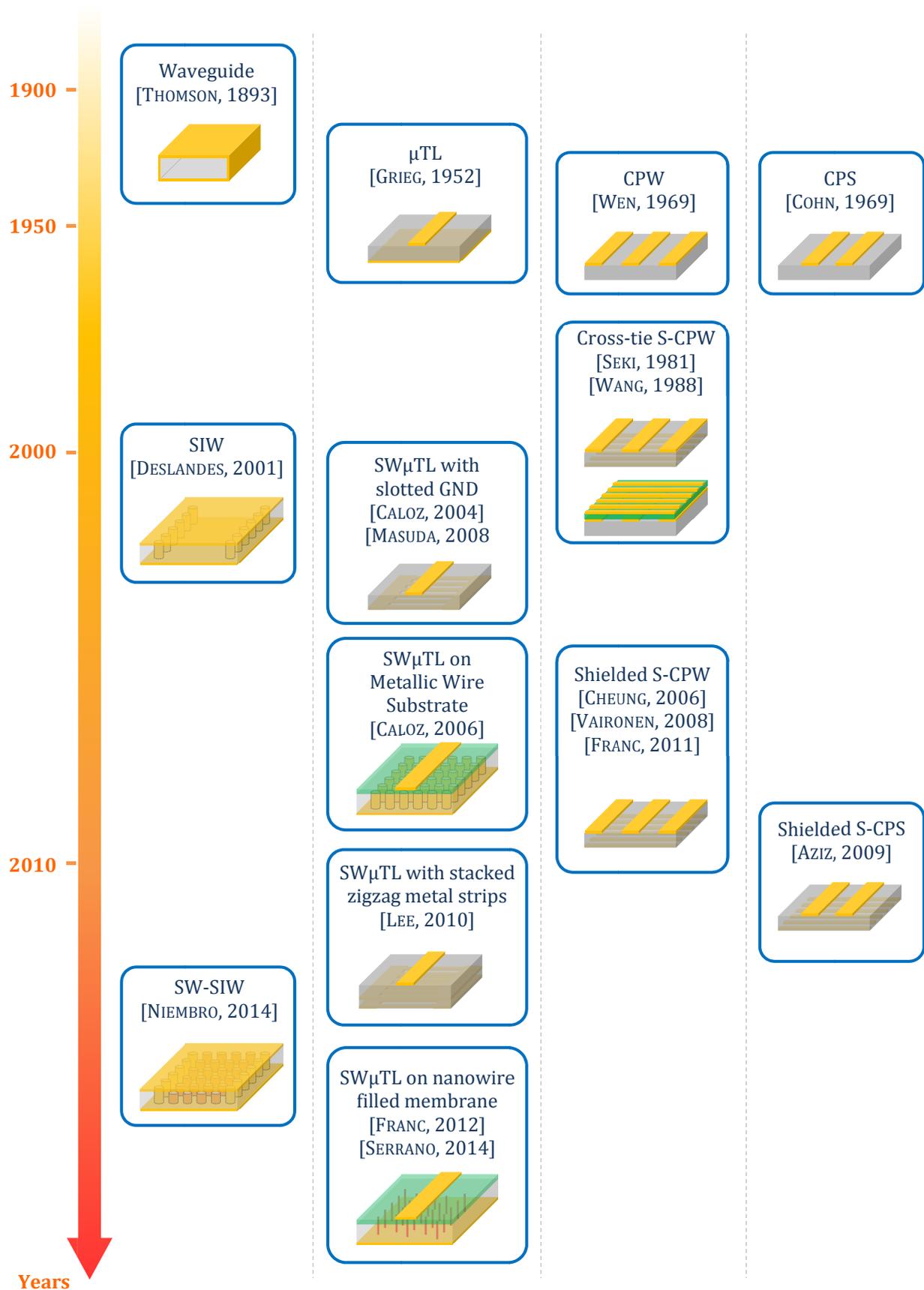


Fig. 1.10 Historique de développement des lignes de transmission à ondes lentes

L'existence d'un mode de propagation à onde lente pour une ligne microruban classique implantée sur un empilement Si-SiO₂, a été mise en évidence en 1971 par Hasegawa [HASEGAWA, 1971]. Toutefois, ce mode apparaissait à très haute fréquence, au-delà d'une fréquence plasma et était vu comme un parasite plutôt que comme un véritable atout. La force d'Hasegawa a été d'en percevoir l'intérêt et en 1977, il présente des lignes coplanaires à ondes lentes avec jonctions Schottky ou Metal-Isolant-Semiconducteur sur substrat AsGa [HASEGAWA, 1977]. Le principe physique de la propagation des ondes lentes est basé sur la nature semi-conductrice de la couche épitaxiée qui permet de séparer des champs électromagnétiques. En effet, la plupart de l'énergie électrique est stockée dans la jonction, tandis que l'énergie magnétique se répartit dans toute la région autour des rubans métalliques. Ces structures permettent une miniaturisation importante avec un facteur SWF_0 de 30 mais elles présentent des pertes élevées de 1.74 dB/mm et des impédances caractéristiques très faibles ($<16 \Omega$).

Les lignes coplanaires à ondes lentes (S-CPW) ont été proposées en premier par Seki et Hasegawa en 1981 pour réduire la vitesse de phase et la taille des lignes de transmission sur un substrat AsGa [SEKI, 1981]. A partir d'une structure de guide d'onde coplanaire classique (CPW), plusieurs conducteurs (barreaux) métalliques sont disposés périodiquement (cross-tie) dans le sens transversal à la propagation qui correspond à une alternance de tronçons de lignes à faible puis haute impédance caractéristique. Les mesures ont été effectuées afin de confirmer la propagation d'onde lente le long de la structure S-CPW, indiquant un facteur d'ondes lentes obtenu $SWF_{S-CPW/CPW}$ de 6. Cependant, cette ligne S-CPW présente des pertes élevées supérieures à 1 dB/mm dès 3 GHz en raison de l'effet important de courants de Foucault liées à la forte largeur des barreaux métalliques (10 μ m). En fait, la limitation minimale obtenue de la largeur des barreaux (quelques dizaines de micromètres) des technologies disponibles ces années était insuffisante pour obtenir une ligne S-CPW à fort facteur de qualité.

Dans [WANG, 1988], les auteurs proposent de placer les barreaux flottants au-dessus de la ligne principale de propagation pour construire une ligne à ondes lentes nommée « cross-tie overlay S-CPW ». Cela permet de charger la ligne de propagation en capturant le champ électrique dans le substrat entre la ligne et les barreaux. Cette idée repose sur le même principe que celle de [SEKI, 1981]. Les résultats expérimentaux montrent un facteur d'ondes lentes obtenu intéressant ($SWF_{S-CPW/CPW} = 2$). De plus, à cause de la présence des barreaux flottants, les pertes mesurées sont de 0.4 dB/mm à 5 GHz et restent modérées, par rapport aux 0.1 dB/mm de la ligne CPW classique présentées dans cette publication.

Avec le développement des technologies microélectroniques, de nombreuses équipes de recherche ont réalisé des lignes S-CPW à faibles pertes en optimisant les dimensions du blindage pour diminuer l'effet des courants de Foucault. Par exemple, en technologie BiCMOS 0.18 μm , les auteurs [CHEUNG, 2006] ont mis des barreaux flottants les plus petits possibles au milieu de la couche isolante (SiO_2 , d'épaisseur 8 μm). Cette ligne S-CPW offre des pertes faibles mesurées à 0.16 dB/mm à 10 GHz, une permittivité relative effective élevée entre 18 et 20 et un facteur d'ondes lentes obtenu intéressant ($SWF_{S\text{-}CPW/CPW} \approx 2.3$). En technologie CMOS 65nm, la ligne S-CPW avec les blindages implantés dans les couches métalliques les plus basses [VARONEN, 2008] a des pertes d'environ 1.2 dB/mm à 60 GHz. En technologie BiCMOS9MW, A.L. Franc a montré des lignes S-CPW ayant des faibles pertes inférieures à 0.7 dB/mm avec un facteur de qualité élevée de 25 à 40 [FRANC, 2011]. Toutes les dimensions comme la largeur des barreaux, leur espacement et l'épaisseur de diélectrique entre la ligne coplanaire et son blindage ont été considérées [CHO, 2009] pour évaluer leur impact sur les paramètres de la ligne S-CPW (impédance caractéristique, pertes et permittivité relative effective). L'article [FRANC, 2013] présente en détail la répartition des pertes le long de la structure, y compris les pertes ohmiques sur les rubans coplanaires, les pertes ohmiques et les pertes par courants de Foucault sur les barreaux de blindage flottants pour des lignes de transmission ayant des dimensions géométriques différentes. Le modèle est ensuite validé sur différentes technologies CMOS et conduit à une optimisation efficace des lignes de transmission à ondes lentes S-CPW avec les dimensions du blindage flottant.

Les lignes différentielles à ondes lentes présentée dans [AZIZ, 2009] se composent d'une paire de conducteurs de largeur (W) séparés par un espacement (S) et déposés sur un substrat diélectrique avec un blindage. L'idée consiste à placer des bandes flottantes sous les lignes de transmission couplées coplanaires (CPS) afin d'empêcher le champ électrique de pénétrer dans le substrat de silicium. Une étude paramétrique pour toutes les dimensions des lignes de transmission S-CPS a été effectuée et les règles de conception ont été mises en évidence. La performance de ce type de lignes dépend principalement de la résolution fournie par la technologie en termes de largeur de barreaux flottants minimale, l'espacement minimum entre eux et l'épaisseur du métal constituant les barreaux. L'espacement entre les deux lignes coplanaires détermine fortement l'impédance caractéristique de la structure, l'autre élément étant la largeur des lignes. Par ailleurs, plus l'espacement est important, plus la constante d'atténuation est faible et plus le facteur de qualité est élevé. Autour de 10 GHz, un facteur de qualité de l'ordre de 35 est réalisable pour des lignes de transmission de 50 Ω avec une constante diélectrique effective de l'ordre de 78, ce qui conduit à une miniaturisation

importante. Des lignes coplanaires couplées à ondes lentes améliorées sont proposées dans [LAROCCA, 2008] pour permettre un contrôle de l'effet d'ondes lentes.

Récemment au début des années 2000, la technologie guide d'onde intégré dans un substrat (SIW) a suscité beaucoup d'intérêt [DESLANDES, 2001]. On peut donner pour raisons de ce succès sa capacité à fournir des facteurs de qualité relativement élevés, une intégration aisée à l'aide d'un procédé de fabrication standard, et donc bas coût. La structure SIW est composée de deux rangées de vias intégrées dans un substrat diélectrique qui connectent électriquement deux plaques métalliques parallèles. La structure SIW est compatible avec les technologies de fabrication planaires disponibles. De plus, elle présente des caractéristiques de propagation similaires à celles des guides d'ondes rectangulaires classiques et la possibilité d'intégrer tous les composants sur le même substrat. La technologie SIW a été appliquée à plusieurs composants hyperfréquences, y compris les filtres à cavité [DESLANDES, 2003], [TANG, 2005], les coupleurs directionnels [CHEN, 2006], les oscillateurs [CASSIVI, 2003], les amplificateurs de puissance [ABDOLHAMIDI, 2008], les antennes à fente [YAN, 2004], les circulateurs [ORAZIO, 2006], etc.

L'article [NIEMBRO, 2014] présente un nouveau concept de structure SIW à ondes lentes basée sur le guide d'onde intégré dans un substrat (SW-SIW), où plusieurs rangées de vias borgnes métalliques sont placées sur toute la largeur du guide. En principe, la structure SW-SIW présente un fort effet d'ondes lentes dû à la séparation des champs magnétique et électrique dans le volume contenant les vias borgnes. Un prototype a été fabriqué dans un procédé de fabrication en technologie PCB standard pour preuve de concept. Des résultats expérimentaux très prometteurs ont été obtenus. Pour une fréquence de coupure donnée, une réduction de 40% des dimensions latérales a été obtenue par rapport à une structure SIW classique. De plus, la vitesse de phase a également été réduite de 40%, ce qui a conduit à des dimensions longitudinales plus petites pour une longueur électrique donnée. La réduction remarquable de la taille du circuit présente l'intérêt de pouvoir utiliser les structures SIW à une fréquence inférieure à celle des guides d'onde classiques. Cette topologie a été appliquée afin de miniaturiser plusieurs applications dans la technologie PCB, tels que le filtre SW-SIW compact à cavité [BERTRAND, 2015], le coupleur 3-dB en technologie SW-SIW [BERTRAND, 2017] et l'antenne SW-SIW à fente en anneau carré [HO, 2017].

En 2006, C. Caloz a présenté une structure de ligne microruban sur un substrat structuré à l'aide de vias borgnes dont il est dit qu'il présente des propriétés magnéto-diélectriques artificielles avec une permittivité et une perméabilité effectives simultanément améliorées sur une large bande de fréquences [NGUYEN, 2006], [FERNANDEZ, 2006], [CALOZ, 2007]. Cette

approche par la perméabilité effective n'est pas très pertinente car finalement c'est le confinement de l'énergie électrique entre le haut des vias borgnes et le ruban de propagation qui engendre l'effet d'ondes lentes. La densité d'énergie magnétique reste la même en tout point de la structure à celle qui serait observée sans la présence des vias (excepté dans les vias bien sûr mais cela reste anecdotique). La structure est constituée d'un maillage dense de vias métalliques (les trous plaqués en cuivre) dans un substrat homogène dont l'espacement entre les trous est beaucoup plus petit que la longueur d'onde λ_g . De plus, une couche diélectrique est placée entre le ruban et le substrat structuré. Plusieurs études ont alors utilisé cette structure pour réduire la taille des dispositifs microondes tels que l'antenne patch [FERNANDEZ, 2006], le filtre passe bande à saut d'impédance et le coupleur hybride à branches [COULOMBE, 2007]. La miniaturisation du circuit atteint 30% pour l'antenne patch, 16% pour le filtre passe bande à saut d'impédance et 33% pour le coupleur hybride à branches avec le substrat structuré par rapport aux dispositifs sur substrat conventionnel de même épaisseur totale et de même permittivité diélectrique relative.

Le phénomène d'onde lente se propageant sur une ligne de transmission avec un défaut dans le plan à masse (DGS pour Defected Ground Structure) a été utilisé pour réduire la taille du réseau d'adaptation d'impédance d'un amplificateur, [LIM, 2002]. En effet, la structure DGS fonctionne comme un perturbateur de la distribution des champs électrique et magnétique sous le ruban et son facteur d'onde lente est supérieur à 3 autour de 3 GHz. Les auteurs [CALOZ, 2004] et [SAFWAT, 2007] ont ensuite proposé la structure d'une ligne microruban avec des fentes transversales réalisées dans le plan de masse. En théorie, elle permet au champ magnétique de passer par ces fentes, l'énergie magnétique étant stockée sous le plan de masse. L'article [LEE, 2010] décrit une structure avec deux plans de masse à fentes reliés en technologie CMOS 0.13 μm . Les plans de masse avec de nombreuses fentes métalliques situées sous la ligne de signal empêchent le champ électrique de pénétrer dans le substrat de silicium. De plus les barreaux métalliques mis à la masse avec deux couches métalliques sont configurées en zigzags afin d'empêcher complètement la pénétration du champ électrique dans le substrat de silicium. Cela réduit les pertes de la ligne et facilite l'obtention d'un facteur de qualité (Q) élevé. La localisation des plans de masse sous la ligne dans les couches de SiO₂ réduit l'espace (G) entre la ligne de signal et les plans de masse et permet l'augmentation de la permittivité diélectrique effective. Le problème de ce type de ligne en circuits intégrés concerne leur impédance caractéristique : des rubans extrêmement larges sont nécessaires pour atteindre de basses impédances, l'encombrement latéral devient finalement comparable à celui d'une ligne S-CPW. Cette ligne présente des résultats expérimentaux très intéressants : les faibles pertes de 1 dB/mm à 60 GHz, le facteur de qualité obtenu de 30 et le facteur d'ondes lentes $SWF_{S-CPW/\mu TL}$ de

2.8. En se référant à [MASUDA, 2008], les auteurs présentent une autre ligne S-CPW dont les rubans sont connectés au plan de masse, le facteur d'ondes lentes expérimental est $SWF_{S-CPW/\mu TL}$ de 1.7. Finalement les topologies SW- μTL à fentes dans le plan de masse et S-CPW sont pratiquement similaires en intégré.

En 2012, A.L.Franc a proposé une structure de ligne microruban à onde lente sur membrane à nanofils métalliques SW μTL [FRANC, 2012]. La structure s'apparente à celle de [CHEUNG, 2006] avec son substrat structuré à l'aide de vias borgnes, mais permet de travailler à des fréquences millimétriques, ce qui n'était pas le cas pour le PCB de [CHEUNG, 2006]. De la même manière, l'effet d'onde lente est obtenu grâce à des nanofils métalliques qui permettent de localiser le champ électrique juste sous le ruban alors que le champ magnétique peut s'étendre dans tout le substrat. Ces lignes peuvent atteindre un facteur de qualité cinq fois supérieur à celui obtenu avec une ligne microruban classique (sans nanofils), tout dépend du ratio entre la couche diélectrique au-dessus des nanofils et la hauteur des nanofils. Dans [SERRANO, 2014], un premier modèle physique est présenté pour prédire correctement le comportement de ces lignes en accord avec les résultats expérimentaux. Des lignes de transmission d'épaisseurs d'oxyde différentes et de différentes largeurs ont été fabriquées et caractérisées jusqu'à 70 GHz. Le modèle électrique qui dépend de l'épaisseur d'oxyde et de la largeur du microruban a été validé. Des hauts facteurs de qualité sont obtenus, au-dessus de 40, de 30 GHz à 70 GHz, ouvrant la voie à d'autres réalisations de circuits passifs performants, comme des diviseurs de puissance ou des coupleurs hybrides.

1.4.2 Comparaison de performance des lignes de transmission à ondes lentes

La Fig. 1.11 ci-dessous présente le facteur de qualité en fonction des pertes de plusieurs topologies de lignes intégrées en microélectronique classiques et de lignes à ondes lentes à 60 GHz. Il est intéressant de noter que le facteur de qualité des lignes à ondes lentes varie de 30 à 40 mais sera toujours plus élevé que celui de la ligne microruban classique. De plus, les pertes des lignes S-CPW en technologie CMOS sont améliorées avec l'aide de règles de conception, par exemple dans [VECCHI, 2009], elles sont seulement de 0.65 dB/mm. Typiquement une ligne microruban en technologie intégrée standard présente des pertes de 0.5 dB/mm. Les lignes SW- μTL décrites en référence [SERRANO, 2014] offrent des faibles pertes et des facteurs de qualité élevés. Ces structures à ondes lentes sont donc un très bon candidat pour allier miniaturisation et fortes performances. Par contre, elles ne peuvent pas être intégrées en technologie CMOS : la membrane à nanofils est donc présentée comme un interposeur et tout le travail réside et résidera à fonctionnaliser cet interposeur en tirant parti de toutes ses qualités (vias performants, possibilité d'intégration d'antennes, développement du report d'actifs, etc...).

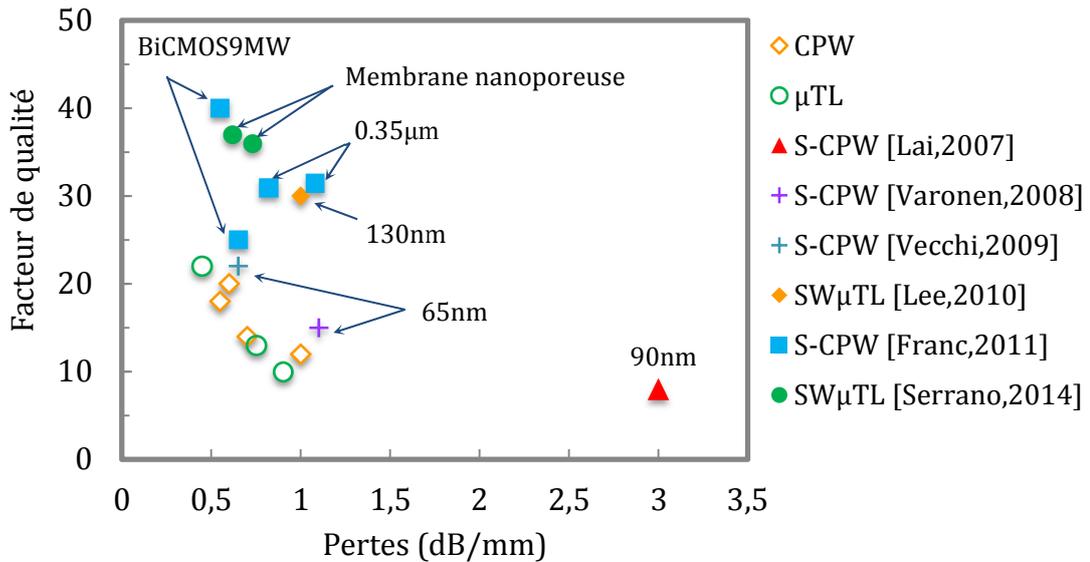


Fig. 1.11 Comparaison du facteur de qualité en fonction des pertes à 60 GHz pour des lignes classiques et des lignes à ondes lentes dans différentes technologies.

Notons que ce bilan est inutile pour les lignes S-CPW en PCB. Il n'a pas été réalisé sur les lignes microrubans en PCB. L'effet sur la miniaturisation est souvent un peu moindre du fait des rapports d'aspect qui sont moins favorables à une très forte miniaturisation. En parallèle, les pertes engendrées par courant de Foucault peuvent être assez fortes au sein des vias, si bien que le facteur de qualité n'est pas forcément amélioré, voire il peut être dégradé dans certains cas. Par contre, nous verrons au sein du chapitre 2, que l'effet de miniaturisation ne joue pas que sur la longueur des lignes mais aussi sur leur largeur. C'est là le point fort des SW- μ TL sur substrat structuré en RF.

1.4.3 Conclusion quant à l'étude historique : impact sur mon travail de thèse

Pour conclure sur l'ensemble des éléments historiques rapportés sur la miniaturisation des dispositifs passifs dans le but d'une intégration plus performante, tant en RF que dans le millimétrique, deux constats apparaissent.

Le premier constat concerne l'aspect distribué qui a l'avantage de proposer une approche méthodologique avec un travail sur la ligne de transmission qui devient ainsi un nouvel outil à disposition du concepteur. Le design devient alors aisé, flexible et l'on peut dès lors tirer parti de toutes les techniques présentées dans la littérature pour encore améliorer les dispositifs déjà rendus ultra-performants grâce à l'apport des lignes à ondes lentes.

Le deuxième constat porte sur l'état des connaissances en termes de compréhension et de modélisation des phénomènes physiques mais aussi de réalisation. On peut distinguer les lignes de type coplanaires (CPW, CPS) qui ne nécessitent qu'un niveau de métal, des lignes microruban

qui nécessitent à la base deux niveaux de métaux distincts. Obtenir un effet d'ondes lentes pour les lignes coplanaires suppose l'adjonction d'un deuxième niveau de métal. Ce n'est pas le cas pour les lignes microruban : toutefois des vias structurés ou des fentes dans le plan de masse sont nécessaires. Il apparaît que l'intégration des lignes coplanaires à ondes lentes est désormais maîtrisée avec des modèles analytiques qui fonctionnent. Elles sont devenues une ressource industrielle. Les lignes microrubans avec fentes transversales dans le plan de masse, si l'on souhaite justifier de l'intérêt de ces fentes et de leur impact sur l'effet d'onde lente, ne sont finalement qu'un cas particulier des lignes S-CPW pour lesquelles les barreaux flottants auraient été reliés aux plans de masse coplanaires. Par contre, l'effet d'onde lente obtenu pour des lignes microruban sur substrat structuré, que cela soit sur PCB avec des vias borgnes pour la RF, ou nanostructurés sur membranes à nanofils pour le millimétrique, n'est pas aussi bien maîtrisé. Le travail est encore en cours d'investigation avec comme nous l'avons vu des modèles présentés dans la littérature qui se doivent d'être améliorés.

Dans la continuité de ce travail, je me suis donc intéressé à l'analyse de la ligne microruban à ondes lentes sur substrat (nano-)structuré en lien avec l'équipe de l'Université de Sao Paulo (USP) qui a développé la technologie sur membrane à nanofils. Dans la suite du manuscrit, lorsqu'il sera fait mention de lignes « microruban à ondes lentes », il sera sous-entendu « sur substrat structuré ». Sur la base des modèles électriques développés par l'équipe de l'USP, j'ai pu poursuivre ce travail. Ainsi des modèles analytiques de ces lignes seront présentés dans cette thèse et validés par des simulations électromagnétiques (HFSS™) et des mesures sur PCB. Mon modèle valide également les mesures effectuées sur les membranes brésiliennes en millimétrique. Par rapport au modèle classique des télégraphistes, le confinement de l'énergie électrique est décrit par la prise en compte de toutes les lignes de champ électrique au sein de la structure et l'effet inductif des vias. En utilisant ce modèle des nouveaux designs de coupleur hybride en PCB seront présentés et réalisés, pour preuve de concept, dans le chapitre 2. L'état de l'art sur les coupleurs hybrides en PCB sera présenté également au sein de ce chapitre qui justifiera l'intérêt des lignes microrubans à ondes lentes par rapport aux lignes classiques pour réaliser sur substrat bas-coût et faible permittivité, des coupleurs hybrides performants au-delà de 5 GHz.

J'ai toutefois souhaité aller plus loin et proposé une étude des lignes couplées microrubans à ondes lentes. Ceci est totalement novateur et n'a jamais été réalisé. En effet, les travaux de José Lugo [LUGO, 2015], sur les lignes couplées S-CPW avaient montré des résultats prometteurs, validés dans [ISKANDAR, 2016], pour maîtriser couplage et directivité des coupleurs contradictifs à base de lignes couplées S-CPW. Ce sera l'objet du troisième chapitre de ma thèse mais au préalable, il est nécessaire de préciser quelques fondamentaux sur les lignes couplées.

1.5 Lignes couplées

Les lignes couplées jouent un rôle important dans les dispositifs passifs pour la conception de coupleurs directionnels et de filtres. Elles comprennent deux lignes de propagation très proches afin que la puissance puisse être couplée d'une ligne à l'autre (interaction des champs électromagnétiques) [POZAR, 2011]. Deux topologies de lignes couplées sont souvent réalisées : soit des lignes ECL (Edge Coupled Line), soit des lignes BCL (Broadside Coupled Line). Dans cette section, on s'intéressera aux lignes de type ECL, beaucoup plus aisée à concevoir et à intégrer, toujours dans cette optique d'aide au concepteur et d'aisance dans le design ; on présente tout d'abord la théorie fondamentale des lignes couplées microrubans classiques puis on s'intéresse à quelques règles de conception trouvées dans la littérature afin d'améliorer le comportement voulu pour les lignes microrubans couplées mentionnées au sein de la publication.

1.5.1 Topologie et modèle électrique des lignes couplées

La Fig. 1.12a illustre les dimensions des lignes couplées classiques où deux lignes microrubans identiques de largeur W sont en parallèle, symétriques et séparés par un espace G . Ces rubans sont implantés sur un substrat d'épaisseur h .

Cette structure supporte deux modes distincts de propagation : le mode pair et le mode impair. Pour une excitation en mode pair (Fig. 1.12b), deux tensions de même potentiel sont appliquées aux deux rubans. Dans cette configuration, un circuit ouvert est virtuellement créé entre les deux branches, soit un mur magnétique au niveau de l'axe de symétrie. Le plan de symétrie, au milieu entre les deux lignes, représente un plan H parfait (le champ magnétique parallèle est nul). Le couplage entre les deux lignes se fait par couplage inductif.

Pour une excitation en mode impair (Fig. 1.12c), ce sont deux tensions de signe opposé qui sont appliquées. Dans cette configuration, un court-circuit virtuel est créé entre les deux lignes couplées. Le plan de symétrie représente un plan de masse flottant, on parle alors de mur électrique. La présence du champ électrique entre les lignes couplées implique une capacité (un couplage capacitif) entre les deux lignes.

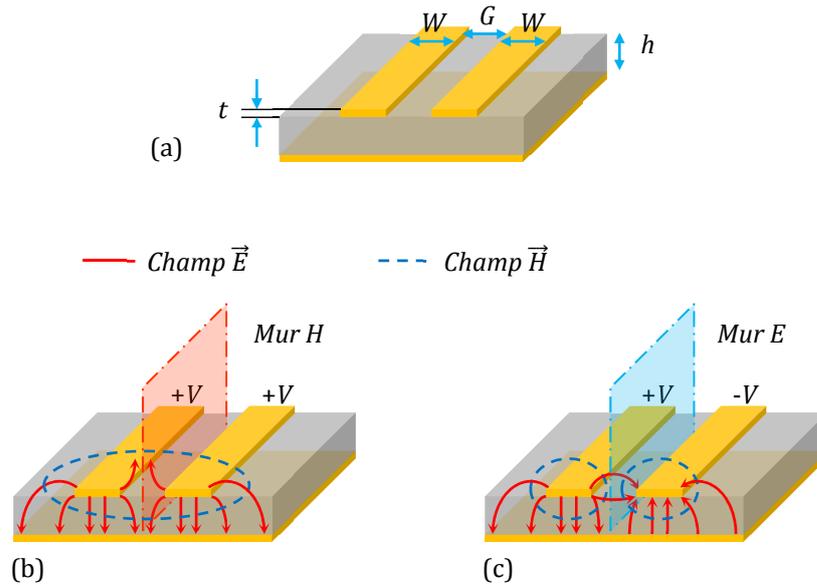


Fig. 1.12 (a) Dimensions des lignes couplées classiques, (b) excitation d'onde en mode pair et (c) excitation d'onde en mode impair

En général, les deux modes de propagation seront excités au même moment. En effet, imaginons qu'un seul ruban soit excité, cette excitation peut être vue comme la superposition d'une excitation paire et d'une excitation impaire. Rien de problématique à cela, sauf que la vitesse de phase propre à chaque mode est différente. De façon générale, les lignes microruban couplées sont caractérisées par des impédances caractéristiques ainsi que par des constantes de propagation et des permittivités diélectriques effectives différentes pour les deux modes.

Lorsque deux lignes sont voisines l'une de l'autre, le champ électrique engendré par l'excitation d'une ligne engendre dans l'autre ligne un courant supplémentaire dû au couplage capacitif : cet effet est modélisé dans le circuit équivalent des deux lignes par une capacité de couplage C_{ss} entre les deux lignes, en plus des capacités propres que les lignes présentent vis-à-vis de la masse et notées C_s . De même, le champ magnétique lié au courant circulant sur une ligne engendre un flux magnétique au sein duquel est plongée l'autre ligne, ce qui a pour effet d'induire un courant supplémentaire sur cette deuxième ligne : cet effet est modélisé dans le schéma équivalent par une inductance mutuelle L_m modulant l'inductance propre de chaque ligne L_0 .

La Fig. 1.13a décrit le circuit équivalent des lignes microrubans couplées symétriques. Une résistance et une inductance propre en série (R et L_0) modélisent le ruban métallique tandis que C_s représente la capacité entre le ruban et le plan de masse. De plus, l'inductance mutuelle L_m et la capacité de couplage C_{ss} sont utilisées pour représenter les couplages magnétique et capacitif entre les deux rubans. Pour le mode pair (Fig.1.13b) le plan de symétrie agit comme un mur

magnétique (circuit ouvert) et aucun courant ne circule entre les deux rubans. Notons que C_{ss} n'a pas d'influence sur ce mode puisque cette capacité voit le même potentiel sur chaque borne. Pour le mode impair (Fig.1.13c), le plan de symétrie agit comme un mur électrique (court-circuit) à tension nulle.

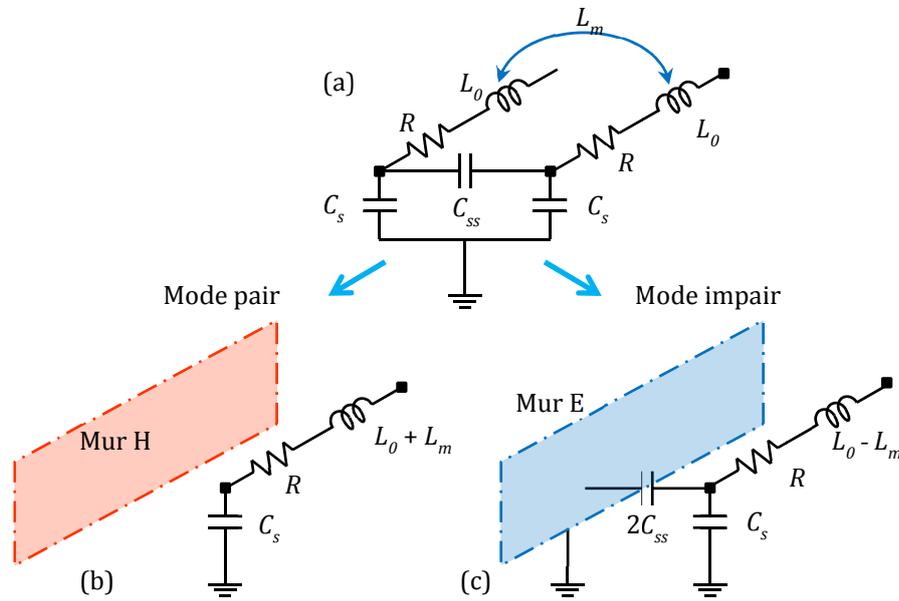


Fig. 1.13 Circuit équivalent des lignes microrubans couplées symétriques en mode pair et mode impair

On définit une longueur infinitésimale de lignes couplées. Les éléments localisés précédents sont considérés linéiques. On appelle C_e , C_o , L_e , L_o les capacités et les inductances linéiques associées respectivement au modèle des télégraphistes des modes pair (even) et impair (odd).

$$C_e = C_s \quad (1.12)$$

$$C_o = C_s + 2C_{ss} \quad (1.13)$$

$$L_e = L_0 + L_m \quad (1.14)$$

$$L_o = L_0 - L_m \quad (1.15)$$

Ces éléments sont déterminés par la permittivité du substrat diélectrique ϵ_r et ses dimensions physiques, i.e. l'espacement G entre les rubans couplés, l'épaisseur du substrat h , ainsi que la largeur W de chacun des rubans. Des études détaillées sur l'influence de chacun de ces paramètres physiques sur les performances du coupleur sont données dans les ouvrages de référence [POZAR, 2011].

Enfin, on définit les couplages électriques et magnétiques par l'intermédiaire des expressions suivantes :

$$k_e = \frac{C_e - C_o}{C_e + C_o} \quad (1.16)$$

$$k_m = \frac{L_e - L_o}{L_e + L_o} \quad (1.17)$$

1.5.2 Coupleurs co-directifs et contra-directifs

L'étude des lignes couplées est intimement liée à l'étude des coupleurs qui en résultent. Le couplage peut être co-directif tel que sur la Fig. 1.14a ou contra-directif tel que sur la Fig. 1.14b pour la même excitation sur le port 1.

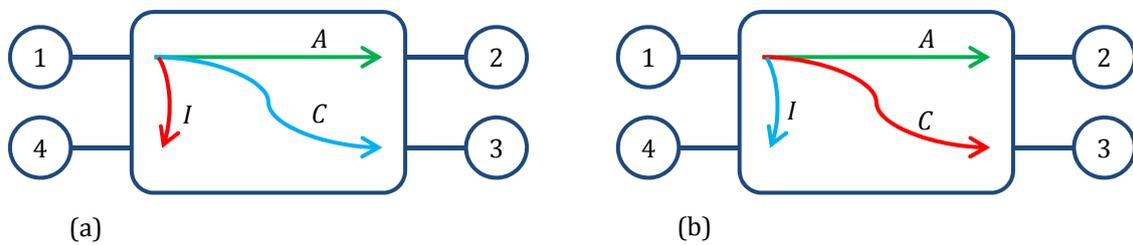


Fig. 1.14 (a) Coupleur co-directif et (b) coupleur contra-directif

On définit alors les paramètres de transmission ou atténuation sur la voie directe (A), de couplage sur la voie couplée (C) et d'isolation sur la 4^{ème} voie, (I). La directivité (D) représente la facilité à orienter la transmission de puissance vers la voie couplée par rapport à la voie isolée. Elle est donnée par la soustraction du couplage par l'isolation. Le tableau 1.2 décrit les équations correspondant à A, I, C et D en fonction des paramètres S.

TABLEAU 1.2 Les équations correspondant à A, I, C et D en fonction des paramètres S

Paramètres caractéristiques	Coupleur co-directif	Coupleur contra-directif
Atténuation (A)	$-20 \log S_{21} $	$-20 \log S_{21} $
Couplage (C)	$-20 \log S_{31} $	$-20 \log S_{41} $
Isolation (I)	$-20 \log S_{41} $	$-20 \log S_{31} $
Directivité (D)	$-20 \log \frac{ S_{31} }{ S_{41} }$	$-20 \log \frac{ S_{41} }{ S_{31} }$

1.5.3 Intérêt des ondes lentes pour les lignes couplées

Dans le cadre de la thèse de José Lugo [LUGO, 2015], il a été démontré que les barreaux flottants sous les lignes couplées coplanaires (lignes couplées coplanaires à ondes lentes) permettaient de contrôler la valeur du couplage tout en conservant une directivité infinie. La question s'est donc posée naturellement pour les lignes couplées microrubans à ondes lentes sur substrat structuré. Ce type de structure extrêmement innovante n'a jamais été étudié au sein de la littérature. Aussi afin de pouvoir valoriser ses performances, il faudra identifier d'un point de vue théorique quels seront les atouts d'une telle ligne, comment les mettre en avant pour du couplage directif ou contra-directif et de comparer, le cas échéant avec les coupleurs adéquats de la littérature. Nous verrons que le couplage directif sera un point fort de cette topologie de ligne et l'état de l'art concernant les coupleurs directifs sera décrit au sein du chapitre 3.

1.5.3.1 Coupleur contra-directif à lignes couplées

Une des applications en hyperfréquence les plus courantes des lignes couplées est le coupleur contra-directif, basé sur une simple section quart d'onde de lignes couplées. Le coupleur équilibré 3-dB est largement utilisé pour diverses applications, i.e. les amplificateurs de puissance équilibrés, les mélangeurs, les modulateurs, les systèmes de mesure, les antennes à polarité circulaire, etc. En théorie, le coupleur contra-directif peut présenter plusieurs niveaux de couplage car il couple une quantité définie de l'énergie électromagnétique pour obtenir le couplage souhaité pour une application spécifique avec une taille compacte. Généralement, le coupleur se compose d'une ou plusieurs sections de lignes couplées de longueur quart d'onde qui permettent d'élargir la bande passante [POZAR, 2011].

Le niveau de couplage d'un coupleur à lignes couplées classique est principalement limité par la restriction de l'espacement entre les deux lignes de transmission parallèles, couramment à 0.1 mm dans la technologie standard de fabrication du circuit imprimé (PCB), conduisant à un faible couplage de 8 à 40 dB en pratique [MONGIA, 1999]. D'autre part, un coupleur directif traditionnel peut avoir une directivité faible, généralement inférieure à 20 dB, due à la différence de vitesse de phase des modes pair et impair [LEE, 2009]. Par conséquent, certaines recherches se sont orientées vers le développement et l'amélioration de la structure du coupleur directif à lignes couplées afin d'augmenter le niveau de couplage (jusqu'à 3 dB) et d'améliorer la directivité.

1.5.3.1.1 Augmentation du niveau de couplage

De nombreuses équipes ont proposé des méthodes pour obtenir un coefficient de couplage de 3 dB pour le coupleur à lignes couplées. Citons ici le coupleur très connu de Lange

[OSMANI, 1981], le coupleur avec N-sections de lignes couplées en tandem [CHO, 2005], le coupleur à lignes couplées avec la présence des lignes supplémentaires non-couplées de longueur quart d'onde en méandres [CHUN, 2004], [FUJII, 2005], le coupleur « broadside » sur substrat multicouches [CHANG, 2008], le coupleur avec deux sections supplémentaires de lignes couplées [WU, 2013] et le coupleur avec structure de compensation en fragment [Wang, 2017]. Néanmoins il est important de noter que la directivité de ces coupleurs reste encore modeste.

L'état de l'art pour des coupleurs contra-directifs à lignes couplées présentant un couplage de 3 dB est donné par le Tableau 1.3.

TABLEAU 1.3 Comparaison des performances de divers coupleurs contra-directifs de la littérature présentant un couplage fort de 3 dB

Reference	Bonding wires or joints	Center freq. [GHz]	Bandwidth %	Coupling level [dB]	Phase difference	Directivity [dB]
[OSMANI, 1981]	Yes	3	N/A	2.8 ± 0.4	$90^\circ \pm 4^\circ$	18 – 22
[CHUN, 2004]	No	1.8	26%	3 ± 0.5	N/A	33 – 42
[CHO, 2005]	Yes	4.5	42%	3.7 ± 0.5	$90^\circ \pm 1^\circ$	12 – 20
[FUJII, 2005]	No	5	16%	3.3 ± 0.5	$90^\circ \pm 2^\circ$	25 – 33.5
[CHANG, 2008]	No	2.4	25%	3.2 ± 0.1	$90^\circ \pm 0.6^\circ$	22 – 48
[WU, 2013]	No	1.9	11%	4.5 ± 0.5	$90.5^\circ \pm 0.6^\circ$	25 – 36.6
[WANG, 2017]	No	2	21.5%	3.2 ± 0.3	N/A	25 – 47

Bien que ces méthodes puissent améliorer le couplage, elles peuvent avoir certains inconvénients tels que des rubans métalliques supplémentaires [CHO, 2005], le coût élevé de fabrication sur le substrat multicouche [CHANG, 2008] et des dimensions plus importantes [FUJII, 2005], [CHUN, 2004].

1.5.3.1.2 Amélioration de la directivité des coupleurs contra-directifs

Dans la continuité de la recherche, afin d'améliorer la directivité du coupleur à lignes couplées microrubans, différentes techniques de compensation de la différence de la vitesse de phase des modes pair et impair ont été proposées dans la littérature. Citons la technique de compensation inductive [PHROM, 2006] ou capacitif [GRUSZ, 2011]; l'utilisation de lignes de transmission ayant une permittivité effective négative (métamatériaux) pour égaliser les

vitesse de phase en mode pair et impair [POURZADI, 2012]; la structure de ligne couplée ondulée en forme de dents de scie, où la vitesse de phase du mode impair est ralentie, alors que celle du mode pair n'est pas affectée, ce qui conduit à une directivité améliorée [MULLER, 2010]; l'ajout de stubs en formes d'éperon [CHANG, 2004]; le chargement inductif [LEE, 2010], l'ajout de deux sections supplémentaires de lignes couplées [WU, 2013], et les lignes couplées à ondes lentes [LUGO, 2014].

On notera que l'obtention d'un couplage 3 dB n'est pas toujours recherchée dans ces conceptions, d'autant plus qu'une forte directivité est plus dure à atteindre pour des faibles couplages que pour des forts couplages. L'état de l'art de performances des coupleurs contra-directif à lignes couplées ayant une haute directivité est donné Tableau 1.4.

TABLEAU 1.4 Comparaison des performances de divers coupleurs contra-directifs de la littérature dans le but d'améliorer la directivité.

Reference	Center Frequency [GHz]	Coupling [dB]	Directivity D_{max} [dB]	Bandwidth $D > 20dB$ [%]	Isolation* [dB]
[CHANG, 2004]	2.4	-10	37.5	37.5%	23 - 47.5
[PHROM, 2006]	0.9	-10	25	33%	30 - 40
[MULLER, 2010]	2	-20	30	>200%	50 - 70
[LEE, 2010]	2.4	-20	56	16.3%	32 - 75
[GRUSZ, 2011]	2	-3.3	27	100%	26 - 52
[POURZA, 2012]	2	-10	40	8.7%	30-50
[WU, 2013]	2	-4.2	36.6	20%	25 - 35
[LUGO, 2014]	60	-3.3	25.1	N/A	N/A

L'article [Lugo, 2014] présente un coupleur contra-directif à lignes couplées à ondes lentes avec des barreaux métalliques flottants. L'insertion des barreaux métalliques permet à la fois de réduire la longueur physique de la ligne (grâce au confinement du champ électrique) et de réaliser des lignes avec un facteur de qualité élevé. En coupant de façon adéquate ces barreaux flottants entre les deux lignes couplées ou entre les lignes et les plans de masse, on peut contrôler la vitesse des modes pair et impair indépendamment, l'égaliser, et obtenir théoriquement une directivité infinie. Cette approche est très intéressante pour les lignes de type S-CPW.

1.5.3.2 Coupleur co-directif à lignes couplées

Une autre application des lignes couplées est le coupleur co-directif (forward-wave directional coupler). Notamment les coupleurs co-directifs présentent plusieurs avantages comme un niveau de couplage pouvant atteindre 0 dB, une directivité élevée et une grande souplesse de conception dans un système en raison de l'alignement des ports de sortie [IKALAINEN, 1987]. Malheureusement ils souffrent d'un encombrement longitudinal non négligeable. En effet, la longueur totale d'un coupleur co-directif sera d'autant plus réduite que les lignes couplées présentent des vitesses de phase très différentes pour les deux modes de propagation, pair et impair. Plusieurs techniques différentes ont été décrites pour favoriser la miniaturisation du coupleur co-directif, y compris l'ouverture de motifs dans le plan de masse [CHANG, 2001], [HSU, 2011], l'utilisation de lignes de transmission composite main droite/gauche (CRLH) [LUI, 2002], [HIROTA, 2009], l'ajout de stubs périodiques [KESHAVARZ, 2010] et l'ajout de charges capacitives le long des lignes de transmission [PARK, 2011], [HA, 2016]. Ses performances sont données tableau 1.5.

TABLEAU 1.5 Comparaison des performances de divers coupleurs co-directifs de la littérature présenté un couplage total de 0-dB.

	Technique	Fréq. [GHz]	Couplage mesuré	Miniaturisation	Largeur de bande
[CHANG, 2001]	Ouverture de motifs dans le plan de masse	7	2 dB	35%	14%
[HSU, 2010]	Ouverture de motifs dans le plan de masse	2.9	1 dB	73%	19%
[HSU, 2011]	Ouverture de motifs dans le plan de masse	1.5	0.5 dB	92%	12%
[LUI, 2002]	CRLH	3.8	4.5 dB	76%	6%
[KESHAVARZ, 2010]	Stubs périodiques	3	0.3 dB simulé	60% simulé	66% simulé
[PARK, 2011]	Charges capacitives	5	0.9 dB	89%	34%

CHAPITRE 2. LIGNE MICRORUBAN A ONDE LENTE SUR SUBSTRAT STRUCTURE, RF ET MILLIMETRIQUE

Comme décrit au cours du chapitre 1, les premiers résultats sur des lignes microrubans classiques ont été présentés par D.D. Grieg et H.F. Engelmann en 1952 [GRIEG, 1952]. C'est un ensemble constitué de deux conducteurs : un ruban étroit (microruban), séparé d'un large plan de masse par un substrat diélectrique, le tout permettant de guider la propagation d'une onde électromagnétique. Dans la continuité des recherches pour améliorer les performances de ces lignes de propagation, plusieurs topologies ont été développées afin de ralentir la vitesse de propagation. Nous nous intéressons ici à la modification de la structure classique par l'adjonction de vias ou nano-vias dans une bonne partie du substrat pour obtenir une ligne microruban à ondes lentes. Dans un premier temps, nous verrons leur principe de fonctionnement. Puis nous décrirons les technologies utilisées dans les domaines RF et millimétrique respectivement, pour ensuite détailler le modèle électrique équivalent. Ce modèle permettra un gain de temps considérable dans le design de circuits tels que le coupleur hybride fonctionnant à 7.5 GHz présentés en dernière partie de ce chapitre 2.

2.1 Principe des lignes microruban à onde lente sur substrat structuré

On considère sur la Fig. 2.1 deux topologies de lignes, identiques sur le principe, mais adaptées respectivement aux domaines RF et millimétrique.

La Fig. 2.1(a) représente la topologie de la structure de ligne microruban à ondes lentes utilisée pour le domaine RF (Slow-Wave Microstrip Transmission Line, SW- μ TL). Elle est composée d'une ligne de cuivre, imprimée sur la couche supérieure d'un substrat multi-couches. La couche basse est traversée intégralement par un réseau de vias borgnes qui jouent le rôle de perturbateurs de champ électrique et sont connectés au plan de masse. Au-dessus de ce réseau, la couche supérieure concentre l'énergie électrique : le champ électrique est attiré par le haut des vias et ne va pas jusqu'au plan de masse. Le champ magnétique au contraire profite de tout l'espace disponible, contournant les vias mais occupant tout le reste du volume jusqu'au plan de masse. En quelque sorte, il y a de l'énergie magnétique stockée (le champ magnétique est seul présent dans la couche basse où il ne peut y avoir de champ électrique) et donc ralentissement de l'onde. La technologie utilisée et les dimensions seront décrites dans la section suivante §2.2.

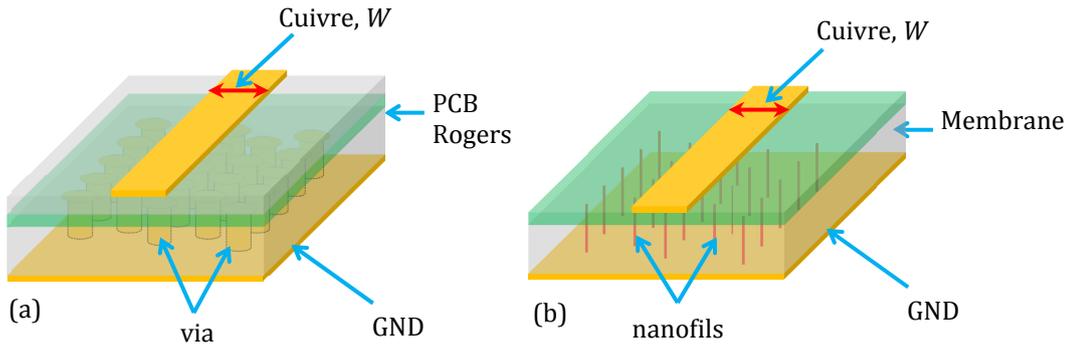


Fig. 2.1 Topologie de la structure de ligne microruban à ondes lentes (a) sur PCB structuré par un réseau de vias métalliques et (b) sur membrane à nanofils métalliques. Le détail des dimensions sera fourni au §2.2.

La Fig. 2.1(b) résume le concept de la ligne microruban à onde lente qui fonctionne aux fréquences millimétriques. Elle est composée également d'une ligne de cuivre gravée au-dessus d'un substrat multicouche. La couche basse est constituée d'une membrane d'alumine, initialement nanoporeuse, emplie de nanofils métalliques connectés au plan de masse. Cette membrane est recouverte d'une couche d'oxyde de silicium faisant office de diélectrique. De la même manière que précédemment, le champ électrique se concentre dans la couche d'oxyde supérieure, alors que le champ magnétique occupe tout l'espace disponible. La technologie sera décrite en détail un peu plus tard au sein de ce chapitre.

Le principe de la ligne à ondes lentes consiste à stocker de l'énergie électrique ou magnétique en un lieu délimité de la structure. Le phénomène d'ondes lentes résulte de ce phénomène. L'équation (1) résume les deux approches théoriques possibles, matériau via l'augmentation de la permittivité effective, ou électrique via les paramètres d'inductance et de capacité linéiques du modèle des télégraphistes :

$$v_{\varphi} = \frac{c_0}{\sqrt{\varepsilon_{r\,eff}}} = \frac{1}{\sqrt{L \times C}} \quad (2.1)$$

où v_{φ} représente la vitesse de phase de l'onde, c_0 est celle de la lumière dans le vide, $\varepsilon_{r\,eff}$ représente la permittivité relative effective. Lorsque l'on modélise une ligne de propagation avec un modèle électrique $RLCG$, L et C représentent son inductance linéique et sa capacité linéique. Ainsi, l'augmentation de L et/ou C de la ligne à onde lente par rapport à une propagation guidée classique permet de réduire la vitesse de phase de l'onde.

Dans la ligne microruban à ondes lentes de la Fig. 2.1, puisque le champ électrique est concentré dans la couche diélectrique supérieure, la capacité parallèle du modèle électrique est extrêmement forte par rapport à celle d'une ligne microruban classique d'épaisseur égale à celle

du substrat multi-couches complet. La Fig. 2.2 montre les champs E et H dans une ligne microruban à onde lente sur substrat PCB structuré. La Fig. 2.3 montre quant à elle les champs électrique et magnétique sur la membrane à nanofils. Dans les deux cas, on note la présence de champ magnétique entre les vias ou nanofils. Par contre le champ électrique reste bien confiné au-dessus.

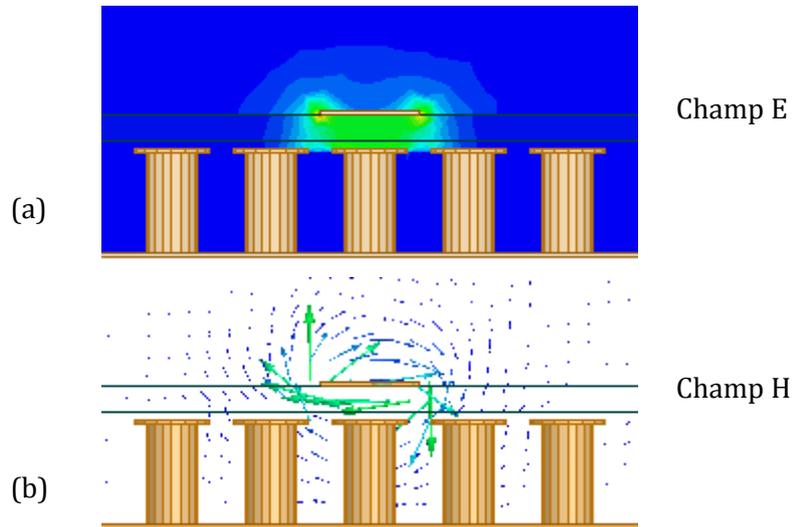


Fig. 2.2 Allure du champ électromagnétique simulé d'une ligne microruban à ondes lentes sur substrat PCB structuré : (a) champ électrique et (b) champ magnétique dans un plan transversal à celui de la propagation

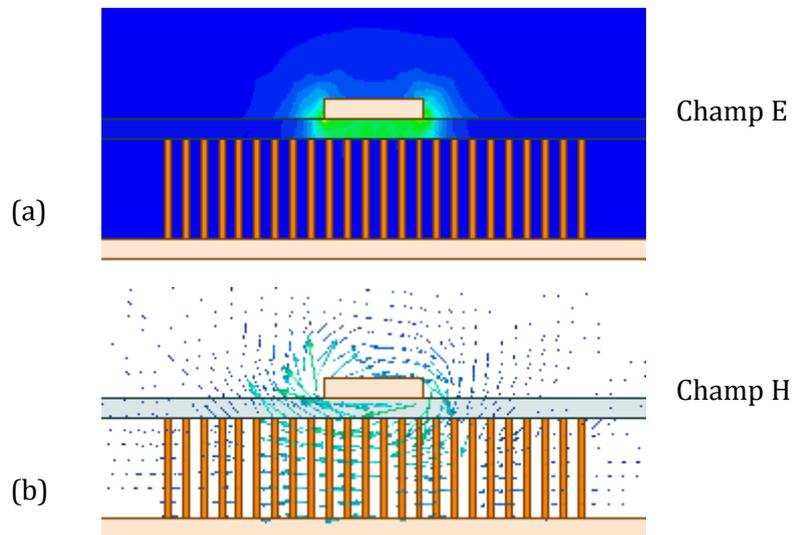


Fig. 2.3 Allure du champ électromagnétique simulé d'une ligne microruban à ondes lentes sur membrane à nanofils métalliques : (a) champ électrique et (b) champ magnétique dans un plan transversal à celui de la propagation

Remarque : On note que pour la ligne sur substrat PCB, le champ H est quand même perturbé par les vias alors qu'il l'est beaucoup moins sur les lignes à nanofils. La façon dont le

champ magnétique contourne les vias en RF n'est pas évidente à appréhender. Cela sera une difficulté lors de la mise en place du modèle électrique équivalent.

2.2 Technologies

2.2.1 RF : PCB structuré

La technologie est fournie par la société GTiD. La ligne SW- μ TL est composée d'une ligne de cuivre de largeur W , imprimée sur la couche supérieure d'un substrat à trois couches respectives RO4003C (épaisseur h_{top}), RO4450F (épaisseur h_{inner}) et RO4003C (épaisseur h_{bot}), de haut en bas (Fig. 2.4a). Les propriétés diélectriques des matériaux sont les suivantes : RO4003C ($\epsilon_r = 3.55$, $\tan\delta = 0.0027$), et RO4450F ($\epsilon_r = 3.52$, $\tan\delta = 0.004$). Ces matériaux sont appropriés pour offrir des performances supérieures en RF telles que de faibles pertes, des propriétés électriques stables en fonction de la fréquence et un coût compétitif de fabrication de circuits [ROGER].

Sous la ligne microruban, les vias borgnes en réseau présentent un rayon de R_1 . Ils sont inter distants de S et sont connectés au plan de masse inférieur. Basé sur les technologies standards de fabrication des vias, chaque via borgne est recouvert d'une pastille (pad) de rayon R_2 situé dans la couche h_{inner} .

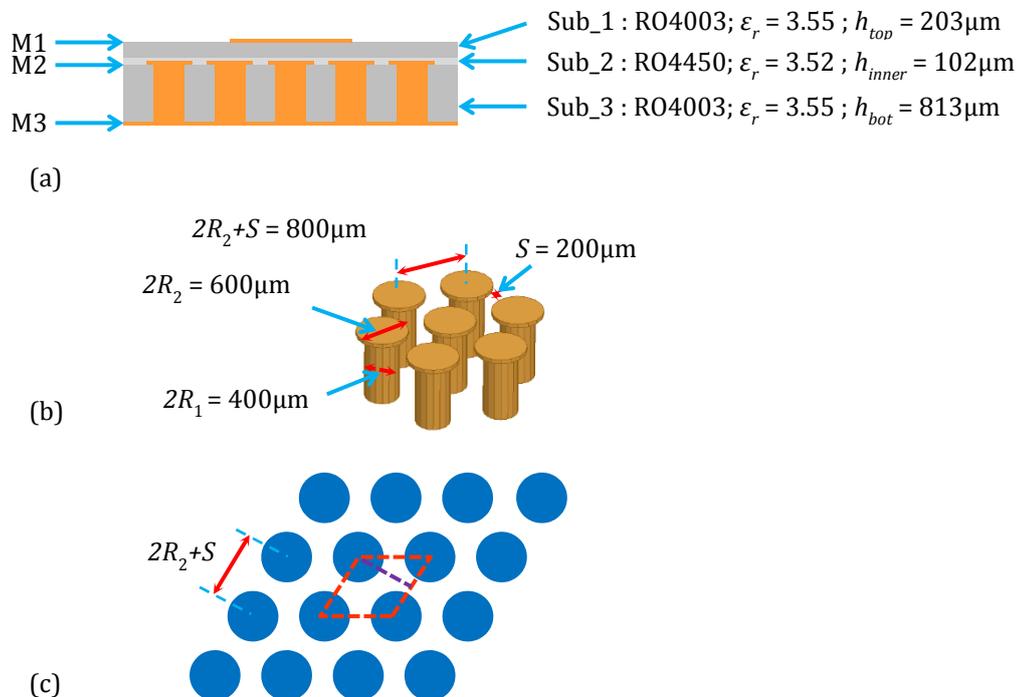


Fig. 2.4 Ligne microruban à ondes lentes en technologie PCB: (a) section transversale de la structure, (b) vue 3D et dimensions des vias métalliques, (c) arrangement des vias

De plus, les vias métalliques sont rangés en quinconce, la distance entre deux vias étant toujours égale (Fig. 2.4b). Cet arrangement permet de maintenir la densité de vias constante dans le substrat. Trois couches de métaux d'épaisseur $t = 35 \mu\text{m}$ sont définies dans le procédé de fabrication : la couche de métal $M1$ inclut les lignes de propagation d'onde tandis que les pastilles sont réalisées dans la couche de métal $M2$ et la couche de métal $M3$ sert de plan de masse. Les vias métalliques borgnes traversent uniquement les substrats Sub_2 et Sub_3 (le substrat Sub_2 étant nécessaire technologiquement pour la métallisation des pastilles de ces vias borgnes).

Dans cette technologie, le substrat fabriqué a une épaisseur totale $h_{total} = 1118 \mu\text{m}$. Les épaisseurs standards de couches diélectriques sont respectivement : $h_{top} = 203 \mu\text{m}$, $h_{inner} = 102 \mu\text{m}$ et $h_{bot} = 813 \mu\text{m}$. De plus, $2R_1$, $2R_2$ et S sont respectivement égaux à 400, 600 et 400 μm . L'espacement entre les pastilles a été fixé à 200 μm pour satisfaire les contraintes de fabrications tandis que le débordement des pastilles au-delà du via est de 100 μm , soit la valeur minimum fournie par la société GTiD. Les vias ne sont pas répartis dans tout le substrat à cause du coût de fabrication. Cinq rangées de vias le long de l'espace sous le ruban sont suffisantes pour maintenir l'effet d'ondes lentes des lignes. Mettre plus de rangées n'aurait aucun impact.

On définit deux densités, la densité de vias et la densité de pastilles, comme les pourcentages de surfaces métalliques pour une surface unitaire de substrat. Par exemple la Fig. 2.4(c), considère un groupe de cercles de rayon R avec la distance bord à bord S , rangés en quinconce. Il est possible de calculer l'aire d'un parallélogramme (en rouge) représentant une surface unitaire. Notons que ses côtés sont égaux à $(2R + S)$ et sa hauteur est égale à $(2R + S)\cos 60^\circ$. La surface métallique (en bleu) est égale à l'aire d'un cercle de rayon R : $\pi \times R^2$. La densité est ainsi calculée par :

$$dst = \frac{\pi R^2}{(2R + S) \times (2R + S) \cos 60^\circ} = \frac{2\pi R^2}{(2R + S)^2 \sqrt{3}} \quad (2.2)$$

Par conséquent les densités de vias et de pastilles pour un arrangement de vias en quinconce sont égales à :

$$dst_{vias} = \frac{2\pi R_1^2}{(2R_2 + S)^2 \sqrt{3}} \quad (2.3)$$

$$dst_{pads} = \frac{2\pi R_2^2}{(2R_2 + S)^2 \sqrt{3}} \quad (2.4)$$

Avec la technologie de fabrication disponible chez GTiD, pour une ligne de transmission à onde lente ayant les dimensions décrites ci-dessus, les deux densités sont déterminées : $dst_{vias} = 22.7\%$; $dst_{pads} = 51.1\%$.

La Fig. 2.5 présente une photographie de lignes fabriquées avec vue de dessus et vue de dessous. Quatre largeurs de rubans sont disponibles : 0.4 mm, 0.8 mm, 1.2 mm et 1.6 mm. Cela permet d'obtenir des lignes SW- μ TLS ayant une impédance caractéristique variant de 30 à 80 Ω . Elles sont accessibles par des accès CPWG (Coplanaire Waveguide Grounded) de 50 Ω afin d'être reliées à des connecteurs SMA. Deux longueurs de lignes sont disponibles 10 mm et 50 mm.

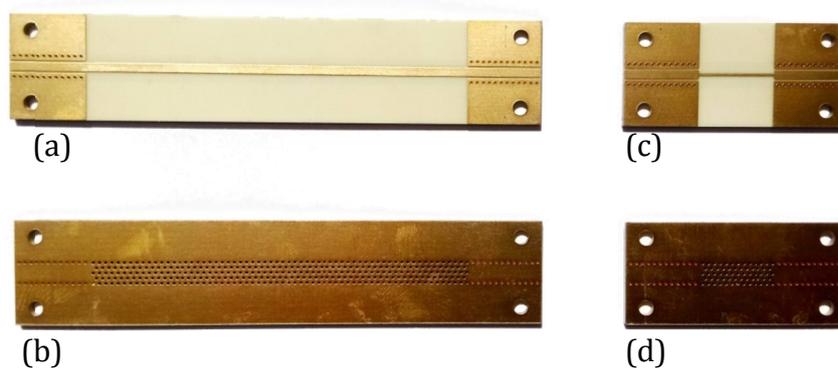


Fig. 2.5 Photographie des lignes fabriquées : (a) et (c) vues de dessus et (b) et (d) vues de dessous. (a) et (b) Longueur 50 mm. (c) et (d) Longueur 10 mm.

2.2.2 Millimétrique : membrane nanoporeuse

Nous avons vu dans le chapitre 1, que pour la montée en fréquence, il était pertinent d'intégrer les passifs au sein d'un interposeur plutôt que dans les Back-Ends-Of-Line des technologies silicium. Pour des lignes microrubans à ondes lentes, un substrat structuré par des nanofils métalliques est tout-à-fait indiqué comme interposeur. Cela réduit bien évidemment les pertes (moins de pertes de Foucault aux plus hautes fréquences dans des nano-vias que dans des vias de plusieurs micromètres de rayon) et autorise une miniaturisation importante en favorisant des forts rapports d'aspect entre la hauteur des nanofils et l'épaisseur de la couche diélectrique supérieure [SERRANO, 2014]. La structure à nanofils est donnée Fig. 2.6. La technologie est proposée par des collègues brésiliens de l'Université de Sao Paulo, sous la direction de Gustavo Rehder. Toutes les dimensions sont indiquées sur la Fig. 2.6. Les variations correspondent aux paramètres typiques avec lesquels la fabrication a été optimisée.

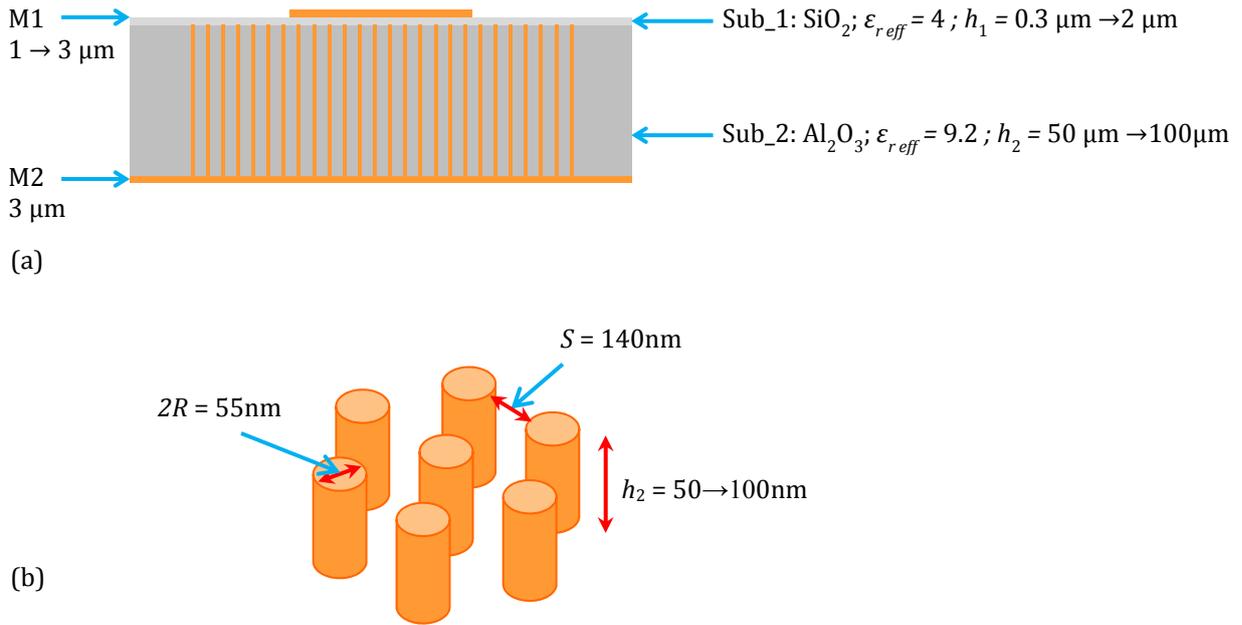


Fig. 2.6 Ligne microruban à ondes lentes sur la membrane à nanofils métalliques: (a) section transversale de la structure, (b) vue 3D et dimensions des nanofils métalliques.

Il est intéressant de noter que l'élaboration de la membrane nanoporeuse se fait naturellement en nid d'abeille. Les nanofils métalliques seront donc répartis en quinconce également. On définit la densité de nanofils dst_{nnfs} , comme le pourcentage de surface métallique pour une surface unitaire de la membrane :

$$dst_{nnfs} = \frac{2\pi R^2}{(2R + S)^2\sqrt{3}} \quad (2.5)$$

La Fig. 2.7 décrit le procédé de fabrication d'une ligne microruban sur la membrane à nanofils métalliques. La ligne microruban est enfin réalisée selon un processus classique de dépôt/gravure. Tout d'abord une membrane nanoporeuse d'alumine, d'épaisseur h_2 μm est obtenue par une oxydation électrochimique d'aluminium sous des tensions d'anodisation spécifiques (Fig. 2.7a). La procédure détaillée est basée sur la méthode décrite en référence [MASUDA, 1995]. Plusieurs étapes de traitement d'une plaque d'aluminium pur (polissages mécanique et électrochimique de la surface, anodisation) sont nécessaires pour obtenir une membrane avec des réseaux ordonnés de nanopores. Le diamètre des nanopores est ajustable de 5nm à plusieurs centaines de nanomètres avec une distance interpores variant de la dizaine à plusieurs centaines de nanomètres, avec la densité de pores correspondante dans la gamme de 10^{12} à 10^9 cm^{-2} . Les dimensions de cette structure poreuse sont définies par des conditions d'anodisation spécifiques : électrolyte et tension d'activation sont les éléments clés d'une ingénierie de précision permettant de jouer sur la morphologie à l'échelle nanométrique. Cette membrane est appelée AAO (oxyde d'alumine anodique) dans la littérature dévolue à la chimie.

L'épaisseur de la membrane nanoporeuse peut facilement atteindre 400 μm . L'USP commande directement des membranes de 50 ou 100 μm .

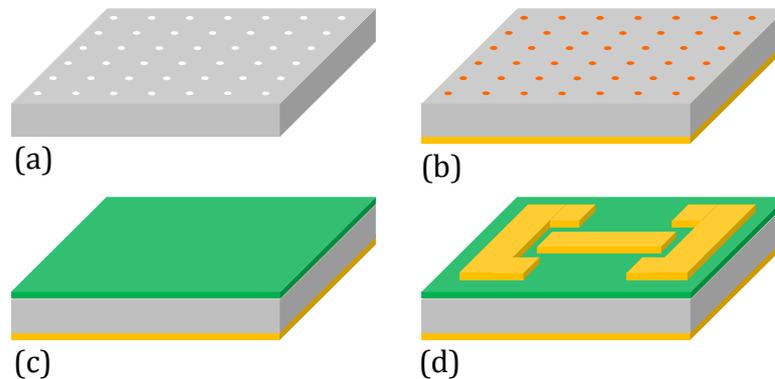


Fig. 2.7 Procédé de fabrication d'une ligne microruban sur la membrane à nanofils métalliques.

Ensuite, les nanopores verticaux sont connectés avec le plan de masse (Fig. 2.7b). Pour remplir les nanopores avec du métal (cuivre), l'USP applique une procédure stricte et effectue un électroplacage à l'intérieur de la membrane d'alumine pour faire croître les nanofils de cuivre à travers la membrane au-dessus de substrat d'aluminium jusqu'à ce qu'ils atteignent le plan supérieur. Typiquement l'USP commande des membranes nanoporeuses avec des diamètres de l'ordre de 50 nm et des distances interpores de l'ordre de 150 nm. Les nanofils sont donc très minces (près de quatre fois plus petits que l'épaisseur de peau dans un métal à 100 GHz) pour permettre un fonctionnement performant à des fréquences supérieures à 100 GHz avec des pertes de courant de Foucault très modérées et de faibles pertes par conductivité, la résistance équivalente étant réduite par la forte densité des nanofils parallèles.

Subséquentement, la membrane est recouverte à l'USP d'une couche diélectrique mince d'oxyde de silicium (SiO_2 , $\epsilon_r = 4$), d'épaisseur h_1 pouvant atteindre de 0.3 à 2 μm , (Fig. 2.7c). Finalement, les rubans métalliques sont électrodéposés (aluminium ou cuivre) pour atteindre une épaisseur $t = 1$ à 3 μm sur cette membrane (Fig. 2.7d). De façon à faciliter la connexion avec des pointes de mesure coplanaires, des plots de masse, électrodéposés en même temps, relie le plan de masse arrière ramené par les nanofils via un couplage capacitif ou direct. Pour ce dernier cas, la couche diélectrique mince a été gravée sous les plots de masse.

Des lignes ont été réalisées sur plusieurs membranes d'épaisseur 50 μm commercialisées par la société Synkera avec des couches d'oxyde d'épaisseur 0.8 μm et 1 μm respectivement [SERRANO, 2014]. Les couches métalliques des rubans et du plan de masse ont une épaisseur de 1 μm . Le diamètre des nanofils et la distance interpore sont de 55 nm et 143 nm, respectivement. Le taux de remplissage des membranes par électrodéposition des nanofils est élevé même s'il n'atteint pas tout-à-fait 100%. La membrane est constituée d'alumine, qui est un excellent

isolant pour les applications RF et millimétriques, la forte densité de nanofils de cuivre assure que les quelques pores non remplis n'affectent pas les performances du SW- μ TL.

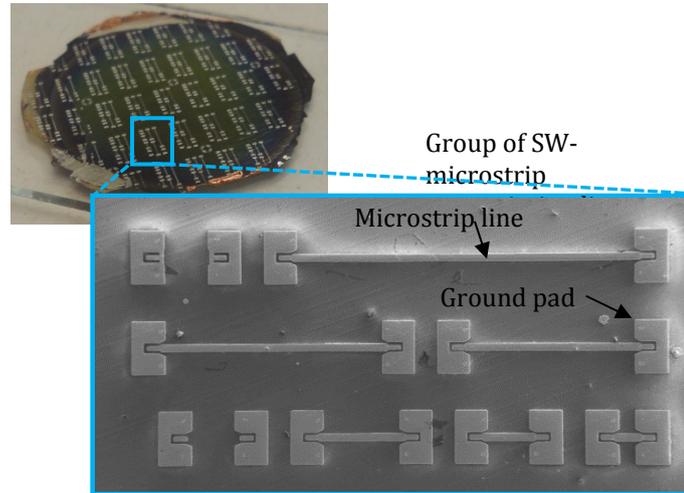


Fig. 2.8 Procédé de fabrication d'une ligne microruban sur la membrane à nanofils métalliques.

L'encart de la Fig. 2.8 montre un échantillon de plusieurs lignes SW- μ TL ayant différentes longueurs mais une même largeur sur la membrane à nanofils métalliques. Ceci constitue un groupe. Sur la photographie du wafer complet, Fig. 2.8, les groupes sont clairement différenciés. Chaque groupe se distingue par une largeur de ligne pouvant varier de 14 à 51 μ m. Cela permet d'obtenir des lignes SW- μ TL dont l'impédance caractéristique devrait varier de 24 à 45 Ω . Les plots de masse en bout de chaque ligne permettent la transition ligne microstrip vers les pointes de mesure. Pour la suite, nous nous focaliserons sur trois longueurs de lignes disponibles 1 mm, 1.3 mm et 2 mm.

2.3 Simulations électromagnétiques

2.3.1 Extraction des paramètres

Des simulateurs électromagnétiques tels qu'ANSYS HFSSTM sont les outils indispensables pour les ingénieurs dans des tâches de conception amont pour le millimétrique. Ce logiciel, et ses concurrents, sont très utilisés pour la recherche fondamentale mais aussi lors de campagnes de développement industriel. HFSSTM offre des solveurs de pointe basés sur les éléments finis, les équations intégrales et sur les méthodes asymptotiques et hybrides avancées, afin de simuler un large spectre de composants et systèmes RF.

Dans ce travail, plusieurs simulations électromagnétiques de lignes microruban à ondes lentes ont été réalisées pour évaluer leurs performances et caractériser leurs paramètres. En théorie, la structure de ces lignes est discrétisée par des mailles de type tétraédrique où les équations de Maxwell sont alors résolues selon les conditions spécifiques aux limites et

l'excitation à chaque accès. Cela permet d'obtenir la solution du champ électromagnétique dans toute la structure et de déterminer les matrices S . De plus, le logiciel HFSS™ permet aussi de simuler une moitié de la structure symétrique avec des conditions spécifiques de bord sur le plan de symétrie H . Ceci permet de réduire la dimension du problème pour gagner du temps de simulation et de l'utilisation de mémoire.

La Fig. 2.9 montre l'allure du champ électromagnétique, simulé par le logiciel HFSS™, sur une moitié de la ligne microruban à ondes lentes sur le substrat PCB structuré dans un plan transversal à celui de la propagation. Le champ E est confiné entre la ligne principale et les vias donc sa répartition est alors très proche de celle d'une ligne microruban classique d'épaisseur h_1 comme le met en évidence la Fig. 2.9(a). Par ailleurs, si l'espacement entre les vias est suffisamment grand, la conservation du flux du champ H assure que celui-ci est peu perturbé par la présence des vias. En simulation, ceci est vérifié (Fig. 2.19(b)) où le champ magnétique d'une ligne à ondes lentes est présent tout autour du conducteur central.

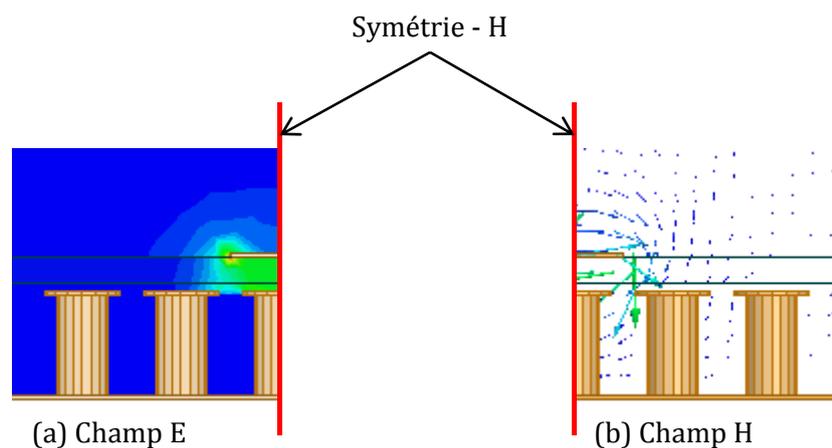


Fig. 2.9 Allure du champ électromagnétique simulé d'une moitié de la ligne microruban à ondes lentes sur le substrat PCB structuré de la Fig. 2.4 : champ (a) électrique et (b) magnétique dans un plan transversal à celui de la propagation.

La Fig. 2.10 illustre SW- μ TL, à partir des simulations HFSS™ la technique d'extraction des paramètres tel que l'impédance caractéristique, la constante de propagation... Une fois la simulation d'une ligne microruban à ondes lentes de longueur l simulée avec HFSS™, on obtient la matrice $[S]$ de cette ligne, entre chaque port où l'excitation du mode de propagation principal est établie.

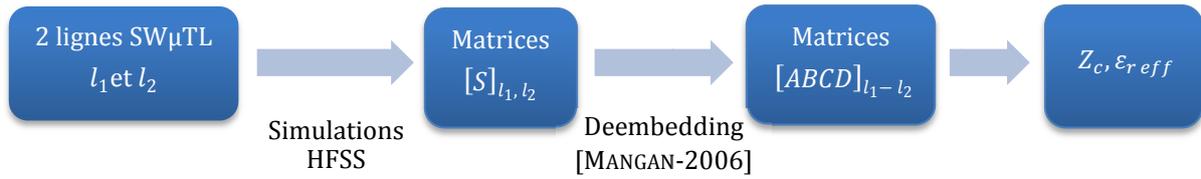


Fig. 2.10 Procédé de caractérisation de lignes microruban à onde lente à partir des simulations HFSS™

Ainsi, une étape de « de-embedding » est nécessaire pour supprimer la contribution des accès. La technique de « de-embedding » choisie dans ce travail consiste en une méthode proposée par Mangan [MANGAN-2006]. Elle repose sur l'utilisation de deux lignes de propagation symétriques, mesurées ou simulées, ayant des mêmes paramètres physiques et des longueurs différentes l_1 et l_2 . Ensuite, une ligne de propagation fictive équivalente ayant les mêmes paramètres avec une longueur de $|l_1 - l_2|$ est obtenue après l'application du « de-embedding ». Comme toute ligne de propagation, sa matrice [ABCD] peut s'écrire sous la forme :

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{l_1-l_2} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma(l_1 - l_2)) & Z_c \sinh(\gamma(l_1 - l_2)) \\ \frac{1}{Z_c} \sinh(\gamma(l_1 - l_2)) & \cosh(\gamma(l_1 - l_2)) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Cette matrice [ABCD] permet de déterminer les paramètres tels que l'impédance caractéristique Z_c , la constante de propagation γ et la constante diélectrique relative $\epsilon_{r\text{ eff}}$:

$$Z_c = \sqrt{\frac{B}{C}} \quad (2.7)$$

$$\gamma = \alpha + j\beta = \frac{\cosh^{-1} A}{|l_1 - l_2|} \quad (2.8)$$

$$\epsilon_{r\text{ eff}} = \left(\frac{c_0 \beta}{2\pi f} \right)^2 \quad (2.9)$$

2.3.2 Analyse de la flexibilité de positionnement sur le substrat structuré

Ce travail a été mené sur le substrat PCB pour lequel la taille des vias n'est pas négligeable par rapport à celle de la ligne. Afin de justifier de la souplesse de design, il semblait important de présenter le substrat structuré comme un substrat classique dont on peut exprimer les paramètres matériaux. Cela suppose que les vias puissent être considérés comme distribués sous la ligne. Si le positionnement des vias influence le comportement de la ligne, alors il n'y a plus de modèle équivalent possible et on retrouve les mêmes contraintes que celles exposées pour les techniques de miniaturisation par éléments localisés lors du chapitre 1.

Plusieurs simulations de la même ligne microruban à ondes lentes positionnée différemment au-dessus des vias ont été réalisées sur HFSS™ afin d'étudier l'influence du décalage du ruban par rapport à une position et un agencement de référence des vias sur l'impédance caractéristique Z_c et la constante diélectrique effective $\epsilon_{r\text{eff}}$ (Fig. 2.11). Il y a quatre cas à étudier : (a) référence (ligne verticale centrée sur une colonne de vias), (b) ligne verticale et décalage maximal, (c) ligne horizontale centrée sur une ligne de vias, (d) ligne horizontale et décalage maximal.

Les performances de la ligne restent stables (variation maximale inférieure à 4%) quelle que soit la position du ruban au-dessus des vias. En d'autres termes, la position n'a que très peu d'incidence (avec cette densité et ce diamètre de via) sur les paramètres caractéristiques. Comme pour les lignes conventionnelles, nos lignes offrent une grande souplesse de conception et peuvent être placées indifféremment sur le substrat structuré sans modification de leurs paramètres électriques.

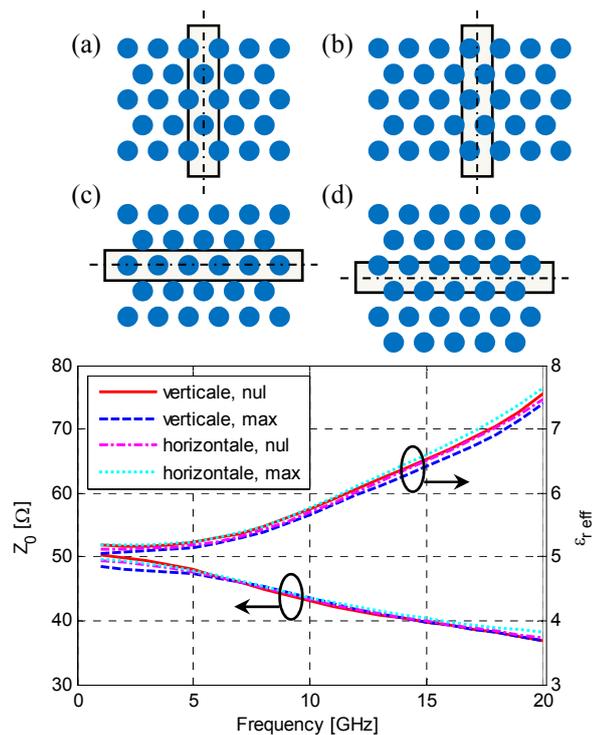


Fig. 2.11 L'impédance caractéristique Z_c et la constante diélectrique effective $\epsilon_{r\text{eff}}$ des lignes microrubans à ondes lentes ($w = 1$ mm) en fonction de la fréquence, par rapport au décalage du ruban vis-à-vis d'une position de référence de la ligne : (a) référence (ligne verticale centrée sur une colonne de vias), (b) ligne verticale et décalage maximal, (c) ligne horizontale centrée sur une ligne de vias, (d) ligne horizontale et décalage maximal.

2.4 Développement d'un modèle analytique

2.4.1 RF : PCB

Comme exposé au paragraphe 2.3, les simulateurs électromagnétiques tels qu'ANSYS HFSS™ sont capables d'offrir une solution précise pour la conception et caractérisation de lignes microrubans à ondes lentes. Cependant, les simulations sur HFSS™ sont toujours longues et gourmandes en mémoire vive pour atteindre une bonne précision. Par conséquent, le développement d'un modèle électrique équivalent est extrêmement utile pour aider les concepteurs à réaliser des lignes SW- μ TL efficaces. Cela permet de réduire considérablement le temps d'analyse en évitant des simulations électromagnétiques 3D.

2.4.1.1 Analyse des phénomènes physiques et circuit équivalent proposé

Le modèle électrique d'une ligne microruban à ondes lentes sur substrat structuré est basé sur une bonne compréhension de la répartition des champs électrique et magnétique à l'intérieur de la structure. La Fig. 2.12a illustre la distribution des lignes de champ électrique qui vont du ruban de signal, puis sont capturés par les vias. La distribution des lignes de champ électrique dans plusieurs zones permet de déterminer la capacité linéaire équivalente de la ligne que nous nommerons C_{lin} dans la suite du chapitre. On distingue la distribution des lignes de champ électrique :

- dans l'air,
- dans le substrat diélectrique entre le microruban et les pastilles métalliques
- dans le substrat diélectrique entre les vias où il existe un effet de pénétration.

De plus, chaque via métallique a une résistance (R_{via}^*) et une inductance (L_{via}^*) en série qui sont connectées à la masse, ces paramètres étant finalement séparés en deux contributions distinctes dans le modèle analytique final.

Pour obtenir correctement le modèle de capacités de la ligne SW- μ TL, on propose de séparer la distribution du champ électrique en deux zones (Fig. 2.12b) : l'une correspondant à la pénétration, représentée par la capacité de pénétration C_{pen} , et une autre correspondant aux lignes de champ électrique qui s'arrêtent au plan fictif supérieur de vias, représentée par la capacité C_{strip} . Cette zone est subdivisée en deux parties qui sont définies ci-dessous (Fig. 2.12c). La zone 1, en orange, représente la partie des lignes de champ électrique qui vont ensuite pénétrer au sein des couches inférieures, conduisant à la capacité C_1 définie pour chaque ligne, alors que la zone 2, en vert, considère uniquement les lignes de champ qui s'arrêtent au-dessus d'un via, conduisant à la capacité C_2 également définie pour chaque ligne. On précise que h_1 est la distance entre le ruban et le plan fictif supérieur des pads et h_2 est la longueur de via.

Il est important de noter ici que bien qu'il existe 3 couches dans la technologie de circuits imprimés multicouches utilisée ici, du fait de la forte ressemblance entre les matériaux, il est tout-à-fait approprié de ne distinguer que 2 couches pour le modèle analytique : celle au-dessus des pastilles et celle comprenant les vias y compris les pastilles. En se référant à la Fig. 2.4, $h_1 = h_{top} + h_{inner} - t = 203 + 102 - 35 = 270 \mu\text{m}$ et $h_2 = h_{bot} + t = 813 + 35 = 848 \mu\text{m}$.

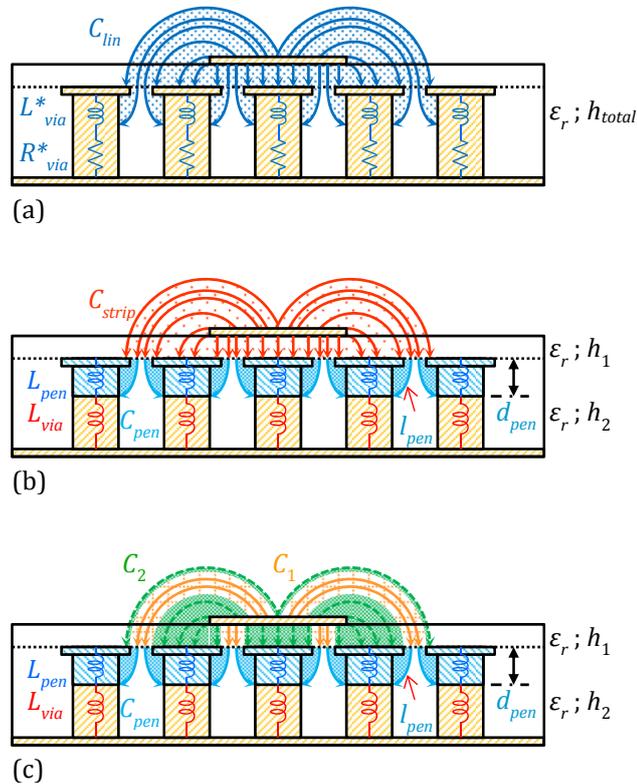


Fig. 2.12 Distribution de champ électrique dans plusieurs zones prises en compte pour établir le modèle analytique de la capacité linéique de la ligne microruban à onde lente sur le substrat PCB structuré d'épaisseur h_1+h_2 :
 (a) le champ électrique entier
 (b) séparation du champ électrique en deux parties pour distinguer la zone de la pénétration.
 (c) répartition des champs électriques qui conduisent aux capacités du modèle.

Le circuit électrique équivalent d'une ligne microruban à onde lente sur le substrat PCB structuré est présenté Fig. 2.13. Une résistance et une inductance linéaires en série (R et L) modélisent le ruban métallique tandis que les capacités en parallèle (C_1 , C_2 et C_{pen}) sont utilisées pour modéliser la couche diélectrique dans laquelle le champ électrique pénètre pour atteindre le plan de masse. De plus, les vias métalliques sont modélisés par une autre série de résistances et d'inductances (R_{pen} , L_{pen} , R_{via} et L_{via}) connectées à la masse.

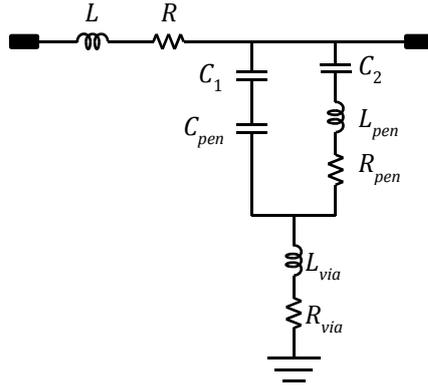


Fig. 2.13 Modèle électrique de ligne microruban à onde lente sur le substrat PCB structuré

L'estimation de chaque élément sera analysée et décrite au paragraphe ci-dessous. Tous les paramètres de la ligne microruban à onde lente sur substrat structuré sont pris en compte pour les calculs des éléments du modèle électrique. Elles comprennent les dimensions de la structure (la largeur du ruban W , l'épaisseur du ruban t , les rayons R_1, R_2 des vias borgnes, la distance inter-pastille S , les épaisseurs de couches diélectriques du substrat) et les permittivités de couches diélectriques $\epsilon_{r1}, \epsilon_{r2}$.

2.4.1.2 Calcul des éléments

2.4.1.2.1 Modèle des capacités

Le modèle de capacités de ligne est basé sur une analyse de la répartition des champs électrique à l'intérieur de la structure. Les capacités ont été estimées avec la méthode décrite dans [ZHAO, 2009]. Cette méthode a aussi été utilisée dans [BAUTISTA, 2015] pour dériver le modèle électrique équivalent de guide d'onde coplanaire à ondes lentes (S-CPW). Elle donne des résultats très précis.

Il est intéressant de noter que les capacités C_1 et C_2 représentent les deux parties de la capacité C_{strip} entre le microruban et les vias métalliques : l'une correspond à la zone au-dessus de l'espace inter vias (C_1) et l'autre correspond à la zone au-dessus d'un via (C_2). Toutes ces capacités dépendent de la densité métallique de vias dans le substrat :

$$C_1 = C_{strip} \times (1 - dst_{pads}) \quad (2.10)$$

$$C_2 = C_{strip} \times dst_{pads} \quad (2.11)$$

Dans ce cas, la capacité C_{strip} est exactement la capacité d'une ligne de transmission classique fictive sur un substrat d'épaisseur identique à celle comprise entre le microruban et les pastilles métalliques. Ce paragraphe décrit la façon d'estimer la capacité d'une ligne microruban

classique. La Fig. 2.14 illustre la distribution des lignes de champ électrique et son modèle de capacités associé pour une ligne microruban classique sur un substrat diélectrique d'épaisseur h_1 . Le calcul de C_{strip} repose sur la subdivision des lignes de champ électrique en plusieurs zones. En général, la capacité totale (C_{strip}) est la somme des contributions de toutes les régions : plan inférieur (C_p), charge ponctuelle (C_{ch}), bord (C_{fr}) et plan supérieur (C_{up}):

$$C_{strip} = C_p + 2C_{ch} + 2C_{fr} + 2C_{up} \quad (2.12)$$

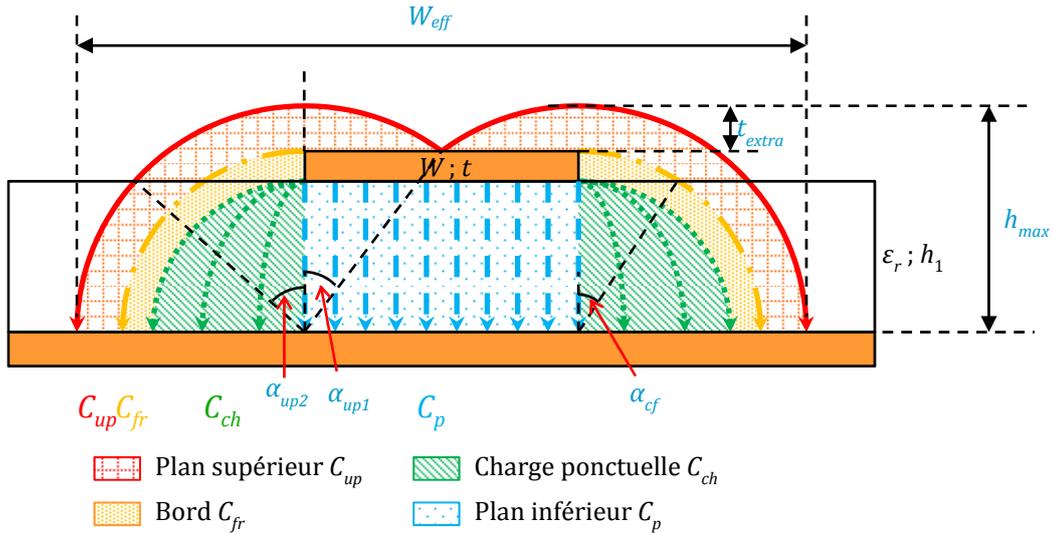


Fig. 2.14 Zones prises en compte pour établir le modèle analytique de la capacité linéique de la ligne microruban classique

Chaque élément fait l'objet d'un calcul analytique sur Matlab, en discrétisant les zones de champ électrique afin que la capacité dans chaque région soit calculée par la somme de la contribution des lignes du champ électrique créé par n charges ponctuelles:

$$C = \epsilon_r \epsilon_0 W \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{1}{d_i} \quad (2.13)$$

où ϵ_r est la constante diélectrique relative, ϵ_0 est la constante diélectrique dans le vide, d_i est la distance à parcourir de la i -ème ligne de champ électrique, W est la largeur du ruban.

Cette généralisation permet de calculer la capacité en définissant la trajectoire décrite par chaque ligne de champ électrique dans chaque région afin d'appliquer la formule (2.13), comme présentée ci-dessous.

Pour la région « plan inférieur », la distance de parcours est constante, donc la capacité plan est simplement estimée par :

$$C_p = \varepsilon_r \varepsilon_0 \frac{W}{h_1} \quad (2.14)$$

Dans la région « charge ponctuelle », les lignes de champ électrique qui partent du coin inférieur du pavé métallique jusqu'au plan de masse de la Fig. 2.14, décrivent une trajectoire elliptique. La distance de parcours de lignes de champ électrique est égale à un quart d'une circonférence de l'ellipse de grand rayon h_1 et de petit rayon une longueur qui varie de zéro à h_1 . Il est intéressant de noter qu'une fois sous sa forme la plus simplifiée, l'équation (2.15), cette capacité de charge ponctuelle ne dépend pas de h_1 . En fait, plus la hauteur du substrat est grande, plus l'effet de la charge ponctuelle, à l'angle du pavé métallique, sera vaste, ceci compensant cela.

$$C_{ch} = \varepsilon_r \varepsilon_0 \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n+1} \frac{1}{\pi \left[3 \left(1 + \frac{i-1}{n} \right) - \sqrt{\left(3 + \frac{i-1}{n} \right) \left(1 + 3 \times \frac{i-1}{n} \right)} \right]} \quad (2.15)$$

Pour la région « bord » créée par les lignes de champ électrique qui partent des bords du ruban jusqu'au plan de masse, en décrivant une trajectoire circulaire de rayon variant de h_1 à $(h_1 + t)$. Cette région est subdivisée en deux parties : dans l'air et dans le substrat diélectrique, conduisant à deux capacités C_{fr_air} et C_{fr_sub} .

$$C_{fr} = \frac{C_{fr_air} \times C_{fr_sub}}{C_{fr_air} + C_{fr_sub}} \quad (2.16)$$

$$C_{fr_air} = \varepsilon_0 t \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n+1} \frac{1}{\alpha_{cf_i} \left(h_1 + \frac{i-1}{n} t \right)} \quad (2.17)$$

$$C_{fr_sub} = \varepsilon_r \varepsilon_0 t \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n+1} \frac{1}{\left(\frac{\pi}{2} - \alpha_{cf_i} \right) \left(h_1 + \frac{i-1}{n} t \right)} \quad (2.18)$$

$$\alpha_{cf_i} = \cos^{-1} \left(\frac{h_1}{h_1 + \frac{i-1}{n} t} \right) \quad (2.19)$$

Pour la région « plan supérieur » créée par les lignes de champ électrique qui partent du plan supérieur du ruban et vont jusqu'au plan de masse, les lignes de champ décrivent une trajectoire circulaire de rayon variant de $(h_1 + t)$ à h_{max} . Cette région est subdivisée en trois parties : dans l'air, encore dans l'air et dans le substrat diélectrique, conduisant à trois capacités C_{up_air1} , C_{up_air2} et C_{up_sub} . Ici h_{max} est la hauteur maximale que les lignes du champ électrique

atteignent et est donnée par l'expression (2.24). On définit W_{eff} comme la largeur effective du microruban pour laquelle toutes les lignes de champ électrique ont été capturées (Fig. 2.14).

$$C_{up} = \frac{1}{\frac{1}{C_{up_air1}} + \frac{1}{C_{up_air2}} + \frac{1}{C_{up_sub}}} \quad (2.20)$$

$$C_{up_air1} = \varepsilon_0 \frac{W}{2} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n+1} \frac{1}{\alpha_{up1_i} \left(h_1 + t + \frac{i-1}{n} t_{extra} \right)} \quad (2.21)$$

$$C_{up_air2} = \varepsilon_0 t_{extra} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n+1} \frac{1}{\alpha_{up2_i} \left(h_1 + t + \frac{i-1}{n} t_{extra} \right)} \quad (2.22)$$

$$C_{up_sub} = \varepsilon_r \varepsilon_0 t_{extra} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n+1} \frac{1}{\left(\frac{\pi}{2} - \alpha_{up2_i} \right) \left(h_1 + t + \frac{i-1}{n} t_{extra} \right)} \quad (2.23)$$

$$h_{max} = \sqrt{(W/2)^2 + (h_1 + t)^2} \quad (2.24)$$

$$t_{extra} = h_{max} - (h_1 + t) \quad (2.25)$$

$$\alpha_{up1_i} = \cos^{-1} \left(\frac{h_1 + t}{h_1 + t + \frac{i-1}{n} t_{extra}} \right) \quad (2.26)$$

$$\alpha_{up2_i} = \cos^{-1} \left(\frac{h_1}{h_1 + t + \frac{i-1}{n} t_{extra}} \right) \quad (2.27)$$

$$W_{eff} = W + 2 \times \sqrt{(W/2)^2 + (h_1 + t)^2} \quad (2.28)$$

Le paragraphe suivant mentionne la manière d'estimer la capacité C_{pen} qui représente la région de pénétration du champ électrique entre les vias comme illustrée Fig. 2.15. Les lignes de champ électrique viennent de la zone au-dessus de l'espace inter vias (à partir d'un plan fictif) et s'arrêtent au via. Pour appliquer la formule (2.13), on considère que l_{pen} est la distance moyenne à parcourir des lignes de champ électrique et la largeur effective de la région de pénétration est égale à $W_{eff} \times (1 - dst_{pads})$. On obtient ensuite :

$$C_{pen} = \varepsilon_r \varepsilon_0 W_{eff} (1 - dst_{pads}) \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n+1} \frac{1}{l_i} = \frac{\varepsilon_r \varepsilon_0 W_{eff} (1 - dst_{pads})}{l_{pen}} \quad (2.29)$$

où l_i est la distance à parcourir de la i -ème ligne de champ électrique dans la région de pénétration.

Il y a une autre approche qui consiste à séparer la région de pénétration en trois parties (Fig. 2.15) ; la capacité C_{pen} sera alors estimée par :

$$C_{pen} = C_{pen1} + C_{pen2} + C_{pen3} \quad (2.30)$$

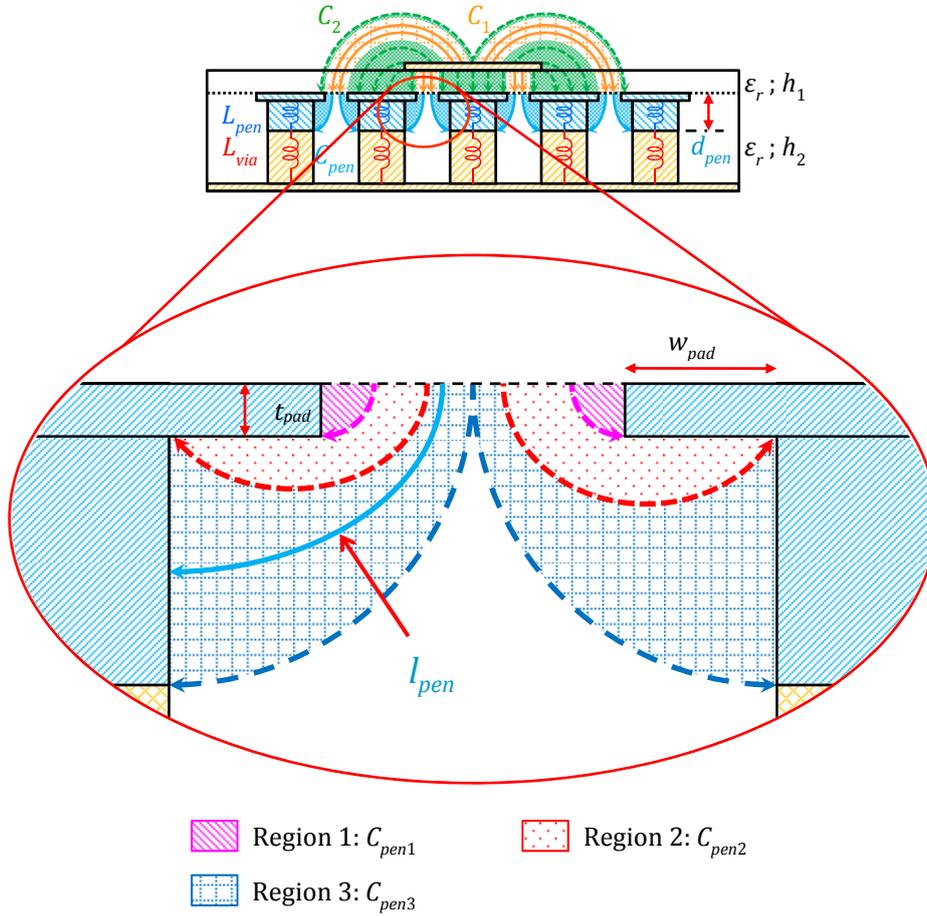


Fig. 2.15 Distribution de champ électrique dans la zone de pénétration

La région « C_{pen1} » est créée par les lignes de champ électrique qui viennent de la zone au-dessus de l'espace inter vias (à partir d'un plan fictif) et s'arrêtent sur le plan vertical au niveau des pastilles des vias, décrivant une trajectoire circulaire. La distance de parcours de lignes de champ électrique est égale à un quart d'une circonférence du cercle de rayon variant de 0 à l'épaisseur t_{pad} .

$$C_{pen1} = \epsilon_r \epsilon_0 t_{pad} \frac{1}{n} \sum_{t_i=0}^{t_n=t_{pad}} \frac{1}{\frac{\pi}{2} t_i} \quad (2.31)$$

La région « C_{pen2} » est créée par les lignes de champ électrique qui viennent de la zone au-dessus de l'espace inter vias, s'arrêtent sur la partie inférieure des pastilles, décrivant une

trajectoire circulaire. La distance de parcours de lignes de champ électrique est égale à approximativement un tiers d'une circonférence du cercle de rayon variant de t_{pad} à $2t_{pad}$.

$$C_{pen2} = \varepsilon_r \varepsilon_0 t_{pad} \frac{1}{n} \sum_{t_i=t}^{t_n=2t} \frac{1}{\frac{2\pi}{3} t_i} \quad (2.32)$$

La région « C_{pen3} » est créée par les lignes de champ électrique qui viennent de la zone au-dessus de l'espace inter vias, s'arrêtant sur le via, décrivant un quart d'ellipse. La distance de parcours de lignes de champ électrique est égale à approximativement un quart d'une circonférence du cercle de rayon variant de $2t$ à $S'/2$. Ce modèle pour C_{pen3} est approximatif. En même temps il intervient pour une faible part dans la capacité C_{lin} totale et permettrait d'utiliser la même routine que précédemment.

$$C_{pen3} = \varepsilon_r \varepsilon_0 (S' - 2t_{pad}) \frac{1}{n} \sum_{t_i=2t_{pad}}^{t_n=S'/2} \frac{1}{\frac{\pi}{2} t_i} \quad (2.33)$$

$$S' = (2R_2 + S) \frac{\sqrt{3}}{3} \quad (2.34)$$

2.4.1.2.2 Calcul de l'inductance de la ligne microruban à onde lente

Le ruban est modélisé par une inductance et une résistance en série (L et R) calculées de la même façon que pour les lignes classiques. Dans un premier temps, l'approche adoptée consistait à supposer que le champ magnétique n'était pas perturbé par la présence des vias borgnes, ce qui est très juste pour les membranes à nanofils, bien plus discutable pour le PCB multicouches. En effet, nous nous sommes aperçus très vite qu'il était primordial de distinguer l'inductance générée par le champ magnétique qui restait confiné au-dessus des pastilles de celui qui contournait les doigts et occupait tout l'espace autour des doigts, puis d'affecter un certain poids à chacune de ces inductances pour le calcul de l'inductance totale. Cette approche consiste à supposer que le champ magnétique est « peu » perturbé par les vias borgnes.

Les calculs distinguent donc les deux inductances suivantes représentées sur la (Fig. 2.17):

- ligne microruban classique sur le substrat PCB d'épaisseur h_1 (Fig. 2.17a).
- ligne microruban classique sur le substrat PCB multicouche d'épaisseur h_{total} (Fig. 2.17b).

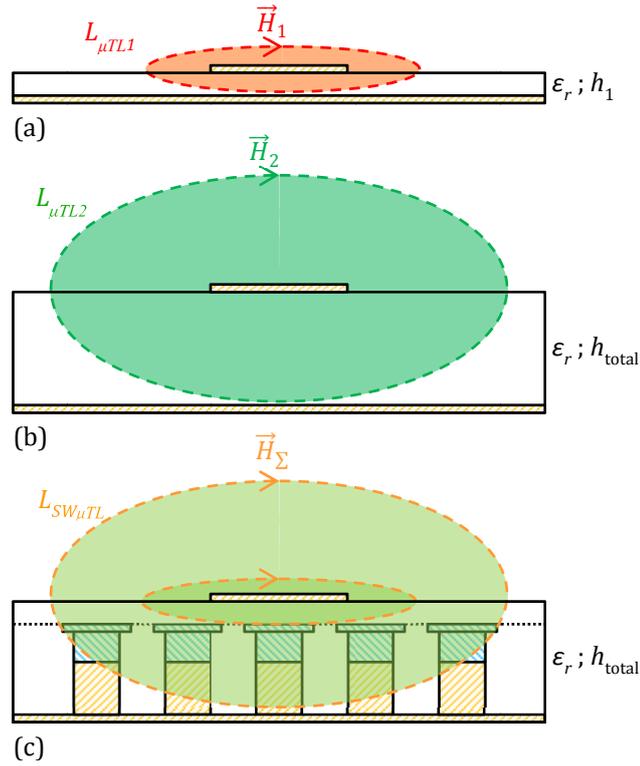


Fig. 2.16 Zones prises en compte pour le calcul de l'inductance de la ligne microruban à onde lente

Ces lignes ont les impédances caractéristiques Z_{c1} et Z_{c2} obtenus par le modèle empirique de [KIRSCHNING, 1984] et les capacités linéiques $C_{\mu TL1}$ et $C_{\mu TL2}$ sont déterminées par la méthode décrite Fig. 2.14.

L'inductance $L_{SW\mu TL}$ du ruban est estimée par :

$$L_{SW\mu TL} = L_{\mu TL1} \times dst_{pads} + L_{\mu TL2} \times (1 - dst_{vias}) \times \frac{h_2}{h_{total}} \quad (2.35)$$

$$L_{\mu TL1} = Z_{c1}^2 \times C_{\mu TL1} \quad (2.36)$$

$$L_{\mu TL2} = Z_{c2}^2 \times C_{\mu TL2} \quad (2.37)$$

où $L_{\mu TL1}$ et $L_{\mu TL2}$ sont les inductances de lignes classiques d'épaisseurs h_1 et h_{total} , respectivement. On notera que la formule (2.35) constitue une approximation puisqu'elle suppose que les lignes du champ magnétiques ne sont pas perturbées. En réalité, ces lignes de champ magnétiques ont tendance à se refermer dans les espaces intermétalliques (entre les vias) ce qui n'est pas pris en compte dans l'équation (2.35).

2.4.1.2.3 Calcul de la résistance du ruban

En calculant la résistance R du ruban d'une ligne microruban à onde lente, l'épaisseur du conducteur doit être prise en compte. À hautes fréquences, on peut supposer qu'un courant uniforme est concentré dans un tube rectangulaire d'épaisseur de peau δ tout autour du bord du ruban (Fig. 2.16). On estime alors la résistance de surface R par des équations connues dans la référence [BAHL, 1997] :

$$R = \frac{1}{\sigma \delta 2W} = \frac{1}{2W} \sqrt{\frac{\pi f \mu_0}{\sigma}} \quad (2.38)$$

où f est la fréquence en Hz, μ_0 est la perméabilité magnétique du vide en H/m, σ est la conductivité électrique en S/m et δ est l'épaisseur de peau du ruban. On néglige la circulation du courant dans les petits côtés du ruban d'épaisseur t dans ce calcul. Malgré tout, cela reste une estimation pire cas. On se place en effet dans un cas défavorable avec du courant sur une seule épaisseur de peau. Dans le monde industriel, on tâche toujours d'avoir au minimum trois à quatre δ pour l'épaisseur des rubans métalliques, aux fréquences d'utilisation recommandées.

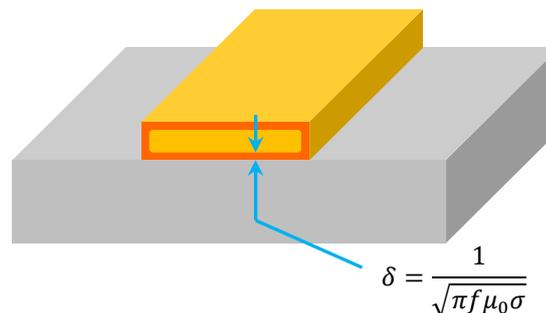


Fig. 2.17 Schéma montrant une distribution d'un courant autour du bord du ruban

2.4.1.2.4 Calcul de la résistance et de l'inductance des vias

L'inductance d'un via est estimée à partir d'équations connues [LEFERINK, 1995] en considérant son inductance propre et les inductances mutuelles dues aux vias mitoyens. En considérant deux cylindres de longueur l , de rayon R , avec la distance centre à centre entre eux d ($d = 2R+S$) (voir la Fig. 2.18a), on a les équations de calcul des inductances propre (self), mutuelle et totale :

$$L_s(l) = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left(\ln \left(\frac{l}{R} + \sqrt{\frac{l^2}{R^2} + 1} \right) - \sqrt{\frac{R^2}{l^2} + 1} + \frac{R}{l} \right) \quad (2.39)$$

$$L_m(l) = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left(\ln \left(\frac{l}{d+R} + \sqrt{\frac{l^2}{(d+R)^2} + 1} \right) - \sqrt{\frac{(d+R)^2}{l^2} + 1} + \frac{d+R}{l} \right) \quad (2.40)$$

$$L_{tot}(l) = L_s(l) + L_m(l) \quad (2.41)$$

En considérant un groupe de N vias de longueurs h_2 , de rayon R_1 , en parallèle (Fig. 2.18b), on estime son inductance totale par :

$$L_{vias}(h_2) = L_s(h_2)/N + L_m(h_2) \times N \quad (2.42)$$

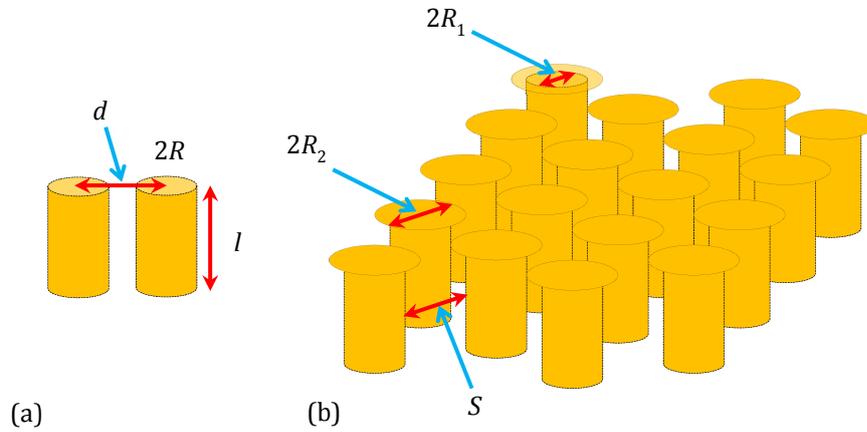


Fig. 2.18 (a) Deux cylindres de longueurs l , de rayon R , avec la distance centre à centre d (b) Arrangement de vias en quinconce

Chaque via de longueur l , de rayon R_1 , a une résistance calculée en fonction du matériau qui le constitue et de ses dimensions :

$$R_{via}(l, R) = \rho \frac{l}{\pi(R^2 - (R - \delta)^2)} = \frac{l}{2\sigma\pi R\delta} \quad (2.43)$$

car l'effet de peau ($2 \mu\text{m}$ à 1GHz) est plus petit que le rayon ($400 \mu\text{m}$) en RF ; ρ et σ sont la résistivité ($\Omega\cdot\text{m}$) et la conductivité (S/m) du matériau. Cette approche semble assez drastique avec une seule épaisseur de peau pour la contribution des vias aux pertes totales mais un calcul rapide montre une résistance de l'ordre de quelques $\text{m}\Omega$ seulement par via, quasi négligeable.

En considérant un groupe de N vias de longueurs h_2 , de rayon R_1 , en parallèle (Fig. 2.18b), on propose les équations suivantes pour calculer sa résistance totale :

$$R_{vias}(h_2, R_1) = R_{via}(h_2, R_1)/N \quad (2.44)$$

Les équations (2.39) à (2.41) démontrent que l'inductance d'un via dépend de sa longueur. Dans notre cas, la longueur des vias métalliques implique une inductance de faible valeur mais qui est nécessaire pour tenir compte de la dispersion à hautes fréquences. Comme mentionné ci-dessus, la pénétration du champ électrique a lieu dans une zone d'épaisseur d_{pen} où les vias sont situés. Par conséquent, les vias métalliques sont modélisés par une série de résistances et d'inductances (R_{pen} , L_{pen} , R_{via} et L_{via}) connectées à la masse, correspondant respectivement à la partie des vias située au niveau de la zone de pénétration et en-dessous. Ces valeurs sont déterminées en prenant en compte les distances d_{pen} et $h_2 - d_{pen}$ respectivement dans les deux équations (2.41) et (2.43).

2.4.1.3 Validation du modèle électrique

Pour l'extraction de Z_c et $\epsilon_{r eff}$ des lignes microrubans à onde lente, nous utilisons le même procédé que celui utilisé pour les simulations HFSS™ (Fig. 2.10), à partir cette fois du modèle électrique. Un tronçon de longueur d ($d = 2R + S$) de la ligne est construit grâce au circuit équivalent décrit au paragraphe 2.4.1.1. Ensuite, on peut obtenir la matrice $[ABCD]_d$ du tronçon que l'on assimile à la matrice $[ABCD]$ d'une ligne de longueur d comme dans l'expression (2.6). Enfin, on peut déterminer les paramètres d'impédance caractéristique Z_c , la constante de propagation γ et la constante diélectrique relative $\epsilon_{r eff}$, donnée par les expressions (2.7) – (2.9).



Fig. 2.19 Détermination des paramètres caractéristiques de lignes microrubans à onde lente à partir du modèle électrique.

Plusieurs lignes microrubans à onde lente qui ont des largeurs de 0.4 mm, 0.8 mm, 1.2 mm et 1.6 mm sont réalisées en technologie PCB. Cela permet d'obtenir des lignes ayant une impédance caractéristique allant de 30 Ω à 80 Ω . Les mesures sont effectuées sur un analyseur de réseau Anritsu 3739D. La Fig. 2.20 présente une photographie des lignes fabriquées et des motifs de calibrage TRL. Ces lignes sont accessibles par deux accès CPWG 50 Ω sur lesquels on vient souder les connecteurs SMA. Le choix du calibrage s'est porté sur un SOLT (Short-Open-

Load-Thru) jusqu'au niveau des connecteurs. Des motifs TRL (Thru-Reflect-Line) ont également été prévus. Dans un deuxième temps, un calibrage TRL permet de ramener les plans de référence au niveau de la ligne.

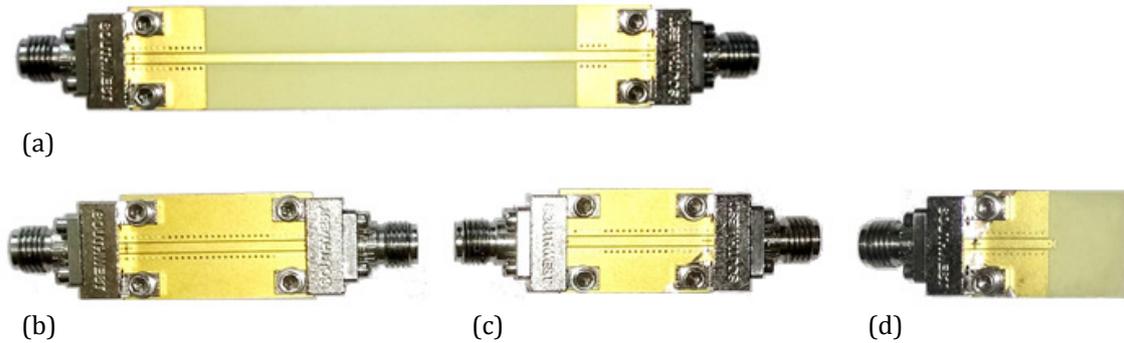


Fig. 2.20 (a) Lignes microrubans à onde lente à mesurer et les lignes de calibrage TRL : (b) Line, (c) Thru et (d) Reflect.

Le modèle électrique établi avec le logiciel Matlab™ et les simulations électromagnétiques obtenues à partir de l'outil HFSS™ sont comparées aux paramètres mesurés Fig. 2.21. Nous constatons un bon accord entre les calculs et les mesures sur une large gamme de W , pour les impédances caractéristiques et les permittivités effectives. Cette étape permet de valider le circuit équivalent qui estime correctement la capacitance linéique et l'inductance linéique. Le modèle électrique est valide et permet de déterminer correctement les performances de cette ligne avec une erreur de calcul par rapport aux mesures évaluée à 5.4% pour l'impédance caractéristique et 10% pour la permittivité diélectrique effective.

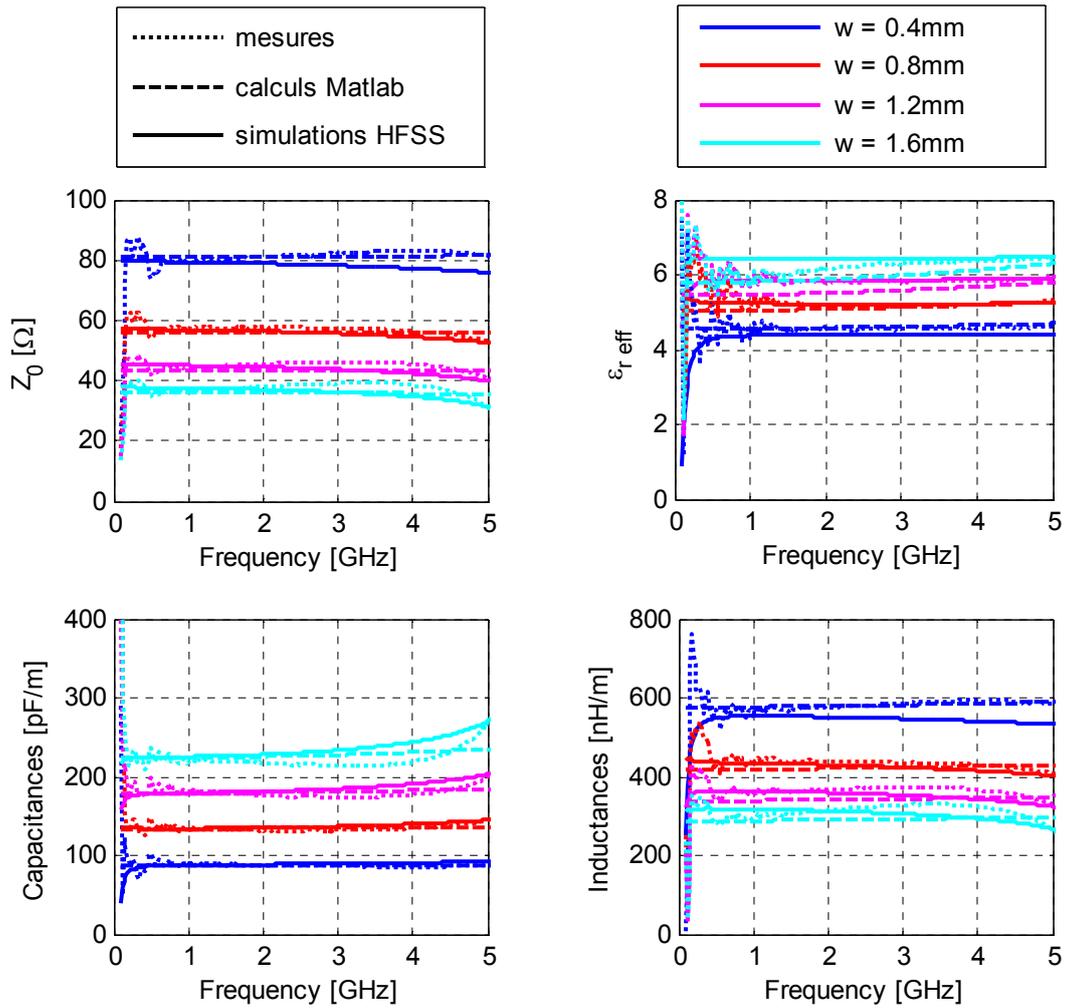


Fig. 2.21 Caractéristiques des lignes microruban à ondes lentes sur substrat PCB structuré avec diverses largeurs de ruban. (····· mesures, --- modèle et — HFSS).

2.4.1.4 Limitation du modèle électrique

Dans le paragraphe précédent, nous venons de proposer un modèle électrique pour déterminer correctement les performances de la ligne microruban à onde lente sur un substrat PCB structuré, validé par les mesures et les simulations. Avant d'envisager un transfert industriel, une analyse sur la limitation du modèle électrique sera nécessaire pour déterminer un indice de confiance pour leur utilisation.

Tous les éléments du modèle électrique proposé (R , L , C_1 , C_2 , C_{pen} , R_{pen} , L_{pen} , R_{via} et L_{via}) dépendent des dimensions de la structure (t , h_1 , h_2 , W , R_1 , R_2 , S) et de la permittivité des couches diélectrique (ϵ_{r1} , ϵ_{r2}). Notons que les couches diélectriques sont standard. De façon générale, l'analyse proposée ici se focalise sur l'influence des dimensions du réseau de vias, notamment sur la densité de vias pour le calcul des éléments sensibles (C_1 , C_2 , C_{pen}). Ces calculs seront

toujours valides pour une ligne SW- μ TL avec une forte densité de vias (elle est de 22.7% pour le substrat fabriqué chez GTiD).

Pour une ligne SW μ TL avec une faible densité de vias, le calcul de la capacité C_{pen} ne sera plus valide avec les équations proposées quand l'espace entre vias (S) est assez grande, illustrée sur la Fig. 2.22. Nous estimons cette valeur par l'équation suivante :

$$S = 2 \left(\frac{h_2}{\pi/2} - w_{pad} \right) \quad (2.45)$$

Avec $h_2 = 848 \mu\text{m}$; $R_1 = 200 \mu\text{m}$; $w_{pad} = 100 \mu\text{m}$; on obtient $S = 880 \mu\text{m}$. Cela correspond à une densité de vias de 6.6%.

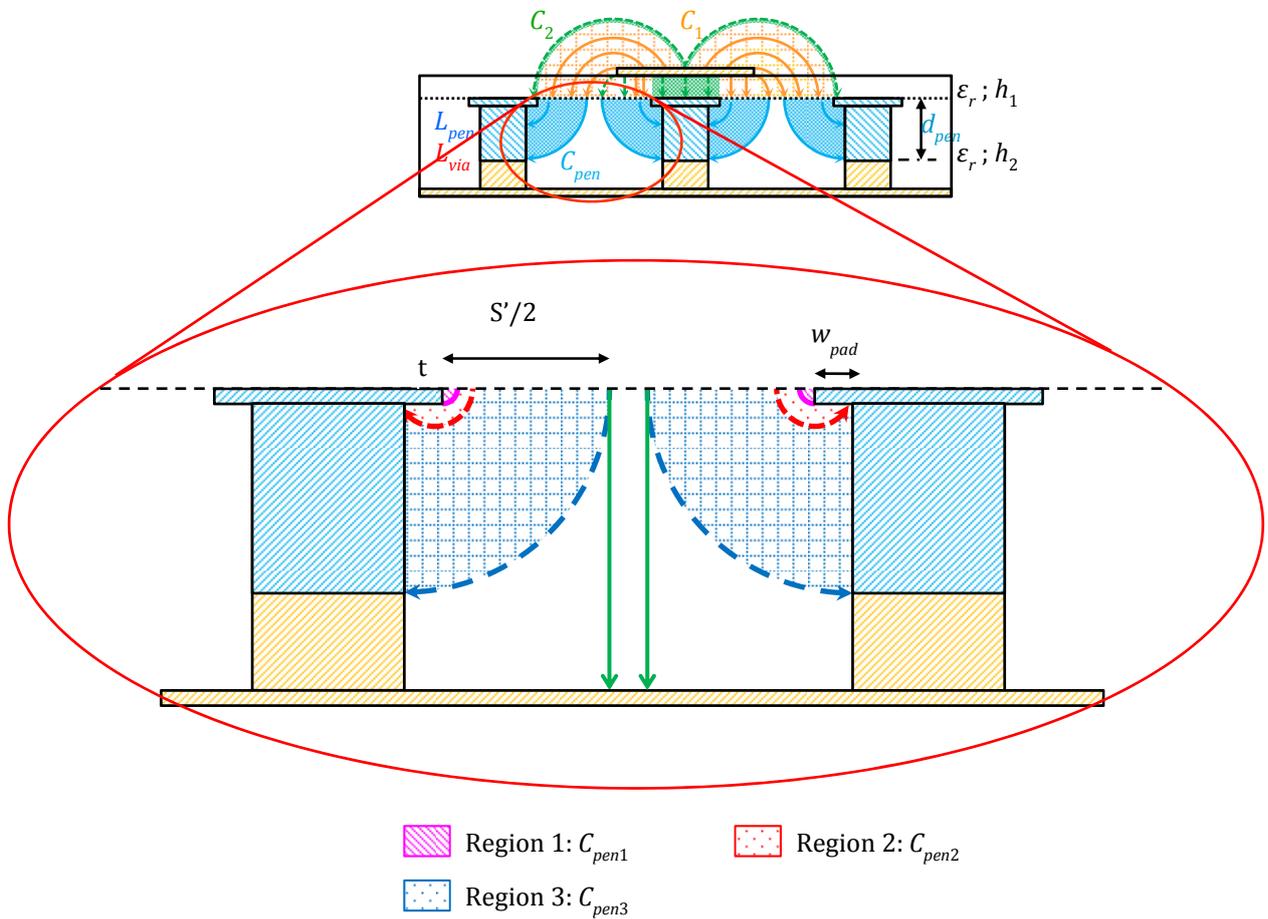


Fig. 2.22 Distribution de champ électrique dans la zone de pénétration en cas d'une faible densité de vias dans le substrat.

2.4.2 Millimétrique : membrane nanoporeuse

Une membrane nanoporeuse comprend une grosse quantité de nanofils métalliques dû à la densité de pores dans la gamme de 10^{12} à 10^9 cm^{-2} . Les simulations électromagnétiques par l'outil HFSS™, prennent beaucoup de temps et sont encore plus gourmandes en mémoire vive que celles effectuées sur un substrat PCB structuré. La cause principale est évidemment liée à la petite taille des nanofils qui nécessite la création de nombreuses mailles tétraédriques sous HFSS™. Par conséquent, le développement d'un modèle électrique équivalent est indispensable pour aider les concepteurs à déterminer rapidement les performances de lignes SW- μ TL. Le modèle analytique développé précédemment sera réutilisé avec quelques rares spécificités décrites ci-dessous car la géométrie, même si plus dense, est finalement moins complexe.

2.4.2.1 Analyse des phénomènes physiques et circuit équivalent proposé

Comme précédemment, le modèle électrique d'une ligne microruban à ondes lentes sur la membrane nanoporeuse demande une bonne analyse de la répartition des champs électrique et magnétique à l'intérieur de la structure. La Fig. 2.23a montre la distribution des lignes de champ électrique qui vont du ruban signal aux nanofils métalliques. Les lignes de champ électrique, liées à la capacité C_{lm} , se répartissent dans plusieurs zones : dans l'air, dans la couche d'oxyde et un peu dans la couche d'alumine (l'effet de pénétration proche de la surface des nanofils). De plus, chaque nanofil métallique a une résistance (R_{nnfs}) et une inductance (L_{nnfs}) en série qui sont connectées à la masse.

Tout comme précédemment, pour obtenir correctement le modèle de capacités, on propose de séparer la distribution du champ électrique en deux zones (Fig. 2.23b) : l'une correspondant à la pénétration, représentée par la capacité de pénétration C_{pen} , et une autre correspondant aux lignes de champ électrique qui s'arrêtent au plan fictif supérieur de nanofils, représentée par la capacité C_{strip} . Cette zone est subdivisée en deux parties C_1 et C_2 qui sont définies comme celles de la structure PCB (Fig. 2.23c).

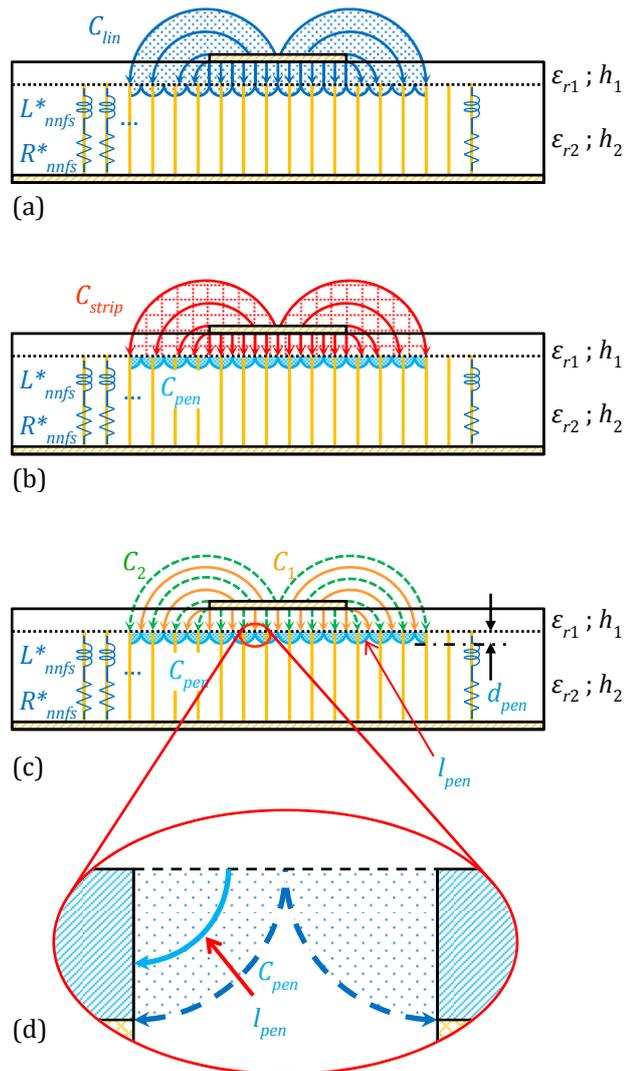


Fig. 2.23 Distribution du champ électrique dans plusieurs zones prises en compte pour établir le modèle analytique de la capacité linéique de ligne microruban à onde lente sur la membrane à nanofils métalliques d'épaisseur h_1+h_2 :

- (a) le champ électrique entier
- (b) séparation du champ électrique en deux parties pour distinguer la zone de la pénétration.
- (c) répartition des champs électriques pour le calcul des capacités du modèle.
- (d) zoom sur la zone de champ électrique qui pénètre dans la couche d'aluminium

Le circuit électrique équivalent d'une ligne microruban à onde lente sur la membrane à nanofils métalliques est présenté Fig. 2.24. Une résistance et une inductance en série (R et L) caractérisent le ruban métallique tandis que les capacités en parallèle (C_1 , C_2 et C_{pen}) sont utilisées pour modéliser la capacité effective de la couche diélectrique dans laquelle le champ électrique pénètre pour atteindre le plan de masse. Les vias métalliques sont ensuite modélisés par une autre série de résistances et d'inductances (R_{pen} , L_{pen} , R_{nnfs} et L_{nnfs}) connectées à la masse. Même si la longueur de pénétration est extrêmement faible ici, et à vrai dire totalement négligeable (moins de 100 nm), dans le but de différencier le moins possible les approches PCB

et nanofils, la distinction est faite entre la contribution inductive des nanofils au niveau de la zone de pénétration et en dehors de cette zone.

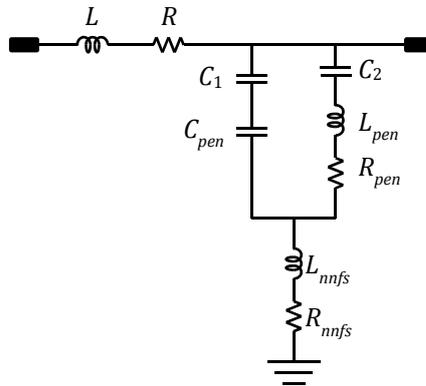


Fig. 2.24 Modèle électrique de ligne microruban à onde lente sur le substrat membrane à nanofils métalliques.

L'estimation de chaque élément sera analysée et décrite au paragraphe suivant. Tous les paramètres de la ligne microruban à onde lente sur la membrane à nanofils métalliques sont pris en compte pour le calcul des éléments du modèle électrique. Elles comprennent les dimensions de la structure (la largeur du ruban W , l'épaisseur du ruban t , le rayon R des nanofils, la distance entre nanofils S , les épaisseurs de couches diélectriques de la membrane h_1, h_2) et les permittivités de couches d'oxyde ϵ_{r1} et d'alumine ϵ_{r2} .

2.4.2.2 Calcul des éléments

L'estimation de chaque élément du circuit équivalent de la ligne à onde lente sera similaire à celui du substrat PCB structuré. Il est cependant nécessaire de modifier le calcul des capacités car la structure à membrane à nanofils ne comprend pas de pastille.

C_1 et C_2 représentent les deux parties de la capacité C_{strip} entre le microruban et les nanofils métalliques : l'une correspond à la zone au-dessus de l'espace inter nanofils (C_1) et l'autre correspond à la zone au-dessus des nanofils (C_2). Toutes ces capacités dépendent de la densité métallique de nanofils dans le substrat :

$$C_1 = C_{strip} \times (1 - dst) \quad (2.46)$$

$$C_2 = C_{strip} \times dst \quad (2.47)$$

Dans ce cas, la capacité C_{strip} est exactement la capacité d'une ligne de transmission classique fictive sur une couche diélectrique d'oxyde d'épaisseur h_1 . Le paragraphe 2.4.1.2.1 décrit la façon d'estimer la valeur de cette capacité.

Le paragraphe suivant mentionne la manière d'estimer la capacité C_{pen} qui est liée à la région de pénétration du champ électrique entre les nanofils (Fig. 2.23d). Les lignes de champ électrique viennent de la zone au-dessus de l'espace inter nanofils (à partir d'un plan fictif) et s'arrêtent aux nanofils. Pour appliquer la formule (2.13), on considère que l_{pen} est la distance moyenne des lignes de champ électrique et la largeur effective de la région de pénétration est égale à $W_{eff} \times (1 - dst)$. On obtient ensuite :

$$C_{pen} = \varepsilon_r \varepsilon_0 W_{eff} (1 - dst) \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{1}{l_i} = \frac{\varepsilon_r \varepsilon_0 W_{eff} (1 - dst)}{l_{pen}} \quad (2.48)$$

où l_i est la longueur de la i -ème ligne de champ électrique dans la région de pénétration. Le calcul de l_i est un simple quart de cercle égal à $\frac{\pi}{2} \cdot \frac{i}{n} \cdot \frac{S}{2}$.

Une dernière spécificité concerne la résistance des nanofils. Contrairement au cas des vias en PCB pour lesquels l'effet de peau devait être considéré, ici les nanofils sont si fins qu'un calcul classique de résistance peut être effectué. L'équation (2.42) devient alors :

$$R_{via}(l, R) = \rho \frac{l}{\pi(R^2)} = \frac{l}{\sigma \pi(R^2)} \quad (2.49)$$

car l'effet de peau (200 nm à 100 GHz) est plus grand que le rayon (50 nm) en millimétrique.

2.4.2.3 Validation du modèle électrique

A partir des paramètres géométriques et électriques de la ligne ($W, t, h_1, h_2, \varepsilon_{r1}, \varepsilon_{r2}, R, S$), nous utilisons le même procédé que précédemment (paragraphe 2.3) pour l'extraction des paramètres électriques tels que l'impédance caractéristique Z_c et la permittivité relative effective $\varepsilon_{r,eff}$. Dans ce paragraphe, la ligne choisie a les dimensions géométriques et les paramètres matériaux suivants : $W = 5 \mu\text{m}$; $t = 1 \mu\text{m}$; $h_1 = 0.5 \mu\text{m}$; $h_2 = 5 \mu\text{m}$; $\varepsilon_{r1} = 4$; $\varepsilon_{r2} = 9.2$; $R = 100 \text{ nm}$; $S = 400 \text{ nm}$. La membrane comprend deux couches diélectriques : oxyde de silicium (SiO_2) et alumine (Al_2O_3), (paragraphe 2.2.2). En simulation, les nanofils sont assimilés à des hexadécagones de diamètre ($2R$) de 200nm et la distance inter-nanofils (S) est fixée à 400 nm. Il est intéressant de noter que les performances de la ligne restent stables quelle que soit la position du ruban au-dessus des vias, comme pour la structure en PCB (paragraphe 2.3), et de fait, les calculs des éléments du modèle ne dépendront pas de cet agencement.

Pour vérifier le modèle électrique, on évalue tous les éléments du circuit équivalent selon ses paramètres géométriques et électriques. Les paramètres extraits du modèle électrique établi avec le logiciel Matlab™ sont comparés à ceux obtenus par les simulations électro-magnétiques

de HFSS™ (voir Fig. 2.25). Nous y ajoutons aussi les valeurs des lignes microrubans classiques (sans nanofils) obtenues à partir de calculs sur Matlab™.

Nous constatons un bon accord entre les calculs et les simulations sur une large gamme de fréquences jusqu'à 200 GHz. Cela vérifie la précision du circuit équivalent qui estime correctement la capacité linéique et l'inductance linéique de la structure. Le modèle électrique est valide et permet de déterminer correctement les performances de cette ligne avec une erreur de calculs par rapport aux simulations estimée à 1.8% pour l'impédance caractéristique, à 3.6% pour la permittivité diélectrique effective, à 3.8% pour la capacitance linéique et 1% pour l'inductance linéique.

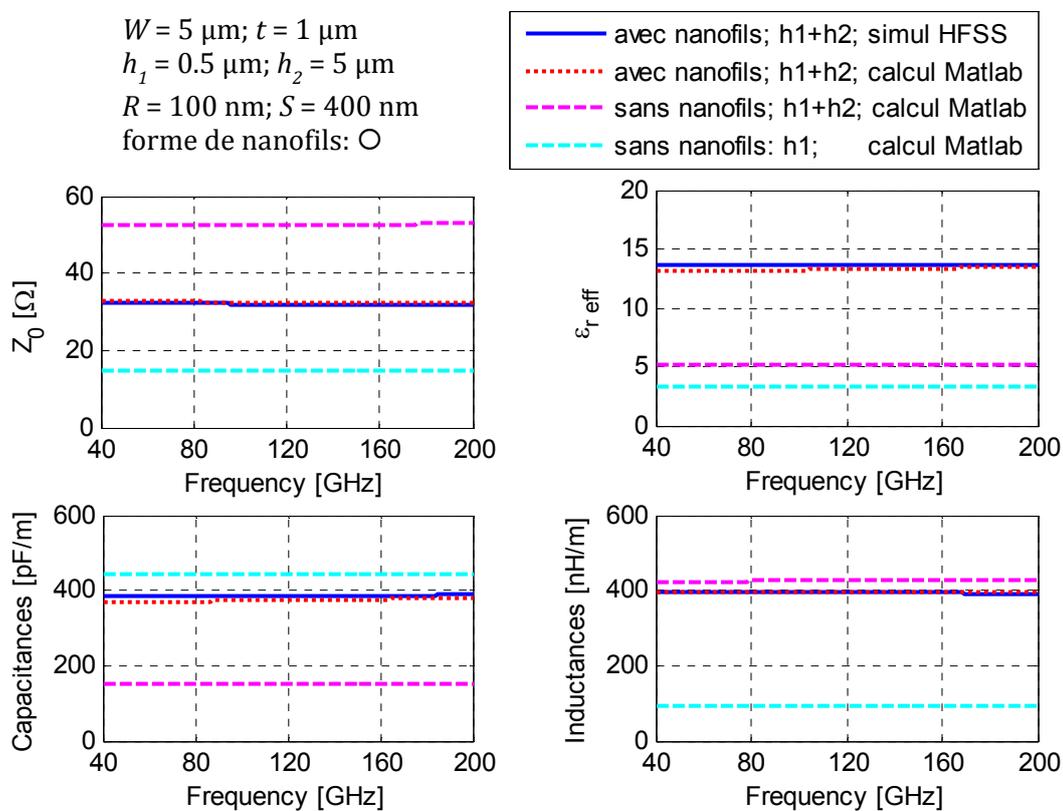


Fig. 2.25 Comparaison des paramètres extraits de la ligne microruban à onde lente sur membrane à nanofils, obtenus par des calculs sur Matlab avec ceux obtenus par des simulations sur HFSS™.

Pour simplifier la structure de nanofils discrétisée par des mailles de type tétraédrique dans les simulations HFSS™, les nanofils peuvent être simulés avec une forme carrée de côté (c) de 200 nm et la distance inter-nanofils (d) fixée à 400 nm. Les nanofils carrés ne sont plus en quinconce mais alignés verticalement et horizontalement. Le code a été adapté pour tenir compte de cet état de fait avec une surface carrée R^2 et la densité dst suivante :

$$dst = \frac{c^2}{(c + d)^2} \quad (2.50)$$

Nous varions également l'épaisseur de la couche d'oxyde ($h_1 = 1 \mu\text{m}$) et obtenons les paramètres géométriques et électriques de la nouvelle ligne suivants : $W = 5 \mu\text{m}$; $t = 1 \mu\text{m}$; $h_1 = 1 \mu\text{m}$; $h_2 = 5 \mu\text{m}$; $\epsilon_{r1} = 4$; $\epsilon_{r2} = 9$; $c = 200 \text{ nm}$; $d = 400 \text{ nm}$. Les paramètres du modèle électrique correspondant à la forme carrée de nanofils déterminés avec le logiciel Matlab™, comparées à ceux obtenus par les simulations électromagnétiques HFSS™ sont donnés Fig. 2.26. Le bon accord entre les calculs et les simulations sur une large gamme de fréquences jusqu'à 200 GHz vérifie la précision du circuit équivalent de la structure. Cela permet de déterminer correctement les performances de cette ligne avec une erreur estimée inférieure à 1.2% sur l'impédance caractéristique et 2% sur la permittivité diélectrique effective.

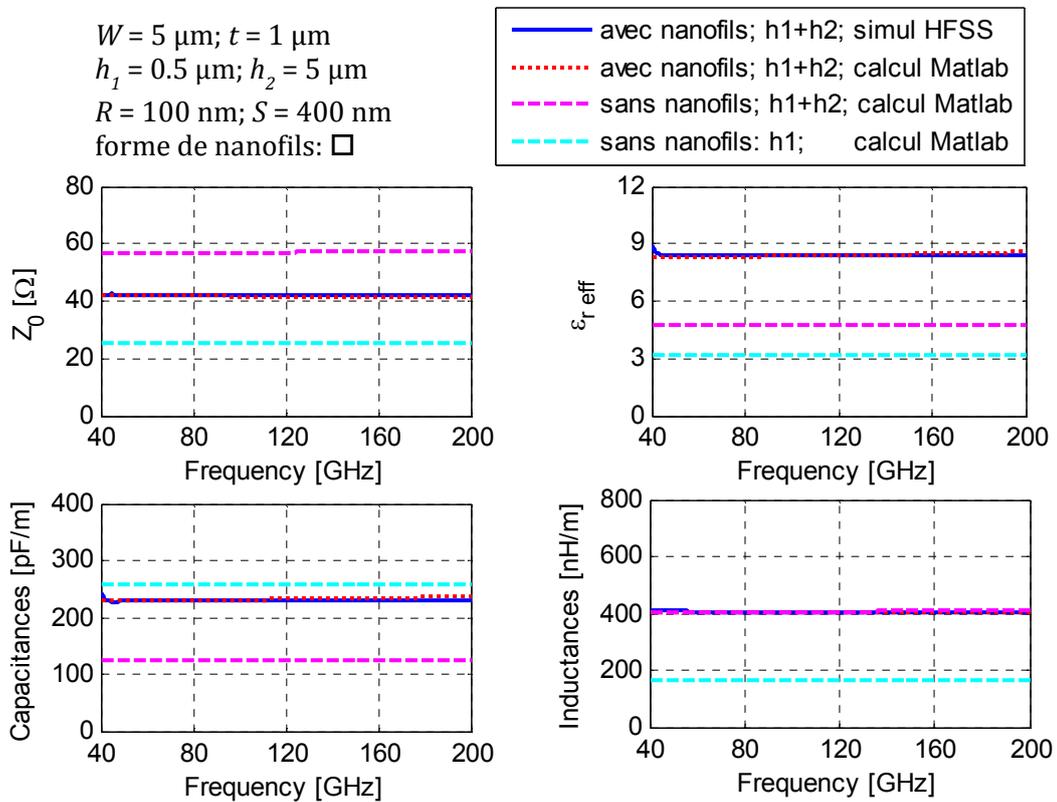


Fig. 2.26 Validation du modèle électrique correspondant la forme carré de nanofils

Ces résultats sont intéressants, dans la mesure où ils valident bien l'effet d'onde lente. Par contre, du fait de la faible hauteur de nanofils utilisée, ils ne permettent pas de vérifier la dispersion capacitive avec la fréquence (du fait d'avoir en série avec la capacité l'inductance des nanofils). En effet, il n'était pas concevable de simuler sur HFSS™ une structure avec des nanofils de plus grande hauteur. Pour la même raison la densité de nanofils a été choisie plus

faible que dans la pratique. Le modèle analytique a donc été comparé aux résultats mesurés sur une technologie présentant les paramètres suivants : W varie ; $t = 1 \mu\text{m}$; $h_1 = 1 \mu\text{m}$; $h_2 = 50 \mu\text{m}$; $\epsilon_{r1} = 4$; $\epsilon_{r2} = 9$; $c = 55 \text{ nm}$; $d = 143 \text{ nm}$. Plusieurs groupes de lignes SW- μTL ont été étudiés. Pour rappel, chaque groupe se distingue par une largeur de ligne pouvant varier de 14 à 51 μm . Cela permet d'obtenir des lignes SW- μTL ayant une impédance caractéristique variant de 45 à 24 Ω . Ces lignes ont été caractérisées par des sondes GSG sur une station de mesure semi-automatique Cascade-S300 connectée à un analyseur de réseau vectoriel (VNA) Anritsu ME7808C.

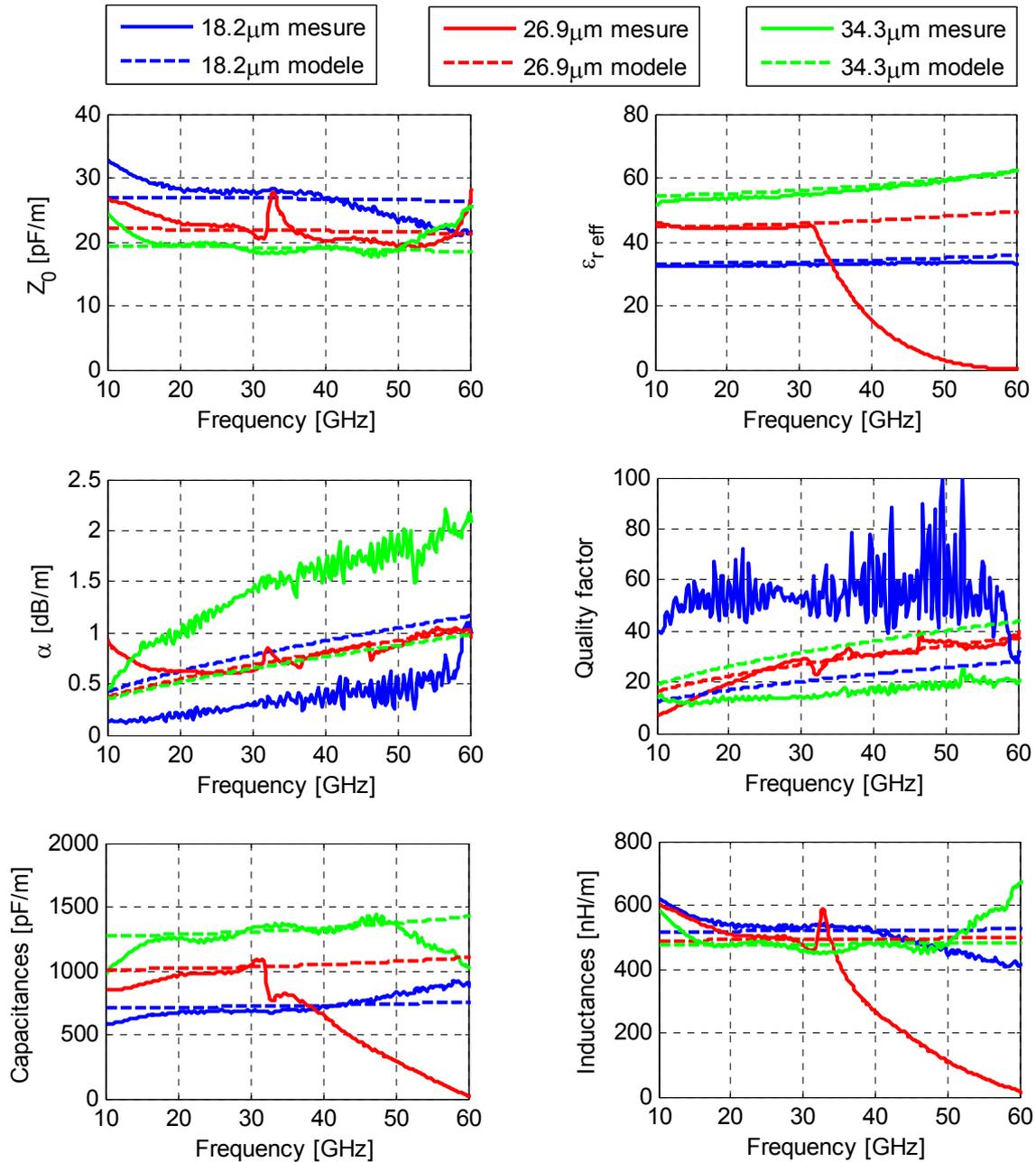


Fig. 2.27 Paramètres extraits des lignes mesurés et des calculs de Matlab

Ces mesures ont été effectuées sous calibrage LRRM (Line-Reflect-Reflect-Match). Les plots de masse sont couplés au plan de masse à travers la couche diélectrique de SiO₂, évitant l'ajout de vias supplémentaires, ce qui génère par contre une coupure DC. Chaque groupe de lignes dans l'encart de la Fig. 2.8 présentant plusieurs longueurs différentes, il a été procédé à un de-embedding sur la base de trois longueurs de lignes différentes : 1 mm, 1.3 mm et 2 mm. Les mesures ont été représentées entre 10 (coupure DC) et 60 GHz. En effet, au-delà de 60 GHz, il semble que la capacité des plots de masse en série avec l'inductance des nanofils situés au-dessous, résonne. Ceci induit une influence des plots d'accès qui n'est plus reproductible. Le de-embedding des deux lignes n'est donc plus fiable.

Il est intéressant de noter que le modèle comme les mesures montrent bien un effet des nanofils sur la dispersion fréquentielle de la capacité linéique équivalente. Il existe des écarts absolus certes avec les résultats mesurés. Toutefois la technologie n'est pas une technologie industrielle, calibrée. La pose des pointes est une étape très délicate sur les échantillons à disposition. Le travail sur les membranes à nanofils en est encore à un niveau de maturité assez faible (TRL 2). Toutefois ces résultats sont prometteurs.

De façon générale, le modèle semble fiable car il a été validé par des mesures en PCB, par des simulations HFSS™ en millimétrique et il conforte la tendance observées pour les mesures en millimétrique. Afin de conclure sur ce modèle analytique, il m'a semblé pertinent d'effectuer une analyse de sensibilité de ce modèle.

2.4.3 Sensibilité du modèle électrique

Dans le précédent paragraphe, nous avons proposé un seul circuit équivalent pour modéliser une ligne microruban à onde lente en technologies substrat PCB et membrane à nanofils métalliques. Dans ce paragraphe il s'agit d'étudier la sensibilité du modèle électrique pour évaluer l'importance de chaque élément dans le circuit.

En général, le modèle original comprend quelques éléments à modéliser :

- le ruban (la résistance R et l'inductance L)
- les couches diélectriques (les capacités C_1, C_2, C_{pen})
- les vias ($R_{via}, R_{pen}, L_{via}, L_{pen}$) ou nanofils métalliques ($R_{nnfs}, R_{pen}, L_{nnfs}, L_{nnfs_{pen}}$)

En théorie, ces éléments dépendent des dimensions telles que $t, h_1, h_2, \varepsilon_{r1}, \varepsilon_{r2}, W, R_1, R_2, S$ et de la permittivité des couches de la structure. En raison de la similarité du modèle électrique des deux cas étudiés, seule la sensibilité du modèle de la ligne sur membrane nanoporeuse sera analysée car sa structure est plus flexible.

Dans cette étude, on se concentre sur (i) la capacité C_{pen} (l'influence de pénétration), (ii) l'inductance L_{nnfs} (l'influence de l'inductance des nanofils) et (iii) l'inductance $L_{nnfs_{pen}}$ (l'influence de l'inductance des nanofils dans la région de pénétration). Nous avons estimé la sensibilité du modèle électrique en réduisant chaque élément du modèle original (Fig. 2.28a) pour construire un nouveau modèle plus simple, puis comparé ses paramètres extraits avec ceux du modèle original. Les paramètres extraits du modèle simplifié sont présentés en fonction de la fréquence et des dimensions suivantes : la longueur des nanofils h_2 , l'épaisseur de l'oxyde h_1 et la densité de nanofils dst .

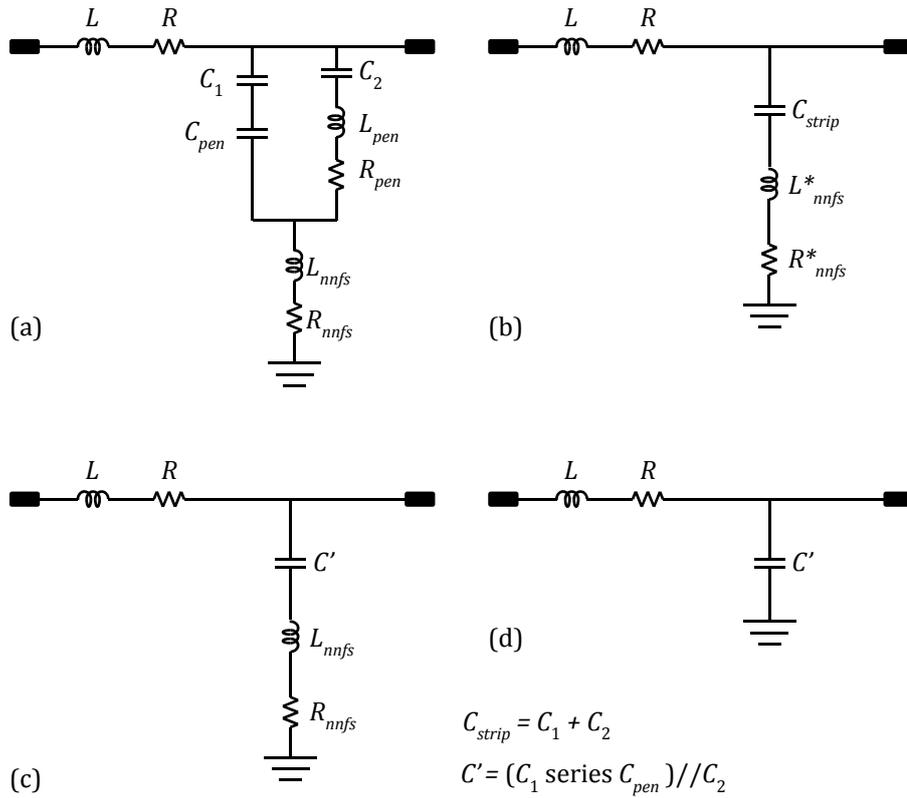


Fig. 2.28 Evaluation la sensibilité du modèle électrique en réduisant chaque élément du modèle :
(a) modèle électrique original,
(b) modèle électrique sans l'influence de la pénétration
(c) modèle électrique sans l'influence de l'inductance de nanofils dans la région de pénétration
(d) modèle électrique sans l'influence de l'inductance de nanofils

2.4.3.1 Modèle électrique sans l'influence de la pénétration

Considérant que l'influence de la pénétration est négligeable, on obtient le nouveau modèle électrique de la Fig. 2.28b, par conséquent, les valeurs C_{strip} et L_{nnfs}^* sont calculés :

$$C_{strip} = C_1 + C_2 \quad (2.51)$$

$$L_{nnfs}^* = L_{nnfs_{pen}} + L_{nnfs} \quad (2.52)$$

La Fig. 2.29 récapitule les paramètres extraits du modèle original, en parfait accord avec les simulations HFSS, et ceux du modèle réduit (Fig. 2.28b) en fonction de l'épaisseur h_2 , à 80 GHz. On peut voir que, sans prendre en compte la capacité de pénétration, la capacité C_{strip} est surestimée (plus de 15%) tandis que l'inductance linéique n'est pas affectée.

De plus, la Fig. 2.30 présente les paramètres extraits du modèle original et ceux du modèle (b) en fonction de la densité de nanofils dst , à 80 GHz. Elle montre que le modèle (b) est valable dans le cas où la densité est supérieure à 0.4 (ou 40%). Si la densité est faible, l'épaisseur de pénétration est plus grande et l'influence de la pénétration ne peut pas être négligée. Donc, la capacité C_{pen} reste un élément important dans le modèle électrique de la ligne microruban à onde lente.

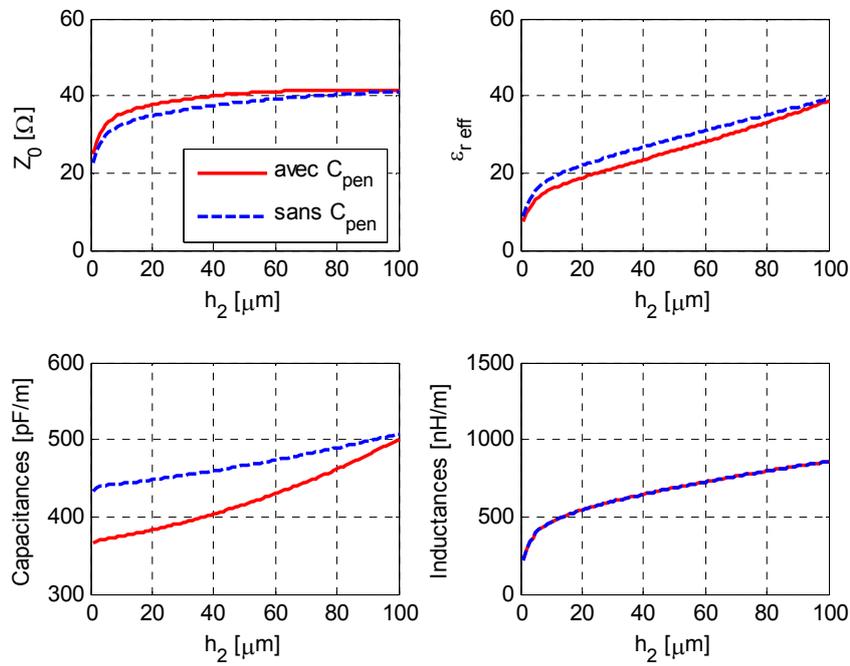


Fig. 2.29 Paramètres extraits du modèle original (rouge, trait plein) et ceux du modèle réduit (bleu, pointillés) pour évaluer l'influence de la pénétration, en fonction de l'épaisseur h_2 , à 80 GHz. $W=5 \mu\text{m}$; $t=1 \mu\text{m}$; $h_1=0.5 \mu\text{m}$; $\epsilon_{r1}=4$; $\epsilon_{r2}=9$; $R=100 \text{ nm}$; $S=400 \text{ nm}$

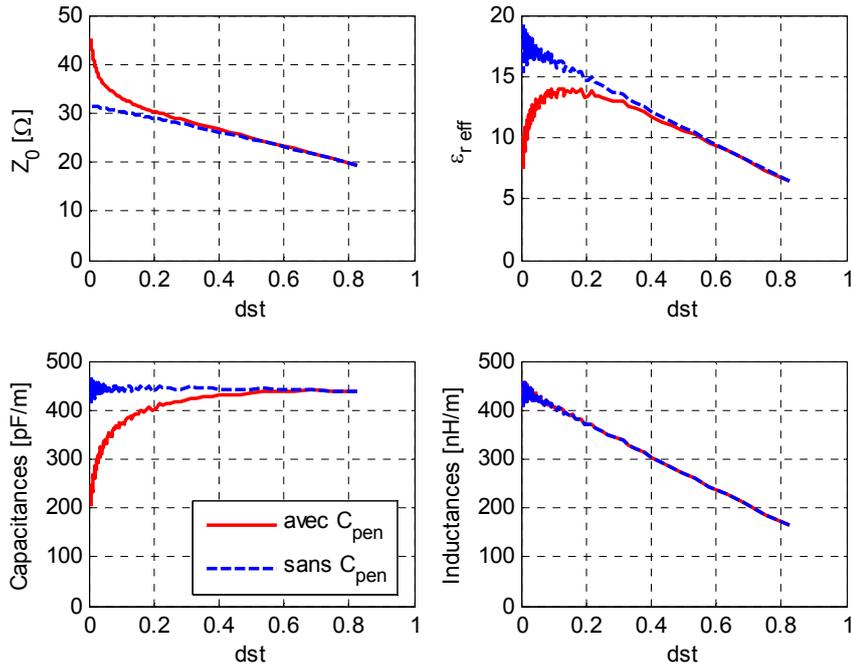


Fig. 2.30 Paramètres extraits du modèle original (rouge, trait plein) et ceux du modèle réduit (bleu, pointillés) pour évaluer l'influence de la pénétration, en fonction de la densité de nanofils dst , à 80 GHz. $W=5 \mu\text{m}$; $t=1 \mu\text{m}$; $h_1=0.5 \mu\text{m}$; $h_2=5 \mu\text{m}$; $\epsilon_{r1}=4$; $\epsilon_{r2}=9$; $R=100 \text{ nm}$. S varie.

2.4.3.2 Modèle électrique sans l'influence de l'inductance et de la résistance des nanofils dans la région de pénétration

Considérer que l'influence de l'inductance des nanofils dans la région de pénétration est négligeable signifie qu'il n'y a pas d'inductance L_{nnfs_pen} ni de résistance R_{pen} , donc le modèle électrique est équivalent à celui donné Fig. 2.28c.

Les figures 2.31, 2.32 et 2.33 récapitulent les paramètres extraits du modèle original et ceux du modèle réduit (Fig. 2.28c) en fonction de la fréquence, de l'épaisseur h_2 et enfin de la densité de nanofils dst . Fait intéressant : ce modèle est toujours valable jusqu'à plus de 200 GHz. De plus, ce changement de modèle ne modifie pas les paramètres extraits de la ligne. Cela peut être expliqué par le fait que l'inductance des nanofils dans la région de pénétration est très faible ou simplement que l'épaisseur de pénétration est très petite devant la longueur des nanofils, ce que nous avons déjà mentionné de façon intuitive lors de notre présentation du modèle au §2.4.2.1

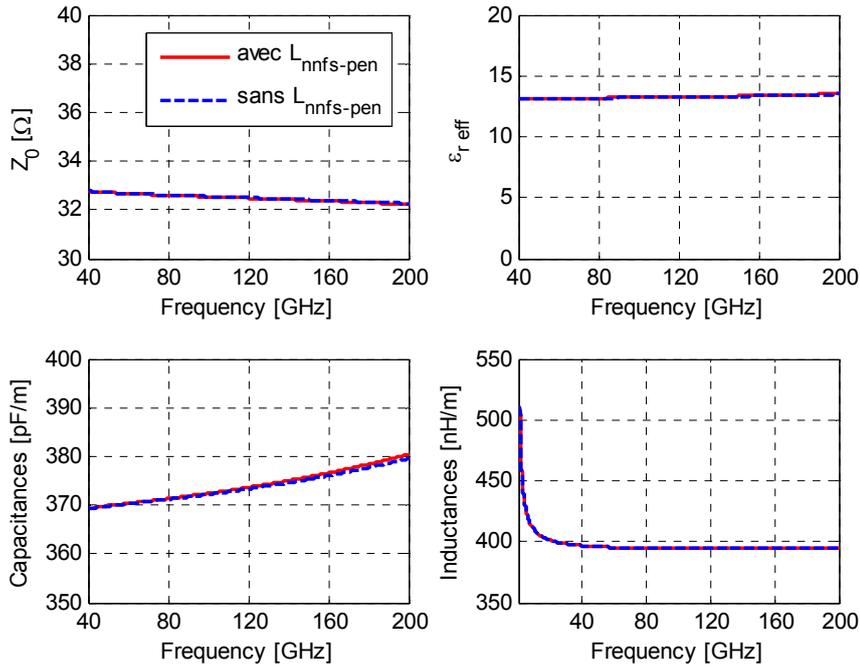


Fig. 2.31 Paramètres extraits du modèle original (rouge, trait plein) et ceux du modèle réduit (bleu, pointillés) pour évaluer l'influence de l'inductance des nanofils dans la région de pénétration, en fonction de la fréquence. $W=5 \mu\text{m}$; $t = 1 \mu\text{m}$; $h_1 = 0.5 \mu\text{m}$; $h_2 = 5 \mu\text{m}$; $\epsilon_{r1}= 4$; $\epsilon_{r2}= 9$; $R= 100 \text{ nm}$; $S= 400 \text{ nm}$

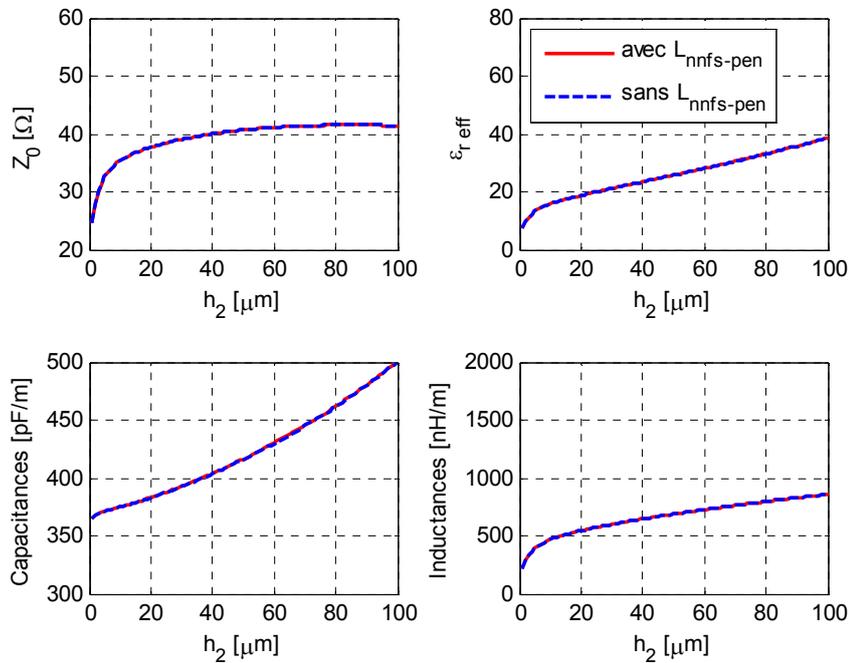


Fig. 2.32 Paramètres extraits du modèle original (rouge, trait plein) et ceux du modèle réduit (bleu, pointillés) pour évaluer l'influence de l'inductance des nanofils dans la région de pénétration, en fonction de la longueur des nanofils h_2 , à 80 GHz. $W=5 \mu\text{m}$; $t = 1 \mu\text{m}$; $h_1 = 0.5 \mu\text{m}$; $\epsilon_{r1} = 4$; $\epsilon_{r2} = 9$; $R = 100 \text{ nm}$; $S = 400 \text{ nm}$

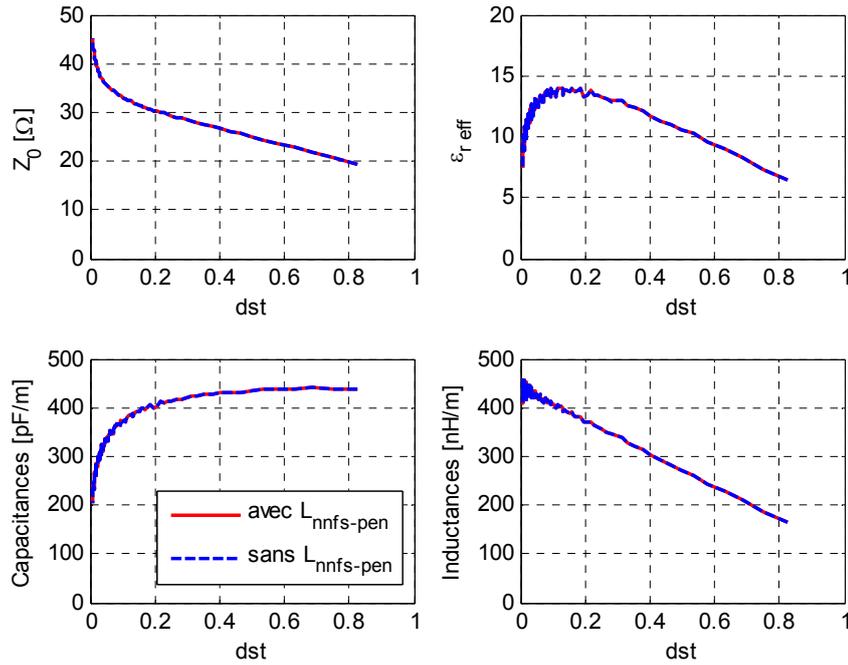


Fig. 2.33 Paramètres extraits du modèle original (rouge, trait plein) et ceux du modèle réduit (bleu, pointillés) pour évaluer l'influence de l'inductance des nanofils dans la région de pénétration, en fonction de la densité dst , à 80 GHz. $W=5 \mu\text{m}$; $t = 1 \mu\text{m}$; $h_1= 0.5 \mu\text{m}$; $h_2= 5 \mu\text{m}$; $\epsilon_{r1}= 4$; $\epsilon_{r2}= 9$; $R= 100 \text{ nm}$; S varie.

2.4.3.3 Modèle électrique sans l'influence de l'inductance des nanofils

Considérer que l'influence de l'inductance des nanofils est négligeable signifie que les inductances L_{nnfs} et L_{nnfs_pen} ne sont pas prises en compte (modèle électrique (d), Fig. 2.28d). Les figures 2.34 et 2.35 récapitulent les paramètres extraits du modèle original et ceux du modèle réduit en fonction de la fréquence f pour $h_2 = 5 \mu\text{m}$ ou de l'épaisseur h_2 pour $f = 80 \text{ GHz}$.

Il est clair que le modèle électrique sans l'inductance des nanofils n'est pas suffisant pour décrire l'augmentation de la capacité avec l'épaisseur de la membrane. L'écart augmente avec la fréquence. Pour les faibles épaisseurs de membrane ($<10 \mu\text{m}$), la prise en compte de l'inductance des nanofils permet de mieux décrire l'augmentation de la capacité avec la fréquence mais n'est pas indispensable : l'erreur maximale commise sur la capacité linéique pour $5 \mu\text{m}$ de membrane est de 1.5% et pour $10 \mu\text{m}$ de membrane est de 3.5% à 200 GHz. Il sera primordial d'en tenir compte pour des épaisseurs de membrane de $100 \mu\text{m}$, au-delà de 100 GHz, lorsque les erreurs sur Z_c et ϵ_{eff} dépasseront respectivement 6% et 12%. Comme prévu, ce changement de modèle ne modifie pas l'inductance linéique de la ligne.

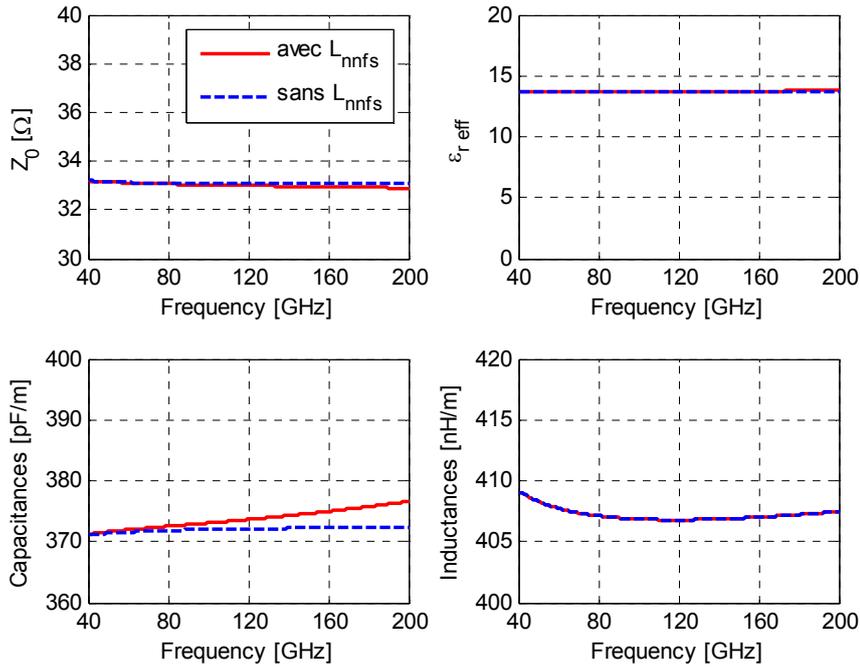


Fig. 2.34 Paramètres extraits du modèle original (rouge, trait plein) et ceux du modèle réduit (bleu, pointillés) pour évaluer l'influence de l'inductance des nanofils, en fonction de la fréquence. $W=5 \mu\text{m}$; $t=1 \mu\text{m}$; $h_1=0.5 \mu\text{m}$; $h_2=5 \mu\text{m}$; $\epsilon_{r1}=4$; $\epsilon_{r2}=9$; $R=100 \text{ nm}$; $S=400 \text{ nm}$

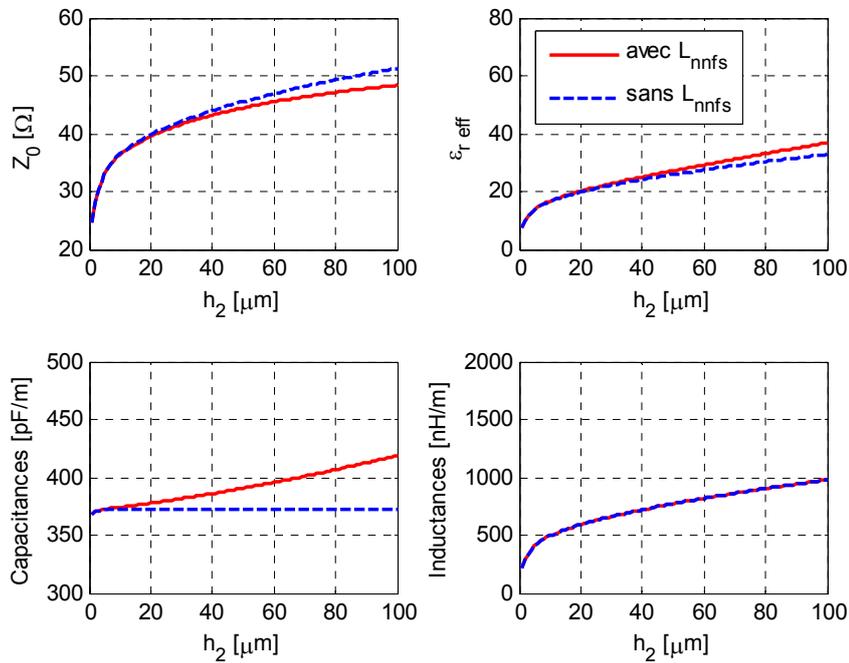


Fig. 2.35 Paramètres extraits du modèle original (rouge, trait plein) et ceux du modèle réduit (bleu, pointillés) pour évaluer l'influence de l'inductance des nanofils, en fonction de la longueur de nanofils h_2 , à 80 GHz. $W=5 \mu\text{m}$; $t=1 \mu\text{m}$; $h_1=0.5 \mu\text{m}$; $\epsilon_{r1}=4$; $\epsilon_{r2}=9$; $R=100 \text{ nm}$; $S=400 \text{ nm}$

En conclusion, la capacité de pénétration C_{pen} et, dans une moindre mesure, l'inductance L_{nnfs} des nanofils, sont des éléments importants à considérer pour construire un modèle

électrique permettant d'accéder rapidement aux performances de la ligne à ondes lentes sur la membrane à nanofils. Le modèle électrique Fig. 2.28c est assez performant pour décrire correctement le fonctionnement de la ligne à ondes lentes sur membrane à nanofils. Pour de faibles épaisseurs de membrane ($<10 \mu\text{m}$), on peut s'affranchir de l'inductance des nanofils.

2.5 Aide au design

2.5.1 Abaque en RF, structure PCB

L'abaque Fig. 2.36 présente l'impédance caractéristique Z_c et la constante diélectrique effective $\epsilon_{r\text{eff}}$ obtenus avec le modèle proposé pour différentes largeurs W à 7.5 GHz. Les résultats obtenus par les simulations HFSS™ et par les mesures ont été représentés également. Le modèle proposé et les simulations HFSS™ sont toujours en bon accord sur une large gamme de W . Il est possible d'obtenir Z_c entre 30 et 120 Ω pour une largeur de ruban raisonnable (de 150 μm à 2 mm). En particulier, à 7.5 GHz, pour $W = 2 \text{ mm}$, $Z_c = 30 \Omega$ et $\epsilon_{r\text{eff}} = 6.8$, soit $\lambda_{SW-\mu\text{TL}}/4 = 3.8 \text{ mm} > W = 2 \text{ mm}$. Pour des lignes classiques, il n'est pas possible d'atteindre des valeurs d'impédance aussi faibles avec des largeurs de ligne inférieures à $\lambda/4$, ce qui rend délicate, voire impossible, la réalisation de la plupart des dispositifs passifs souvent basés sur une ligne $1/4$ d'onde.

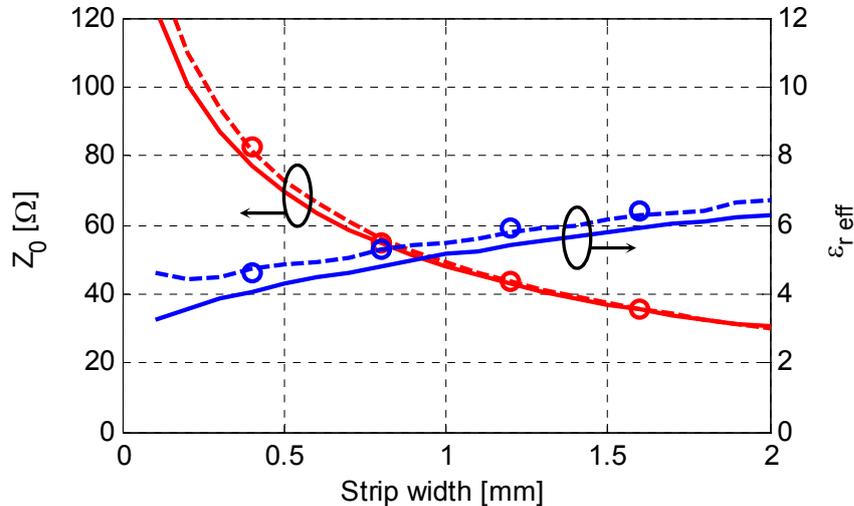


Fig. 2.36 Impédance caractéristique Z_c et constante diélectrique effective $\epsilon_{r\text{eff}}$ de la ligne SW- μTL en fonction de W , à 7.5 GHz (○ mesures ; — HFSS et --- modèle).

La Fig. 2.37 montre l'évolution du rapport $\frac{\lambda/4}{W}$ (quart d'onde/largeur du ruban) pour plusieurs topologies de lignes de microruban de 35 Ω de différentes épaisseurs de substrat allant de 508 μm à 1524 μm , par rapport aux lignes à ondes lentes. Aux hautes fréquences, ce rapport diminue remarquablement en raison de la diminution de la longueur d'onde. Par conséquent, la

longueur physique d'une ligne de section de 35Ω , d'un coupleur hybride à branches par exemple, devient trop courte par rapport à sa largeur, ce qui rend impossible la conception de la structure hybride.

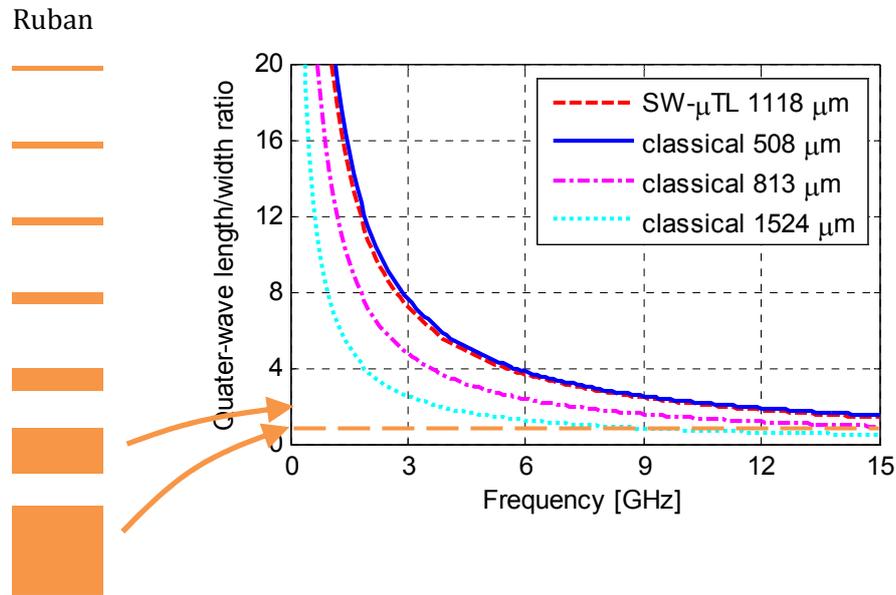


Fig. 2.37 Evolution de rapport $\frac{\lambda/4}{W}$ (quart-d'onde/largeur du ruban) pour plusieurs topologies de lignes microruban de 35Ω pour différentes épaisseurs de substrat de $508\ \mu\text{m}$ à $1524\ \mu\text{m}$, par rapport aux lignes à ondes lentes

En règle générale, un rapport supérieur à 2 est nécessaire pour la conception. La structure SW- μTL est utile car elle permet d'utiliser un substrat plus épais (ici entre 5 et 10 GHz), et évite de réduire l'épaisseur du substrat pour une ligne de transmission microruban classique. Il convient de mentionner que la solution d'utiliser une ligne SW- μTL ne dégrade pas le facteur de qualité de la ligne de transmission, grâce à l'effet de l'onde lente. Il est intéressant de noter que la performance de la ligne à onde lente de $35\ \Omega$ sur un substrat d'épaisseur de $1118\ \mu\text{m}$ avec un réseau de vias est fonctionnelle jusqu'à 10 GHz. La même technique pourrait être utilisée avec un substrat plus fin pour atteindre des fréquences supérieures à 20 GHz, tout en utilisant des technologies PCB peu coûteuses. Un autre avantage important est la miniaturisation de ces structures grâce à l'effet de l'onde lente, même si elle est moins prononcée dans les technologies PCB que sur membrane à nanofils.

2.5.2 Abaque en millimétrie, structure à nanofils

De la même façon, nous construisons un abaque qui compare l'impédance caractéristique Z_c et la constante diélectrique effective $\epsilon_{r\text{eff}}$ pour différentes largeurs W à 25 GHz. Nous y ajoutons aussi les valeurs expérimentales obtenues par les mesures.

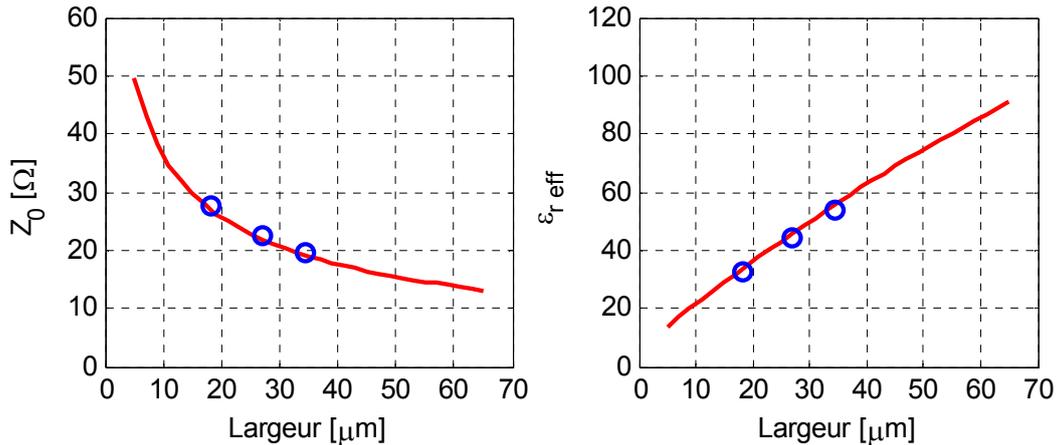


Fig. 2.38 Impédance caractéristique Z_c et permittivité effective $\epsilon_{r\text{ eff}}$ de la ligne microruban à onde lente sur membrane à nanofils métalliques en fonction de W à 25 GHz (— modèle et \circ mesures).

2.6 Application au coupleur hybride

Les lignes microrubans à ondes lentes présentées ci-dessus offrent des avantages pour réaliser un coupleur hybride miniaturisé.

2.6.1 Conception et réalisation d'un coupleur hybride miniaturisé basé sur les lignes microruban à ondes lentes

Un coupleur hybride qui fonctionne à 7.5 GHz a été conçu en utilisant le modèle électrique équivalent proposé. Il comprend quatre sections de ligne de dérivation $\lambda / 4$, comme le montre la Fig. 2.39. Sur la base du graphique Fig. 2.36, les largeurs des sections pour obtenir 50 Ω et 35 Ω sont estimées à 0.8 mm et 1.6 mm respectivement, à 7.5 GHz. Les longueurs physiques correspondant à leur permittivités effectives ($\epsilon_{r\text{ eff}50\Omega} = 5$ et $\epsilon_{r\text{ eff}35\Omega} = 6.2$) sont respectivement $l_{50\Omega} = 4.5$ mm et $l_{35\Omega} = 3.9$ mm. Notons que les longueurs de ligne quart d'onde d'un coupleur hybride classique sur le même substrat seraient égales à 5.9 mm et à 5.75 mm, respectivement. Cela signifie que la superficie du coupleur hybride proposé est réduite de 48%.

Le coupleur a été mesuré à l'analyseur de réseau vectoriel Anritsu 37369A. Les quatre accès sont terminés par des connecteurs SMA à travers quatre lignes d'alimentation CPWG. Le « de-embedding » des accès du coupleur a été effectué de façon à ramener les plans de références aux niveaux des ports 1, 2, 3 et 4, comme le montre la Fig. 2.39.

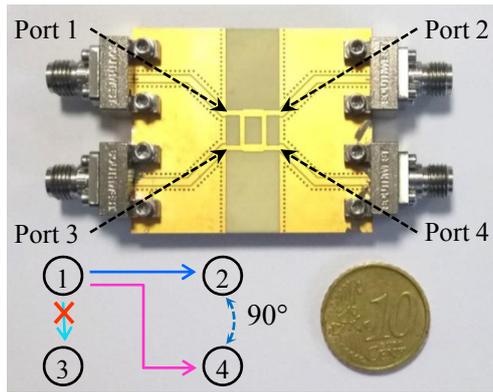


Fig. 2.39 Photographie du coupleur hybride miniaturisé proposé fonctionnant à 7.5 GHz

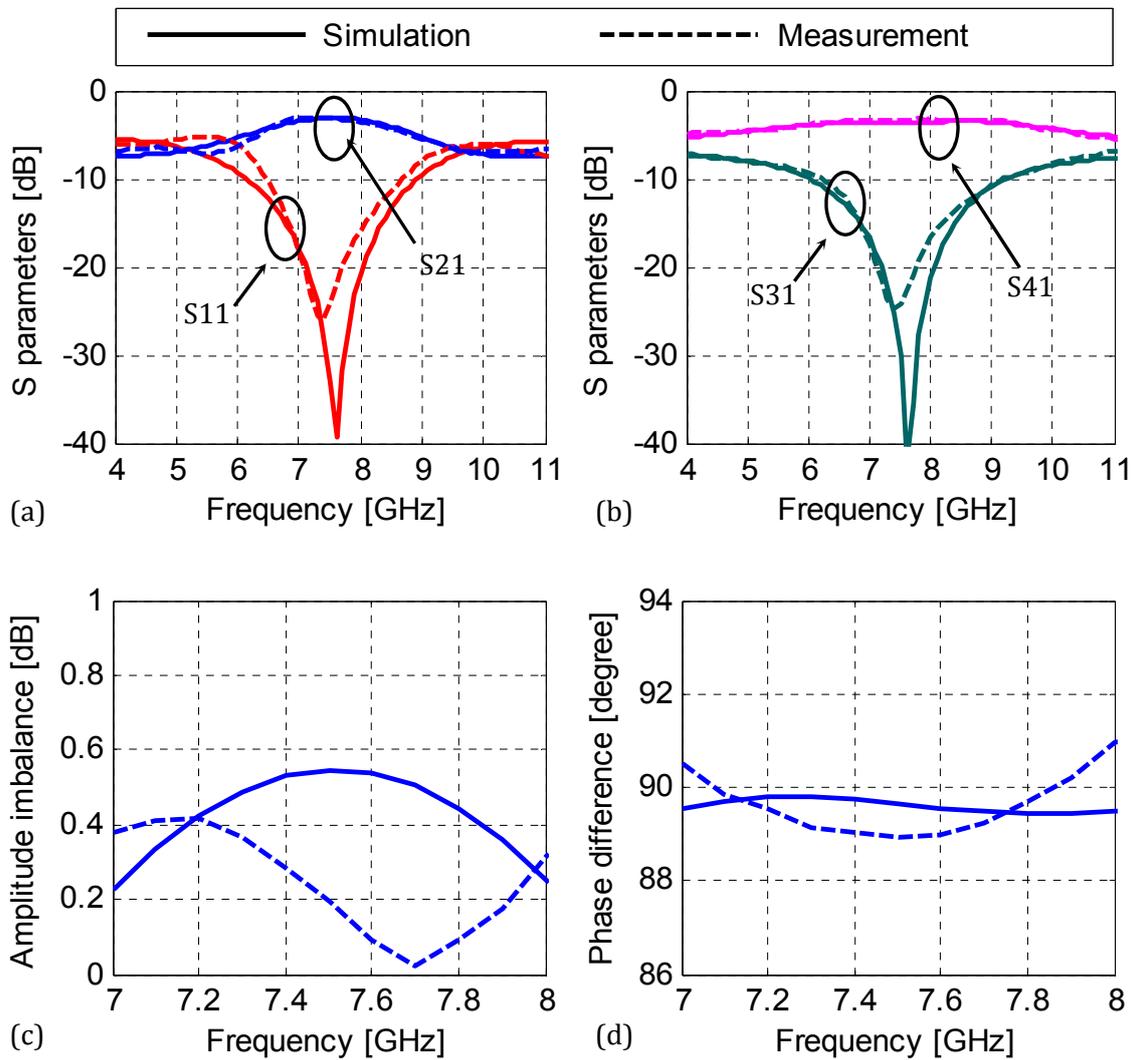


Fig. 2.40 Mesures du coupleur hybride proposé: (a-b) amplitude des paramètres S, (c) déséquilibre de l'amplitude de sortie et (d) différence de phase de sortie.

Les résultats de mesure et de simulation HFSS™ sont donnés Fig. 2.40. Les pertes d'insertion sont inférieures à 0.37 dB à 7.5 GHz, avec une bonne adaptation puisque le coefficient de réflexion est inférieur à -25 dB. Dans la bande de 7 GHz à 8 GHz, correspondant à une largeur

de bande fractionnée de 13.3%, le déséquilibre d'amplitude mesuré entre deux sorties est inférieur à 0.5 dB tandis que le déphasage mesuré est de $90^\circ \pm 1^\circ$. En outre, les pertes de réflexion au port 1 (entrée) et l'isolement au port 3 (isolé) sont supérieures à 17 dB sur cette plage de fréquences.

2.6.2 Comparaison avec l'état de l'art

Les résultats précédents sont comparés à l'état de l'art dans le Tableau 2.1, et montrent un très bon compromis entre les pertes d'insertion sur deux chemins (directs et couplés) et le déphasage pour une bande de 15 dB d'adaptation. Ce premier résultat illustre les performances des lignes microruban à onde lente ainsi que la validité du modèle utilisé pour sa conception.

En pratique, le coupleur hybride proposé par Ghali est miniaturisé en repliant ses branches en méandres et en remplissant les espaces vides pour optimiser l'encombrement de la structure [GHALI, 2004]. La réduction de la taille de son coupleur est de 75% par rapport à une conception conventionnelle sur le même substrat.

Dans [SUN, 2005], les auteurs utilisent la ligne microruban discontinue pour la conception du coupleur pour obtenir une réduction de la taille de 60% avec des performances comparables.

En 2006, C. Caloz a présenté une structure de ligne microruban sur un substrat structuré à l'aide de vias borgnes (les trous plaqués en cuivre) [NGUYEN, 2006] pour réduire la taille des dispositifs microondes tels que l'antenne patch [FERNANDEZ, 2006], le filtre passe bande à saut d'impédance et le coupleur hybride à branches [COULOMBE, 2007]. La miniaturisation du coupleur hybride atteint 33% avec le substrat structuré par rapport aux dispositifs sur substrat conventionnel de même épaisseur totale et de même permittivité diélectrique relative.

Dans [JUNG, 2008], les auteurs proposent une technique de miniaturisation des lignes de transmission en utilisant des chargements capacitifs à stubs. Ce principe a été exploité pour miniaturiser un coupleur hybride 3 dB avec un taux de réduction en surface obtenu de 62%.

TABLEAU 2.1 ETAT DE L'ART POUR LES COUPLEURS HYBRIDES MINIATURISES AVEC 15 dB D'ADAPTATION
 * : RESULTATS MESUREES, ** : RESULTATS SIMULES

	Freq. (GHz)	 S₂₁ (dB)	 S₃₁ (dB)	 S₄₁ (dB)	BW (%)	Phase imbalance	Surface (λ_g^2)	Size reduction
Ce travail *	7.5	-3.17	-24	-3.37	16	$\pm 1^\circ$	0.0312	48%
[GHALI, 2004]**	2.4	-3.1	-25	-3.1	20	$\pm 4^\circ$	0.0138	75%
[SUN, 2005]*	1	-3.8	-35	-2.5	15.4	0.5° @ 1GHz	0.0292	60%
[COULOMBE, 2007]*	2	-4	-18	-2.9	20	N/A	0.0442	33%
[JUNG, 2008]*	3.45	-3.6	-18	-4	17	$\pm 7.4^\circ$	0.0336	62%
Conception original [POZAR, 2011]	-	-3	$-\infty$	-3	-	0°	0.0625	-

CHAPITRE 3. LIGNES COUPLÉES MICRORUBAN A ONDE LENTE RF

Après avoir validé et étudié la sensibilité du modèle analytique proposé pour des lignes microrubans à ondes lentes sur substrat (nano-)structuré, tant en RF qu'aux ondes millimétriques, après avoir montré que la position des vias au sein du substrat structuré n'avait pas d'importance sous la ligne, après avoir utilisé le modèle analytique pour la conception d'un coupleur hybride miniaturisé et faible perte à 7.5 GHz, je me suis intéressé au couplage entre deux telles lignes. Le principe du couplage sur substrat structuré est d'abord exposé avec une présentation de ses avantages et inconvénients, puis un modèle est également proposé dans le but de réaliser un coupleur co-directif miniaturisé.

3.1 Principe des lignes microruban couplées à ondes lentes

La Fig. 3.1a représente la topologie des lignes microrubans couplées sur substrat structuré par un réseau de vias borgnes. Il s'agit de deux lignes de cuivre de largeur W , identiques, séparées par un espace G , imprimées sur la couche supérieure d'un substrat tri-couche. Sous la ligne microruban, il y a un réseau de vias borgnes, de rayon R_1 et inter distants de S , qui sont connectés au plan de masse.

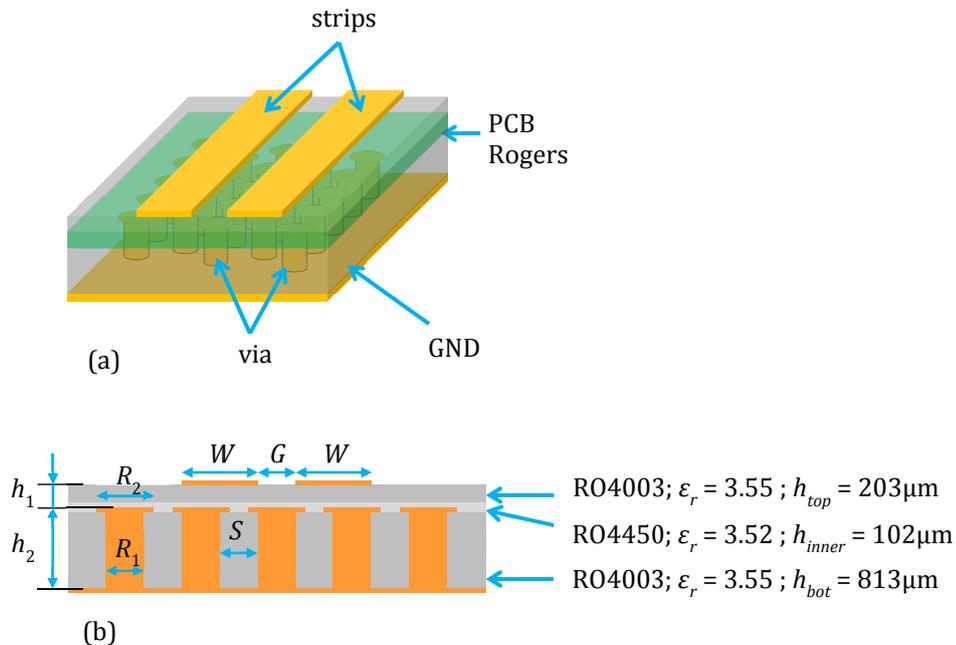


Fig. 3.1 Lignes microrubans à ondes lentes en technologie PCB: (a) topologie et (b) section transversale de la structure

La structure de lignes microrubans couplées à ondes lentes soutient deux modes distincts de propagation : mode pair et mode impair. Nous utilisons la même approche que dans le cas des lignes couplées conventionnelles présentées au chapitre 1 pour analyser ces modes. Toutefois, il n'est pas inutile de bien redéfinir les terminologies.

En général, les deux modes de propagation seront excités au même moment, cependant, la vitesse de phase de chaque mode est différente. Par conséquent, les lignes microruban couplées sont caractérisées par leurs impédances caractéristiques ainsi que par des constantes de propagation et des permittivités diélectriques effectives pour les deux modes.

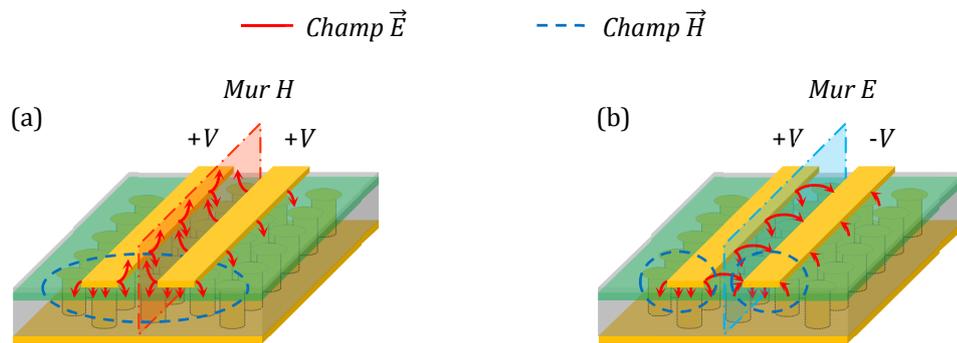


Fig. 3.2 (a) excitation d'onde en mode pair et (b) excitation d'onde en mode impair

On définit C_e , C_o , L_e , L_o comme étant les capacités et les inductances linéique des lignes microrubans couplées de mode pair et impair, respectivement.

Ces éléments sont déterminés par la permittivité du substrat diélectrique et ses dimensions physiques telles que W , G et h . Par rapport aux expressions du chapitre 1, (1.12) et (1.13) estimant C_e et C_o en fonction des capacités propres de chaque ligne et de la capacité mutuelle entre les deux lignes, des modifications doivent être apportées.

On considère la vitesse de phase de l'onde en modes pair et impair :

$$v_{\phi e} = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_{r\text{eff}e}}} = \frac{1}{\sqrt{L_e \times C_e}} \quad (3.1)$$

$$v_{\phi o} = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_{r\text{eff}o}}} = \frac{1}{\sqrt{L_o \times C_o}} \quad (3.2)$$

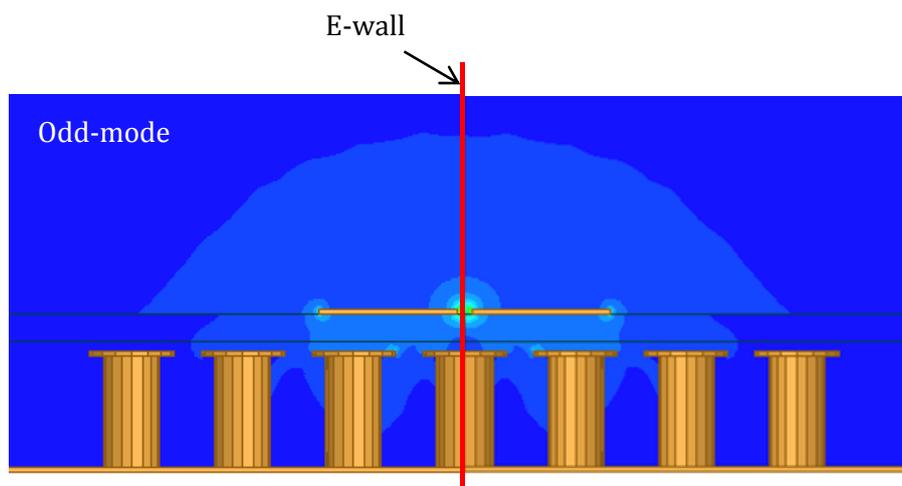
Ainsi, l'augmentation de L et/ou C de ligne à onde lente par rapport à une propagation guidée classique permet de réduire la vitesse de phase de l'onde. Fort de ce constat, nous pouvons envisager deux pistes :

- Soit les vitesses de phase sont proches ; dans ce cas, cette topologie de lignes couplées est tout-à-fait indiquée pour réaliser du couplage contra-directif comme dans [LUGO, 2015]
- Soit les vitesses de phase sont au contraire très différentes ; dans ce cas, il est préférable de se focaliser sur les coupleurs 0-dB co-directifs pour lesquelles, plus la différence entre les vitesses de phase est importante et plus le coupleur est compact.

3.2 Simulation électromagnétique

Dans ce paragraphe, plusieurs simulations électromagnétiques de lignes microrubans couplées à ondes lentes sont conduites pour déterminer les performances et caractériser les paramètres de ces lignes. Nous avons de nouveau recours à l'utilisation de plan de symétrie pour simuler la structure. Non seulement cela permet de gagner du temps de calcul mais de plus c'est obligatoire pour simuler correctement les modes pair et impair des lignes couplées. Pour simuler le mode impair, une symétrie de type perfect-E (court-circuit) doit être choisie tandis qu'une condition perfect-H (circuit ouvert) doit être choisie pour le mode pair.

La Fig. 3.3 montre l'allure du champ électrique, simulé par le logiciel HFSS™, sur une moitié des lignes microrubans couplées à ondes lentes. Le champ électrique est confiné entre la ligne principale et les vias, pour les modes pair et impair. Sa répartition est alors très proche de celle d'une ligne microruban d'épaisseur h_1 comme le met en évidence la Fig. 3.3. Toutefois pour le mode impair on observe du champ électrique entre les deux rubans, ce qui n'est pas le cas pour le mode pair (pas de couplage direct dans ce cas).



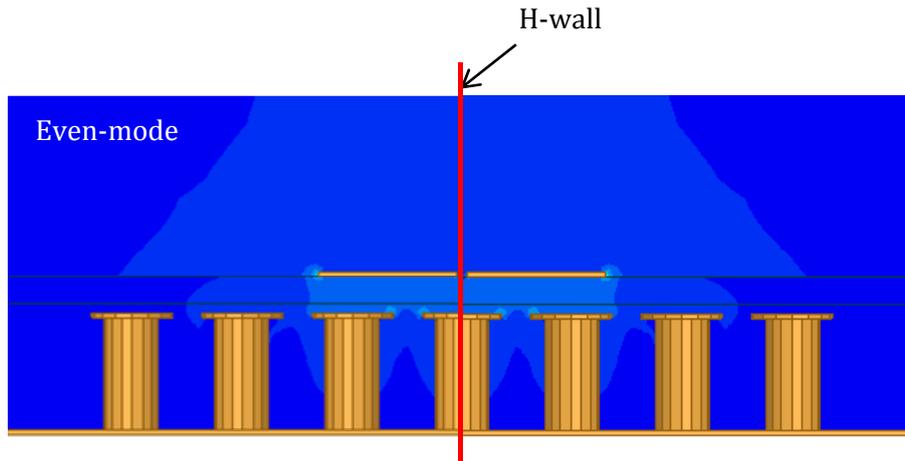


Fig. 3.3 Simulation du champ électrique de lignes microruban couplées à ondes lentes avec des conditions spécifiques de bord sur le plan de symétrie pour les modes impair et pair.

3.3 Développement d'un modèle analytique

Comme exposé au paragraphe 2.3, les simulateurs électromagnétiques tels qu'ANSYS HFSS™ sont capables d'offrir une solution précise pour la conception et la caractérisation de lignes microrubans couplées à ondes lentes. Cependant, les simulations sur HFSS™ sont toujours longues et gourmandes en mémoire vive pour atteindre une bonne précision de résultats. Par conséquent, le développement d'un modèle électrique équivalent est extrêmement utile pour accéder rapidement aux performances de ces lignes et réduire le temps de conception du coupleur.

3.3.1 Analyse des phénomènes physiques et circuit équivalent proposé

L'analyse de modèle électrique de lignes microrubans couplées à ondes lentes sur substrat structuré est similaire au procédé décrit au paragraphe 2.2.1. La Fig. 3.4 illustre la distribution des lignes de champ électrique qui vont du ruban signal aux vias. La distribution des lignes de champ électrique dans plusieurs zones est considérée afin de calculer les capacités équivalentes C_e et C_o . Pour C_o , il faut considérer plus précisément les Fig. 3.4a et c. Pour C_e , il faut considérer plus précisément les Fig. 3.4b et d. Dans les deux cas, on distingue les lignes de champ :

- dans l'air,
- dans le substrat diélectrique entre le microruban et les vias métalliques,
- dans le substrat diélectrique entre les vias avec l'effet de pénétration.

Pour C_o plus particulièrement, il faudra aussi considérer le couplage direct (nommé capacité mutuelle C_{ss}) entre les deux microrubans avec des lignes de champ :

- dans l'air,
- dans le substrat diélectrique entre le microruban et les vias métalliques,

De plus, chaque via métallique a une résistance (R_{via}) et une inductance (L_{via}) en série qui sont connectées à la masse.

Pour obtenir correctement le modèle de capacités, on propose de séparer la distribution du champ électrique en plusieurs zones, représentées par les capacités C_1, C_2, C_{pen} .

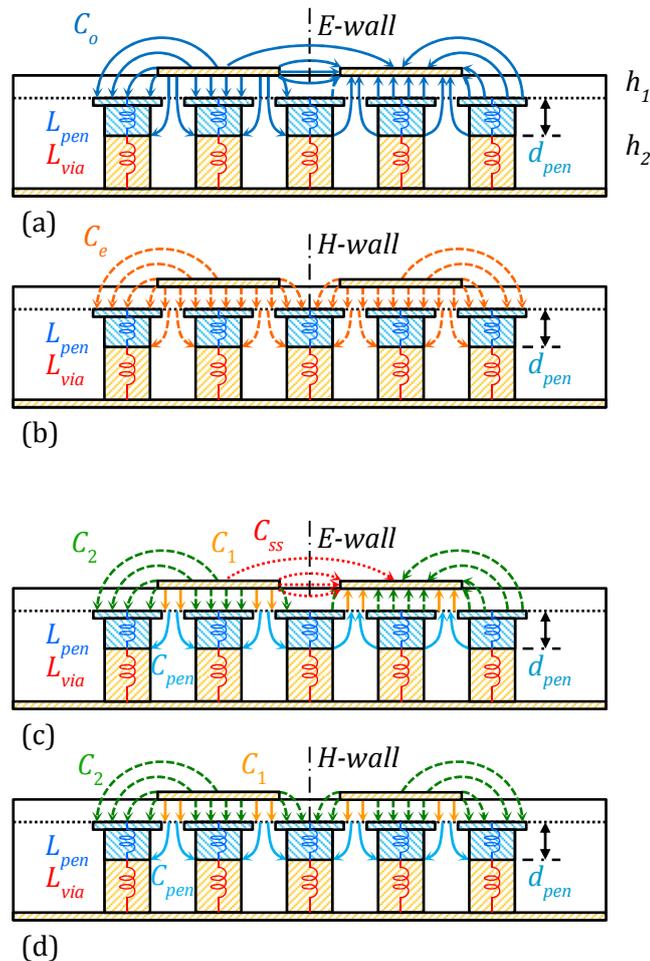


Fig. 3.4 Distribution de champ électrique dans plusieurs zones prises en compte pour établir le modèle analytique de la capacité linéique de lignes microrubans couplées à onde lente sur le substrat PCB structuré d'épaisseur h_1+h_2 :

- le champ électrique entier en mode impair
- le champ électrique entier en mode pair
- répartition des champs électriques qui conduisent aux capacités du modèle en mode impair
- répartition des champs électriques qui conduisent aux capacités du modèle en mode pair.

La Fig. 3.5 décrit le circuit équivalent des lignes microrubans couplées symétriques à ondes lentes. Une résistance et une inductance propre en série (R et L_0) modélisent le ruban métallique tandis que C_s représente la capacité entre le ruban et le plan de masse. De plus, l'inductance mutuelle L_m et la capacité mutuelle C_{ss} sont utilisées pour représenter le couplage magnétique et capacitif entre les deux rubans. Pour le mode pair (Fig.3.5a) le plan de symétrie agit comme un mur magnétique (circuit ouvert) et aucun courant ne circule entre les deux rubans. Notons que C_{ss} n'a pas d'influence sur ce mode puisque cette capacité est reliée aux mêmes potentiels. Pour le mode impair (Fig.3.5b), le plan de symétrie agit comme un mur électrique (court-circuit) à une tension nulle.

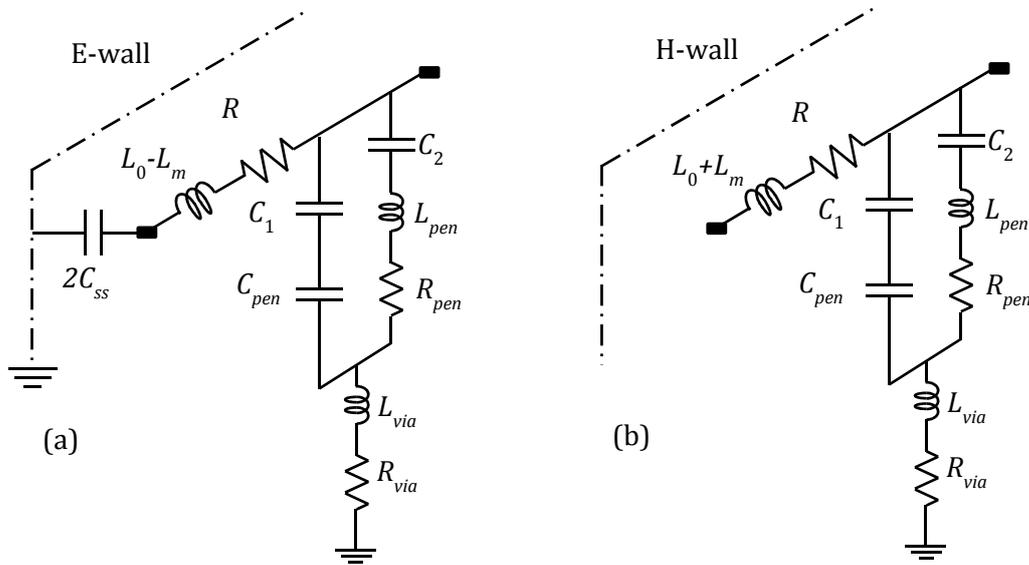


Fig. 3.5 Modèle électrique des lignes microrubans couplées symétriques à ondes lentes (a) En mode impair, (b) En mode pair.

3.3.2 Calcul des éléments

Le calcul des éléments se mène de façon similaire à celle expliquée au sein du chapitre 2, notamment pour les inductances paire et impaire à partir des équations (2.35, 2.36 et 2.37). On ne distingue pas L_0 et L_m dans le calcul. Toutefois la détermination des capacités paire et impaire, à partir des deux configurations d'épaisseur de la figure 2.16, en présence respectivement des murs magnétique et électrique, n'est pas aisée.

Dans ce paragraphe, on focalise sur le calcul de la capacité mutuelle C_{ss} en considérant la distribution de champ électrique dans plusieurs zones en fonction de l'espace G , comme décrit sur le Tableau 3.1. Dans chaque zone, on suppose que les lignes de champ électrique traversent le parcours le plus court. La méthode de calcul des capacités dans chaque zone est similaire que celle décrite au paragraphe 2.4.1.2.1.

TABLEAU 3.1 Calculs de la capacité mutuelle C_{ss} en en fonction de l'espace G .

Zone	Limitations	Figure	C_{ss}
A	$\frac{G}{2} > h_{max}$	3.6 (a)	0
B	$h_{max} \geq \frac{G}{2} \geq (h + t)$	3.6 (b)	C'_{fr}
C	$(h + t) \geq \frac{G}{2} \geq h$	3.6 (c)	$C_{pt} + C'_{ch} + C'_{fr}$
D	$h \geq \frac{G}{2}$	3.6 (d)	$C_{pt} + C'_{ch} + C'_{fr} + C'_{ch_d}$

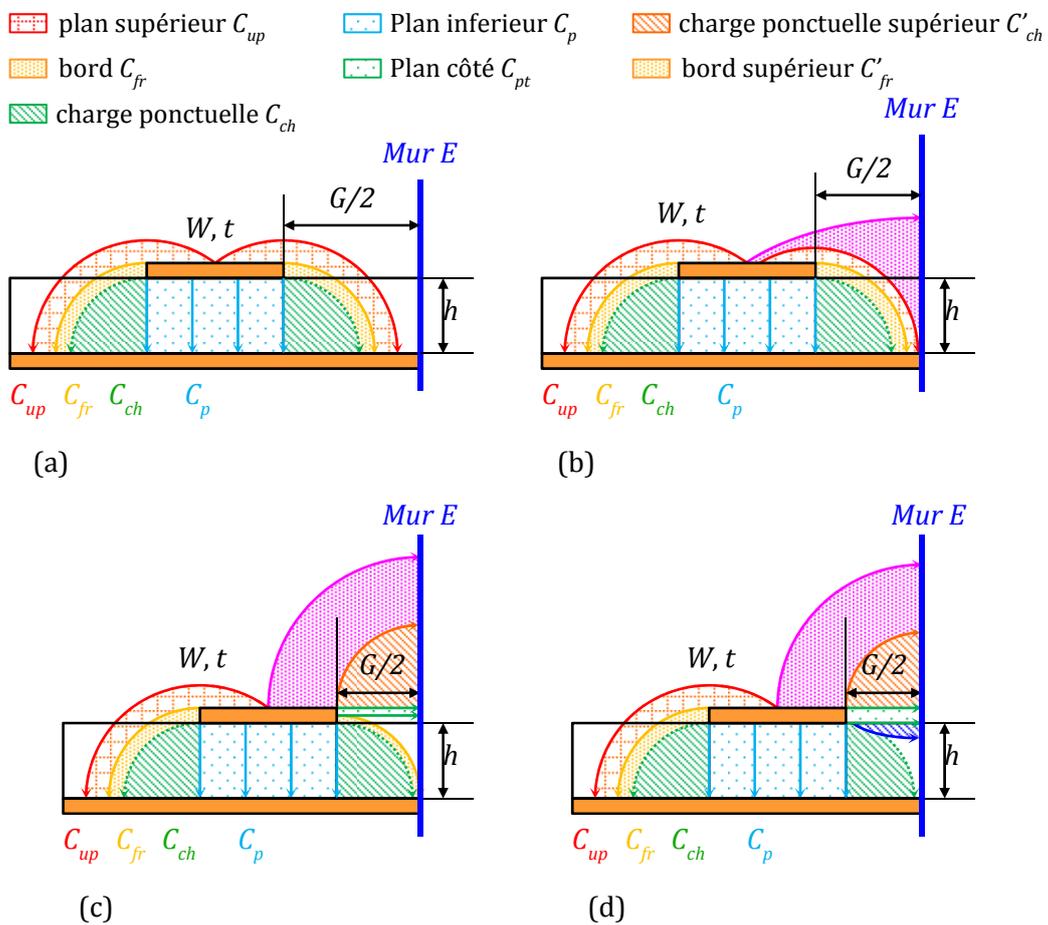


Fig. 3.6 Zones prises en compte pour établir le modèle analytique de la capacité mutuelle des lignes microrubans couplées à ondes lentes classique

3.4 Aide au design / Abaque en RF

Les lignes couplées à ondes lentes présentées ci-dessus offrent des capacités de modes impair et pair à la fois plus élevées que dans le cas classique mais surtout relativement plus proches. Cela est lié à une capacité propre des lignes microrubans très élevée du fait du confinement électrique. Au contraire les inductances des modes pair et impair sont celles des lignes couplées classiques et peuvent être assez différentes. En suivant les expressions (1.16) et (1.17), nous nous attendons donc à ce que cet écart implique une forte différence des vitesses de phase des modes impair et pair.

Les impédances caractéristiques obtenues à partir du modèle sont comparées aux valeurs expérimentales (Fig. 3.7a). Ces impédances Z_0^e et Z_0^o , respectivement des modes impair et pair, sont représentées sur un abaque de conception (ici à 2 GHz). Cet abaque est utilisé pour déterminer la largeur W et l'espacement des rubans G pour obtenir un couple Z_0^e et Z_0^o donné. Les résultats de mesures (points rouges) de certaines lignes couplées sont indiqués également sur l'abaque. Nous constatons un bon accord entre les calculs et les mesures sur une large gamme de W et de G . Cependant, l'erreur de calcul des impédances Z_0^e et Z_0^o devient plus importante pour des lignes minces de largeur 100 μm . De manière générale, la comparaison modèle analytique/mesure montre un accord meilleur que 5% pour des largeurs de rubans supérieures à 300 μm .

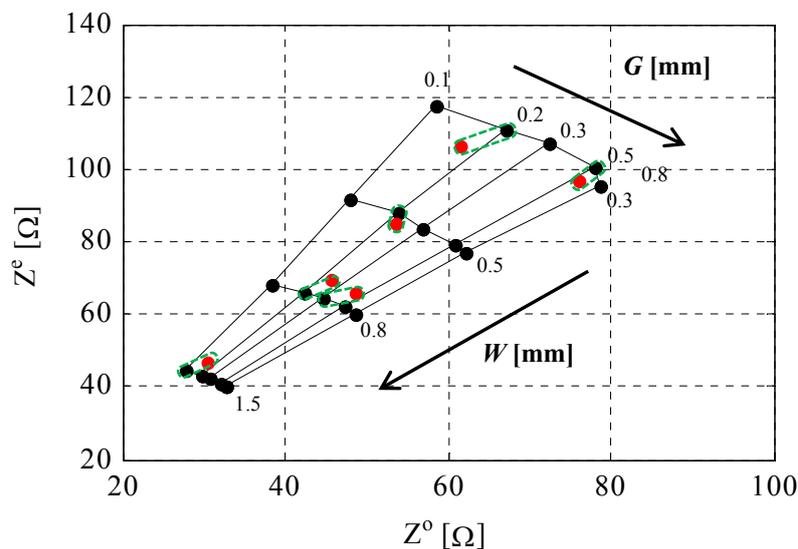


Fig. 3.7 (a) Z_{0e} et Z_{0o} de lignes couplées à ondes lentes en fonction des largeurs de ligne, W , et de leur espacement, G , à 2 GHz. (modèle : courbes bleues et mesures : points rouge).

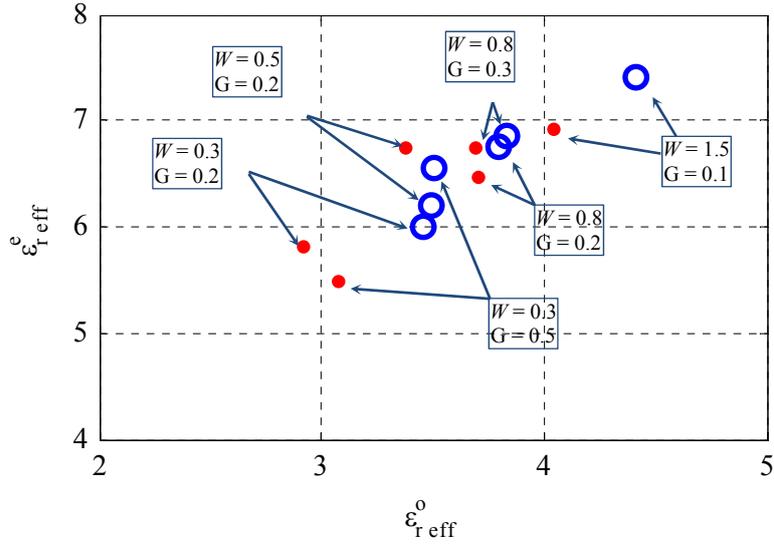


Fig. 3.7 (b) $\epsilon_{eff,e}$ et $\epsilon_{eff,o}$ de lignes couplées à ondes lentes en fonction des largeurs de ligne, W , et de leur espacement, G , à 2 GHz. (modèle : courbes bleues et mesures : points rouge).

De la même manière, sur la Fig. 3.7b, sont tracées les permittivités effectives des modes pair et impair $\epsilon_{r_eff}^e$ et $\epsilon_{r_eff}^o$. Il existe une relation quasi linéaire entre les deux permittivités. Toutefois, on se rend compte que notre modèle analytique sous-estime les permittivités (en $c^2 \cdot LC$) et dans une moindre mesure les impédances caractéristiques (en $\sqrt{L/C}$). Ceci signifie que l'on sous-estime les inductances. Ceci est d'autant plus vrai que les largeurs sont fines. Or les inductances paire et impaire ont été calculées à partir de la donnée analytique des impédances caractéristiques de lignes couplées sans via, Z_0^e et Z_0^o , et d'une estimation des capacités paire et impaire, C_e et C_o , toujours pour des lignes couplées classiques sans via, le tout sur la base des équations (2.35, 2.36, 2.37). C'est donc notre calcul des capacités qui est sous-estimé. Une autre possibilité serait de calculer L_e et L_o à partir des données analytiques des lignes couplées classiques Z_0^e et Z_0^o et $\epsilon_{r_eff}^e$ et $\epsilon_{r_eff}^o$, avec les deux configurations d'épaisseur de la figure 2.16, puis d'appliquer uniquement l'équation (2.35). Une dernière solution serait d'obtenir les valeurs d'inductances paire et impaire L_e et L_o , directement à partir de simulations HFSS™ dans les deux configurations d'épaisseur de la figure 2.16 pour des lignes couplées classiques sans via, puis d'appliquer uniquement l'équation (2.35).

Malgré tout, on observe tant en mesure qu'avec le modèle une différence entre les permittivités paire et impaire assez forte, qui confirme la difficulté que l'on aura à égaliser les vitesses de phase des modes pair et impair nécessaire pour obtenir des coupleurs contra-directifs à forte directivité. Au contraire cette différence pourra être mise à profit pour miniaturiser des coupleurs co-directifs 0-dB. C'est l'objet de la section suivante §3.5 que de comparer ces deux approches opposées.

3.5 Application au coupleur co-directif miniaturisé

Une des applications en hyperfréquence les plus courantes des lignes couplées est le coupleur contra-directif, basé sur une simple section quart d'onde de lignes couplées. Le coupleur équilibré 3-dB est largement utilisé pour diverses applications, i.e. les amplificateurs de puissance équilibrés, les mélangeurs, les modulateurs, les systèmes de mesure, les antennes à polarité circulaire, etc. L'article [Lugo, 2014] présente un coupleur contra-directif à lignes couplées à ondes lentes avec des barreaux métalliques flottants. L'insertion des barreaux métalliques permet à la fois de réduire la longueur physique de la ligne (grâce au confinement du champ électrique) et de réaliser des lignes avec un facteur de qualité élevé. En coupant de façon adéquate ces barreaux flottants entre les deux lignes couplées ou entre les lignes et les plans de masse, on peut contrôler la vitesse des modes pair et impair indépendamment, l'égaliser, et obtenir théoriquement une directivité infinie. Cette approche est très intéressante pour les lignes de type S-CPW.

Au contraire, dans notre topologie de lignes microrubans couplées à ondes lentes, nous avons observé sur la Fig. 3.7b une forte différence des permittivités relatives qui pourrait plutôt être mise à profit pour réaliser efficacement du couplage co-directif, notamment pour transférer totalement la puissance d'une ligne à l'autre (coupleur 0-dB). La Fig. 3.8 montre un coupleur co-directif 0-dB qui fonctionne à 4.5 GHz, étudié comme preuve de concept. Les deux lignes ont une largeur de 0.8 mm, une longueur de 50.2 mm et sont séparées par un gap de 0.3 mm. Le substrat structuré a été décrit Fig. 3.1. Les impédances caractéristiques Z_{0e} et Z_{0o} obtenues à partir du modèle sont respectivement de 63.5 Ω et 46 Ω . Les permittivités effectives $\epsilon_{eff,e}$ et $\epsilon_{eff,o}$ obtenues à partir du modèle sont respectivement de 5.9 et 3.3. Il est à noter que la longueur de lignes couplées réalisées sur substrat classique sans via de même épaisseur est de 220 mm. Le coupleur proposé présente ainsi une réduction de 75 % en surface. Le coupleur a été mesuré à l'analyseur de réseau vectoriel Anritsu 37369A. Il est accessible par quatre lignes microruban 50 Ω terminées par des connecteurs SMA. Les accès sont « de-embeddés » pour obtenir les paramètres S uniquement du coupleur 0-dB.

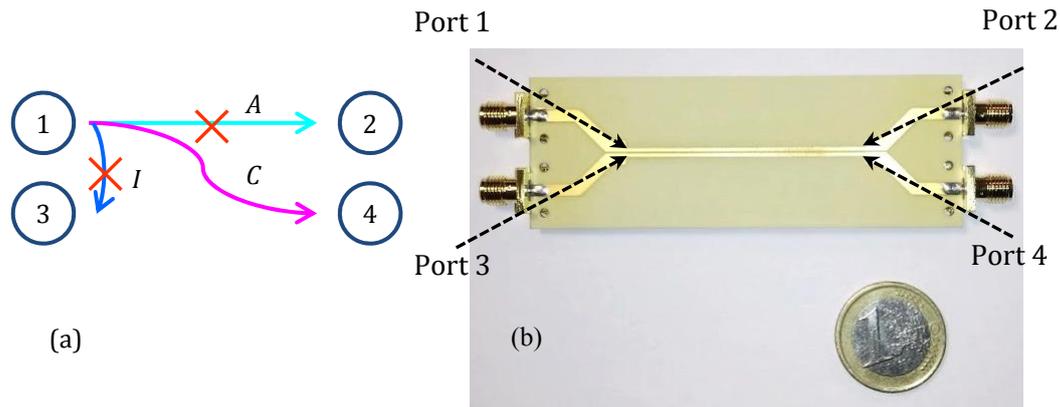


Fig. 3.8 Photographie du coupleur co-directif fonctionnant à 4.5 GHz

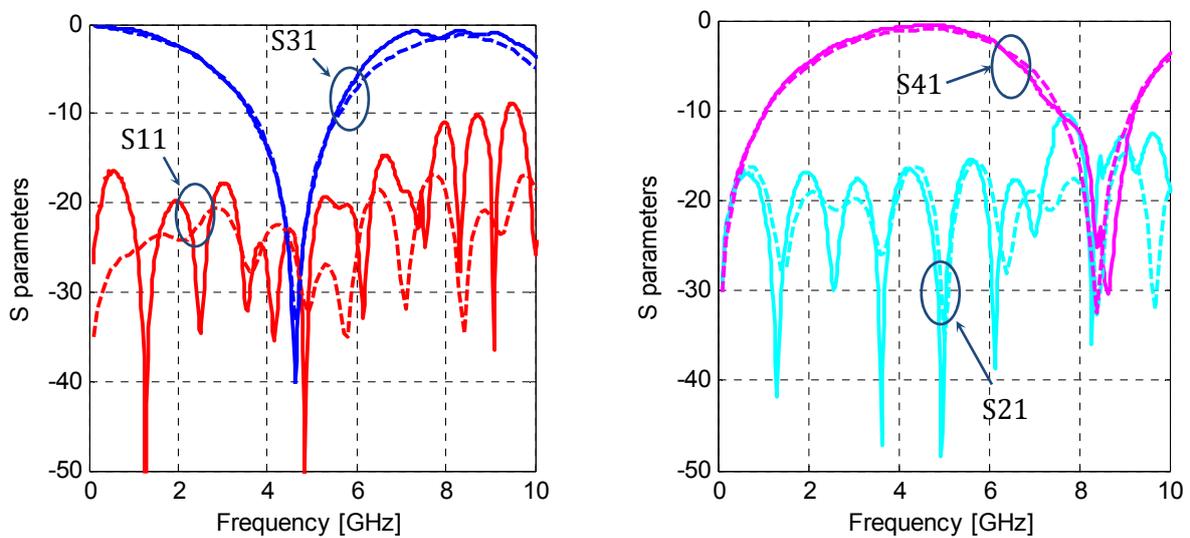


Fig. 3.9 Performance du coupleur co-directif fonctionnant à 4,5GHz (— mesures et --- calculs).

De plus, un modèle du coupleur co-directif est construit en utilisant le modèle électrique des lignes couplées et leur abaque de conception proposés aux paragraphes 3.3 et 3.4. Les résultats calculés à partir du modèle sont comparés avec les mesures (Fig. 3.9). Le couplage au port (4) est de 0.56 dB à 4.5 GHz. L'isolation est supérieure à 18.3 dB sur le port (2) et à 27 dB sur le port (3). La bande passante à 1 dB de perte d'insertion sur le port (4) va de de 3.6 GHz à 5.4 GHz, correspondant à une bande passante relative de 40%. Une bonne adaptation est obtenue dans cette bande ($|S_{11}|$ inférieur à -20 dB).

Les résultats expérimentaux sont comparés à l'état de l'art (Tableau 3.2) montrant un très bon compromis entre le couplage obtenu, la miniaturisation et la largeur de bande passante. Notre coupleur présente la bande passante relative mesurée la plus grande (40%) et un excellent couplage de 0.56 dB. De plus, notre solution permet une forte miniaturisation obtenue de 75%. Il est à noter que les miniaturisations concurrentes décrites dans le Tableau 3.2 sont

longitudinales. Par exemple, dans [HSU, 2011] l'élargissement latéral dû aux fentes dans le plan de masse n'est pas considéré, ni les stubs capacitifs [PARK, 2011]. En pratique, le concepteur doit considérer la surface nécessaire du substrat en fonction de longueur d'onde carré λ_g^2 . De façon intéressante, parmi les résultats mesurés, notre coupleur miniaturisé a une surface la plus petite de $0.105 \lambda_g^2$.

TABLEAU 3.2 Comparaison des performances des coupleurs co-directifs 0-dB dans la littérature.

	Technique	Fréq. [GHz]	Couplage mesuré	Miniaturisation	Surface	Largeur de bande
[CHANG, 2001]	Ouverture de motifs dans le plan de masse	7	2 dB	35%	N/A	14%
[Hsu, 2010]	Ouverture de motifs dans le plan de masse	2.9	1 dB	73%	$0.252 \lambda_g^2$	19%
[Hsu, 2011]	Ouverture de motifs dans le plan de masse	1.5	0.5 dB	92%	$0.188 \lambda_g^2$	12%
[LUI, 2002]	CRLH	3.8	4.5 dB	76%	$0.566 \lambda_g^2$	6%
[KESHAVARZ, 2010]	Stubs périodiques	3	0.3 dB simulé	60% simulé	$0.044 \lambda_g^2$	66% simulé
[PARK, 2011]	Charges capacitives	5	0.9 dB	89%	$0.295 \lambda_g^2$	34%
CE TRAVAIL	SW- μ TL couplées	4.5	0.56 dB	75%	$0.105 \lambda_g^2$	40%

CHAPITRE 4. APPLICATION DES LIGNES A ONDE LENTE AUX DISPOSITIFS PASSIFS NON RECIPROQUES : ISOLATEUR MICRORUBAN ET CIRCULATEUR MICRORUBAN MINIATURISE

Ce dernier chapitre a pour objectif d'étudier l'incidence d'une ligne à ondes lentes appliquées à la réalisation de dispositifs non-réciproques à ferrite. Concentrer le champ électrique dans certaines zones de l'espace et stocker de l'énergie magnétique dans d'autres peut-il accentuer l'effet de propagation non réciproque dans les matériaux magnétiques et permettre la miniaturisation de ce type de composants? C'est la question posée dans ce chapitre et à laquelle nous nous efforcerons de répondre.

4.1 Physique des effets non-réciproques en hyperfréquences

Le fonctionnement des dispositifs passifs non-réciproques en hyperfréquences est basé sur les propriétés anisotropes des matériaux magnétiques, plus particulièrement les ferrites. Dans ces matériaux, sous certaines conditions, la propagation d'une onde électromagnétique s'effectue différemment selon son sens de propagation. Ce phénomène détermine le fonctionnement de plusieurs dispositifs micro-ondes non réciproques à ferrite tels que les circulateurs et les isolateurs.

Le principe des effets non réciproques dans le milieu ferrite repose sur l'un ou plusieurs effets suivants : la rotation Faraday, le phénomène de résonance gyromagnétique, le déplacement de champ, les effets non linéaires et l'existence de modes non uniformes ou ondes de spin. Pour concevoir des dispositifs hyperfréquences à base de ferrite, améliorer leurs performances ou encore mettre au point de nouveaux matériaux, il est indispensable de bien comprendre les mécanismes physiques qui régissent le comportement des milieux magnétiques aimantés et de proposer des modèles mathématiques prédictifs de leur perméabilité tensorielle.

4.1.1 Les ferrites utilisées dans le domaine hyperfréquence

Le matériau ferrite est un oxyde magnétique de formule chimique Fe_2O_3MeO où Me représente un métal bivalent tel que Zn , Cd , Fe , Ni , Cu , Co et Mg . Pour les applications hyperfréquences, les ferrites utilisées offrent une forte résistivité électrique (plus de $10^6 \Omega/cm$), liée à de très faibles courants de Foucault, autorisant leur utilisation à l'état dense. De plus, leur facteur de pertes diélectriques ($\tan\delta$) est très faible et ainsi situé habituellement entre 10^{-3} et

10^{-4} tandis que leur constante diélectrique (ϵ) est comprise entre 11 et 17. Une forte pénétration du champ électromagnétique dans le matériau est alors permise, le rendant bon candidat pour des applications micro-ondes.

Les ferrites sont obtenues par des procédés céramiques. Il y a trois familles principales selon leur structure cristallographique: les spinelles, les ferrites hexagonales et les grenats. En pratique, l'échantillon de ferrite se présente sous forme massive mais également sous forme de couche mince ou épaisse.

Le Tableau 4.1 présente plusieurs valeurs typiques des propriétés importantes des ferrites dans les applications hyperfréquences, telles que l'aimantation à saturation M_s , la largeur de raie de gyrorésonance ΔH , le champ d'anisotropie magnétique H_A , et la bande de fréquences de résonance ferromagnétique f_{FRM} . Les définitions de ces propriétés seront détaillées aux paragraphes suivants.

TABLEAU 4.1 Propriétés importantes des ferrites connus

Matériau ferrite	Paramètres magnétiques			
	$4\pi M_s$ [Gauss]	ΔH [Oe]	H_A [Oe]	f_{FRM} [GHz]
$Y_3Fe_5O_{12}$	1750	55 poly 0.5 mono	50	2 - 20
$Ni_xZn_{1-x}Fe_2O_4$	3500-5000	≈ 5	100-250	≈ 3
$BaFe_{12}O_{19}$	4800	500	16800	40 - 50
$SrFe_{12}O_{19}$	4700	35	18800	90

4.1.2 Phénomène de résonance gyromagnétique

Les propriétés magnétiques des ferrites proviennent principalement du moment dipolaire magnétique associé au spin de l'électron. Le mouvement de précession du moment magnétique \vec{m} autour de la direction du champ magnétique interne du ferrite \vec{H}_i permet d'expliquer la présence du phénomène de résonance gyromagnétique (Fig. 4.1a). Ces moments magnétiques possèdent une fréquence propre de précession appelée fréquence de Larmor. Quand le champ exciteur RF est à une fréquence proche de la fréquence de Larmor et orienté perpendiculairement au champ de polarisation, la résonance gyromagnétique se produit avec une interaction onde-matériau forte dans un sens de propagation et faible dans l'autre:

$$\omega_r = \omega_0 = \gamma\mu_0 H_i \quad (4.1)$$

H_i est le champ magnétique interne suivant la direction z et γ est le rapport gyromagnétique qui correspond au rapport entre l'énergie cinétique des moments magnétiques, avec $\mu_0\gamma = 2\pi \times 28$ GHz/T. Le vecteur de l'aimantation est « en rotation » autour du champ interne \vec{H}_i .

Les pertes associées aux interactions magnétiques sont à l'origine de l'amortissement de la précession de Larmor. Un facteur d'amortissement α est introduit pour traduire ce phénomène :

$$\omega_r = \omega_0 + j\alpha\omega \quad (4.2)$$

Lorsque la condition $\omega = \omega_r$ est vérifiée, l'amplitude du mouvement de précession devient relativement grande ce qui entraîne des pertes élevées.

Dans un matériau ferrimagnétique, l'aimantation \vec{M} peut varier dans l'espace mais son amplitude est égale en tout point à l'aimantation à saturation M_s . L'équation de Landau-Lifshitz-Gilbert prédit la rotation de l'aimantation en réponse à un champ appliqué :

$$\frac{d\vec{M}}{dt} = -\gamma\vec{M} \wedge \vec{H}_i + \frac{\alpha}{M_s} \wedge \frac{d\vec{M}}{dt} \quad (4.3)$$

où \vec{M} est l'aimantation du matériau magnétique et α correspond à l'amortissement de la précession de Larmor. On peut, de manière imagée, parler de force de rappel qui tend à aligner l'aimantation \vec{M} autour du champ interne \vec{H}_i . (Fig. 4.1b).

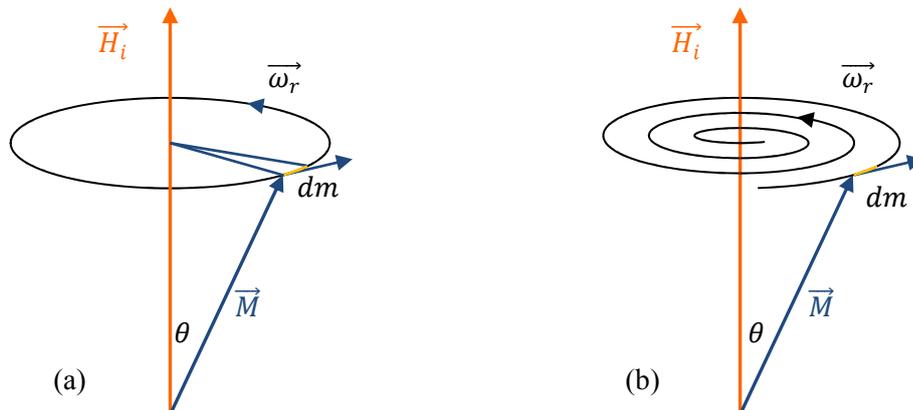


Fig. 4.1 Mouvement de précession d'un moment magnétique (a) sans et (b) avec amortissement

Le mouvement du vecteur d'aimantation dans cette relation est donc composé d'un terme propre au mouvement de précession et d'un terme lié à l'amortissement α , qui peut aussi s'exprimer en fonction de la largeur à mi-hauteur ΔH_{eff} ou largeur de résonance selon la relation :

$$\alpha = \frac{\gamma \times \Delta H_{eff}}{2f_r} \quad (4.4)$$

où f_r est la fréquence de résonance gyromagnétique du matériau magnétique.

Notons que l'on définit ici une largeur de raie effective ΔH_{eff} qui rend compte des pertes magnétiques hors de la zone de gyrorésonance [VREHEN, 1968] alors que la largeur de raie ΔH , différente de ΔH_{eff} , quantifie les pertes magnétiques à la résonance gyromagnétique du mode uniforme. Un ferrite à l'état saturé possédant une faible largeur de raie (ΔH ou ΔH_{eff}) présentera une forte localisation de ses pertes magnétiques autour de sa fréquence de résonance gyromagnétique. Ceci aura un intérêt particulier pour un dispositif fonctionnant hors gyrorésonance. Les pertes d'insertion du dispositif hyperfréquence considéré seront d'autant réduites que ΔH_{eff} et/ou ΔH seront faibles.

Pour un milieu magnétique polarisé de dimensions définies, la formule de Kittel donne la valeur du champ équivalent pour le calcul de la fréquence de résonance quand on applique un champ H_0 externe (selon Oz) à un échantillon de ferrite de forme déterminée [KITTEL, 1948]:

$$\omega_r = 2\pi f_r = \gamma \mu_0 \sqrt{[H_0 - (N_z - N_x)M_s][H_0 - (N_z - N_y)M_s]} \quad (4.5)$$

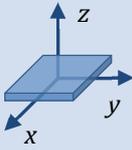
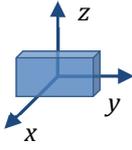
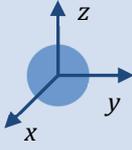
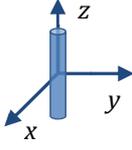
où μ_0 est la perméabilité dans le vide ($\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$) ; H_0 est le champ extérieur appliqué ; M_s est la magnétisation à saturation et N_x, N_y, N_z sont les facteurs démagnétisants qui dépendent de la forme de l'échantillon (voir Tableau 4.2).

Le champ à l'intérieur du matériau H_i diffère du champ externe H_0 à cause du champ démagnétisant et du champ d'anisotropie :

$$\vec{H}_i = \vec{H}_0 + \vec{H}_A - \vec{\bar{N}}\vec{M}_s \quad (4.6)$$

où $\vec{\bar{N}}$ est le tenseur démagnétisant (voir Tableau 4.2), M_s est la magnétisation à saturation et H_A est le champ d'anisotropie.

TABLEAU 4.2 Facteurs de formes de l'échantillon

Formes	N_x	N_y	N_z	H_i	f_r
Plaquette infinie suivant x et y 	0	0	1	$H_0 - M_s$	$\frac{\gamma\mu_0}{2\pi} (H_0 - M_s)$
Plaquette infinie suivant y et z 	1	0	0	$H_0 - M_s$	$\frac{\gamma\mu_0}{2\pi} \sqrt{(H_0 - M_s)H_0}$
Echantillon sphérique 	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	$H_0 - \frac{1}{3}M_s$	$\frac{\gamma\mu_0}{2\pi} H_0$
Cylindre infini suivant z 	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	0	$H_0 - \frac{1}{2}M_s$	$\frac{\gamma\mu_0}{2\pi} (H_0 + \frac{M_s}{2})$

4.1.2.1 Tenseurs de perméabilité

Durant ces dernières années, plusieurs approches théoriques ont été développées pour déterminer un tenseur de perméabilité magnétique pouvant s'appliquer aux ferrites polycristallins et aux matériaux composites magnétiques. L'étude de ces tenseurs a été faite pour différents états d'aimantation.

Dans les domaines des hyperfréquences la perméabilité et la susceptibilité deviennent tensorielles lorsque le matériau est polarisé. La relation entre l'aimantation (M) et le champ magnétique (H) est de la forme : $M = \bar{\chi}H$ avec $\bar{\chi}$ représentant la susceptibilité tensorielle et reliée à la perméabilité par : $\bar{\chi} = \bar{1} + \bar{\mu}$. Lorsque le champ polarisant est appliqué selon Oz on a :

$$\bar{\mu} = \begin{bmatrix} \mu & jk & 0 \\ -jk & \mu & 0 \\ 0 & 0 & \mu_z \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

Pour déterminer ce tenseur, beaucoup de modèles ont été présentés pour différents états d'aimantations en précisant les domaines de validité de chacun d'eux.

- État désaimanté : modèle de Schlömann [SCHLÖMANN, 1970]
- État saturé : modèle de Polder [POLDER, 1949]

- État partiellement aimanté : modèle de Rado [RADO, 1953] ; modèle de Green et Sandy [GREEN, 1974] ; modèle de Igarashi et Y. Naito [IGARASHI, 1977] ; modèle de Bouchaud et Zerah [BOUCHAUD, 1990]
- Etat d'aimantation quelconque modèle de Gelin [GELIN, 2008] ou modèle généralisé.

Nous rappellerons, dans ce qui suit, uniquement le modèle de Polder qui est valable uniquement pour l'état saturé du matériau magnétique, car l'étude que nous proposons, concerne un composant utilisant un ferrite saturé associé à un dispositif à ondes lentes.

4.1.2.2 Modèle de Polder

Pour déterminer la perméabilité tensorielle du milieu saturé infini, Polder a résolu l'équation (4.3) en supposant, d'une part, que le champ magnétique \vec{h} possède une amplitude très largement inférieure (linéarisation) à celle du champ statique H_i de polarisation rectiligne selon l'axe (xOz), le champ magnétique RF étant orienté dans le plan (xOy) [Polder, 1949]. Dans ces conditions, la projection de l'équation de Gilbert sur les axes du repère cartésien ($Oxyz$) permet d'établir une relation entre l'aimantation dynamique du milieu \vec{m} et le champ magnétique \vec{h} : $\vec{m} = \bar{\chi} \vec{h}$, et $\bar{\mu} = \bar{1} + \bar{\chi}$

$$\bar{\mu} = \begin{bmatrix} \mu & j\kappa & 0 \\ -j\kappa & \mu & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

avec

$$\mu = 1 + \frac{\omega_m \omega_0}{\omega_0^2 - \omega^2} \quad (4.9)$$

$$\kappa = \frac{\omega_m \omega}{\omega_0^2 - \omega^2} \quad (4.10)$$

Les éléments du tenseur de perméabilité (Eq. 4.8 et 4.9) dépendent de la fréquence, du champ magnétique interne H_i et de l'aimantation à saturation du matériau M_s . L'introduction du facteur d'amortissement permet de tenir compte des pertes magnétiques :

$$\omega_0 = \gamma \mu_0 H_i + j\omega\alpha \quad (4.11)$$

$$\omega_m = \gamma \mu_0 M_s \quad (4.12)$$

Notons que les éléments du tenseur de Polder sont complexes : $\mu = \mu' - j\mu''$ et $\kappa = \kappa' - j\kappa''$ et donc :

$$\mu' = 1 + \frac{\omega_m \omega_0 (\omega_0^2 - \omega^2 (1 - \alpha^2))}{(\omega_0^2 - \omega^2 (1 - \alpha^2))^2 + 4\alpha^2 \omega^2 \omega_0^2} \quad (4.13)$$

$$\mu'' = \frac{\alpha \omega_m \omega (\omega_0^2 - \omega^2 (1 + \alpha^2))}{(\omega_0^2 - \omega^2 (1 - \alpha^2))^2 + 4\alpha^2 \omega^2 \omega_0^2} \quad (4.14)$$

$$\kappa' = \frac{\omega_m \omega_0 (\omega_0^2 - \omega^2 (1 + \alpha^2))}{(\omega_0^2 - \omega^2 (1 - \alpha^2))^2 + 4\alpha^2 \omega^2 \omega_0^2} \quad (4.15)$$

$$\kappa'' = \frac{2\alpha \omega^2 \omega_m \omega_0}{(\omega_0^2 - \omega^2 (1 - \alpha^2))^2 + 4\alpha^2 \omega^2 \omega_0^2} \quad (4.16)$$

Les éléments du tenseur de Polder peuvent être présentés en fonction de la fréquence pour un champ interne donné. Nous choisirons un matériau magnétique bien connu : le YIG (Grenat de Fer et d'Yttrium polycristallin) utilisé dans la référence [SAMAD, 2010]. Ses propriétés magnétiques sont listées dans le Tableau 4.3. La Fig. 4.2 montre les composantes de μ et κ du matériau YIG en fonction de la fréquence.

TABLEAU 4.3 Propriétés magnétiques du matériau magnétique YIG en référence

Propriétés	ϵ_r	μ_r	M_s	α	H_0
Valeurs	15.3	1	0.14 T	0.01	500 kA/m

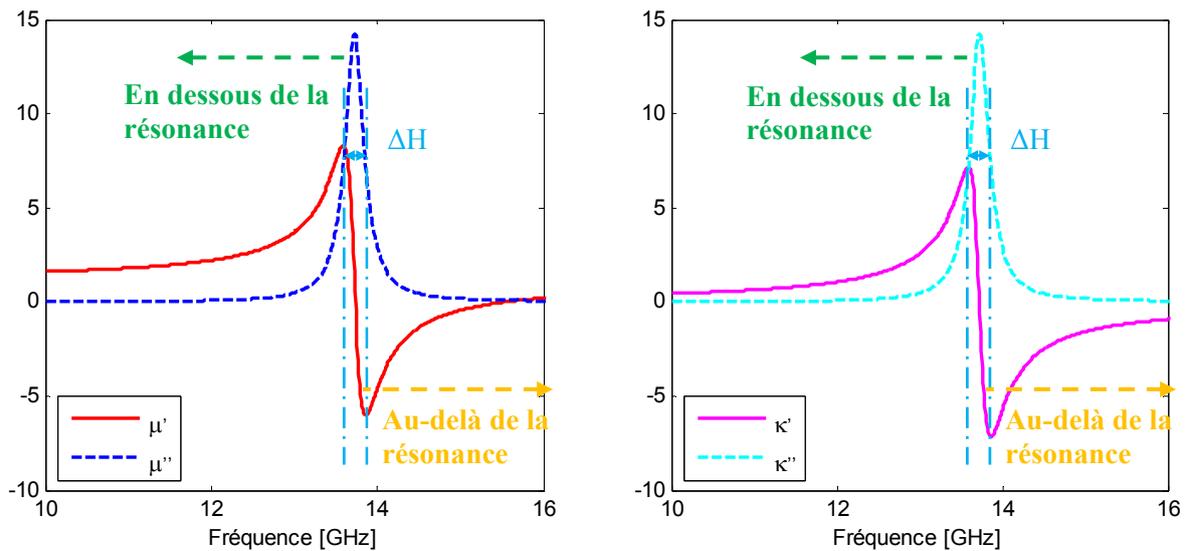


Fig. 4.2 Résonance gyromagnétique : parties réelles et imaginaires du tenseur de perméabilité avec un champ appliqué. ($\mu_0 M_s = 0.14$ T ; $H_0 = 500$ kA/m ; $\alpha = 0.01$)

Notons que les composants usuels non-réciproques utilisant ce matériau, ne fonctionnent pas à cette fréquence. En effet, ils fonctionnent soit au-dessous, soit au-dessus de la résonance gyromagnétique pour éviter l'apparition de trop de pertes.

4.1.3 Effet de déplacement de champ

L'anisotropie magnétique permet le phénomène de déplacement de champ électromagnétique dès que la structure contenant le ferrite est limitée transversalement, ce qui est toujours le cas. Pour illustrer cet effet, examinons le cas de la ligne microruban représentée sur la Fig. 4.3. Cette structure présente un plan de symétrie (yOz).

Lorsque le substrat est un diélectrique isotrope, ce plan est également un plan de symétrie pour les modes de propagation et la cartographie du champ électrique et magnétique est symétrique (Fig. 4.3(a), (b)).

Lorsque le substrat est un ferrite aimanté selon Oz par un champ magnétique H_0 , il y a un phénomène de déplacement de champ électrique (Fig. 4.3 (c), (d)) et le plan yOz n'est plus un plan de symétrie pour les modes de propagation. Ce phénomène est utilisé généralement en dehors de la bande de résonance gyromagnétique dans la conception de composants non-réciproques. Cela est aussi observable pour la structure de ligne coplanaire [WEN, 1969] et guide d'onde rectangulaire [WEISBAUM, 1957].

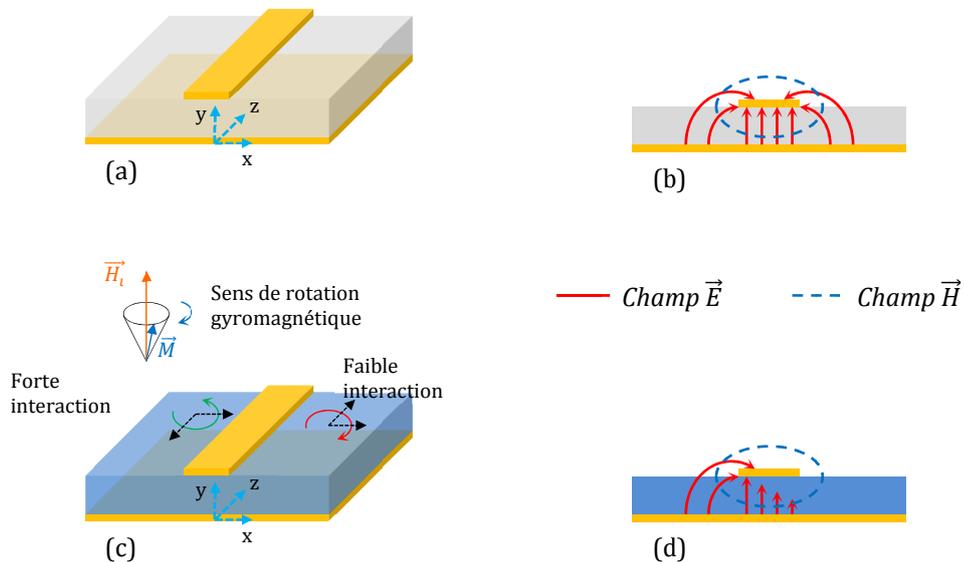


Fig. 4.3 Structure microruban et lignes de champs dans un plan transversal dans les cas : (a), (b) sur un substrat diélectrique isotrope et (c), (d) sur un ferrite aimanté

Nous allons mettre à profit cette propriété des matériaux ferrites aimantés pour déplacer le champ électrique d'un côté ou de l'autre de la structure (suivant le sens de propagation). A ce

phénomène, il est possible d'ajouter l'effet de concentration du champ électrique entre la ligne et les vias pour les lignes à onde lente. Nous espérons ainsi renforcer l'effet d'isolation des isolateurs à ferrite.

4.2 Isolateurs hyperfréquences

4.2.1 Principe de fonctionnement d'un isolateur hyperfréquence

Un isolateur a pour fonction de permettre la propagation d'une onde électromagnétique dans un sens et de la bloquer lorsqu'elle se propage en sens inverse. Dans les systèmes RF, ce composant est très utilisé à la sortie d'un générateur pour supprimer l'onde réfléchie qui peut simplement perturber le générateur, ou même le détruire [POZAR, 2014]. On le retrouve ainsi dans les étages d'amplificateurs pour permettre un découplage source -charge.

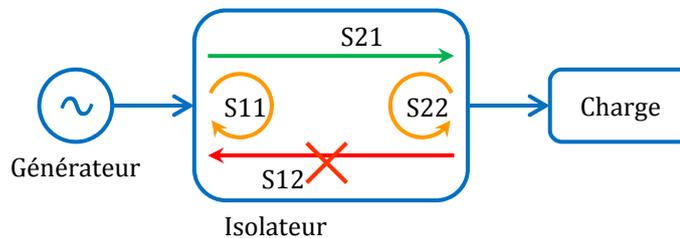


Fig. 4.4 Schéma de principe d'un isolateur dans le système RF

Un isolateur idéal se caractérise par sa matrice de répartition qui s'écrit:

$$S = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ e^{j\varphi} & 0 \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

Cela indique que les deux ports sont adaptés mais que la transmission se produit uniquement dans la direction du port 1 au port 2.

Pour évaluer la performance d'un isolateur RF, les principales caractéristiques sont les suivantes :

- *L'isolation* $|S_{12}|$: caractéristique la capacité d'un isolateur à atténuer le signal de retour pour protéger la source.
- *Les pertes d'insertion* $|S_{21}|$: le niveau d'atténuation du signal qui est transmis dans la direction de propagation.
- *La puissance* : le niveau de puissance que l'isolateur peut gérer tout en conservant ses caractéristiques électriques.
- *Le rapport d'onde stationnaire ROS* : qualité de l'adaptation
- *La largeur de bande BW* : l'intervalle de fréquences où l'isolateur a une bonne isolation

Le tableau 4.4 montre des valeurs idéales et des valeurs typiques des caractéristiques d'un isolateur hyperfréquence :

TABLEAU 4.4 Caractéristiques d'un isolateur hyperfréquence

	$ S_{21} $	$ S_{12} $	ROS	BW
Valeurs idéales	0 dB	∞	1	-
Valeurs typiques	0.1 - 1 dB	20 - 30 dB	1.05 - 1.2	>10%

4.2.2 Topologies d'isolateurs passifs hyperfréquence

Dans la continuité des travaux sur ces composants, plusieurs idées ont été proposées pour la réalisation d'isolateurs en bande RF et millimétrique. Avec des isolateurs passifs, les matériaux magnétiques (généralement les ferrites à faibles pertes) jouent un rôle important. Dans cette partie, nous présentons plusieurs topologies d'isolateur hyperfréquence avec diverses structures de ligne de transmission basées sur les deux phénomènes principaux de résonance gyromagnétique et de déplacement de champ électromagnétique.

4.2.2.1 Isolateur en guide d'ondes rectangulaire

Au début des années 1950, les premiers isolateurs réalisés en guide d'onde rectangulaire exploitaient le phénomène d'absorption d'énergie d'un matériau à ferrite massif aimanté [CLAVIN, 1955], [WEISBAUM, 1957], [DUNCAN, 1958]. Pour obtenir l'effet non-réciproque, les auteurs ont ajouté une pièce de ferrite en position latérale dans la structure (Fig. 4.5). La plaquette de ferrite est recouverte d'un film résistif qui jouera le rôle d'absorbant. La propagation non-réciproque est due à l'effet de déplacement de champ dans la structure. L'introduction d'un absorbant permettra une atténuation importante dans le sens de la propagation lorsque le champ est maximal mais n'aura que peu d'effet dans le sens contraire puisque peu d'interaction avec l'onde inverse. Les performances des isolateurs fonctionnant en diverses bandes de fréquences sont brièvement présentées dans la référence [WEISBAUM, 1957].

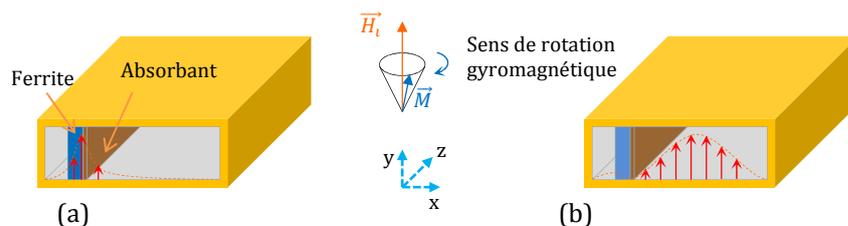


Fig. 4.5 Isolateur à déplacement de champ en guide d'onde rectangulaire (a) Le champ électromagnétique est absorbé fortement dans le sens bloqué selon $z > 0$; (b) Faible interaction

du champ électromagnétique avec l'absorbant : atténuation négligeable dans le sens passant selon $z < 0$.

4.2.2.2 Isolateur en structure microruban

Dans cette partie, nous présentons plusieurs conceptions d'isolateurs hyperfréquence en technologie planaire en appliquant l'effet de déplacement de champ électromagnétique.

La structure typique des isolateurs en microruban est constituée d'un ruban conducteur asymétriquement gravé sur le substrat à ferrite (Fig. 4.6a). La largeur des lignes d'accès permet l'adaptation à une impédance 50Ω . La largeur dans la région centrale est élargie pour créer une dissymétrie géométrique. Cela conduit à une répartition énergétique différente selon le sens de propagation de l'onde électromagnétique dans la ferrite, l'interaction avec un matériau absorbant permettant d'obtenir la fonction d'isolation de la structure. De nombreuses équipes ont proposé diverses techniques pour améliorer l'isolation de la structure en modifiant structurellement le ruban conducteur et/ou en ajoutant le matériau absorbant.

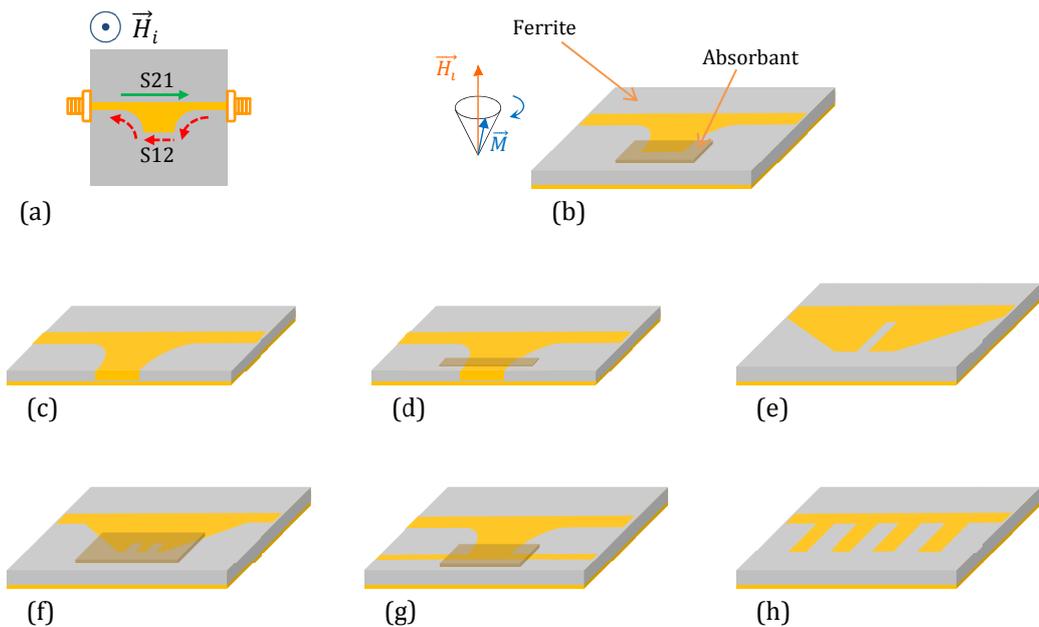


Fig. 4.6 Plusieurs conceptions d'isolateur hyperfréquence en structure microruban. (a) La structure typique, (b) [HINES, 1971], (c) [ARAKI, 1974], (d) [NOGUCHI, 1974], (e) [KANE, 1990], (f) [ALY, 2001], (g) [ALY, 2002] et (h) [WU, 2012].

L'idée d'utiliser un matériau absorbant a été appliquée la première fois par M.E. Hines pour réaliser un isolateur fonctionnant de 6 GHz à 12 GHz [HINES, 1971]. Les auteurs ont placé une feuille de Mylar sur le côté évasé du ruban conducteur pour atténuer fortement l'onde électromagnétique qui se propage le long de ce bord du ruban (Fig. 4.6b). Les caractéristiques

électriques mesurées de l'isolateur présentent une isolation moyenne entre 20 dB et 30 dB et des pertes d'insertion de 2.2 dB.

En 1974, K. Araki a réalisé un isolateur sans utiliser du matériau absorbant, en accomplissant un court-circuit entre l'extrémité élargie du ruban conducteur et le plan de masse [ARAKI, 1974] (Fig. 4.6c). Le principe de fonctionnement de cet isolateur est similaire à celui de Hines : une transmission parfaite de l'onde électromagnétique dans un sens et une atténuation importante dans le sens inverse à cause du court-circuit. L'une des conceptions d'isolateur présente une bonne performance avec des niveaux d'isolation supérieur de 40 dB et des pertes d'insertion de 1 dB sur une bande de fréquences de 5 GHz à 7 GHz.

Afin d'améliorer la conception de l'isolateur d'Araki, T. Noguchi a mis une fine plaquette de fer le long du côté court-circuité du ruban (Fig. 4.6d) pour renforcer localement le champ magnétique interne au ferrite [NOGUCHI, 1974]. Le champ magnétique appliqué est suffisamment fort pour produire une résonance ferromagnétique sur un côté mais trop faible pour causer une résonance de l'autre côté. Cela conduit à une atténuation non réciproque des ondes électromagnétiques selon le sens de la propagation. Cet isolateur présente des niveaux d'isolation et de réflexion supérieurs à 25 et 18 dB, respectivement, et des pertes d'insertion en dessous de 1 dB, sur une bande de fréquences de 4 GHz à 8 GHz.

Une nouvelle conception d'isolateur sans l'emploi d'un matériau absorbant a été proposée par R.C. Kane en utilisant une fente transversale (Fig. 4.6e), située à un bord du ruban conducteur [KANE, 1990]. Notons que la propagation d'onde dans le sens inverse rencontrera la discontinuité à cause de la fente et sera atténuée. Cette fente agit comme un circuit ouvert et elle cause alors un confinement non-réciproque de l'énergie électromagnétique sous le côté évasé du ruban, selon la direction d'application du champ magnétique statique extérieur H_0 . Cet isolateur fonctionne dans une bande de fréquences de 10 GHz à 12 GHz, avec des niveaux d'isolation de 24.6 dB et des pertes d'insertion moyennes de 1.38 dB à 11 GHz. Il présente l'intérêt d'avoir une géométrie strictement planaire. [ALY, 2001] a proposé une étude théorique avec l'idée de réunir plusieurs fentes dans le ruban conducteur et d'utiliser un matériau absorbant afin de renforcer l'effet.

Une autre conception d'isolateur reposant sur l'utilisation de deux lignes microruban en parallèles a été présentée dans la référence [ALY, 2002]. Un matériau absorbant est ajouté pour augmenter de l'isolation et réduire des réflexions parasites entre la ligne parallèle et le taper. Une isolation d'environ 20 dB et des pertes d'insertion moyennes de 2 dB ont été respectivement mesurées entre 2.5 et 5 GHz.

Dans [Wu, 2012], les auteurs ont présenté une structure de ligne microruban dentelée périodiquement pour générer un champ magnétique polarisé circulairement. Le champ magnétique avec une polarisation circulaire main droite (RHCP) aura un couplage fort avec la ferrite, tandis que celui avec une polarisation circulaire main gauche (LHCP) aura un couplage faible. Cela conduit à un comportement non réciproque avec une isolation de plus de 19 dB dans un sens et des pertes d'insertions de 3.5 dB dans l'autre sens à la fréquence de 13.5 GHz.

4.2.2.3 Isolateur basé sur une ligne à fente

En 1975, L. Courtois a présenté une étude théorique et expérimentale de l'isolateur en ligne à fente fonctionnant dans une bande de fréquences de 3 GHz à 6 GHz [COURTOIS, 1975]. Il est constitué d'une ligne à fente sur un substrat multicouche dont une plaque de ferrite (YIG, $4\pi M_s = 1780G$, $\Delta H = 5 Oe$), une couche diélectrique (alumine) et un matériau absorbant (Fig. 4.7a). Cet isolateur a une isolation d'environ 25 dB à 4 GHz avec des pertes d'insertion inférieures à 1 dB.

Une autre conception d'isolateur à fente a été proposée par A. Beyer en utilisant la structure « finline » (Fig. 4.7b) [BEYER, 1981]. Cet isolateur fonctionne de 11 GHz à 12 GHz, et présente une isolation de 30 dB à 11.5 GHz avec des pertes d'insertion inférieures à 1 dB.

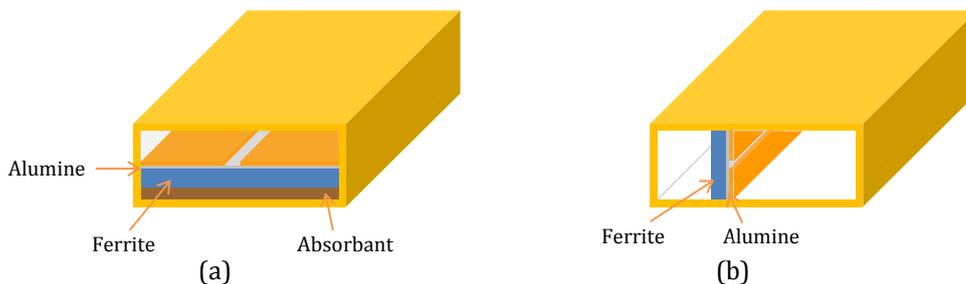


Fig. 4.7 (a) Isolateur basé sur une ligne à fente dans un boîtier fermé (b) Isolateur avec une structure « finline »

4.2.2.4 Isolateur en structure coplanaire

Les recherches récentes se sont focalisées essentiellement sur la technologie coplanaire qui présente plusieurs avantages tels que la connexion en surface, la souplesse de conception et la facilité d'intégration. La structure coplanaire peut être utilisée comme support de composants passifs non-réciproques. On peut, par exemple insérer deux barreaux de ferrite dans les fentes de la ligne (Fig. 4.8a), ou déposer une couche mince de ferrite qui recouvre le substrat (Fig. 4.8b), ou encore utiliser aussi un substrat ferrite.

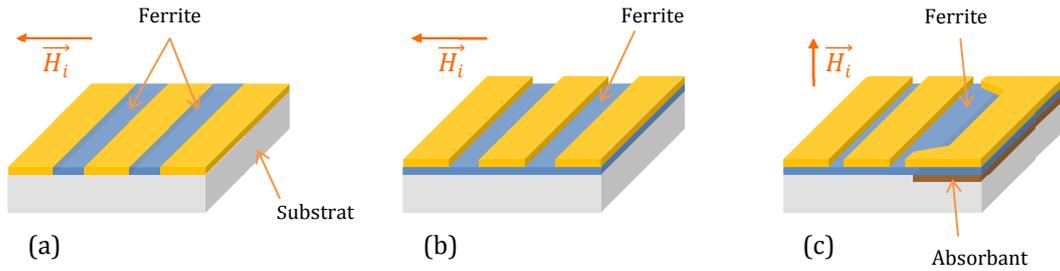


Fig. 4.8 Isolateurs en structure coplanaire : (a) Structure proposée par [Wen, 1969] avec des barreaux de ferrite à l'interface air-substrat, (b) structure proposée par le DIOM de St Etienne avec un film mince pulvérisé sur le substrat [BAYARD, 2000] et (c) Structure proposée par [KIROUANE, 2009]

En 1969, C.P.Wen a observée des effets non réciproques dans une ligne coplanaire à substrat diélectrique sur laquelle deux barreaux de ferrites sont placés à l'interface air-substrat (Fig. 4.8a) [WEN, 1969]. Dans cet article, les auteurs ont mis en évidence la faisabilité de réaliser un isolateur fonctionnant à 6 GHz avec des pertes d'insertion inférieures à 2 dB et un effet non-réciproque ($|S_{12}| - |S_{21}|$) de 35 dB pour une ligne de longueur de 2cm.

Au début des années 2000, plusieurs études de faisabilité pour réaliser des isolateurs coplanaires à base d'hexaferrite de baryum BaM ($\text{BaFe}_{12}\text{O}_{19}$) ont été conduites au laboratoire DIOM de Saint Etienne [BAYARD, 2000], [VINCENT, 2001], [BAYARD, 2003], [CAPRARO, 2004], [CAPRARO, 2007]. Le film mince BaM est déposé sur le substrat par une technique de pulvérisation RF (sputtering) dont l'épaisseur est comprise entre 1 μm et 36 μm . Les résultats expérimentaux présente un niveau d'isolation de 3.3 dB/cm à 50 GHz [CAPRARO, 2004].

Dans [KIROUANE, 2009], les auteurs ont présenté une nouvelle conception d'isolateur en structure coplanaire asymétrique sur un substrat d'hexaferrite de baryum BaM ($M_s = 0.48 \text{ T}$, $\Delta H = 500 \text{ Oe}$) utilisant le principe de déplacement de champ. L'asymétrie de ligne permet une localisation plus facile du matériau absorbant. Cet isolateur a une isolation égale à 24 dB autour d'une fréquence de 48 GHz avec des pertes d'insertion égale à 8 dB. Malgré l'importance des pertes, ce premier résultat a été obtenu aux fréquences millimétriques.

4.2.2.5 Isolateur en technologie guide d'onde intégré dans un substrat (SIW)

L'émergence de la technologie guide d'onde intégré dans un substrat (SIW) au début des années 2000 présente des avancées intéressantes pour la recherche et le développement des applications hyperfréquences [DESLANDES, 2001]. Combinant l'avantage de la technologie planaire et de faibles pertes inhérentes au guide d'onde rectangulaire non-planaire, la technologie SIW permet de concevoir des dispositifs compacts, légers, à faible coût et entièrement intégrés dans le substrat.

Le premier isolateur en technologie SIW est proposé dans [FESHARAKI, 2013] en évitant une partie du diélectrique dans la structure SIW et en plaçant une plaque de ferrite (YIG, $4\pi M_s = 0.1780$ T, $\Delta H < 0.0017$ T), comme le montre la Fig. 4.9(a). La structure SIW et sa transition vers le microruban sont fabriquées sur un substrat Rogers RT/Duroid 5880 ($\epsilon_r = 2.2$) d'épaisseur de 31 mils pour une fréquence de coupure de 10 GHz. Cet isolateur présente un niveau d'isolation de 10 dB entre 13.5 et 16 GHz avec des pertes d'insertion de 2 à 5 dB. Dans la référence [Cheng, 2014], les auteurs proposent une autre conception d'isolateur avec deux barreaux placés sur les surfaces métalliques « top » et « bottom » pour éviter le découpage des trous rectangulaires dans des substrats diélectriques (Fig. 4.9(b)). Un niveau d'isolation plus de 20 dB et des pertes d'insertion de 2.3 à 3.2 dB sont mesurés dans la bande de fréquences de 9.8 à 10.4 GHz.

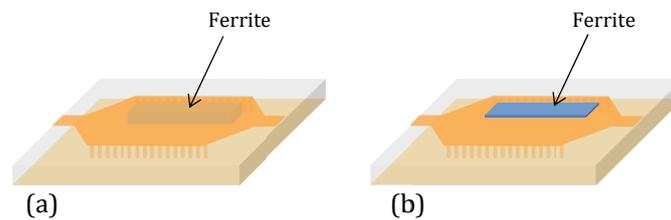


Fig. 4.9 Isolateurs en guide d'onde intégré dans un substrat (SIW)

4.2.3 Nouvelle conception d'un isolateur en technologie microruban à ondes lentes

Dans le paragraphe précédent, nous avons présenté le fonctionnement d'isolateurs hyperfréquences basé sur le phénomène de déplacement de champ électromagnétique. Dans cette partie, nous présentons une nouvelle conception d'isolateur microruban compact avec l'introduction de vias à travers le substrat ferrite. De plus, un design de la structure complète d'un circulateur sera simulé et optimisé sous le logiciel de simulation électromagnétique 3D Ansoft HFFS, pour une preuve de concept.

La nouvelle structure de l'isolateur microruban, dans laquelle la propagation non réciproque est créée par le phénomène de déplacement de champ électromagnétique, est représentée Fig. 4.10.

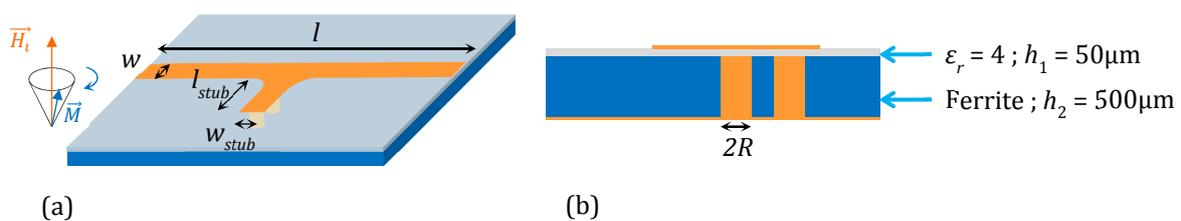


Fig. 4.10 Nouvel isolateur microruban (a) structure (b) dimensions

La structure est constituée d'une ligne microruban asymétrique et d'un stub au centre de la ligne déposés sur un substrat diélectrique-ferrite. Notons que la largeur des lignes d'accès (w) permet l'adaptation d'impédance. Sous le stub, il y a des vias métalliques de rayon R traversant le ferrite.

Le fonctionnement de cet isolateur est basé sur l'effet de déplacement de champ électromagnétique généré par la couche de ferrite aimanté perpendiculairement à son plan (Fig. 4.11). Le principe est similaire à celui du circulateur de Hines : une transmission de l'onde électromagnétique dans un sens alors qu'une atténuation importante dans le sens inverse intervient à cause du stub. Les vias métalliques jouent le rôle de perturbateurs, le champ électrique est capté et distribué principalement dans la couche diélectrique supérieure au-dessus des vias. Au niveau du stub, le fait de confiner encore plus le champ électrique grâce à l'effet d'ondes lentes, outre le fait que cela miniaturise le stub, devrait permettre également de ramener un court-circuit plus performant au niveau de la ligne (cas de la Fig. 4.11b).

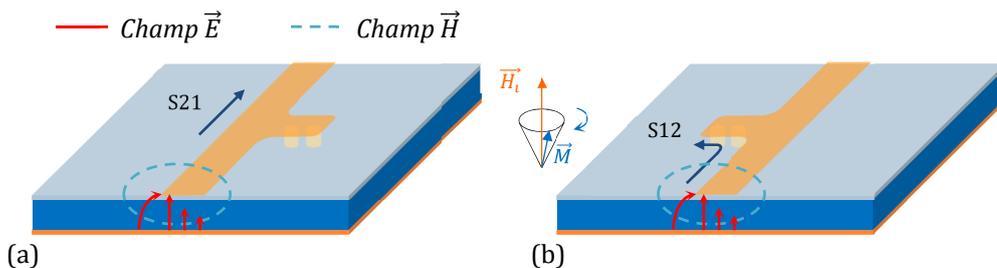


Fig. 4.11 Effet de déplacement de champs électromagnétiques généré selon la direction de propagation d'onde sur le conducteur

A partir de cette structure de base nous avons montré la faisabilité de l'isolateur en utilisant le matériau magnétique YIG pour travailler dans la bande de fréquences autour de 10 GHz.

Le matériau magnétique présente une magnétisation à saturation $M_s = 1400$ Gauss, $\Delta H = 10$ Oe, une permittivité relative $\epsilon_r = 15$, une tangente de pertes diélectriques $\tan\delta = 10^{-4}$ et un champ interne $H_i = 210$ kA/m. La perméabilité du matériau magnétique, calculée à partir du modèle de Polder, peut être présentée en fonction de la fréquence pour une valeur fixe du champ interne (cf. Fig. 4.12). La résonance de la perméabilité du matériau magnétique YIG est observée à 7 GHz, cela rend possible notre objectif d'avoir un isolateur qui fonctionne au-delà de la résonance à 10 GHz.

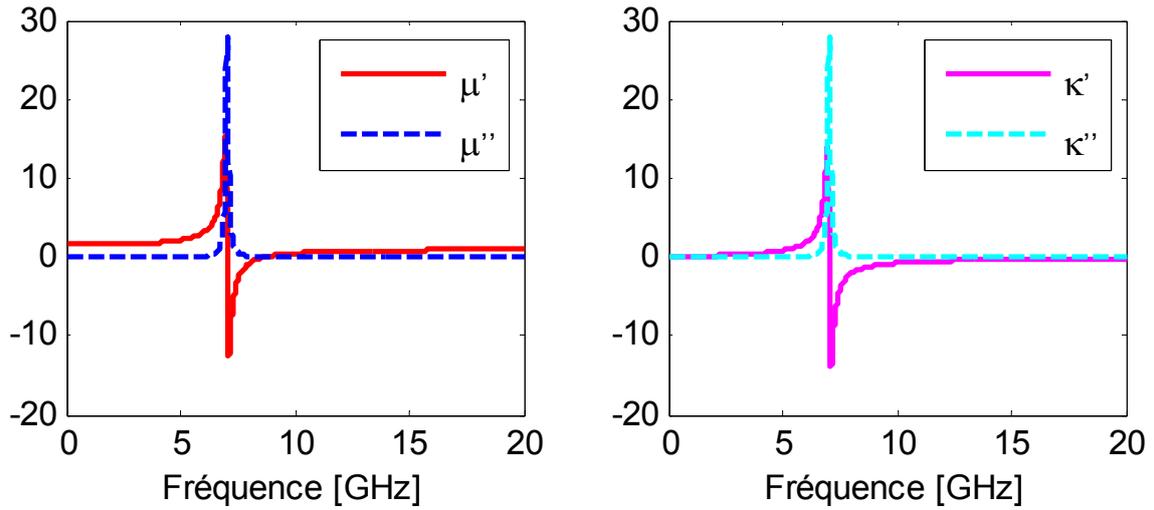


Fig. 4.12 La perméabilité du matériau magnétique en fonction de la fréquence, calculée à partir du modèle de Polder

La Fig. 4.13 présente les performances de notre isolateur : un bon niveau d'isolation de 31 dB et de faibles pertes d'insertion de 1.87 dB à 10 GHz.

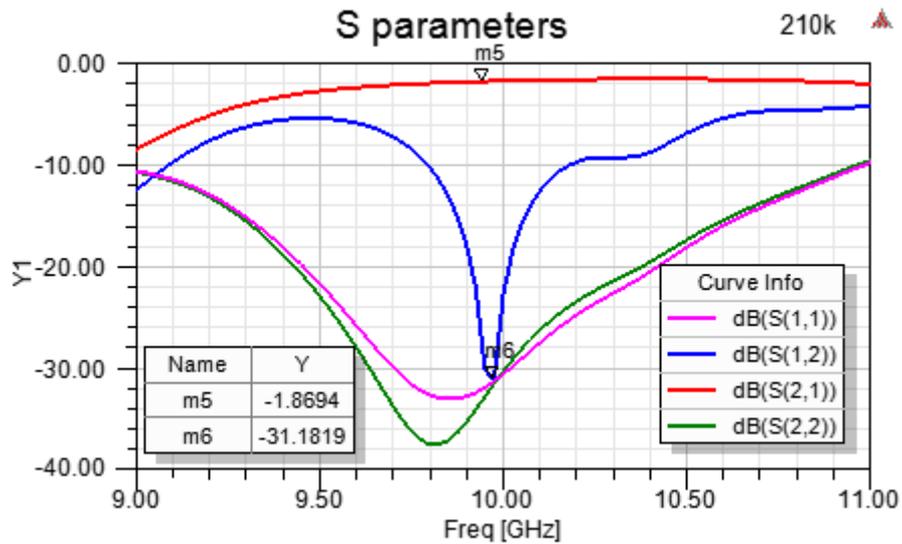


Fig. 4.13 Paramètres S de l'isolateur proposé

Les principales caractéristiques disponibles des isolateurs à ferrites décrits auparavant sont résumées dans le tableau 4.5 :

TABLEAU 4.5 Principales caractéristiques des isolateurs à ferrites

Isolateur	Substrat Ferrite*	H_0 kOe	Isolation	Pertes d'insertion	Réflexion	Bande de fréquences utiles
[HINES, 1971]	Ferrite de magnésium $4\pi M_s = 1500G$	2.45	24 dB	2.2 dB	-	6 - 12 GHz
[ARAKI, 1975]	YIG $4\pi M_s = 1750G$, $\Delta H = 83$ Oe	-	35 dB	2.5 dB	20 dB	5 - 7 GHz
[NOGUCHI, 1974]	YIG $4\pi M_s = 1750G$	1.8	25 dB	< 1 dB	18	4 - 8 GHz
[KANE, 1990]	Ferrite de magnésium $4\pi M_s = 1500G$	2.45	24.6 dB @ 11GHz	1.38 dB @ 11GHz	-	10 - 12 GHz
[ALY, 2001]	Ferrite de magnésium $4\pi M_s = 1500G$	0.7	> 22 dB	2 dB	-	4 - 9 GHz
[ALY, 2002]	Ferrite de Calcium-Vanadium $4\pi M_s = 800$ G, $\Delta H = 8$ Oe	-	20 dB	2 dB	> 30 dB	2.5 - 5 GHz
[WU, 2012]	YIG $4\pi M_s = 1750G$	4	24.6 dB @ 13.5GHz	1.38 dB @ 13.5GHz		4 - 13.5 GHz
CE TRAVAIL	YIG $4\pi M_s = 1400$ G, $\Delta H = 10$ Oe	2.7	31dB @ 10GHz	1.68 dB @ 10GHz	> 30 dB	9.9 - 10.1 GHz

* 1000 Gauss = 0.1 Tesla

4.3 Circulateurs hyperfréquences à jonction Y

4.3.1 Principe de fonctionnement du circulateur hyperfréquence

Les circulateurs occupent un rôle important pour séparer la voie d'émission des autres parties d'un système de transmission (duplexeurs de radar, téléphone mobile, etc.). Ils sont formés d'au moins trois ports d'accès orientés à 120° les uns des autres autour d'un corps central en ferrite qui lui confèrent sa non-réciprocité. Les circulateurs réalisent une transmission des ondes par substitution cyclique. En effet, quand un champ magnétique polarisant est appliqué (perpendiculairement à la surface), il se crée le phénomène de déplacement de champ qui est tel qu'une onde entrant par les voies 1, 2 ou 3 ne peut ressortir respectivement que par les voies 2, 3 ou 1.

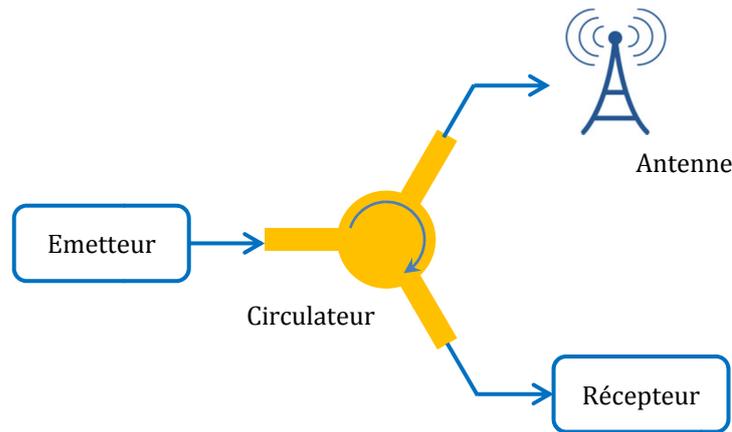


Fig. 4.14 Schéma de principe d'un circulateur RF

Un circulateur idéal transmet les signaux sans pertes dans le sens de circulation et les bloque parfaitement en sens inverse, il se caractérise par sa matrice de répartition qui s'écrit:

$$S = \begin{bmatrix} 0 & 0 & e^{j\varphi} \\ e^{j\varphi} & 0 & 0 \\ 0 & e^{j\varphi} & 0 \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

Cela indique que toute l'énergie se propage d'un accès à un autre (φ représente le déphasage lié à la transmission d'un port vers le suivant) tant que le troisième accès est parfaitement isolé.

Les performances d'un circulateur sont évaluées par les caractéristiques suivantes :

- *Les pertes d'insertion* : atténuation du signal dans le sens passant (pertes magnétiques, pertes diélectriques, pertes par rayonnement éventuelles et pertes conducteurs).
- *L'isolation* : atténuation du signal dans le sens bloqué (protection de la source).
- *La réflexion* : adaptation d'impédance (doit être faible, de l'ordre de -20 dB)
- *La puissance* : le niveau de puissance que le circulateur peut accepter tout en conservant ses propriétés.
- *La largeur de bande* : plage de fréquences où l'on garantit les valeurs souhaitées de réflexion, isolation et de pertes d'insertion.

Le tableau 4.6 montre des valeurs idéales et des valeurs typiques de performances pour un circulateur hyperfréquence :

TABLEAU 4.6 Caractéristiques d'un circulateur hyperfréquence

	Pertes d'insertion	Isolation	Réflexion	BW
Valeurs idéales	0 dB	∞	$-\infty$	-
Valeurs typiques	< 1 dB	> 20 dB	-20 dB	>10%

Les circulateurs en Y fonctionnent autour des fréquences de résonance d'un résonateur équivalent, formé par une jonction pour laquelle la condition de mur magnétique est maintenue sur toute sa périphérie. La fréquence de fonctionnement du circulateur est directement liée à la dimension de ce résonateur ainsi qu'aux caractéristiques du ferrite (μ , κ) et à la polarisation de celui-ci.

4.3.2 Plusieurs topologies de réalisation de circulateur hyperfréquence à jonction Y

Dans la continuité des travaux de recherche, plusieurs idées ont été proposées pour la réalisation de circulateur en bande RF et millimétrique. Nous nous focalisons sur un type de circulateur le plus couramment utilisé (les circulateurs à jonction Y) car leur processus de fabrication, relativement simple, est bien contrôlé et à moindre coût. Au début des années 60, H. Bosma a présenté la première étude complète décrivant le fonctionnement de ce type de dispositif [BOSMA, 1962]. Dans cette partie, nous présentons plusieurs topologies de circulateur hyperfréquence : en guide d'onde rectangulaire, en structure microruban, triplaque, coplanaire et récemment en guide d'onde intégré dans le substrat.

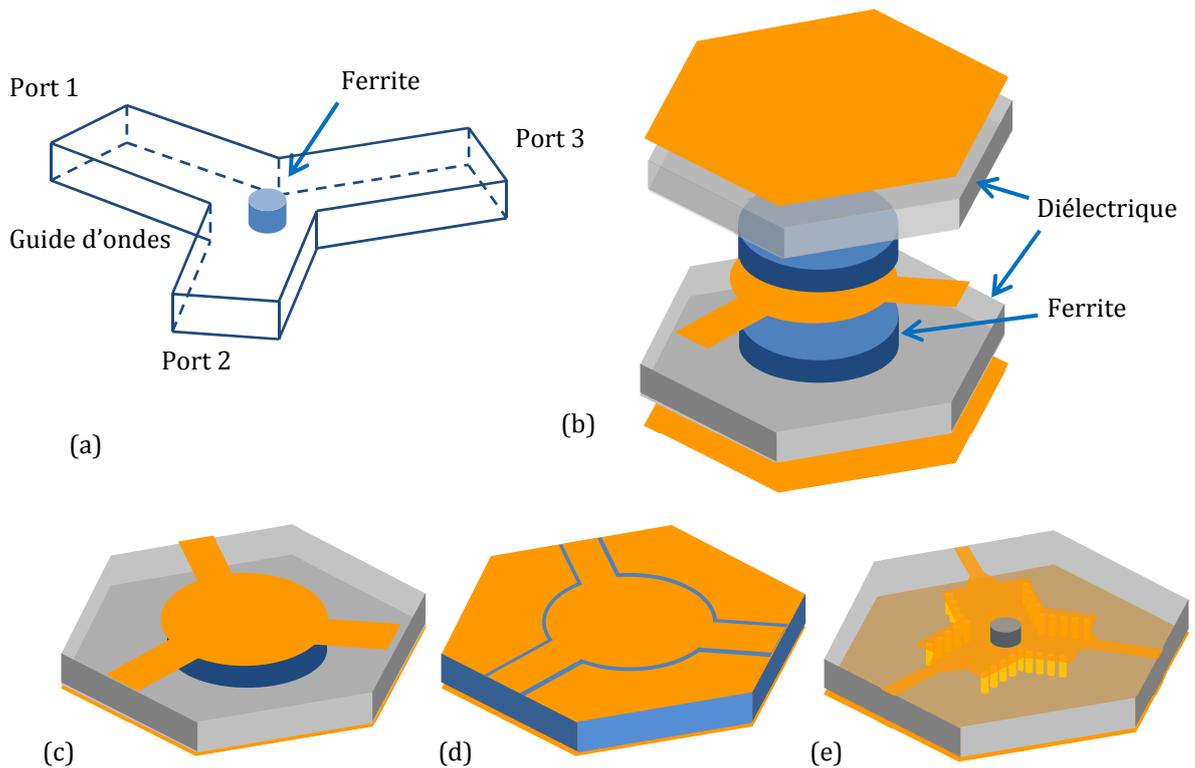


Fig. 4.15 Plusieurs architectures de circulateurs hyperfréquences à jonction Y : (a) en guide d'onde rectangulaire ; (b) en structure triplaque ; (c) en microruban ; (d) en structure coplanaire et (e) en guide d'onde intégré dans le substrat.

4.3.2.1 Circulateurs en guide d'onde

Ce circulateur à jonction Y est composé de trois guides d'ondes espacés de 120° et d'un ferrite au centre qui attribue au circulateur sa non-réciprocité (cf. Fig. 4.15a). L'étude théorique de ce type de circulateur est assez complexe et a reçu beaucoup d'attention en littérature. Pour améliorer les performances et diminuer la complexité du procédé de fabrication de ce type de circulateur, différentes études ont été réalisées en changeant la géométrie et les dimensions du ferrite. Une de ces études était celle d'E.K.N. Yung qui a analysé et développé un circulateur à jonction en guide d'ondes avec une sphère de ferrite [YUNG, 1996]. Également, dans [HELSZAJN, 2006], les auteurs ont étudié plusieurs structures composites du cylindre central de ferrite : disque de ferrite bordé de part et d'autre de deux disques diélectriques et le tout entouré par un diélectrique porteur ou encore, un cylindre de ferrite enrobé par un diélectrique...

4.3.2.2 Circulateurs en structure triplaque

Le circulateur triplaque à jonction Y présente un arrangement géométrique simple qui rend son étude analytique assez simple. Il s'agit d'une structure symétrique par rapport au conducteur central. En d'autres termes, comme le montre la Fig. 4.15(b), deux disques de ferrite

sont séparés par le conducteur central, formé d'une partie centrale circulaire et trois lignes d'accès espacées de 120° . Deux plans de masse enveloppent de part et d'autre la structure. L'espace entre les deux plans de masse et entourant les disques de ferrite est occupé par le diélectrique. Le matériau ferrite est aimanté perpendiculairement au plan du disque par un champ magnétique statique créé par deux aimants situés de part et d'autre de la structure. Plusieurs publications se sont focalisées sur ce modèle et sont basées sur les travaux de Bosma [BOSMA, 1962].

4.3.2.3 Circulateurs en structure microruban

Le circulateur à jonction Y en microruban se compose d'un substrat diélectrique au sein duquel est posé le matériau ferrite [WU, 1974]. Plus précisément, le substrat contenant le ferrite est placé au-dessus du plan de masse inférieur. Les lignes d'accès au circulateur sont sur la couche supérieure de la structure (cf. Fig. 4.15c). Le ferrite peut également être déposée en disque au-dessus du conducteur central, ou en couche entre le plan de masse et le plan conducteur central.

4.3.2.4 Circulateurs en structure coplanaire

Le circulateur coplanaire, comme son nom l'indique, a le conducteur central et la masse dans un même plan. Les connexions dans un même plan facilitent les étapes technologiques de photolithographie et minimisent le coût. Le matériau ferrite est soit sous forme d'un disque placé dans le diélectrique au-dessous du conducteur central, soit sous forme d'une couche entière placée entre le diélectrique et le conducteur (Fig. 4.15d).

4.3.2.5 Circulateurs en guide d'ondes intégré dans le substrat

La technologie guide d'onde intégré dans un substrat (SIW) a été utilisée dans le design d'un circulateur de haute qualité. Il s'agit d'utiliser une jonction Y de trois guides d'ondes SIW espacés de 120° et de placer un ferrite au centre pour obtenir un effet non-réciproque (Fig. 4.15e). Citons les références [ORAZIO, 2004], [SHI, 2010], [JIANG, 2013], les auteurs ont fait des analyses complètes du design et de la réalisation des circulateurs en bandes X et Ka.

4.3.3 Nouvelle conception d'un circulateur en technologie microruban à ondes lentes

Dans le paragraphe 4.3.1, nous avons présenté le fonctionnement des circulateurs dans les systèmes hyperfréquences. Bien que leur encombrement diminue avec la fréquence, la surface nécessaire pour réaliser ces circuits occupe encore une place très importante. Avec pour objectifs l'intégration et la miniaturisation, ces composants doivent être miniaturisés sans

perdre leurs performances. Beaucoup de travaux sur la miniaturisation des circulateurs ont été faits durant ces dernières années, la plupart basés sur l'idée d'auto-orientation du matériau magnétique mais en utilisant des approches différentes et diverses technologies de fabrication. La conception de circulateurs auto-orientés, conduit à l'utilisation de matériaux magnétiques durs comme des hexaferrites [BOYAJIAN, 2011], [CHENY, 2007] et les nanofils ferromagnétiques [SAIB, 2005]. Il convient de noter que ces composants autopolarisés ne peuvent fonctionner qu'à des fréquences très élevées (30-50 GHz) en raison des propriétés des matériaux utilisés. Les matériaux à ferrites doux, comme les grenats (YIG) ne peuvent pas être autopolarisés et fonctionner sans aimants. Une autre technique est la modification géométrique de la jonction Y, comme cela est décrit dans [TIAN, 2010].

Dans cette partie, nous présentons un nouveau circulateur microruban miniaturisé sur le substrat ferrite-diélectrique avec un réseau de vias borgnes. L'objectif du travail est la miniaturisation du circulateur microruban en appliquant l'effet d'onde lente dans la structure. Un design de la structure complète de ce circulateur sera simulé et optimisé sous le logiciel de simulation électromagnétique 3D Ansoft HFSS, pour une preuve de concept. Les paramètres caractéristiques et la taille du nouveau circulateur seront comparés avec celles d'un design publié dans la littérature pour évaluer sa performance et la miniaturisation.

La nouvelle structure de circulateur microruban à onde lente est représentée sur la Fig. 4.16(a). Elle est constituée d'un conducteur microruban à jonction Y de diamètre d déposé sur un substrat multicouche de ferrite-diélectrique. La couche supérieure du substrat est le matériau ferrite et a une épaisseur h_1 . Il est à noter que cette couche est polarisée par un champ magnétique statique H_0 vertical créé par des aimants externes. Dans la couche diélectrique sous le ferrite, il y a un réseau de vias borgnes, de rayon R_1 et inter distants de S , qui sont connectés au plan de masse. Basé sur les technologies standards de fabrication des vias, chaque via borgne est recouvert d'une pastille (pad) de rayon R_2 . Nous avons choisi le matériau Rogers RO4003C ($\epsilon_r = 3.55$, $\tan\delta = 0.0027$) pour la couche diélectrique. Pour la réalisation du substrat, on dépose la couche de ferrite d'épaisseur h_1 sur la couche diélectrique d'épaisseur h_2 avec vias.

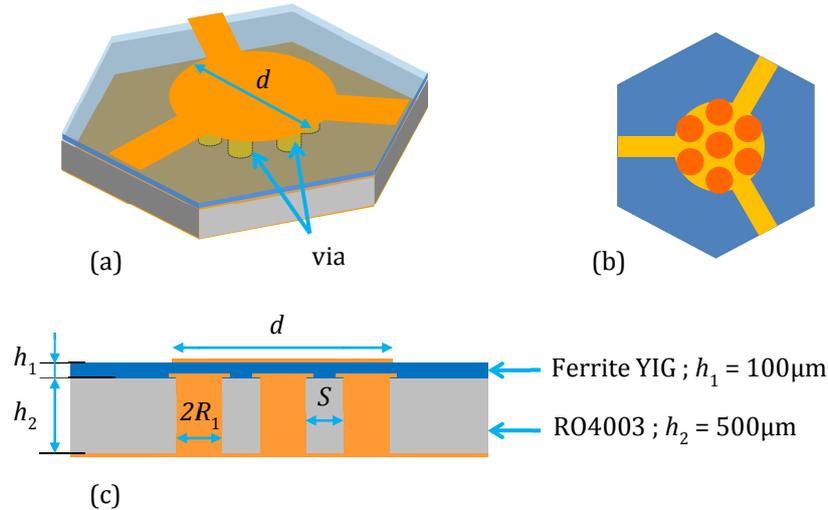


Fig. 4.16 Le circulateur microruban avec vias

Le fonctionnement du circulateur microruban à onde lente est similaire à celui des autres types de circulateur : quand un champ magnétique perpendiculaire est appliqué au ferrite, il se crée un déplacement de champ tel que, lorsqu'une onde à la fréquence de fonctionnement entrant par les voies 1, 2 ou 3, ne peut ressortir que par les voies 2, 3 ou 1 respectivement.

Afin d'évaluer la performance de nouveau circulateur, un design de circulateur à 10 GHz est conçu et ses performances sont comparées avec celles de circulateur microruban classique [HOSSZU, 2010]. Nous utilisons le même matériau magnétique pour obtenir l'effet de déplacement de champ.

Le ferrite choisi (YIG) présente une magnétisation à saturation $M_s = 1760$ Gauss, $\Delta H = 85$ Oe, une permittivité relative $\epsilon_r = 15$, une tangente de pertes diélectriques $\tan\delta = 10^{-4}$ et un champ interne $H_i = 90$ kA/m. La perméabilité du matériau magnétique, est calculée à partir du modèle de Polder. La résonance de la perméabilité du matériau magnétique YIG est observée à 3.5 GHz, cela rend possible notre objectif d'avoir un circulateur qui fonctionne au-dessus de la résonance, à 10 GHz.

Dans notre design, le conducteur central de rayon de 1.2 mm est placé sur une couche de YIG d'épaisseur 100 μm . Les lignes microruban à chaque accès du circulateur ont une largeur de 0.4 mm. La Fig. 4.17 présente les résultats de simulation par HFSS™. Ce circulateur offre une excellente isolation de 31 dB à 10 GHz, de faibles pertes d'insertion de 0.6 dB.

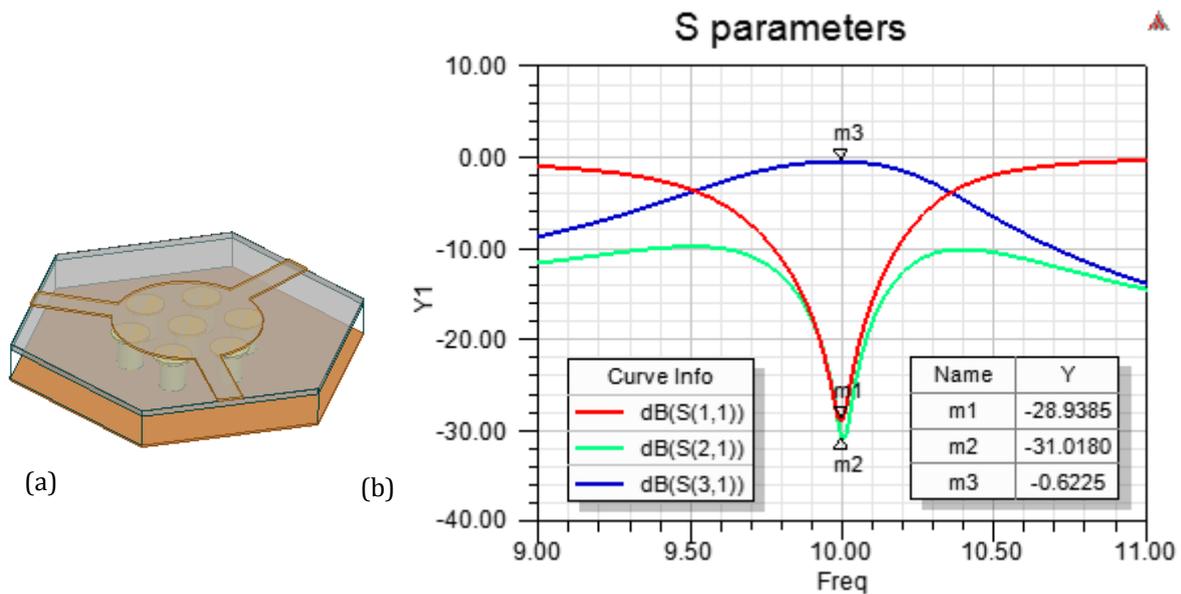


Fig. 4.17 Performance du circulateur proposé

Le tableau 4.7 compare les performances de notre design à celui donné dans [HOSSZU, 2010]. L'intérêt de notre design permet une réduction de la surface du circulateur de 70 % tout en conservant des performances équivalentes aux designs sans via. La permittivité relative effective du ferrite est beaucoup plus élevée et, de fait, la concentration du champ électrique dans le ferrite par l'effet d'onde lente permet de réduire la taille du disque.

TABLEAU 4.7 Comparaison des performances du circulateur proposé avec celui donné dans [HOSSZU, 2010]

	Rayon de jonction Y	Pertes d'insertion	Isolation	Réflexion	BW -15dB
[HOSSZU, 2010]	2.27 mm	0.29 dB	29 dB	-31dB	9.3 – 11 GHz
Ce travail	1.2 mm (réduction de taille >70%)	0.62 dB	31 dB	-29 dB	9.8 – 10.2 GHz

4.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté des perspectives intéressantes à l'utilisation des structures à ondes lentes aux matériaux magnétiques. Nous avons montré (i) la faisabilité d'un nouvel isolateur microruban compact avec l'introduction de vias dans le ferrite et (ii) une nouvelle conception de circulateur miniaturisé sur le substrat ferrite-diélectrique avec un réseau de vias borgnes. Ces dispositifs ont été simulés et optimisés sous le logiciel de simulation électromagnétique 3D Ansoft HFSS, pour une preuve de concept. Les résultats obtenus pour ces

dispositifs sont très intéressants, particulièrement la nouvelle conception de circulateur microruban miniaturisé. Ce circulateur offre une réduction de taille supérieure à 70% et une excellente performance à 10 GHz : une bonne isolation de 31 dB, des faibles pertes d'insertion de 0.6 dB et une bonne réflexion de 29 dB. Il ne nous a pas été possible de fabriquer un prototype au cours cette thèse. La fabrication et la caractérisation expérimentale est prévue à la suite de ce travail afin de valider le concept et l'obtention de circulateurs miniatures.

CONCLUSION GENERALE

Les travaux présentés dans ce manuscrit ont concerné les lignes microrubans à ondes lentes sur substrat structuré, que cela soit sur PCB avec des vias borgnes pour la RF, ou nanostructurés sur membranes à nanofils pour le millimétrique. Nous avons détaillé leurs topologies, développé des techniques et des abaques de conception ainsi que présenté des nouveaux dispositifs passifs miniaturisés comme preuve de concept.

Dans ces travaux, la première étude concernait la topologie et la technologie de fabrication de cette ligne à onde lente. Le modèle analytique de ces lignes a été présenté et validé par des simulations électromagnétiques (HFSS™) et des mesures sur PCB. Le modèle est validé également par des mesures effectuées sur des membranes à nanofils métalliques réalisées par des collègues de l'Université de Sao Paulo dans le domaine millimétrique. Par rapport au modèle classique des télégraphistes, le confinement de l'énergie électrique est décrit par la prise en compte de toutes les lignes de champ électrique au sein de la structure et l'effet inductif des vias. Ce phénomène a été observé et validé dans la zone de pénétration sur l'allure du champ électromagnétique.

Ensuite, plusieurs simulations de la même ligne microruban à ondes lentes positionnée indifféremment au-dessus des vias ont été réalisées sur HFSS™ afin d'étudier l'influence du décalage du ruban par rapport à une position et un agencement de référence des vias sur ses paramètres électriques tels que l'impédance caractéristique Z_c et la constante diélectrique effective $\epsilon_{r\,eff}$. Les performances de la ligne restent stables (variation maximale inférieure à 4%) quelle que soit la position du ruban au-dessus des vias. En d'autres termes, la position n'a que très peu d'incidence (avec cette densité et ce diamètre de via) sur les paramètres caractéristiques. Comme pour les lignes conventionnelles, nos lignes offrent une grande souplesse de conception et peuvent être placées indifféremment sur le substrat structuré sans modification de leurs paramètres électriques.

Le modèle électrique proposé pour cette ligne à onde lente a permis de construire un abaque d'aide à la conception puis d'obtenir l'impédance caractéristique Z_c et la constante diélectrique effective $\epsilon_{r\,eff}$ pour différentes largeurs W à 7.5 GHz. Les résultats obtenus par les simulations HFSS™ ont été présentés également. Les résultats du modèle proposé et de la simulation HFSS™ sont toujours en bon accord sur une large gamme de W . Il est possible d'obtenir Z_c entre 30 et 120 Ω pour une largeur de ruban raisonnable (de 150 μm à 2 mm). En

utilisant ce modèle, un nouveau design de coupleur hybride en PCB a été présenté et réalisé, pour preuve de concept, dans le chapitre 2. L'état de l'art sur les coupleurs hybrides en PCB a été présenté également au sein de ce chapitre qui justifie l'intérêt des lignes microrubans à ondes lentes par rapport aux lignes classiques pour réaliser sur substrat bas coût et faible permittivité, des coupleurs hybrides performants au-delà de 5 GHz. Ce nouveau coupleur hybride présente de bonnes performances à 7.5 GHz: des pertes d'insertion mesurées inférieures à 0.37 dB, avec une bonne adaptation puisque le coefficient de réflexion est inférieur à -25 dB, un déséquilibre d'amplitude mesuré entre les deux sorties inférieur à 0.5 dB, un déphasage de $90^\circ \pm 1^\circ$ sur une largeur de bande passante fractionnée de 13.3% de 7 GHz à 8 GHz.

Le chapitre 3 montre des travaux comparables sur une structure de lignes microrubans couplées à ondes lentes. Le principe du couplage sur substrat structuré est d'abord exposé avec une présentation de ses avantages et inconvénients, puis un modèle est également proposé dans le but de réaliser un coupleur co-directif 0-dB miniaturisé par l'utilisation de ces lignes. Les impédances caractéristiques Z_{0o} et Z_{0e} obtenues à partir du modèle sont comparées aux valeurs expérimentales sur un abaque de conception à 2 GHz en fonction de la largeur W et l'espacement des rubans G . Nous constatons un bon accord entre les calculs et les mesures sur une large gamme de W et de G . Cependant, l'erreur de calcul des impédances Z_{0o} et Z_{0e} devient plus importante pour des lignes minces de largeur 100 μm . De manière générale, la comparaison modèle analytique/mesure montre un accord meilleur que 5% pour des largeurs de rubans supérieures à 300 μm . Un travail similaire est mené sur les permittivités effectives montrant malgré tout une certaine limitation dans notre approche, notamment pour le calcul des inductances séries paire et impaire du modèle. Nous proposons des solutions aisées à mettre en œuvre pour remédier à cette imprécision.

Une application importante des lignes microrubans couplées à onde lente est le coupleur co-directif, qui présente des résultats mesurés intéressants à 4.5 GHz : un fort couplage de 0.56 dB est mesuré, une bonne isolation supérieure de 18.3 dB sur le port (2) et de 27 dB sur le port (3). La bande passante à 1 dB de pertes d'insertion sur le port (4) va de 3.6 GHz à 5.4 GHz, correspondant à une bande passante relative de 40%. Une bonne adaptation est obtenue dans cette bande ($|S_{11}|$ inférieur à -20 dB). Les résultats expérimentaux sont comparés à l'état de l'art montrant un très bon compromis entre le couplage obtenu, la miniaturisation et la largeur de bande passante. Notre coupleur présente la bande passante relative mesurée la plus grande (40%) et un excellent couplage de 0.56 dB. Il est à noter que les miniaturisations concurrentes obtenues sont longitudinales et non en surface.

Le dernier chapitre a pour objectif d'étudier l'incidence d'une ligne à ondes lentes appliquée à la réalisation de dispositifs non-réciproques à ferrite. Nous démontrons l'efficacité d'utilisation de la structure microruban à onde lente pour la miniaturisation de ce type de composants : un nouvel isolateur microruban compact avec l'introduction de vias dans le ferrite et une nouvelle conception de circulateur miniaturisé sur le substrat ferrite-diélectrique avec un réseau de vias borgnes ont été proposés. Ces dispositifs ont été simulés et optimisés sous le logiciel de simulation électromagnétique 3D Ansoft HFSS, pour preuve de concept. Les résultats obtenus pour ces dispositifs sont très intéressants, particulièrement la nouvelle conception de circulateur microruban miniaturisé. Ce circulateur offre une réduction de taille supérieure à 70 % et une excellente performance à 10 GHz : une bonne isolation de 31 dB, des faibles pertes d'insertion de 0.6 dB et une bonne réflexion de 29 dB. Il ne nous a pas été possible de fabriquer un prototype au cours cette thèse. La fabrication et la caractérisation expérimentale sont prévues à la suite de ce travail afin de valider le concept et l'obtention de circulateurs miniaturisés.

BIBLIOGRAPHIE

[ABDOLHAMIDI, 2008]

M. Abdolhamidi and M. Shahabadi, "X-band substrate integrated waveguide amplifier", IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett., vol. 18, no. 12, pp. 815– 817, 2008.

[ALY, 2001]

A. H. Aly and E. B. El-Sharawy, "Performances and Modeling of Saw Tooth Edge Mode Isolators," IEEE MTT Symposium, pp. 475-477, May 2001.

[ALY, 2002]

A. H. Aly and E. B. El-Sharawy, "Modeling and Optimization of Parallel Line Edge Mode Microstrip Isolators," IEEE MTT Symposium, pp. 1479-1482, June 2002.

[ANDREW, 2017]

M. Andrew. "Automotive Industry Trends: IoT Connected Smart Cars & Vehicles". UK Business Insider, Nov. 2017. Online: <http://uk.businessinsider.com/internet-of-things-connected-smart-cars-2016-10?r=US&IR=T>

[ARAKI, 1974]

K. Araki, T. Koyama and Y. Naito, "A new type isolator using the edge-guided mode," Papers of technical group on microwaves, IECE, Japan, MW74-20, 1974.

[ARAKI, 1975]

K. Araki, T. Koyama, and Y. Naito, "A new type of isolator using the edge-guided mode," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. MIT-23 (Letter), p. 321, March 1975.

[AWIDA, 2006]

M. H. Awida, A. M. E. Safwat, and H. El-Hennawy, "Compact rat-race hybrid coupler using meander space-filling curves," Microw. Opt. Technol. Lett., vol. 48, no. 3, pp. 606-609, March 2006.

[AZIZ, 2009]

M. Abdel Aziz, H. Issa, D. Kaddour, F. Podevin, A. M. E. Safwat, E. Pistono, J. M. Duchamp, A. Vilcot, J. M. Fournier, and P. Ferrari, "Shielded coplanar striplines for RF integrated applications," Microwave and Optical Technology Letters, vol. 51, no. 2, pp. 352-358, Feb. 2009.

[AZIZ, 2009]

M. Abdel Aziz., " Structures planaires pour des applications de filtrage : structures à défauts de plan de masse, lignes à ondes lentes," Thèse de Doctorat, Institut Polytechnique de Grenoble, 2009.

[BAUTISTA, 2015]

A. Bautista, A. L Franc and P. Ferrari, "Accurate Parametric Electrical Model for Slow-Wave CPW and Application to Circuits Design," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 63, no. 12, pp. 4225-4235, Dec. 2015.

[BAHL, 1997]

I. J. Bahl and D. K. Trivedi, "A Designer's Guide to Microstrip Line," Microwaves, pp. 174-182, May 1977.

[BAYARD, 2000]

B. Bayard, "Contribution au développement de composants passifs magnétiques pour l'électronique hyperfréquence," Thèse de doctorat, Université Jean Monnet de Saint-Étienne, 2000.

[BAYARD, 2003]

B. Bayard, D. Didier, C. Simovski, and G. Noyel, "Electromagnetic study of a ferrite coplanar isolator suitable for integration," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 51, no. N 7, pp. 1809-1814, July 2003.

[BERTRAND, 2015]

M. Bertrand, Z. Liu, E. Pistono, D. Kaddour, and P. Ferrari, "A compact slow-wave substrate integrated waveguide cavity filter", in 2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Dig., pp. 1-3, 2015.

[BERTRAND, 2017]

M. Bertrand, H. El Dirani, E. Pistono, D. Kaddour, V. Puyal, P. Ferrari, " Coupleur 3-dB en technologie guide d'onde intégré au substrat à onde lente ", in 2017 Journées Nationales Microondes, 2017.

[BERTRAND, 2017]

M. Bertrand, "Slow-wave substrate integrated waveguide for RF and mmW," Thèse de doctorat, Université Grenoble-Alpes, 2017.

[BEYER, 1981]

A. Beyer and K. Solbach, "A new fin-line isolator for integrated millimeter wave circuits," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol 29, pp.1344-1348, 1981.

[BOYAJIAN, 2011]

T. Boyajian et al., "Coplanar circulator made from composite magnetic material" Microwave Symposium Digest (MTT), 2011 IEEE MTT-S International, 2011.

[BOUCHAUD, 1990]

J.P. Bouchaud et P.G. Zerah, "The initial susceptibility of ferrites: A quantitative theory," J. Appl. Phys., vol. 67, 1990, p. 5512.

[BURDIN, 2015]

F. Burdin, Z. Iskandar, F. Podevin, and P. Ferrari, "Design of Compact Reflection Type Phase Shifters With High Figure-Of-Merit", IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 63, n° 6, pp 1883-1893, June 2015.

[CALOZ, 2006]

C. Caloz, "Novel passive and active transmission line metamaterial devices", Proc. Symposium of the Materials Research Society (MRS), Spring Meeting, Workshop Negative Index Materials: From Microwave to Optical, San Francisco, CA, USA, CD-ROM, Invited talk, April 2006.

[CASSIVI, 2003]

Cassivi, Y., Wu, K.: "Low cost microwave oscillator using substrate integrated waveguide cavity", IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett., 13, (2), pp. 48-50, 2003.

[CAPRARO, 2004]

S. Capraro, T. Rouiller, M. Le Berre, J. P. Chatelon, H. Joisten, B. Bayard, D. Barbier, and J. J. Rousseau, "Passive coplanar isolator with barium ferrite thin films," IEEE International Symposium on Industrial Electronics, vol.1, pp. 19-21, 2004.

[CAPRARO, 2007]

S. Capraro, T. Rouiller, M. Le Berre, J. P. Chatelon, B. Bayard, D. Barbier, and J. J. Rousseau, "Feasibility of a self biased coplanar isolator with barium ferrite films," IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies, Vol. 30, No. 3, 411-415, September 2007.

[CHANG, 2001]

C.-C. Chang, Y. Qian, and T. Itoh, "Enhanced forward coupling phenomena between microstrip lines on periodically patterned ground plane," in IEEE MTT-S Int. Dig., pp. 2039-2042, May 2001.

[CHANG, 2004]

Chang, S.-F., Chen, J.-L., Jeng, Y.-H., et al.: "New high-directivity coupler design with coupled spurlines", IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett., 14, (2), pp. 65-67, 2004.

[CHANG, 2008]

C.-P. Chang, J.-C. Chiu, H.-Y. Chiu, and Y.-H. Wang, "A 3-dB quadrature coupler using broadside-coupled coplanar waveguides," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 18, no. 3, pp. 191–193, Mar. 2008.

[CHEN, 2006]

Chen, J.-X., Hong, W., Hao, Z.-C., Li, H., Wu, K.: "Development of a low cost microwave mixer using a broad-band substrate integrated waveguide (SIW) coupler", *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 16, no. 2, pp. 84–86, 2006

[CHEN, 2007]

W. L. Chen and G.M. Wang, "Design of Novel Miniaturized Fractal-Shaped Branch-Line Couplers," in *Asia-Pacific Microwave Conference*, pp. 1–4, 2007.

[CHENY, 2007]

Y. Chen, et al., "Low-loss barium ferrite quasi-single-crystals for microwave application", *Journal of applied physics*, vol. 101, no. 9, March 2007.

[CHEUNG, 2006]

S T. Cheung, J.R. Long, "Shielded Passive Devices for Silicon-Based Monolithic Microwave and Millimeter-Wave Integrated Circuits", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 41, no. 5, May 2006.

[CHO, 2005]

J.-H. Cho, H.-Y. Hwang, and S.-W. Yun, "A design of wideband 3-dB coupler with N-section microstrip tandem structure," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 15, no. 2, pp. 113–115, Feb. 2005.

[CHUN, 2004]

Y.-H. Chun, J.-Y. Moon, S.-W. Yun, and J.-K. Rhee, "Microstrip line directional couplers with high directivity," *Electron. Lett.*, vol. 40, no. 5, pp. 317–318, Mar. 2004.

[CLAVET, 2009]

Y. Clavet et al, "Miniature UHF-Band Microstrip Filter Based on a High-Permittivity Ceramic Material," in *European Microwave Conference*, in *IEEE European Microwave Conf.*, Rome, Italy, Oct. 2009.

[CLAVIN, 1955]

A. Clavin, "High-power ferrite load isolators," *IRE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. MTT-3, pp. 38–44; October, 1955.

[COHN, 1969]

Seymour B. Cohn, "Slot Line on a Dielectric Substrate," IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 17, no. 10, Oct. 1969.

[COULOMBE, 2007]

M. Coulombe, H.V. Nguyen, and C. Caloz, "Substrate Integrated Artificial Dielectric (SIAD) Structure for Miniaturized Microstrip Circuits," IEEE Antennas and Wireless Prop. Lett., vol. 6, pp. 575-579, Dec. 2007.

[COURTOIS, 1975]

L. Courtois and M. D. Vecchis, "A new class of nonreciprocal components using slotlines", IEEE Trans. MTT, vol. 23, pp 511- 516, June 1975.

[DARQUES, 2010]

M. Darques, et al., "Microwave circulator based on ferromagnetic nanowires in an alumina template" Nanotechnology, 21(14): p. 145208. 2010.

[DESLANDES, 2001]

D. Deslandes, K. Wu, "Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form," IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. II, no. 2, pp. 68-70, Feb 2001.

[DESLANDES, 2003]

Deslandes, D., Wu, K.: "Single-substrate integration technique of planar circuits and waveguide filters", IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 51, (2), pp. 593-596, 2003.

[ECCLESTON, 2008]

K.W. Eccleston, "Shunt-Loaded Fractal-Meandered Microstrip," in IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 67-70, Chengdu, Chine, Dec. 2008.

[FERNANDEZ, 2006]

J. M. Fernandez, M. Sierra-Castañer, and C. Caloz, "Metallic wire substrate (MWS) miniaturized antenna," presented at the Eur. Conf. Propag. EuCAP, Nice, France, Nov. 2006.

[FESHARAKI, 2013]

F. Fesharaki and C. Akyel. and K. Wu, "Broadband substrate integrated waveguide edge-guided mode isolator," Electron. Lett., vol. 49, no. 4, pp. 269-271, Feb. 2013

[FUJII, 2005]

T. Fujii, I. Ohta, T. Kawai, and Y. Kokubo, "A construction of coupled-line 3-dB couplers using quarter-wave connecting lines," in Eur. Microw. Conf., vol. 1, pp. 37-40, 2005.

[GARREAU, 2012]

J. Garreau et al, "Ultra-compact X-band SIW filter in LTCC technology using high permittivity substrate for a space application," in IEEE/MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 1-3, Jun. 2012.

[GELIN, 1977]

P. Gelin et K. Berthou-Pichavant, "New consistent model for ferrite permeability tensor with arbitrary magnetization state," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 45, Aug. 1997, p. 1185-1192.

[GELIN, 2008]

P. Gelin et P. Queffelec, "Generalized Permeability Tensor Model: Application to Barium Hexaferrite in a Remanent State for Self-Biased Circulators," IEEE Trans. Magnetics, vol. 44, p. 24-31, Jan. 2008.

[GHALI, 2004]

H. Ghali and T.A. Moselhy, "Miniaturized fractal rat-race, branch-line and coupled-line hybrids," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 52, no. 11, pp. 2513-2520, Nov. 2004.

[GORUR, 1998]

A. Gorur, C. Karpuz, and M. Alkan, "Characteristics of Periodically Loaded CPW Structures," IEEE Microwave and guided wave letters, vol. 8, no. 8, pp. 278-280, Aug. 1998.

[GREEN, 1974]

J.J. Green et F. Sandy, "Microwave Characterization of Partially Magnetized Ferrites," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-22, p. 641-645, Jun. 1974.

[GRIEG, 1952]

D. D. Grieg and H. F. Engelmann, "Microstrip-A New Transmission Technique for the Kilomegacycle Range," in Proceedings of the IRE, vol. 40, no. 12, pp. 1644-1650, 1952.

[GSMA, 2014]

GSMA Intelligence report, "Understanding 5G: Perspectives on Future Technological Advancements in Mobile", 2014

[HA, 2016]

J. Ha and Y. Lee, "Generalised capacitive-loading method for miniaturisation of forward-wave directional coupled-line couplers with arbitrary strip impedances and coupling levels", IET Microw., Antennas Propag., vol. 10, no. 5, pp. 494-501, 2016.

[HASEGAWA, 1971]

H. Hasegawa, M. Furukawa, and H. Yanai, "Properties of Microstrip Line on Si-SiO₂ System," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 19, no. 11, pp. 869-881, Nov. 1971.

[HASEGAWA, 1977]

H. Hasegawa and H. Okizaki, "M.I.S. and Schottky slow-wave coplanar striplines on GaAs substrates," Electronics Letters, vol. 13, no. 22, pp. 663-664, Oct. 1977.

[HELSZAJN, 2006]

J. Helszajn, "Architecture of symmetrical waveguide junction circulators," Microwave engineering, p. 23-29, Jul. 2006.

[HIROTA, 2009]

A. Hirota, Y. Tahara, and N. Yoneda, "A compact forward coupler using coupled composite right/left-handed transmission lines," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 57, no. 12, pp. 3127-3133, Dec. 2009.

[HINES, 1971]

M. E. Hines, "Reciprocal and nonreciprocal mode of propagation in ferrite stripline and microstrip devices," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. MTT-19, pp. 442-451, May 1971.

[Ho, 2017]

Anh-Tu Ho, Philippe Ferrari, Tan-Phu Vuong, Emmanuel Pistono, "Antenne SIW à fente en anneau carré basé sur structure à ondes lentes", in 2017 Journées Nationales Microondes, 2017.

[HOEFER, 1977]

W.J.R. Hofer, "Equivalent Series Inductivity of a Narrow Transverse Slit in Microstrip," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 25, no. 10, pp. 822- 824, Oct. 1977.

[HSU, 1963]

H. P. Hsu, "On the General Relation between α and Q (Correspondence)," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 11, no. 4, pp. 258-258, July 1963.

[HSU, 2005]

C.H. Hsu, H.T. Soong, C.L. Huang, and M.T. Kao, "Microstrip Rectangular Ring Bandpass Filter Design Using High Permittivity Substrate," in IEEE Asia-Pacific Microwave Conf., vol. 5, Suzhou, China, Dec. 2005.

[HSU, 2010]

S.-K. Hsu, C.-H. Tsai, and T.-L. Wu, "A novel miniaturized forward-wave directional coupler with periodical mushroom-shaped ground plane," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, no. 8, pp.2277–2283, Aug. 2010.

[HSU, 2011]

S.-K. Hsu, J.-C. Yen, T.-L. Wu, "A novel compact forward-wave directional coupler design using periodical patterned ground structure", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 59, no. 5, pp. 1249–1257, 2011.

[HSU, 2016]

C.-H. Hsu et al, "Miniaturization Cross-coupled Interdigital Filter Design Using High Permittivity Substrate," in *Progress In Electromagnetic Research Symposium (PIERS)*, Shanghai, China, Aug. 2016.

[IGARASHI, 1977]

M. Igarashi et Y. Naito, "Tensor permeability of partially magnetized ferrites," *IEEE Trans. Magn.*, vol. MAG-13, p. 1664-1668, Sep. 1977.

[IKALAINEN, 1987]

P. K. Ikalainen and G. L. Matthaei, "Wide-band, forward-coupling microstrip hybrids with high directivity," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. MTT-35, no. 8, pp. 719–725, Aug. 1987.

[ISKANDAR, 2016]

Z. Iskandar, J. Lugo, A. Bautista, E. Pistono, F. Podevin, V. Puyal, A. Siligaris et P. Ferrari, "A 30–50 GHz reflection-type phase shifter based on slow-wave coupled lines in BiCMOS 55 nm technology," *46th European Microwave Conference (EuMC)*, Oct. 2016.

[JIANG, 2013]

X. Jiang, C. J. You and Z. Shao, "A compact X-band circulator with embedded feed line based on substrate integrated waveguide," *2013 International Conference on Computational Problem-solving (ICCP)*, Oct. 2013.

[JIN, 2016]

H. Jin, K. Wang, J. Guo, S. Ding, and K. Wu, "Slow-Wave Effect of Substrate Integrated Waveguide Patterned With Microstrip Polyline", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 64, pp. 1717-1726, June 2016.

[JUNG, 2008]

S.C Jung, R. Negra and F.M. Ghannouchi. "A design methodology for miniaturized 3-dB branch line hybrid couplers using distributed capacitors printed in the inner area," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 56, no. 12, pp. 2950-2953, Dec. 2008.

[KANE, 1990]

R. C. Kane, and T. Wong, "An Edge-Guide Mode Microstrip Isolator with Transverse Slot Discontinuity," IEEE MTT Symposium, pp. 1007-1010, 1990.

[KESHAVARZ, 2010]

R. Keshavarz, M. Movahhedi, A. Hakimi, "A compact 0-dB coupled line forward coupler by loading with shunt periodic stubs", 2010 Asia-Pacific Microw. Conf. Proc., Yokohama, Japan, pp. 1248-1251, Dec. 2010.

[KIM, 2000]

C.S. Kim, J.S. Park, D. Ahn, and J.B. Lim, "A novel 1-D Periodic Defected Ground Structure for Planar Circuits," IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 10, no. 4, pp. 131-133, April 2000.

[KIRSCHNING, 1984]

M. Kirschning and R.H. Jansen, "Accurate wide-range design equations for the frequency-dependent characteristic of parallel coupled microstrip lines," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 32, no. 1, pp. 83- 90, Jan. 1984

[KIROUANE, 2009]

S. Kirouane, E. Verney, D. Vincent, and A. Chaabi, "Simulation results on a new non symmetrical coplanar isolator structure using magnetic thin film," Progress In Electromagnetics Research Letters, Vol. 8, 161-170, 2009.

[KOMURASAKI, 2017]

K. Komurasaki et al, "Microstrip antenna and rectifier for wireless power transfer at 94 GHz," in Wireless Power Transfer Conference (WPTC), May 2017.

[LADAN, 2013]

S. Ladan, S. Hemour, and K. Wu, "Towards millimeter-wave high efficiency rectification for wireless energy harvesting," in Proc. IEEE Int. Wireless Symp. (IWS), pp. 1-4, April 2013.

[LANGE, 1969]

J. Lange, "Interdigitated strip-line quadrature hybrid," IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. MTT-17, no. 12, pp. 1150-1151, Dec. 1969.

[LARocca, 2008] T. LaRocca, T. Sai-Wang, H. Daquan, G. Qun, E. Socher, W. Hant, and F. Chang, "Millimeterwave CMOS digital controlled artificial dielectric differential mode transmission lines for reconfigurable ICs," in IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 181-184, Atlanta, USA, 15-20 June 2008.

[LEE, 2009]

S. Lee and Y. Lee, "An inductor-loaded microstrip directional coupler for directivity enhancement," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 19, no. 6, pp. 362–364, Jun. 2009.

[LESECHOS, 2015]

Alcatel et le Coréen KT partenaires dans la 5G mobile, Online : https://www.lesechos.fr/19/05/2015/lesechos.fr/02176466182_alcatel-et-le-coreen-kt-partenaires-dans-la-5g-mobile.htm, Mai 2015.

[LE COQ, 2015]

M. Le Coq et al, "Miniaturized C-Band SIW Filters Using High-Permittivity Ceramic Substrates," in *IEEE Transactions On Components, Packaging And Manufacturing Technology*, vol. 5, no. 5, pp. 620-626, May 2015.

[LEFERINK, 1995]

Frank B.J. Leferink, "Inductance Calculations; Methods and Equations," *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, pp 16-22, 1995.

[LIM, 2002]

J.S. Lim, C.S. Kim, Y.T. Lee, D. Ahn, and S. Nam, "Design of Low pass Filters using Defected Ground Structure and Compensated Microstrip Line," *IEEE Electronic Letters*, vol. 38, no. 22, pp. 1357–1358, Oct. 2002.

[LIU, 2002]

L. Liu, C. Caloz, C.-C. Chang, and T. Itoh, "Forward coupling phenomena between artificial left-handed (LH) transmission lines," *J. Appl. Phys.*, vol. 92, no. 9, pp. 5560–5565, Nov. 2002.

[LUGO, 2015]

J. Lugo-Alvarez, "Lignes couplées à ondes lentes intégrées sur silicium en bande millimétrique – Application aux coupleurs, filtres et baluns" Thèse de Doctorat, Université Grenoble Alpes, Nov. 2015.

[MAKIMOTO, 1980]

M. Makimoto and S. Yamashita, "Bandpass Filters Using Parallel Coupled Stripline Stepped Impedance Resonators," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 28, no. 12, pp. 1413-1417, Dec. 1980.

[MATSUO, 2001]

M. Matsuo, H. Yabuki, and M. Makimoto, "Dual-Mode Stepped-Impedance Ring Resonator for Bandpass Filter Applications," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 49, no. 7, pp. 1235-1240, Jul. 2001.

[MASUDA, 2008]

T. Masuda, N. Shiramizu, T. Nakamura, and K. Washio, "Characterization and Modeling of Microstrip Transmission Lines with Slow-Wave Effect," in Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF), pp. 155-158, Orlando, FL, USA, 23-25 Jan. 2008.

[MEINEL, 1995]

Holger H. Meinel, "Commercial Applications of Millimeterwaves: history, present status, and future trends," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 43, pp. 1639-1653, Jul. 1995.

[MEINEL, 2013]

Holger H. Meinel and J. Dickmann, "Automotive Radar: From Its Origins to Future Directions," Microw. Journ., Sep. 2013.

[MONGIA, 1999]

R. Mongia, I. Bahl, and P. Bhartia, "RF and Microwave Coupled-Line Circuits". Boston, MA: Artech House, pp. 1-21, 1999.

[MODDY, 1964]

H. J. Moddy, "The Systematic Design of a Butler Matrix," IEEE Trans. on Antennas and Prop., vol. 12, n°6, pp. 786-788, Nov. 1964.

[MULLER, 2010]

J. Muller and A. F. Jacob, "Advanced characterization and design of compensated high directivity quadrature coupler," in IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig., pp. 724-727, 2010.

[NIEMBRO, 2014]

A. Niembro-Martín, V. Nasserddine, E. Pistono, H. Issa, A.-L. Franc, T.-P. Vuong, and P. Ferrari, "Slow-Wave Substrate Integrated Waveguide," IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 62, no. 8, pp. 1625-1633, Aug. 2014.

[NOGUCHI, 1974]

T. Noguchi, Y. Akaiwa, and H. Katoh, "New edge-guided mode isolator using ferromagnetic resonance absorption," Electronics Letters, vol. 10, pp. 501-502, Nov. 1974.

[NGUYEN, 2006]

H. V. Nguyen, J. Gauthier, J.M. Fernandez, M. Sierra-Castañer, and C. Caloz, "Metallic Wire Substrate (MWS) for miniaturization in planar microwave applications," presented at the IEEE Asia-Pacific Microw. Conf., Yokohama, Japan, Dec. 2006.

[OSMANI, 1981]

Osmani, R.M.: "Synthesis of Lange couplers", in IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 29, no. 2, pp. 168–170, 1981.

[ORAZIO, 2006]

D’Orazio, W., Wu, K.: "Substrate-integrated-waveguide circulators suitable for millimeter-wave integration", IEEE Trans. Microw. Theory Tech., MTT 54, (10), pp. 3675–3680, 2006.

[PARK, 2011]

J.H. Park and Y. Lee, "Improved capacitive loading method for miniaturisation of 0dB forward-wave directional couplers", IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett., vol.21, no. 4, pp. 191–193, 2011.

[POZAR, 2011]

D. Pozar, "Microwave Engineering - 4th Edition", ISBN-13: 978-0470631553, John Wiley & Sons, 2011.

[POLDER, 1949]

D. Polder, "On the theory of ferromagnetic resonance," Philos. Mag., vol. 40, p. 99-115, 1949.

[POURZADI, 2012]

A. Pourzadi, A.R.Attari, M. S. Majedi, "A directivity-enhanced directional coupler using epsilon negative transmission line", IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 60, (11), pp. 3995–3401, 2012.

[PHROM, 2006]

Phromlounsri, R., Chongcheawchamnan, M., Robertson, I.D.: 'Inductively compensated parallel coupled microstrip lines and their applications', IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 54, (9), pp. 3571–3582, 2006.

[RADO, 1953]

G. T. Rado, "Theory of the Microwave Permeability Tensor and Faraday Effect in Nonsaturated Ferromagnetic Materials," Phys. Rev., vol. 89, p. 529, 1953.

[ROGER]

RO4000® Series High Frequency Circuit Materials, Datasheet

Online: <https://www.rogerscorp.com/documents/726/acs/RO4000-LaminatesData-Sheet.pdf>

[SAIB, 2005]

A. Saib, M. Darques, Luc Piraux, D.Vanhoenacker-Janvier et I. Huynen "An unbiased integrated microstrip circulator based on magnetic nanowired substrate", Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, vol. 53, no. 6, pp:2043–2048, 2005.

[SCARDELLETTI, 2002]

Maximilian C. Scardelletti, George E. Ponchak, and Thomas M. Weller, "Miniaturized Wilkinson Power Dividers Utilizing Capacitive Loading," *IEEE Microwave Wireless Components Letters*, Vol. 12, No. 1, Jan. 2002.

[SCHLÖMANN, 1970]

E. Schlömann, "Microwave Behavior of Partially Magnetized Ferrites," *Journal of Applied Physics*, vol. 41, p. 204-214, 1970.

[SEKI, 1981]

S. Seki and H. Hasegawa, "Cross-tie slow-wave coplanar waveguide on semi-insulating GaAs substrates," *Electronics Letters*, vol. 17, no. 25, pp. 940-941, Dec. 1981.

[SERRANO, 2014]

A. Serrano, A.L. Franc, D.P. Assis, F. Podevin, G. P. Rehder, N. Corrao, P. Ferrari, "Modeling and Characterization of Slow-Wave Microstrip Lines on Metallic-Nanowire-Filled-Membrane Substrate," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 62, pp 3249-3254, Dec 2014.

[SHI, 2010]

Z. Shi and Z. Shao, "Design of ka-band substrate integrated waveguide circulator," 2010 International Conference on Computational Problem-solving (ICCP), Dec. 2010.

[SHINOHARA, 2011]

N. Shinohara, K. Nishikawa, T. Seki, and K. Hiraga, "Development of 24 GHz rectennas for fixed wireless access," in General Assembly and Scientific Symposium, URSl., pp. 1-4, Aug. 2011.

[STASZEK, 2014]

Kamil Staszek, Piotr Kaminski, Krzysztof Wincza, "Reduced-Length Two-Section Directional Couplers Designed as Coupled-Line Sections Connected With the Use of Uncoupled Lines", *IEEE Microwave And Wireless Components Letters*, Vol. 24, No. 6, pp. 376-378, June 2014.

[SUN, 2005]

K.O. Sun, S.J. HO, C.C. Yen, D.V.D. Weide,. "A compact branch-line coupler using discontinuous lines," *IEEE Microw. Wireless Comp. Lett.*, vol. 15, no. 8, pp. 501-503, Aug. 2005.

[TAN, 2005]

B.T.Tan, J.Y. Jong, T.C. Siou, M.S. Leong, and B.L. Ooi, "A Miniaturized DualMode Ring Bandpass Filter with a New Perturbation," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 1, pp. 343-348, Jan. 2005.

[TANG, 2005]

Tang, H.J., Hong, W., Hao, Z.C., Chen, J.X., Wu, K. "Optimal design of compact millimetre-wave SIW circular cavity filters", *Electron. Lett.*, 41, (19), pp. 1068–1069, 2005.

[TSENG, 2008]

C.H. Tseng and H.J. Chen, "Compact Rat-Race Coupler Using Shunt-Stub-Based Artificial Transmission Lines," *IEEE Microwave and Wireless Component letters*, vol. 18, no. 11, pp. 734-736, Nov. 2008.

[TSENG, 2010]

C.H. Tseng and C.H. Wu, "Compact planar Wilkinson power divider using p-equivalent shunt-stub-based artificial transmission lines," *Electronics Letters*, Vol. 46, no. 19, pp. 1327 – 1328, Sep. 2010.

[VAJJIRAVELU, 2013]

S. Vajjiravelu and A. Punitha, "Survey on wireless technologies and security procedures," in *IEEE International Conference on Information Communication and Embedded Systems proceedings, (ICICES)*, pp. 352-355, Feb. 2013.

[VINCENT, 2001]

D. Vincent, C. R. Simovski, B. Bayard, and G. Noyel, "New method for computing transmission coefficient of integrated ferrite coplanar isolator," in *Proc. 31st Eur. Microwave Conf., London, U.K.*, pp. 225–228, Sept. 2001.

[WANG, 2007]

C. W. Wang, K.H. Li, C.J. Wu, and T.G. Ma, "Development of 24 GHz rectennas for fixed wireless access," in *Asia-Pacific Microwave Conference*, pp. 1–4, 2007.

[WEN, 1969]

C. P. Wen, "Coplanar Waveguide: A Surface Strip Transmission Line Suitable for Nonreciprocal Gyromagnetic Device Applications," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 17, no. 12, pp. 1087-1090, Dec. 1969.

[WIGIG]

Wigig, Online: <https://www.wi-fi.org/discover-wi-fi/wi-fi-certified-wigig>

[WINTER, 1991]

F. Winter, J. Taub, and M. Marcelli, "High-Dielectric Constant Stripline Band-Pass Filters," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 2, pp. 555-556, Jul. 1991.

[WIRELESS HD]

Wireless HD, Online: <http://www.wirelesshd.org/>

[WU, 1974]

Y.S. Wu et F.J. Rosenbaum, "Wide-Band Operation of Microstrip Circulators," *Microwave Theory and Techniques*, IEEE Transactions on, vol. 22, p. 849 - 856, Oct. 1974.

[WU, 2011]

J. Wu, E. Li and G.F. Guo, "Microstrip power divider with capacitive stubs loading for miniaturisation and harmonic suppression," *IEEE International Conference on Microwave Technology & Computational Electromagnetics*, pp. 237 - 239, 2011.

[YAN, 2004]

Yan, L., Hong, W., Hua, G., Chen, J., Wu, K., Cui, T.J.: "Simulation and experiment on SIW slot array antennas", *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, 14, (9), pp. 446- 448, 2004.

[YUNG, 1996]

E.K.N. Yung, D.G. Zhang, et R.S.K Wong, "A novel waveguide Y-junction circulator with a ferrite sphere for millimeter waves," *Microwave Theory and Techniques*, IEEE Transactions, vol. 44, p. 454 - 456, Mar. 1996.

[ZHAO, 2009]

W. Zhao, X. Li, S. Gu, S. H. Kang, M. Nowak, and Y. Cao, "Field-based capacitance modeling for sub-65 nm on-chip interconnect," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 56, pp. 1862-1872, Sep. 2009.

RESUME

Aide à la conception de lignes microrubans à onde lente sur substrat structuré dans les bandes RF et millimétriques : applications aux coupleurs et dispositifs passifs non-réciproques.

L'objectif de ces travaux est d'apporter des solutions innovantes à la réalisation de dispositifs passifs performants et compacts, susceptibles d'intéresser les concepteurs de circuits RF et millimétriques. Ces dispositifs sont basés notamment sur des lignes microrubans à ondes lentes sur substrat structuré, que cela soit sur PCB avec des vias borgnes pour la RF, ou nanostructurés sur membranes à nanofils dans le domaine millimétrique. Ces travaux ont été menés en collaboration avec l'Université de Sao Paulo. Les travaux complets comprennent (i) une analyse de la topologie, (ii) un développement du modèle équivalent validé par des simulations électromagnétiques (HFSS™) et des mesures sur PCB et sur des membranes à nanofils en millimétrique, (iii) des abaques de conceptions et (iv) des applications à la conception des nouveaux dispositifs passifs miniaturisés. Nos lignes offrent une grande souplesse de conception et peuvent être placées indifféremment sur le substrat structuré sans modification des paramètres électriques. Un nouveau coupleur hybride miniaturisé par l'utilisation de ces lignes est présenté comme preuve de concept. Pour aller plus loin, une étude comparative des structures de lignes microrubans couplées à ondes lentes est développée. Le principe du couplage sur substrat structuré est d'abord exposé avec une présentation de ses avantages et inconvénients, puis un modèle est également proposé dans le but de réaliser un coupleur co-directif 0-dB miniaturisé par l'utilisation de ces lignes. De plus, une des parties essentielles de ces travaux concerne l'utilisation de la structure microruban à onde lente pour la miniaturisation de dispositifs passifs non-réciproques : un nouvel isolateur microruban compact avec l'introduction de vias dans le ferrite et un circulateur miniaturisé sur le substrat ferrite-diélectrique avec un réseau de vias borgnes sont proposés.

Mots-clés : Miniaturisation, microruban, onde lente, substrat structuré, membrane, nanofils métalliques, coupleur hybride, coupleur co-directif, dispositif passif non-réciproque

ABSTRACT

Design tools for slow-wave microstrip lines on structured substrate in RF and millimeter-waves: application to couplers and non-reciprocal passive devices.

This work focuses on providing innovative solutions for designers in the realization of high-quality and compact passive devices in the RF and millimeter-wave bands. These devices are based on slow-wave microstrip lines on structured substrate, either on PCB with blind vias for RF applications, or on metallic nanowire membranes in the millimeter-wave range. This work was achieved in partnership with the University of Sao Paulo. The complete works include (i) topology analysis, (ii) the development of an equivalent model validated by electromagnetic simulations (HFSS™) and measurements, (iii) design charts and (iv) applications on design of novel miniaturized passive devices. These transmission lines give the flexibility for designers and capability to be indifferently placed on structured substrate without any impact on their electrical parameters. A novel miniaturized hybrid coupler using this line is proposed, as a proof of concept. In the other hand, a comparable study on the structure of slow-wave coupled microstrip lines is developed. The principle of coupling on structured substrate is shown for their advantages and drawbacks and then an electrical model is also proposed in order to realize a miniaturized 0-dB forward-wave directional coupler using these lines. Moreover, an essential part of this thesis concerns the utilization of the slow-wave microstrip structure to miniaturize non-reciprocal passive devices: a novel microstrip isolator with the introduction of vias inside the ferrite and a novel design for a miniaturized circulator on a ferrite-dielectric substrate with blind vias have been proposed.

Keywords: Miniaturization, microstrip, slow-wave, structured substrate, membrane, metallic nanowires, hybrid coupler, forward-wave directional coupler, non-reciprocal passive device