



Miniaturisation des lignes de propagation microondes en technologies circuit imprimé et CMOS - Application à la synthèse de filtres.

H. Issa

► To cite this version:

H. Issa. Miniaturisation des lignes de propagation microondes en technologies circuit imprimé et CMOS - Application à la synthèse de filtres.. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. UJF, 2009. Français. <tel-00463370>

HAL Id: tel-00463370

<https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00463370>

Submitted on 12 Mar 2010

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.

UNIVERSITE JOSEPH FOURIER

N° attribué par la bibliothèque

--	--	--	--	--	--	--	--	--	--

THESE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE JOSEPH FOURIER

Spécialité : « Optique et Radiofréquences »

Présentée et soutenue publiquement par

H a m z a I S S A

le 13 Novembre 2009

**Miniaturisation des lignes de propagation microondes en
technologies circuit imprimé et CMOS - Application à la
synthèse de filtres**

Directeur de thèse : **M. Philippe Ferrari**
Codirecteurs de thèse : **M. Jean-marc DUCHAMP**
M. Soubhi ABOU-CHAHINE

Le Jury:

M. Eric RIUS	Rapporteur
M. Stéphane BILA	Rapporteur
M. Jia-Sheng HONG	Examineur
M. Jean-marc GOUTOULE	Examineur
M. Tan-Phu VUONG	Examineur
M. Philippe FERRARI	Directeur de thèse
M. Jean-marc DUCHAMP	Codirecteur de thèse
M. Soubhi ABOU-CHAHINE	Codirecteur de thèse

**L'Institut de Microélectronique, d'Électromagnétisme, et de Photonique dans le
cadre de l'École Doctorale « Électronique, Électrotechnique, Automatique et
Traitement du Signal »**

R e m e r c i e m e n t s

A mes parents, mon beau frère, mes nièces et mes neveux

Remerciements

Le travail décrit dans ce mémoire s'est déroulé au sein de l'Institut de Microélectronique, d'Electromagnétisme et de Photonique (IMEP) dirigé successivement par messieurs les Professeurs Francis Balestra et Gérard GUIBAUDO, que je tiens à remercier pour m'avoir accueilli dans ce laboratoire.

Ce travail de recherche a été effectué au sein de l'équipe " RF-HO " sous la direction successive de Madame la Professeur Béatrice Cabon et de Monsieur le Professeur Pascal Xavier à qui je témoigne ma sincère reconnaissance pour leur confiance et pour l'état d'esprit qu'ils ont su instaurer dans cette équipe.

Je voudrais très sincèrement remercier M. le Professeur Philippe Ferrari pour avoir assuré l'encadrement de ce travail. Sa disponibilité, son expérience, son savoir scientifique et ses qualités humaines ont été déterminants dans l'aboutissement de ce travail.

J'adresse également ma reconnaissance les plus chaleureuse à M. Jean-Marc Duchamp, co-directeur de ma thèse, pour avoir apporté toute sa connaissance et son expérience et avoir largement contribué à travers ses remarques intéressantes à l'avancement de ce travail.

J'adresse également mes remerciements au Professeur Soubhi Abou Chahine, mon co-directeur de ma thèse, pour la confiance qu'il m'a témoignée et ses encouragements pendant toute la durée de cette thèse.

Messieurs les Professeurs Eric Rius et Stéphane Bila m'ont fait l'honneur d'être les rapporteurs de ma thèse. Qu'ils trouvent ici, l'expression de ma profonde gratitude pour l'intérêt qu'ils ont bien voulu porté à ce travail.

Je suis honoré que le Professeur M. Tan-Phu Vuong ait accepté de présider le jury lors de ma soutenance de thèse.

Je suis également très honoré que le Professeur Jia-Sheng Hong se soit déplacé d'Edinburgh pour venir assister à ma soutenance et examiner ce travail.

J'adresse également mes remerciements à M. Jean-marc Goutoule qui a accepté d'examiner ce travail et a bien voulu faire parti de mon jury de thèse.

Merci aussi à Monsieur Dominique Lo-Hine-Tong, ingénieur THOMSON, pour sa présence à ma soutenance et pour l'intérêt qu'il a porté à mon travail.

J'exprime mes remerciements pour les collègues faisant partie du groupe " Filtres et Dispositifs reconfigurables" pour leurs conseils et les discussions fructueuses lors des réunions de groupe. Merci aux thésards du laboratoire et à l'ensemble du personnel de l'IMEP pour leur soutien.

TABLE DES MATIÈRES

<u>INTRODUCTION GENERALE</u>	1
<u>CHAPITRE 1 MINIATURISATION DE CIRCUITS MICRO-ONDES: APPLICATIONS A DES FILTRES PASSE-BANDE RF</u>	
1.1 INTRODUCTION: PROBLEMATIQUE DE LA MINIATURISATION DES CIRCUITS	11
1.2 DESCRIPTION DES DIFFERENTES TOPOLOGIES DE FILTRES PLANAIRES	12
1.2.1 FILTRES A ELEMENTS LOCALISES	12
1.2.2 FILTRES A RESONATEURS COUPLES	13
1.2.2.1 FILTRES A LIGNES COUPLEES	13
1.2.2.2 FILTRES INTERDIGITES ET PSEUDO-INTERDIGITES	15
1.2.2.3 FILTRES A LIGNES COUPLEES MUNIES DE STUBS	16
1.2.2.4 FILTRES A RESONATEUR EN BOUCLES OUVERTES « OPEN LOOP »	17
1.2.3 FILTRES A MOTIFS « PATCHS »	18
1.2.4 LES FILTRES A STUBS	19
1.2.4.1 FILTRES A STUBS CLASSIQUES	19
1.2.4.2 FILTRES DBRS	20
1.2.5 LES FILTRES A STRUCTURES PERIODIQUES	22
1.3 LIGNES DE PROPAGATION PLANAIRES	23
1.3.1 TOPOLOGIE MICRORUBAN (MS)	24
1.3.2 TOPOLOGIE COPLANAIRE (CPW)	24
1.3.3 TOPOLOGIE DE LIGNE A FENTE (CPS)	26
1.3.4 TECHNOLOGIES MULTICOUCHE (LTCC)	26

1.4	TECHNIQUES DE MINIATURISATION DES CIRCUITS MICROONDES	28
1.4.1	SUBSTRATS A HAUTE PERMITTIVITE RELATIVE	29
1.4.2	APPROCHE ELEMENTS LOCALISES	31
1.4.3	MODIFICATION DE LA GEOMETRIE DE LA LIGNE DE PROPAGATION : MEANDRES ET REPLIEMENTS	32
1.4.4	MINIATURISATION AVEC DES LIGNES DE PROPAGATION PERIODIQUEMENT PERTURBEES (LIGNES A ONDE LENTE)	34
1.4.4.1	ELEMENT QUASI LOCALISE INDUCTIF	36
1.4.4.2	ELEMENT QUASI LOCALISE CAPACITIF	39
1.5	CONCLUSION	46
	LISTE DES FIGURES : CHAPITRE 1	47

CHAPITRE 2 LIGNES A ONDES LENTES A ELEMENTS DISCRETS

2.1	INTRODUCTION	53
2.2	FACTEUR DE QUALITE: EXPRESSIONS APPROCHEES ET VALIDATION	54
2.2.1	EXPRESSIONS APPROCHEES	54
2.2.2	VALIDATION	56
2.3	COMPARAISON AVEC UNE LIGNE EQUIVALENTE NON CHARGEE	58
2.3.1	LES CRITERES DE COMPARAISON	58
2.3.2	ANALYSE	58
2.3.2.1	METHODE	58
2.3.2.2	RESULTATS	60
2.3.3	ABAQUES DE SYNTHESE	68
2.3.3.1	METHODE	68
2.3.3.2	ABAQUES	69

2.4	VALIDATION EXPERIMENTALE	73
2.4.1	PRESENTATION DES DISPOSITIFS	73
2.4.1.1	SUBSTRAT	73
2.4.1.2	LIGNES REALISEES	73
2.4.2	CARACTERISTIQUE DU SUBSTRAT FR4 – LIGNES DE REFERENCE 50 Ω	75
2.4.3	RESULTATS	80
2.4.3.1	LIGNE $Z_0 = 60 \Omega$	80
2.4.3.2	LIGNE $Z_0 = 128 \Omega$	85
2.4.3.3	LIGNES : $Z_0 = 83 \Omega$ ET $Z_0 = 120 \Omega$	87
2.5	COMPROMIS PERTES D’INSERTIONS – MINIATURISATION : VISUALISATION 3D	89
2.6	CONCLUSIONS	91
	LISTE DES FIGURES : CHAPITRE 2	92
	LISTE DES TABLEAUX : CHAPITRE 2	93

CHAPITRE 3 LIGNES COPLANAIRES MINIATURES A FORT FACTEUR DE QUALITE EN TECHNOLOGIE CMOS

3.1	INTRODUCTION	99
3.2	ETAT DE L’ART DES LIGNES DE PROPAGATION INTEGREES	100
3.3	VALIDATION DE L’OUTIL CAD SONNET	103
3.3.1	DESCRIPTION DE LA METHODE DE SIMULATION	103
3.3.2	COMPARAISON AVEC DES RESULTATS DE MESURES PUBLIES	104
3.4	CONCEPTION DE LIGNES S CPW EN	

TECHNOLOGIE CMOS	107
3.4.1 DESCRIPTION DE LA LIGNE S CPW	107
3.4.2 CONCEPTION	108
3.4.2.1 DIMENSIONS DE LA LIGNE CPW: W ET S	108
3.4.2.2 RAPPORT CYCLIQUE	110
3.4.2.3 LARGEUR DES DOIGTS	112
3.4.2.4 LARGEUR DES PLANS DE MASSE	113
3.4.2.5 BILAN	115
3.5 REALISATION ET MESURES	116
3.5.1 DESCRIPTION DES CIRCUITS REALISES	116
3.5.2 MESURE DES LIGNES S CPW	118
3.5.2.1 PERMITTIVITE RELATIVE EFFECTIVE	118
3.5.2.2 IMPEDANCE CARACTERISTIQUE	119
3.5.2.3 EXPOSANT D'ATTENUATION	120
3.5.2.4 FACTEUR DE QUALITE	120
3.5.3 MESURE DES STUBS S-CPW	122
3.6 CONCLUSIONS & PERSPECTIVES	125
LISTE DES FIGURES : CHAPITRE 3	126
LISTE DES TABLEAUX : CHAPITRE 3	126

**CHAPITRE 4 MINIATURISATION PAR CHARGEMENT
CAPACITIF : APPLICATION AUX FILTRES PASSE BANDE**

4.1 INTRODUCTION	131
4.2 FONCTIONNEMENT DU DBR	132
4.3 DBR MINIATURE – CAPACITES PARALLELE	133
4.3.1 EQUATIONS DE CONCEPTION	133
4.3.1.1 ZEROS DE TRANSMISSION	134
4.3.1.2 FREQUENCE FONDAMENTALE	

	DE RESONANCE	135
4.3.1.3	POLES D'ORDRE SUPERIEUR	135
4.3.1.4	FACTEUR DE QUALITE	137
4.3.2	CONCEPTION, REALISATION ET MESURES	138
4.3.2.1	CAPACITE UNIQUE	138
4.3.2.2	CAPACITE REPARTIE	144
4.3.2.3	BILAN –	
	COMPROMIS PERTES/MINIATURISATION	149
4.4	DBR MINIATURE – CAPACITES SERIE	151
4.4.1	INTERET DES CAPACITES SERIE	151
4.4.2	EQUATIONS DE CONCEPTION	151
4.4.2.1	ZEROS DE TRANSMISSION	152
4.4.2.2	FREQUENCE FONDAMENTALE	
	DE RESONANCE	152
4.4.2.3	POLES D'ORDRES SUPERIEURS	153
4.4.2.4	FACTEUR DE QUALITE	153
4.4.3	CONCEPTION, REALISATION ET MESURES	154
4.5	FILTRE DBR D'ORDRE DEUX	158
4.5.1	INTRODUCTION	158
4.5.2	CONCEPTION ET REALISATION	160
4.5.2.1	PRESENTATION	160
4.5.2.2	CONCEPTION	161
4.5.2.3	REALISATION	166
4.5.3	MESURE	167
4.6	CONCLUSION	170
	LISTE DES FIGURES : CHAPITRE 4	171
	<u>CONCLUSION GENERALE</u>	173

ANNEXES **179**

BIBLIOGRAPHIE **187**

LISTE DES TRAVAUX **203**

*****\ /*****\ /*****\ /*****\ /*****
*****\ /*****\ /*****\ /*****\ /*****

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

Depuis une quarantaine d'années, l'électronique grand public a connu un essor important dans de nombreux domaines, tels que l'informatique, le secteur médical, la domotique ou encore l'automobile. La principale raison de cet essor est l'explosion des télécommunications (communications par satellites, téléphonie mobile, ...) dans le monde, tant dans le domaine militaire que civil. Face à une demande très forte dans le secteur civil, de plus en plus de services sont devenus accessibles à un très grand nombre de personnes. Par exemple ces dix dernières années ont vu décupler le marché des télécommunications, et plus particulièrement de la téléphonie mobile. Le téléphone portable a connu en quelques années une profonde révolution technologique, évoluant d'un appareil traitant essentiellement de l'information audio vers un véritable objet de communication multimédia aux fonctions largement étendues et diversifiées. Aujourd'hui, un même terminal peut transmettre et recevoir des signaux vocaux, mais du fait de la numérisation également une multitude d'autres informations (vidéos, texte, musiques, etc....) comme illustré sur la Figure 1.



Figure 1. Fonctions disponibles sur un téléphone mobile (Source Wikipedia 2006).

Cette extraordinaire demande de débit d'information de la téléphonie mobile et des services associés a entraîné une complexification des protocoles de communication utilisés (GSM, UMTS, 3G, 4G...). Par exemple, un téléphone portable de 2^{ème} génération était en général bi bande, essentiellement en structure fixe et comportait environ 300 composants. Un téléphone de 3^{ème} génération est multi bande, multi-standards et reconfigurable tout en comportant moins de composants. En effet il peut supporter trois bandes de fréquences 850/900 MHz (GSM) et 1800/1900 MHz (DCS/PCS), un accès Wifi et Bluetooth (2450 MHz). De plus, il intègre souvent une réception radio FM (de 88 MHz à 108 MHz). Un terminal de 3^{ème} génération est toutefois d'une complexité 50 fois plus grande qu'un téléphone de génération précédente. Ces évolutions poussent vers l'intégration, la miniaturisation des composants et des systèmes, tout en augmentant les performances et en réduisant les prix.

Cela se traduit par la complexification des téléphones de demain (4^{ème} génération) afin de fournir aux utilisateurs plus de services dans un environnement riche en informations comme illustré sur la Figure 2. En 2010, plus de 30% des téléphones mobiles intégreront un récepteur GPS (deux fréquences 1575,42 MHz et 1227,6 MHz), ou Galileo, et serviront de terminal pour la convergence mobile/connexion sans fil à courte distance.

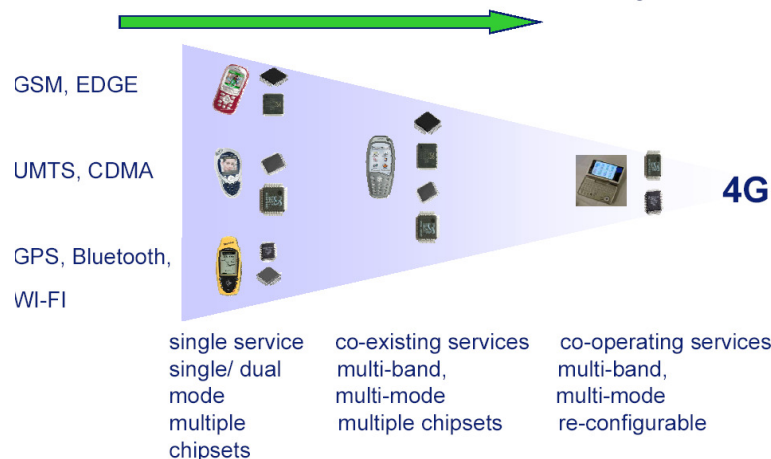


Figure 2. Evolution vers la 4^{ème} génération de téléphone mobile (Source: J. van Beek, Philips Research).

Et pourtant, l'utilisateur demande un objet de taille réduite comme l'illustre la vision de NEC du futur téléphone portable : "A mobile phone not much bigger than a credit card", soit un terminal de faible encombrement (un volume réduit d'une trentaine de centimètres cube pour un poids d'une centaine de gramme), de faible coût, à la consommation réduite (autonomie d'une dizaine d'heure en conversation) pour une augmentation des performances électriques. Compte tenu d'une part de l'accroissement des fonctionnalités, du nombre de canaux et de standards de radio communication utilisés et, d'autre part de la nécessité de conserver des terminaux nomades répondant aux attentes des utilisateurs, de nouveaux défis technologiques sont apparus.

L'analyse de la structure type de l'étage radiofréquence (RF) d'un téléphone mobile (Figure 3) révèle un impact fort des composants discrets passifs, en particulier les composants de filtrage, sur la taille et le coût du système.

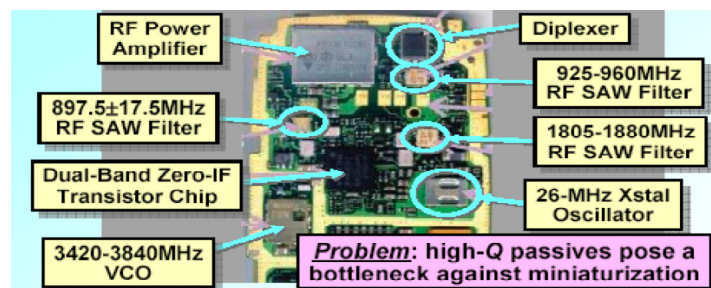


Figure 3. Etage RF d'un téléphone portable (détail).

Les frontaux RF d'aujourd'hui incluent, pour chaque standard de communication, un nombre significatif de filtres et de duplexeurs (environ 4) qui représentent environ 30% du coût total de l'émetteur/récepteur (voir Figure 4).

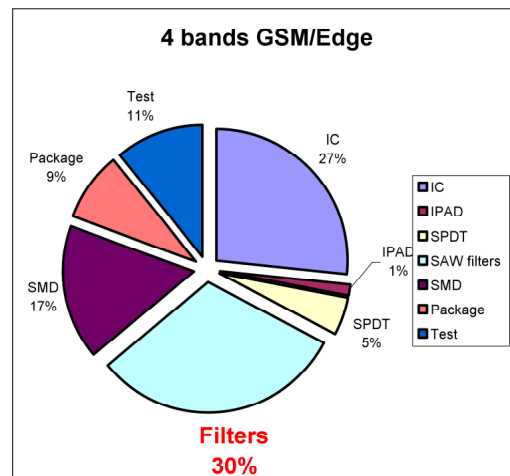


Figure 4. Répartition des coûts pour un téléphone portable quadri bande GSM/Edge.

Demain, le nombre de filtres va augmenter drastiquement et passer à 6 ou 10 pour répondre au besoin progressif de convergence multimédia tels que les standards cellulaires (2.5- 3G, CDMA...), la connectivité (Wifi, WiMax, BlueTooth, ZigBee...) ou les plateformes multimédia grand public (PDA, FM, Audio et TV Numérique).

La réduction des coûts passe donc par l'intégration du maximum de fonctions radio dans une seule puce (voire l'intégralité de l'étage RF). Pour cela, il est indispensable de réduire l'encombrement des l'ensemble des fonctions RF. Le principal défi réside dans la miniaturisation de composants passifs à fort facteur de qualité.

Pour K. Kivekas de NOKIA Research Center: "Bulk-acoustic-wave is one key enabler for filter miniaturization", en effet les filtres BAW permettent de réaliser les filtres des téléphones actuels.

Toutefois, l'augmentation du débit des informations numériques implique l'augmentation des fréquences de fonctionnement, et au delà de 5 GHz, les filtres BAW risquent d'atteindre leurs limites technologiques.

Il s'avère nécessaire de proposer des solutions complémentaires à la miniaturisation des composants passifs pour les applications de filtrage en hyperfréquence, au-delà de quelques GHz, et jusqu'aux fréquences millimétriques : c'est l'objet de ce travail.

Ce manuscrit se décompose en quatre chapitres.

Le premier dresse dans un premier temps un panorama des différentes solutions technologiques pour la réalisation de filtres hyperfréquences. Dans un second temps, il détaille les techniques proposées pour réduire la taille des composants passifs

hyperfréquences, inductances, capacités et lignes de propagation, qui constituent les éléments de base des circuits hyperfréquences.

Le deuxième chapitre s'attache à proposer une méthode de synthèse d'une ligne de propagation miniature. Dans notre cas, elles sont miniaturisées à l'aide de l'ajout périodique d'une capacité localisée. Ces structures se comportent alors comme des lignes de propagation équivalentes dites « à onde lente ». Ce chapitre, au travers d'abaques de synthèse, permet de choisir les différents paramètres de ces lignes pour obtenir le meilleur compromis miniaturisation - performances.

Dans le troisième chapitre, un prolongement de ces lignes à onde lente est proposé. Il s'agit d'un nouveau type de ligne de propagation pour lesquelles la charge capacitive est cette fois répartie sur l'ensemble de la longueur de la ligne de propagation grâce à la présence de doigts métalliques flottants sous la ligne. Cette topologie de ligne garantit à la fois une miniaturisation et de meilleures performances électriques. Les résultats de simulation ont pu être confirmés par des mesures de lignes réalisées sur silicium à l'aide d'une technologie 0,35 μm de AMS comportant quatre couches de métallisation.

Le quatrième chapitre démontre l'intérêt d'utiliser ces lignes à « ondes lentes » pour réaliser des filtres miniatures. Depuis la mise en équation jusqu'à leurs mesures, ce chapitre détaille toutes les étapes conduisant à la miniaturisation de filtres planaires et plus particulièrement de filtres passe bande basés sur des résonateurs DBR (Dual Behavior Resonators).

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 :
**MINIATURISATION DE CIRCUITS MICRO-
ONDES : APPLICATIONS A DES FILTRES
PASSE-BANDE RF**

TABLE DES MATIÈRES

CHAPITRE 1 MINIATURISATION DE CIRCUITS MICRO-ONDES : APPLICATIONS A DES FILTRES PASSE-BANDE RF

1.1	INTRODUCTION: PROBLEMATIQUE DE LA MINIATURISATION DES CIRCUITS	11
1.2	DESCRIPTION DES DIFFERENTES TOPOLOGIES DE FILTRES PLANAIRES	12
1.2.1	FILTRES A ELEMENTS LOCALISES	12
1.2.2	FILTRES A RESONATEURS COUPLES	13
1.2.2.1	FILTRES A LIGNES COUPLEES	13
1.2.2.2	FILTRES INTERDIGITES ET PSEUDO- INTERDIGITES	15
1.2.2.3	FILTRES A LIGNES COUPLEES MUNIES DE STUBS	16
1.2.2.4	FILTRES A RESONATEUR EN BOUCLES OUVERTES « OPEN LOOP »	17
1.2.3	FILTRES A MOTIFS « PATCHS »	18
1.2.4	LES FILTRES A STUBS	19
1.2.4.1	FILTRES A STUBS CLASSIQUES	19
1.2.4.2	FILTRES DBRS	20
1.2.5	LES FILTRES A STRUCTURES PERIODIQUES	22
1.3	LIGNES DE PROPAGATION PLANAIRES	23
1.3.1	TOPOLOGIE MICRORUBAN (MS)	24
1.3.2	TOPOLOGIE COPLANAIRE (CPW)	24
1.3.3	TOPOLOGIE DE LIGNE A FENTE (CPS)	26
1.3.4	TECHNOLOGIES MULTICOUCHE (LTCC)	26
1.4	TECHNIQUES DE MINIATURISATION DES CIRCUITS MICROONDES	28
1.4.1	SUBSTRATS A HAUTE PERMITTIVITE RELATIVE	29
1.4.2	APPROCHE ELEMENTS LOCALISES	31
1.4.3	MODIFICATION DE LA GEOMETRIE DE LA LIGNE DE PROPAGATION : MEANDRES ET REPLIEMENTS	32

1.4.4	MINIATURISATION AVEC DES LIGNES DE PROPAGATION PERIODIQUEMENT PERTURBEES (LIGNES A ONDE LENTE)	34
1.4.4.1	ELEMENT QUASI LOCALISE INDUCTIF	36
1.4.4.2	ELEMENT QUASI LOCALISE CAPACITIF	39
1.5	CONCLUSION	46
	LISTE DES FIGURES : CHAPITRE 1	47

Chapitre 1 Miniaturisation de circuits micro-ondes : Applications à des filtres passe-bande RF

1.1 Introduction : Problématique de la miniaturisation des circuits

L'explosion des besoins et des attentes des équipements de radio communication, à l'exemple de la téléphonie mobile, a entraîné un accroissement exponentiel de la complexité des circuits électriques qui les composent.

Demain, ces terminaux de télécommunications devront être simultanément multi-bandes, multi-standards, multimédia et multi services tout en restant sobres en énergie électrique (autonomie) et compact pour être adaptés au nomadisme. Ce développement rapide des systèmes de communication sans fil a fortement accru les contraintes imposées sur des circuits radio fréquence (front-end).

En effet, dans l'introduction générale, nous avons expliqué que le plus grand défi se situe au niveau de l'intégration des dispositifs passifs : (filtres, adaptateurs d'impédances, coupleurs, ...). Mis à part quelques technologies de filtres en trois dimensions telles que les filtres BAW (Bulk Acoustic Wave), SAW (Surface Acoustic Wave) ou céramiques, la plus grande majorité des topologies de filtres distribués mettent en œuvre des dimensions qui, actuellement, interdisent toute possibilité d'intégration dans les circuits microélectroniques. Par exemple, un simple résonateur à stub de longueur $\lambda/4$ à la fréquence de 2,45 GHz (basé sur une ligne CPW) occuperait environ $6,5 \text{ mm}^2$, ce qui implique un coût totalement incompatible avec un équipement grand public. En outre, le facteur de qualité des lignes classiques, CPW ou microruban, est trop faible (de l'ordre de 10) pour imaginer réaliser des filtres à largeur de bande moyenne (10% à 20%).

Plusieurs recherches ont été menées pour la réduction de ces circuits en technologie planaire, mais aucune n'a permis d'atteindre une maturité suffisante pour permettre de relever ce défi d'intégration sur silicium des circuits passifs. Il s'avère nécessaire de proposer de nouvelles solutions pour la miniaturisation de filtres et des éléments qui les constituent, c'est à dire des inductances, des capacités et des lignes de propagation.

Ce chapitre se décompose en quatre parties.

La première présente les différentes topologies de filtres les plus couramment utilisées depuis les filtres à éléments localisés jusqu'aux filtres totalement distribués (par exemple à résonateurs couplés).

La deuxième partie est consacrée à un rapide rappel des différentes architectures de lignes de propagations qui constituent les éléments de base de plusieurs topologies de filtres distribués.

Dans la troisième, un inventaire (non exhaustif) des techniques de miniaturisation des circuits hyperfréquences est proposé.

Enfin, pour conclure, une synthèse des différentes solutions de miniaturisation résume l'état actuel des performances accessibles.

1.2 Description des différentes topologies de filtres planaires

Les nombreuses études réalisées sur les filtres planaires ont permis le développement d'un nombre important de topologies et de méthodes de conception. Les filtres planaires présentent l'avantage d'un faible encombrement, d'une intégration totale à l'environnement électronique, d'un faible coût de production et d'une grande reproductibilité. Leur inconvénient majeur est leur faible facteur de qualité à vide, ce qui engendre des pertes importantes pour des filtres bande étroite (quelques pourcents).

Nous pouvons classer les filtres passe bande planaires en plusieurs grandes catégories: les filtres à éléments localisés, les filtres à résonateurs couplés sans contact galvanique (filtres à lignes couplées, filtres interdigités et pseudo-interdigités, ...), les filtres à stubs (dont les filtres DBRs), et les filtres à structures périodiques (dont les filtres à défaut de plan de masse). Ces différentes topologies sont détaillées dans les paragraphes qui suivent.

1.2.1 Filtres à éléments localisés

On peut considérer un élément comme étant localisé lorsque ses dimensions physiques sont très inférieures à la longueur d'onde, de l'ordre de $1/20^{\text{ème}}$ au moins. Les filtres à éléments localisés présentent évidemment l'intérêt de pouvoir réaliser des circuits compacts, simples : « baluns » traditionnels [1], coupleurs [2] et filtres [3]-[6], ou plus complexes : diplexers [7] et filtres équilibrés [8]-[9], essentiels pour les applications télécommunications en particulier (téléphonie mobile, Bluetooth, Wireless Fidelity « *Wifi* », Wireless Local Area Network « *WLAN* » ...).

La réalisation des filtres à éléments localisés fait appel à des inductances et des capacités qui peuvent avoir respectivement la forme d'une ligne en spirale (Figure 1-1(a)), de méandres (Figure 1-1(b)), de deux lignes interdigitées (Figure 1-1(c)) ou encore de diélectriques séparant la surface métallique « MIM » Figure 1-1(d)).

Bien que les filtres localisés présentent un encombrement réduit, leur faible facteur de qualité (pour les inductances) et le manque de précision dans leur modélisation (la dispersion lors du processus de fabrication) sont leurs principaux inconvénients au-delà de quelques GHz.

Quelques réalisations intéressantes sont néanmoins à considérer. Ainsi par exemple, des filtres Tchebychev ont été réalisés en utilisant des éléments semi localisés [10] dont la fréquence centrale était 3 GHz avec 4% de bande passante et présentant des pertes d'insertion de l'ordre de 1,5 dB dans la bande. Ces pertes peuvent par ailleurs être compensées par des montages amplificateurs dans le cas de filtre actif mais peuvent être critique pour le filtrage passif.

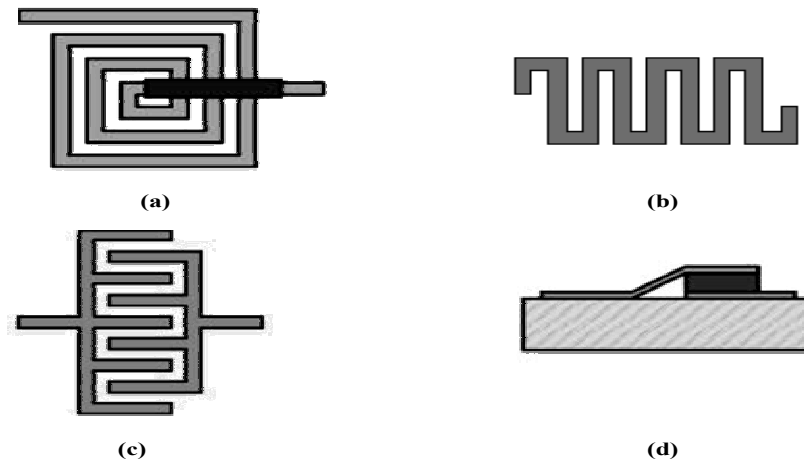


Figure 1-1. Composants localisés : Inductances : (a) en spirale (b) en méandres et capacités : (c) interdigitées (d) MIM.

En outre, des dispositifs de réglages électriques (asservissement en fréquence) sont nécessaires pour ajuster la réponse du filtre vis-à-vis du décalage en fréquence du aux disparités des caractéristiques des éléments localisés.

Pour des fréquences inférieures à 5 GHz, en alliant des lignes de propagation avec des éléments localisés, plusieurs filtres sont développés [11]-[14]. Pour des applications au filtrage à des fréquences plus élevées, il sera préférable d'utiliser d'autres techniques. En effet, les parasites de ces éléments deviennent plus importants aux fréquences élevées et perturbent donc la réponse du filtre. Ces parasites sont à l'origine des lobes secondaires.

1.2.2 Filtres à résonateurs couplés

1.2.2.1 Filtres à lignes couplées

Les filtres à lignes couplées sont basés sur des résonateurs de longueurs $\lambda_g/2$ ou $\lambda_g/4$ (λ_g étant la longueur d'onde guidée) chargés à leur extrémité par des courts circuits ou des circuits ouverts. Ces filtres sont intéressants pour des applications haute fréquence (au-delà de quelques GHz) lorsque leurs dimensions deviennent non rédhibitoires. La réponse globale du filtre est déterminée par la longueur électrique des résonateurs (fréquence centrale), le nombre de résonateurs (nombre de pôles du filtre), les gaps entre les résonateurs (couplage inter-résonateurs), les gaps avec les lignes d'entrée/sortie, ainsi que l'impédance de chaque résonateur [15].

Les topologies de filtrage à lignes de propagation couplées les plus connues sont la topologie à couplage capacitif ou couplage en série (couplage bout à bout présenté sur la Figure 1-2(a)) et la topologie à couplage distribué présentée sur la Figure 1-2(b). Le couplage distribué peut être plus important que le couplage capacitif, et permet ainsi d'obtenir des bandes passantes plus larges. Par ailleurs il permet de réduire la longueur du filtre de moitié par rapport à un filtre à couplage capacitif (au détriment de la largeur). Avec ce type de filtres, les premières remontées parasites (ou lobes secondaires) apparaissent à la fréquence triple de la fréquence centrale. La synthèse de ces filtres a été introduite par Cohn ([16], [17]). Elle n'est applicable que pour des filtres à bandes passantes relatives inférieures à 30%, car au-delà les couplages

nécessaires induisent des gaps difficilement réalisables d'un point de vue technologique. Les équations de synthèse des paramètres géométriques de cette structure ont été « revisitées » dans [15], [18] et [19].

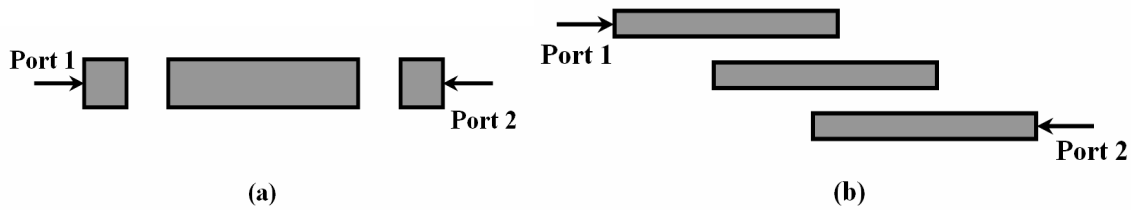


Figure 1-2. Lignes couplées : (a) en série (b) en parallèle.

Par la suite, plusieurs solutions ont été proposées pour améliorer la compacité de ces filtres et également supprimer les lobes secondaires. Dans [20], par exemple, les lignes de propagation couplées classiques ont été capacitivement chargées. La structure proposée est représentée sur la Figure 1-3(a). Le chargement capacitif est réalisé en repliant la ligne sur elle-même (Figure 1-3(b)). Cette technique permet de réduire la taille du filtre (25% de réduction par rapport un filtre classique) et de supprimer les deux premières harmoniques supérieures.

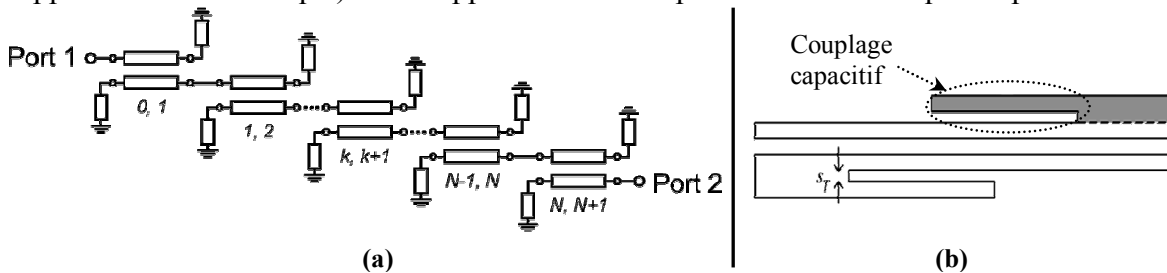


Figure 1-3. Filtre traité dans [20]: (a) Filtre à lignes couplées proposé (b) réalisation de la charge capacitive en repliant les stubs.

Toujours dans le but de miniaturiser et d'améliorer la réponse hors bande des filtres à lignes couplées, Myoung [21] a utilisé des lignes de propagation avec des impédances caractéristiques de faibles valeurs (10Ω) connectées à la masse pour réaliser une capacité équivalente de terminaison. Cette technique a permis de réduire la taille de 33% par rapport un filtre classique. De plus, sa réponse fréquentielle montre la suppression du deuxième lobe secondaire.

Toujours pour supprimer l'un des lobes secondaires, il est également possible de choisir les paramètres de propagation des lignes couplées pour égaliser les phases de la (ou des) fréquence(s) que l'on souhaite supprimer, tel que cela a été décrit dans [22].

Dans d'autres articles, les auteurs proposent d'utiliser des lignes de propagation à méandres pour miniaturiser le filtre et pour repousser les remontées parasites vers les hautes fréquences, les résonateurs sont dotés de résonateurs sauts d'impédance « SIR pour Stepped-Impedance-Resonators » [23], [24].

L'encombrement de ce type de filtre devient important lorsque l'on augmente le nombre de pôles ou résonateurs. Dans ce cas il est préférable d'utiliser d'autres topologies plus compactes comme les filtres « hairpin », les filtres interdigués ou pseudo-interdigués. Les

équations pour les filtres « hairpin », (représentés sur la Figure 1-4) sont décrites dans [25]. Plusieurs études ont été menées pour miniaturiser ces filtres « hairpin ». Les auteurs de l'article [26] ont par exemple réalisé un filtre sur deux couches. La technologie multicouches permet également d'augmenter le couplage entre les résonateurs car les lignes sur deux couches superposées sont plus proches. Le gabarit du filtre réalisé dans [26] présente une bande passante de 10% centrée autour de la fréquence 5,2 GHz. De plus, les résultats montrent que le deuxième lobe secondaire est fortement atténué grâce à cette structure. Plusieurs autres topologies, basées sur l'utilisation de capacités CMS sont aussi proposées [27] avec de bons résultats.

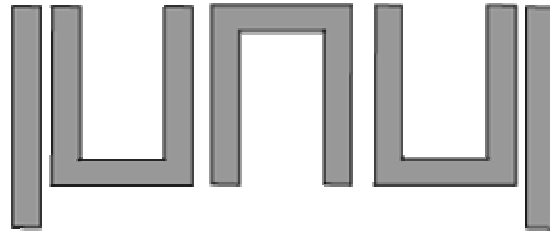


Figure 1-4. Filtre « hairpin ».

1.2.2.2 Filtres interdigités et pseudo-interdigités

Les filtres interdigités sont constitués de lignes de propagation parallèles disposées transversalement et connectées à la masse de manière alternative (Figure 1-5).

Chacune des lignes possède une extrémité reliée à un plan de masse et l'autre extrémité non connectée (Figure 1-5(a)). Les résonateurs ont la même longueur ($l = \lambda_g/4$). Concernant la configuration des accès, deux possibilités se présentent : dans la première (Figure 1-5(c)), les accès sont en circuit ouvert et ils sont pris en compte dans le nombre de résonateurs, ce qui n'est pas le cas de la deuxième configuration (Figure 1-5(d)) où les accès sont court-circuités. La deuxième topologie (Figure 1-5(c) et (d)) est préférée dans le cas des filtres dont la bande passante relative est supérieure à 30%. Les filtres interdigités présentent l'avantage d'être compacts et faciles à fabriquer. Les gaps relativement importants entre les résonateurs rendent la structure peu sensible aux tolérances de fabrication. Cependant ils présentent de faibles facteurs de qualité (facteurs de qualité non chargés inférieurs à 55), entraînant des pertes d'insertion importantes pour les applications de filtrage bande étroite.

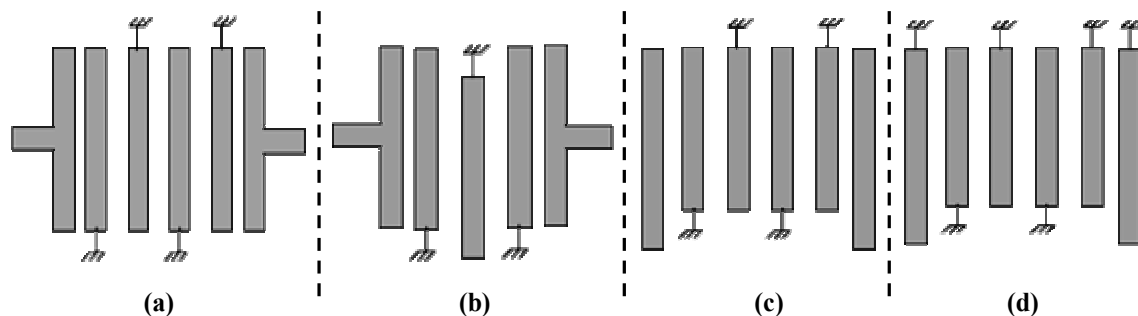


Figure 1-5. Filtres interdigités : (a) Filtre interdigités classique (b) Filtre pseudo-interdigité (c) Accès en circuit ouvert (d) Accès en court-circuit.

A la suite de ses premiers travaux sur les filtres à résonateurs $\lambda/2$ couplés parallèlement, Matthaei a proposé en 1962 une méthode de conception des filtres interdigités [28]. Cette méthode la synthèse a été complétée par une description théorique par Wenzel en 1965 [29]. Proposés par Matthaei en 1963 [30], les filtres « *comblin* » sont une variante des filtres interdigités. En effet, ces filtres sont composés de résonateurs parallèles les uns aux autres, tous court-circuités d'un côté et chargés de l'autre par une capacité (Figure 1-6). Dans le cas d'une capacité variable le filtre est alors accordable en fréquence [31].

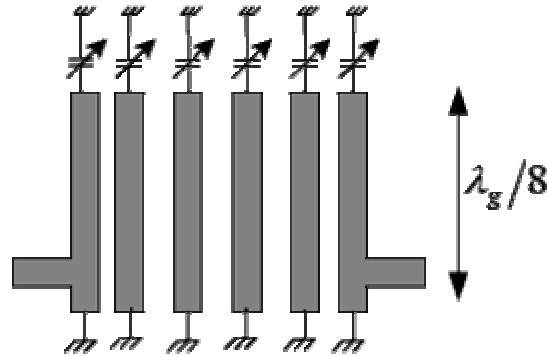


Figure 1-6. Filtre *comblin*

L'avantage de ce type de filtres est qu'il présente un encombrement réduit (environ de moitié) par rapport aux filtres interdigités puisque la taille des résonateurs est typiquement égale à un huitième de la longueur d'onde à la fréquence centrale. Autre atout des filtres « *comblin* », la première bande parasite apparaît au delà du quatrième harmonique. Cependant, la présence de capacités variables conduit à un facteur de qualité faible, et tend donc à augmenter les pertes d'insertion de ce type de filtre. Toujours dans le but de minimiser leur encombrement, des filtres *comblin* respectivement à saut d'impédance [23] et en forme de « U » [32] ont été présentés en 1980 et 1996. Les filtres présentés en [23] ont l'avantage de contrôler les pertes d'insertion et la suppression d'une remontée parasite. En [32] deux filtres à faible bande passante de deuxième et quatrième ordre ont été fabriqués. Le filtre de 2^{ième} ordre a une fréquence centrale de 1,955 GHz (1,836 dB pour le filtre de 4^{ième} ordre) et une bande passante de 14,2 MHz (17,2 MHz pour le filtre de 4^{ième} ordre) et des pertes d'insertion de 0,33 dB (0,41 dB pour le filtre de 4^{ième} ordre).

1.2.2.3 Filtres à lignes couplées munies de stubs

Les stubs peuvent permettre d'introduire des zéros de transmission qui améliorent la réjection hors bande ou la compacité des filtres à rubans couplés. Cette topologie de filtres permet également d'obtenir de forts facteurs de qualité, et donc de faibles pertes d'insertion. Sur la Figure 1-7 est présentée une topologie de filtre « *hairpin* » à stubs [33]. Le stub sert comme pas seulement comme un inverseur d'impédance mais aussi présente un zéro de transmission. La position du zéro de transmission peut être changée afin d'améliorer la réponse hors bande en variant la longueur du stub. Deux filtres (deux-pôles et quatre-pôles) ont été réalisés. Les filtres ont une fréquence centrale de 1,99 et 2,015 GHz respectivement et une bande passante de 60 et 100 MHz. Ils présentent des relativement faibles pertes d'insertion de 1,2 et 2,4 dB (facteur de qualité non chargé de 224 et 63). Les filtres ont un encombrement de

13,26 x 25,7 mm² et 24,8 x 31,4 mm². Le filtre quatre-pôles présente des remontées parasites aux harmoniques paires de la fréquence centrale.

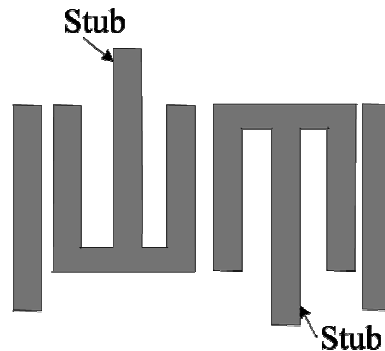


Figure 1-7. Filtre à stubs présenté dans [33].

1.2.2.4 Filtres à résonateur en boucles ouvertes « open loop »

Les filtres à résonateurs en boucle ouverte « open loop » ont été rendus populaires par les nombreuses études menées par Hong et Lancaster, synthétisées dans un excellent ouvrage sur les filtres planaires [34]. La Figure 1-8 montre quelques exemples de boucles ouvertes utilisées.

Quelle que soit la forme du résonateur, la synthèse de filtres basés sur des résonateurs en boucles ouvertes se fait en deux étapes : d'abord la recherche théorique de la matrice des coefficients de couplage à partir du prototype passe-bas du gabarit souhaité, puis la recherche expérimentale par simulations électromagnétiques des couplages entre deux résonateurs en fonction de la distance qui les sépare.

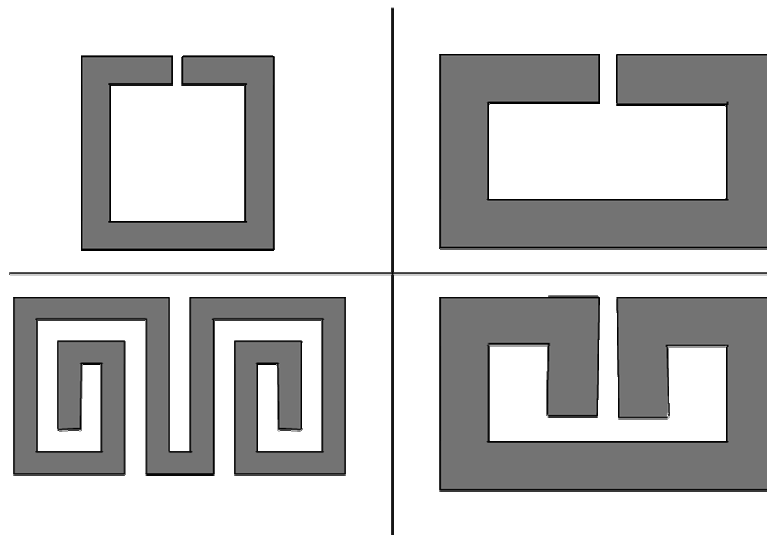


Figure 1-8. Filtre à résonateurs en boucle ouverte « open loop ».

La Figure 1-9 montre un filtre à base de résonateurs en boucles ouvertes. Ce filtre à couplage croisé entre résonateurs présente une bonne sélectivité et faibles pertes d'insertion dans la

bande passante. En effet, le couplage croisé permet au signal d'avoir plusieurs chemins entre l'entrée et la sortie du système. Selon le déphasage entre les signaux, des zéros ou des pôles de transmission peuvent être créés.

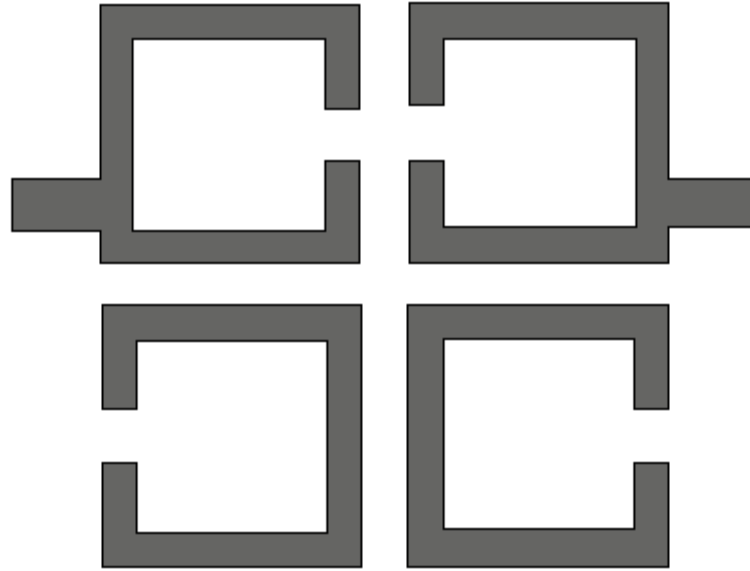


Figure 1-9. Layout d'un filtre à couplage croisé entre résonateurs.

Le calcul de la matrice de couplage et des facteurs de qualité à partir de la fonction de filtrage a été largement utilisé pour la conception des filtres à résonateurs couplés [35]-[37]. Les méthodes de calcul rigoureuses des différents types de couplage (couplage capacitif, couplage inductif et couplage mixte) ont été développées pour des résonateurs en microruban dans [38] et [39]. Des résonateurs en U [40] et des résonateurs miniaturisés [41] à [46] sont proposés dans le double but de réduire l'encombrement et d'élargir la bande rejetée. Afin d'améliorer la sélectivité, des cascades de quatre résonateurs sont proposées dans [34] et [40].

1.2.3 Filtres à motifs « patches »

Les résonateurs « patches » sont des résonateurs surfaciques de géométries variées : rectangulaire, carrée, triangulaire, circulaire [47] (Figure 1-10). Ils fonctionnent pour la plupart sur plusieurs modes. Le premier résonateur « dual mode » a été présenté par Wolff [48]. Wolf a montré que deux modes dégénérés peuvent être excités sur un résonateur en anneau. Ces modes sont utilisées pour réaliser un filtre passe bande double-accordé. Initialement utilisés pour la réalisation d'antennes, les résonateurs patches sont aujourd'hui de plus en plus étudiés pour la réalisation de filtres microondes. En effet, chaque résonateur présente deux modes de résonance orthogonaux, ce qui divise par deux le nombre de résonateurs nécessaires pour un filtre d'un ordre donné par rapport aux résonateurs à lignes classiques et peut ainsi permettre de réduire l'encombrement du filtre. Ils présentent également une bonne tenue en puissance.

Sur les exemples de résonateurs « patch » présentés sur la Figure 1-10, nous pouvons remarquer une dissymétrie (encoche, fente, ...) qui permet de découpler les deux modes de résonance. Le couplage des modes d'un par une croix gravée à l'intérieur du résonateur (Figure 1-10(e)) permet de réduire la taille du résonateur, ainsi que les pertes par rayonnement [49].

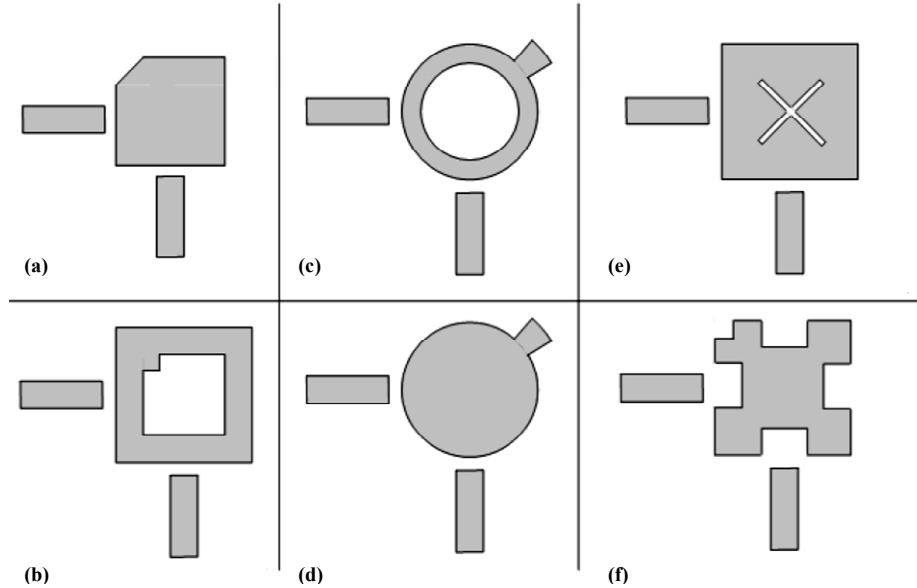


Figure 1-10. Exemples des résonateurs non linéaires sous formes différentes.

1.2.4 Les filtres à stubs

1.2.4.1 Filtres à stubs classiques

Les filtres à stubs utilisent des lignes de longueur $\lambda_g/2$ ou $\lambda_g/4$. Cette topologie de filtrage permet d'avoir des structures peu compactes mais à faibles pertes d'insertion. Les stubs peuvent introduire des zéros de transmission qui améliorent la réjection hors bande.

Les filtres à stubs peuvent ainsi être utilisés pour concevoir des filtres passe-bas (Figure 1-11(a)) et des filtres passe bande (Figure 1-11(b)).

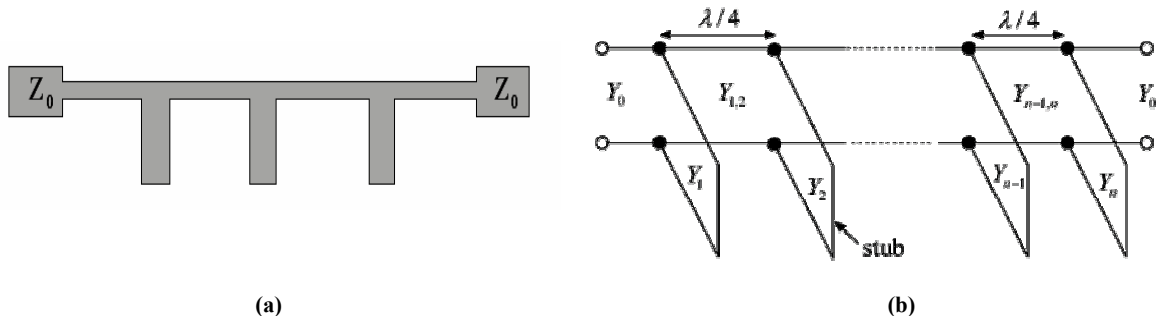


Figure 1-11. Exemple d'un filtre : (a) Passe bas et (b) passe-bande à stubs.

La Figure 1-11(a) montre un exemple de réalisation d'un filtre passe bas à stub en technologie microruban. Cette topologie ressemble à celle d'un filtre passe bas à saut d'impédance. Lorsque l'impédance caractéristique de la ligne utilisée pour réaliser la capacité en parallèle du filtre à saut d'impédance est très faible, la structure physique ressemble plus à des stubs perpendiculaires à la ligne principale. Similaire au filtre passe-bas à saut d'impédance, ce type de filtres a des applications limitées à cause des lobes secondaires et de la faible sélectivité.

L'exemple de la Figure 1-11(b) montre un circuit électrique d'un filtre passe bande à stub. Le filtre se compose des lignes de propagation de longueur $\lambda_g/4$ à la fréquence centrale chargés par des stubs court-circuités de longueur $\lambda_g/4$ ou des stubs à circuit ouvert de longueurs $\lambda_g/2$. La réponse du filtre dépend des impédances caractéristiques de la ligne principale et des stubs. Les équations de conception sont développées dans [15]. Les stubs entraînant un (ou des) zéro(s) de transmission augmentent la sélectivité du filtre. Ces filtres sont plutôt utilisés pour la réalisation des filtres à large bande passante.

1.2.4.2 Filtrés DBRs

Les filtres DBR (Dual Behavior Resonators) sont réalisés en associant deux stubs en parallèle sur une ligne de propagation. Un filtre DBR d'ordre N est constitué de N résonateurs (soit $2 \times N$ stubs) reliés entre eux par $(N-1)$ inverseurs quarts d'onde, ainsi que de deux autres inverseurs en entrée et en sortie. La réponse en fréquence d'un tel filtre est caractérisée par N pôles dans la bande passante, N zéros de transmission dans la bande atténuée inférieure et N autres zéros dans la bande atténuée supérieure. La Figure 1-12 montre un exemple de filtre DBR du troisième ordre réalisé et sa réponse en considérant des lignes idéales sans pertes.

Les stubs, agissant comme une structure stop bande, peuvent être soit en circuit ouvert soit en court circuit. Chaque stub permet de définir un zéro de transmission à l'aide de sa longueur. Ces résonateurs ont été présentés par Rizzi en 1988 [50]. En 2003, la méthode de conception et les équations de synthèse de ces filtres DBR ont été décrites par Quendo [51], [52].

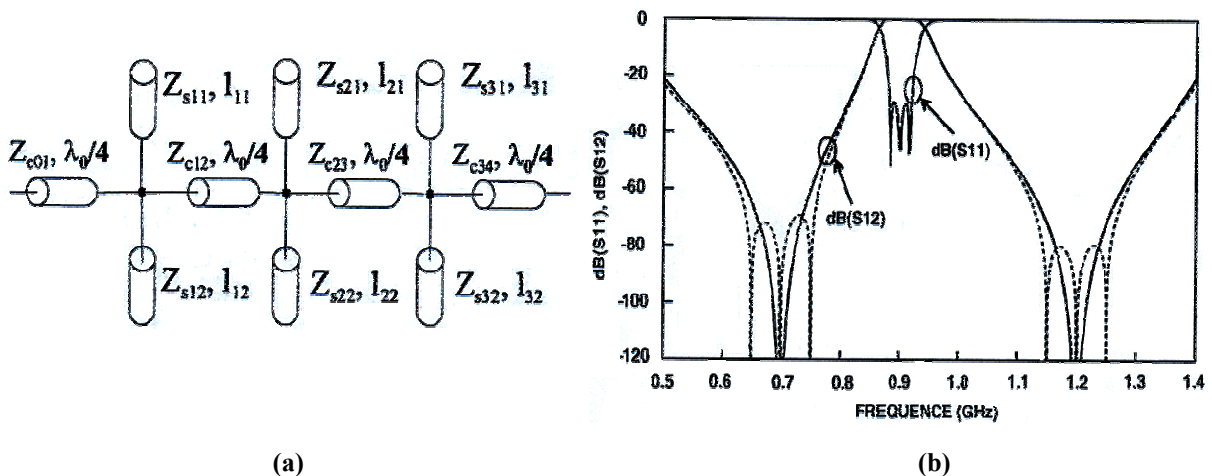


Figure 1-12. Filtre DBR d'ordre 3 : (a) Schéma électrique (b) Réponse (lignes idéales) avec zéros confondus (traits pleins) et à zéros distincts (traits pointillés).

Afin d'illustrer le principe de fonctionnement de ces filtres, nous prenons l'exemple du simple DBR (un pôle) de la Figure 1-13(a). Le circuit équivalent de ce DBR peut être représenté par les deux impédances d'entrée des stubs en parallèle Z_{s_i} ($i = 1, 2$), Z_{s_i} étant l'impédance vue à l'entrée du stub i (Figure 1-13(b)). L'équation (1-1) donne l'impédance équivalente vue entre les deux stubs, Z :

$$Z = \frac{Z_{s_1} Z_{s_2}}{Z_{s_1} + Z_{s_2}} \quad (1-1)$$

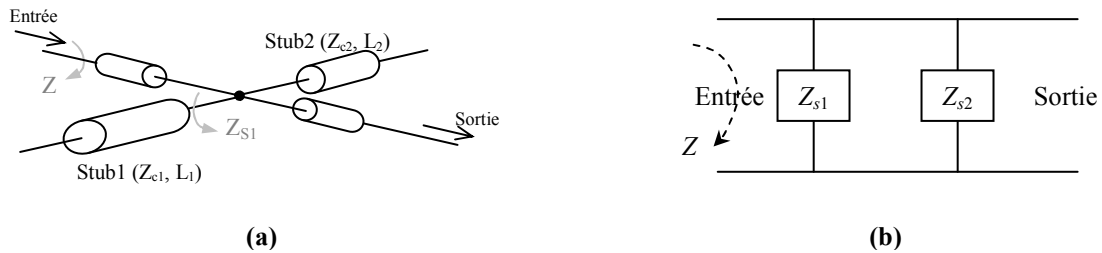


Figure 1-13. Filtre DBR d'ordre 1 : (a) Schéma (b) Circuit électrique équivalent.

L'impédance Z , décrite par (1-1), est nulle lorsque Z_{s_1} ou Z_{s_2} est nulle. Ces deux conditions permettent d'obtenir les deux zéros de transmission définissant ainsi la bande passante du filtre. En revanche, Z devient infinie lorsque la somme Z_{s_1} et Z_{s_2} du dénominateur est nulle, créant ainsi un pôle de transmission situé entre les deux zéros de transmission. Le principal intérêt de cette topologie de filtre est ainsi le contrôle relativement indépendant de la position des zéros et du pôle de transmission. A contrario, l'inconvénient des filtres DBRs est lié à la faible rejection des lobes secondaires et à leur comportement passe-bas. Le problème du rejet des lobes secondaires peut être réglé en augmentant l'ordre du filtre. Cependant, ceci induit une augmentation de l'encombrement et des pertes d'insertion.

Dans le but d'améliorer la réponse hors bande des filtres DBRs, les auteurs dans [53] intègrent un filtre passe bas du troisième ordre à base d'éléments distribués (composé de deux lignes de propagation et un stub en circuit ouvert) dans le filtre DBR. Toutefois, la suppression des remontés parasites n'est possible que pour la bande atténuée supérieure jusqu'à environ trois fois la fréquence centrale du filtre.

Une autre méthode de suppression des lobes parasites hors bande est proposée dans [54] à [56]. Cette méthode est basée sur le couplage des DBRs entre eux. Le couplage proposé est soit entre les DBRs adjacents comme dans [54], [56], soit de type croisé (entre des DBRs distants) [55]. La Figure 1-14 montre les layouts des deux filtres DBR de quatrième ordre présentés dans [56] : le filtre DBR classique (Figure 1-14(a)) et son équivalent modifié (Figure 1-14(b)). Le gabarit est centré autour de 5 GHz et présente une bande passante relative de 5%. Le filtre classique a été modifié afin de réaliser un couplage capacitif entre les stubs. Les résultats du coefficient de transmission des deux filtres sont présentés dans la Figure 1-15. La réponse hors bande est nettoyée jusqu'à quatre fois la fréquence centrale. Cependant, la taille du filtre modifié reste importante.

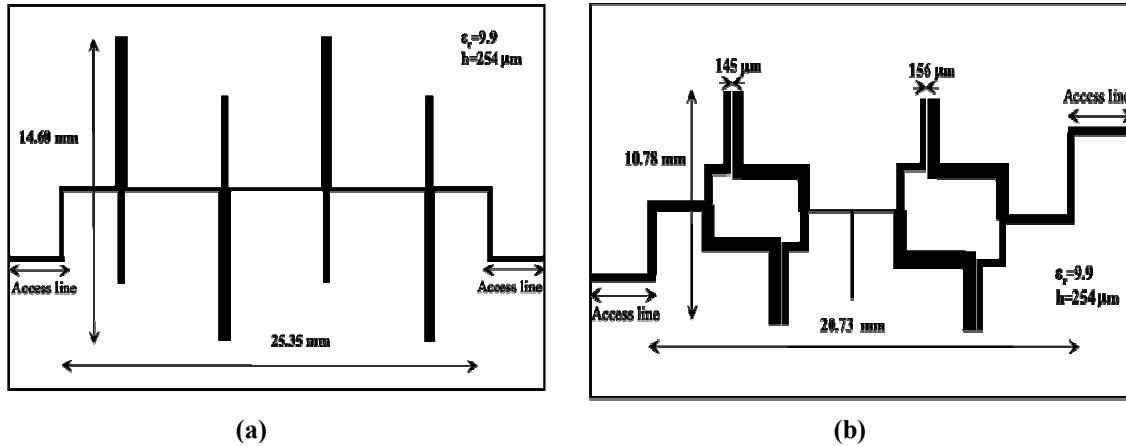


Figure 1-14. Filtrés DBR d'ordre 4 [56] : (a) filtre classique (b) filtre modifié.

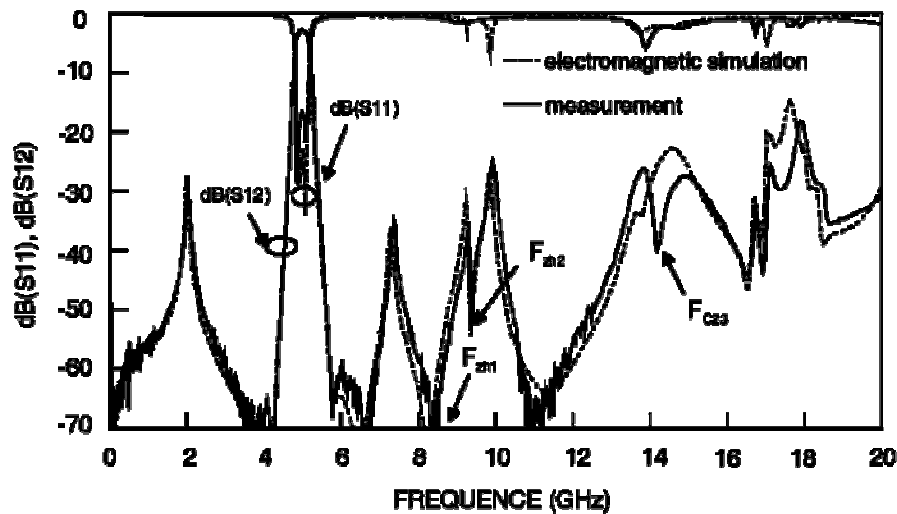


Figure 1-15. Paramètres de transmission et réflexion du filtre modifié de la Figure 1-14(b).

1.2.5 Les filtres à structures périodiques

Une ligne de propagation d'une longueur infinie périodiquement chargée par des éléments réactifs est dénommée structure périodique (ou « Electromagnetic Band Gap » - EBG). Les motifs périodiques peuvent prendre des formes très diverses suivant la topologie utilisée. Ils peuvent être diélectriques (trous dans le substrat) ou métalliques (motifs dans le plan de masse).

Les structures périodiques ont été étudiées dès l'apparition des radars micro-ondes et ont d'abord été utilisées pour la réalisation d'antennes par Collins et Zucker en 1969 [57]. Ensuite, les structures à bandes interdites photoniques (BIP) ont été introduites en 1987 par Yablonovitch [58]. Deux ans après, Yablonovitch réalisait la première structure à Bande

Interdite Photonique - BIP. La première utilisation des structures périodiques pour des filtres par Radisic et Itoh [59] a été présentée en 1998.

La présence périodique d'éléments perturbateurs (souvent des capacités) le long de la ligne de propagation permet d'obtenir une alternance de bandes de fréquence permises et interdites dans la réponse spectrale, d'où des propriétés intéressantes de filtrage. Les caractéristiques des bandes interdites créées varient suivant la forme de la discontinuité utilisée [60]. La présence de bandes interdites dans la réponse fréquentielle de ces structures assure une large bande de rejection. Ces lignes possèdent en outre la propriété de propager une onde lente. Cette qualité permet de réduire l'encombrement des filtres réalisés, comme décrit dans [19], [50], [61] à [63].

Par contre ces structures sont compliquées à adapter, du fait d'une rupture de nature de propagation entre les accès et la structure périodique. La modification des accès à l'entrée et sortie du filtre (tapérisation) a été introduite pour améliorer l'adaptation dans la bande passante. Cette technique permet en outre d'élargir également la bande de rejection. La « tapérisation » peut être réalisée en modifiant la géométrie de la ligne de propagation [64] ou la valeur de l'élément perturbateur [61], [62].

Plusieurs exemples de filtres sont détaillés dans les articles [68], [69], [73] à [82].

On peut souligner que ces lignes de propagation périodiques ont également été utilisées pour la synthèse d'autres dispositifs hyperfréquences tels que les adaptateurs d'impédance ([65] à [67]), les résonateurs ([60], [68] et [69]), les coupleurs [70] à [72].

Nous venons de présenter dans cette partie, quelques unes des topologies de filtres planaires les plus utilisées dans le domaine du filtrage microonde. Ces différents types de filtres sont basés sur l'utilisation de ligne de propagations, sauf pour les filtres à éléments localisés. Dans le paragraphe qui suit, nous décrivons les topologies de lignes de propagation planaires les plus usuelles.

1.3 Lignes de propagation planaires

L'utilisation d'une technologie planaires est une solution pour remédier aux problèmes d'encombrement et de poids des structures volumiques. Le point faible des circuits planaires est de présenter des pertes d'insertions plus importantes que les topologies volumiques. Cependant, contrairement aux technologies volumiques, les réalisations de ligne de propagation planaires simplifient les interconnexions. Elles sont ainsi utilisées aussi bien en technologie circuit imprimé qu'en technologie circuit intégré.

Dans cette partie, une brève description des caractéristiques des différentes topologies de lignes planaires utilisées dans le domaine du filtrage est présentée, à savoir les topologies microruban, coplanaire, coplanar stripline (CPS) et multicouche.

1.3.1 Topologie microruban (MS)

La ligne de propagation microruban (Micro Strip ou MS) est constituée d'un plan de masse, d'un substrat et d'un ruban métallique (Figure 1-16) [83]. Le substrat sert à la fois de support mécanique et de milieu de propagation. Le mode fondamental de propagation n'est pas TEM (Transverse Electro-Magnétique) car la section transverse n'est pas homogène. Cependant, les amplitudes des composants longitudinales des champs électriques et magnétiques sont suffisamment faibles pour être négligées, nous parlons alors de mode quasi-TEM.

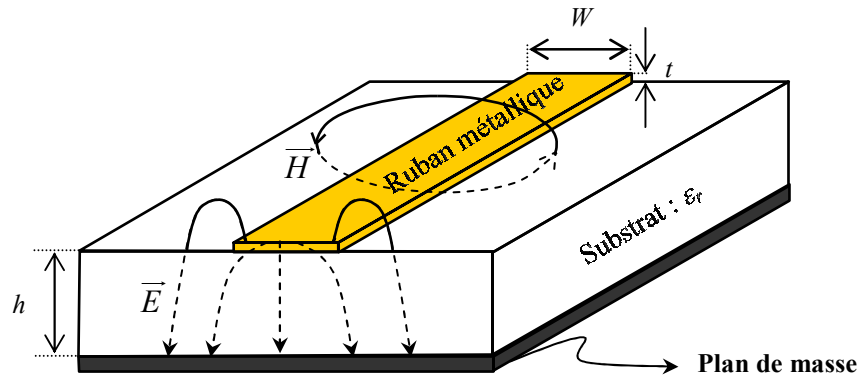


Figure 1-16. Vue d'une ligne microruban et de ses lignes de champ électrique et magnétique.

Très utilisée pour réaliser des circuits hyperfréquences, cette topologie permet d'assurer une large gamme d'impédances caractéristiques réalisables en technologie circuit imprimé (10Ω à 200Ω environ), et ceci quel que soit le substrat choisi. C'est un peu moins le cas en technologie circuit intégré où l'épaisseur du substrat de quelques μm limite leur utilisation pour des impédances inférieures à environ 70Ω , les pertes augmentant fortement avec le rétrécissement de la largeur des rubans. Un autre avantage est que le procédé technologique des lignes microruban est relativement simple à mettre en œuvre et donc peu onéreux. Cependant, si la connexion de composants en série reste simple, le report d'éléments en parallèle est plus complexe et nécessite des vias pour assurer la connexion avec le plan de masse sur la face inférieure. L'influence des trous métallisés (pour réaliser les vias) sur les performances électriques du circuit n'est pas négligeable et leurs effets parasites doivent être pris en compte. Malgré ces quelques inconvénients, cette technologie reste largement employée, les avantages compensant souvent avantageusement les inconvénients. En outre, contrairement aux autres technologies, les bibliothèques de modèles électriques sont très complètes.

1.3.2 Topologie coplanaire (CPW)

La topologie coplanaire (CoPlanar Waveguide ou CPW) est constituée de deux plans de masse et d'un ruban central situés sur la même face du substrat (Figure 1-17(a)). Comme le montre la Figure 1-17, deux modes peuvent être excités en continu, du fait de la présence de trois conducteurs. Un mode quasi TEM (dit coplanaire ou mode impair) peu dispersif, et un

autre mode quasi TE (dit de fente ou mode pair) dispersif. Ce dernier mode est supprimé en forçant les deux plans de masse au même potentiel.

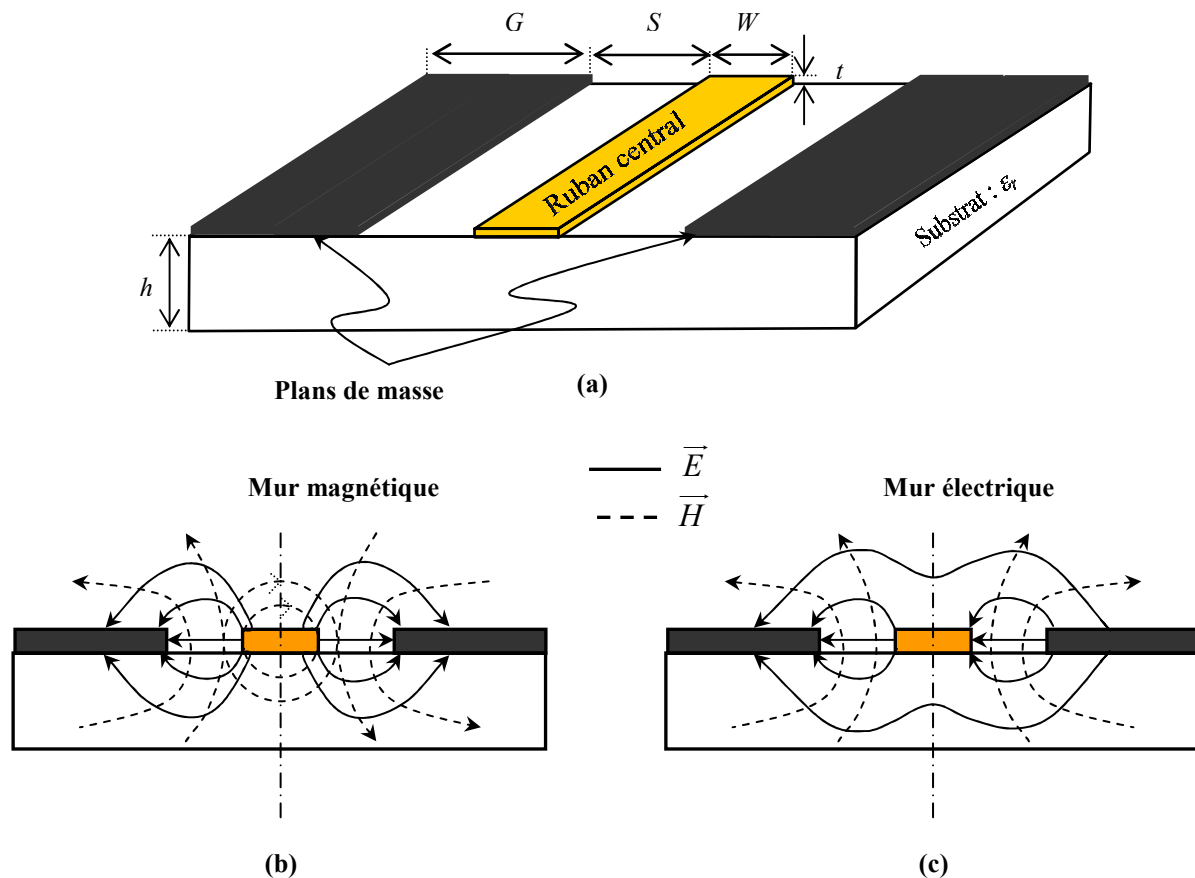


Figure 1-17. (a) Ligne coplanaire - lignes de champs électrique et magnétique, (b) mode impair quasi TEM et (c) mode pair quasi-TE.

La gamme des impédances caractéristiques réalisables est plus faible que pour une ligne microruban vers les basses impédances caractéristiques, la difficulté étant liée à la largeur des gaps. En revanche, cette topologie offre un avantage de flexibilité du fait que deux paramètres géométriques, la largeur du ruban et du gap, permettent de réaliser une même impédance caractéristique alors que l'on ne dispose que d'un paramètre (largeur du ruban) pour la ligne microruban. De plus, cette topologie possède l'avantage d'être uniplanaire (un seul niveau de métallisation). Ceci facilite la connexion des composants à la masse.

Toutefois, la présence des plans de masse sur la même face que le ruban du signal conduit à des surfaces occupées par les lignes coplanaire supérieure à celles de lignes microruban équivalentes.

Enfin, contrairement à la technologie microruban, les bibliothèques de modèles de motifs coplanaire sont peu développées

1.3.3 Topologie de ligne à fente (CPS)

La Figure 1-18 présente la topologie de ligne à fente (CoPlanar Strip ou CPS) et les paramètres associés : W_i la largeur du ruban ($W_1 \neq W_2$ pour une configuration asymétrique), S la largeur de la fente entre les deux rubans et h le hauteur du substrat utilisé ayant une permittivité ϵ_r . Une telle structure peut être vue comme la structure duale du guide d'onde coplanaire. Les lignes de champ électrique se développent à travers la fente et les lignes du champ magnétique entourent les conducteurs.

Les topologies microruban et CPW sont très largement privilégiées pour la réalisation des circuits intégrés du fait que la ligne CPS présente une forte dispersion. Cependant, la ligne CPS présente les avantages de la ligne CPW. En effet, grâce à la disposition des deux rubans conducteurs sur la même face du substrat, l'insertion des composants série et parallèle s'effectue sans avoir recours aux trous métallisés qui introduisent des éléments parasites [84], [85]. De plus, une ligne à fente occupe moins de surface que son homologue CPW. Ceci conduit à des coûts de fabrication plus bas.

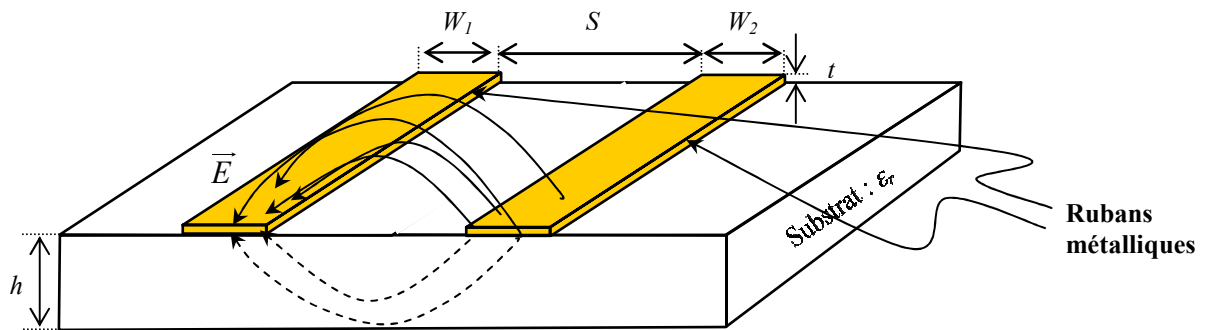


Figure 1-18. Ligne CPS et de ses lignes de champs électrique et magnétique.

Aujourd'hui, la technologie CPS peut présenter un intérêt pour la conception des circuits intégrés radio fréquences du fait de la réalisation aisée de fortes impédances caractéristiques. Cependant, les bibliothèques de modèles électriques sont très peu fournies ce qui limite l'utilisation de cette technologie pour la conception des circuits [87], [88].

1.3.4 Technologies multicouche (LTCC)

Pour satisfaire à la fois aux critères de faibles coûts, de faible encombrement des circuits et interconnexions, et de montée en fréquence des systèmes de communication, des solutions d'intégration multi-niveaux ou multicouches ont été développées. La plus répandue est la technologie LTCC pour « Low Temperature Cofired Ceramic ». Cette technologie comprend plusieurs couches diélectriques avec des permittivités différentes (céramique, polyamide, téflon ...). Les méthodes d'empilement des couches diélectriques se différencient au niveau du coût qui augmente avec la technicité demandée pour la fabrication. Les motifs conducteurs et les éléments passifs sont réalisés à partir de différents procédés (couche mince, métal épais...). Les différents niveaux de métallisation peuvent être couplés par champ électromagnétique ou directement connectés entre eux par l'intermédiaire de trous

métallisés. Les différentes couches sont usinées séparément et ensuite assemblées en une seule étape par cuisson.

Cette technologie permet de réduire fortement la surface d'un circuit en utilisant l'épaisseur (soit les trois dimensions) avec des performances électriques équivalentes à des structures planaires.

La conception et la fabrication d'un filtre passe bande avec couplage à l'extrémité (edge-coupled) en technologie LTCC ont été montrées dans [89]. Le prototype Chebyshev de 4^{ème} ordre a été utilisé pour concevoir le filtre avec une ondulation de 0,05 dB de 3,4 à 4,6 GHz. Le filtre a été fabriqué en utilisant DuPont type 851A3. Les couches ont une épaisseur unique de 0,165 mm et une permittivité relative de 7,9. Les couches nombre 4 à 20 peuvent être utilisées pour implanter le circuit ce qui donne une flexibilité de conception difficile à trouver dans les autres topologies. Dans [89], les auteurs ont choisi d'employer les 20 niveaux afin d'avoir des fentes entre les lignes couplées le plus large possible (plus facile à fabriquer). L'épaisseur du substrat considéré est donc de 3,3 mm. Les deux plans de masse de haut et de bas ont été connectés sur toutes les extrémités. Le filtre mesuré présente des pertes d'insertion de 1,5 dB et une rejection hors de bande supérieur à 50 dB. La deuxième harmonique a été atténuée (-25 dB).

Des filtres miniatures en technologie LTCC pour des applications téléphonie mobile sont publiés [90]-[94]. La Figure 1-19 montre la structure d'un filtre bandpass « combine » d'ordre deux [90]. Elle se compose de cinq niveaux. Le matériau utilisé est de BiCaNbO ayant une relative permittivité relative de 58.

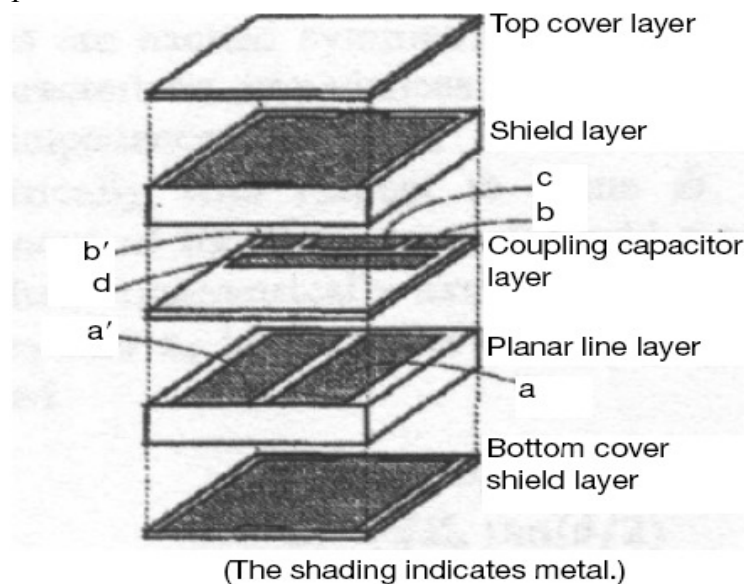


Figure 1-19. Filtre d'ordre 2 en technologie LTCC [90].

Comme le montre la Figure 1-19, le niveau ligne planaire se compose de deux rubans (a et a') couplés en parallèle. La capacité de couplage est réalisée sur le niveau au-dessus. Sur ce niveau, il y a quatre électrodes : dont b et b' sont pour la capacité de couplage de entrée/sortie, c pour la capacité de chargement reliée à la masse et d est la capacité d'inter-résonateurs. Cette dernière capacité a l'avantage d'introduire un zéro de transmission afin d'améliorer la réponse du filtre. Deux filtres sont conçus avec une fréquence centrale de 0,95 et 1,9 GHz. L'encombrement des deux filtres est de 4,5 mm × 3,2 mm × 2 mm. Les filtres

mesurés présentent des pertes d'insertion respectivement de 1,8 et 1,2 dB. Dans les deux cas, l'adaptation dans la bande passante est meilleure que 20 dB et le paramètre de transmission présente un zéro de transmission près de la bande passante.

La Figure 1-20 montre l'exemple d'un filtre à patch dual centré à 29 GHz avec 3dB de pertes d'insertion réalisé en technologie LTCC [95].

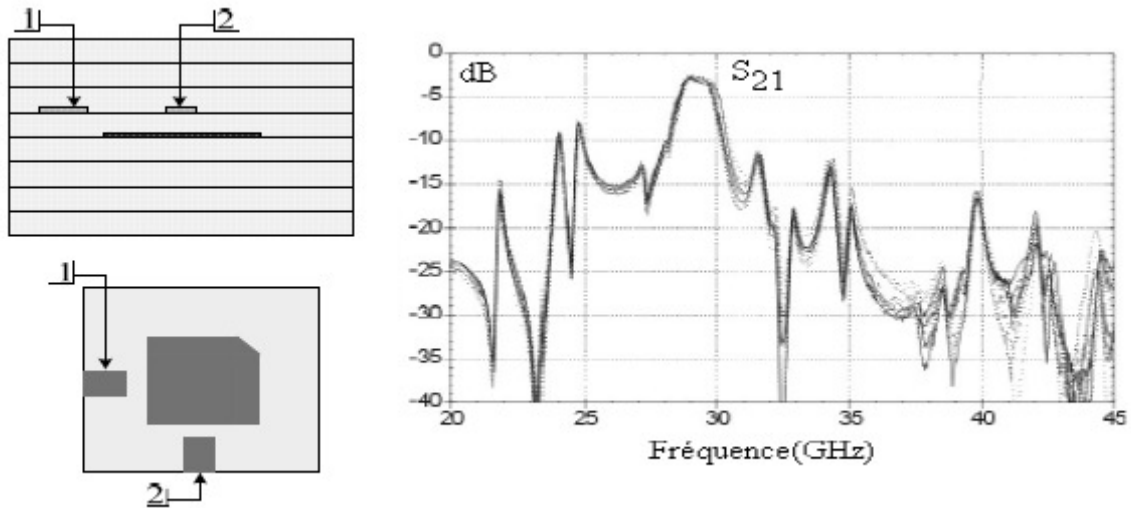


Figure 1-20. Exemple d'un filtre en technologie LTCC.

1.4 Techniques de Miniaturisation des circuits microondes

Le développement rapide des systèmes de communication sans fil depuis près de vingt ans a fortement accru les contraintes imposées sur les circuits radiofréquences (front-end). En effet, la croissance des besoins de communication (ou standards) exige un accroissement de la compacité des systèmes et des composants. L'un des plus grands défis se situe au niveau de l'intégration des dispositifs passifs : filtres, adaptateurs d'impédances, répartiteurs d'énergie, A l'exception des technologies de filtres acoustiques, volumiques avec les résonateurs BAW (« Bulk Acoustic Wave »), ou surfaciques avec les résonateurs SAW (« Surface Acoustic Wave »), l'ensemble des topologies de filtres distribués nécessitent de mettre en œuvre des dimensions qui interdisent toutes solutions d'intégration dans des circuits de microélectronique. En outre, les pertes d'insertion s'avèrent rédhibitoires pour la réalisation de filtres bande étroite (bande relative de quelques pourcents). Les filtres à résonateurs BAW ou SAW remplissent parfaitement leur fonction aux fréquences actuelles utilisées en téléphonie mobile ; il est envisageable de les utiliser probablement jusqu'à 5 GHz. Au-delà, la dispersion technologique au niveau des couches de matériau constituant les résonateurs acoustiques rend très aléatoire la réalisation de filtres bande étroite. En outre, cette technologie coûte cher et ne permet pas de réaliser aisément des filtres passe bande à moyenne ou large bande (bande passante relative supérieure à 5%). Il est donc de plus en plus nécessaire de travailler sur le développement de solutions alternatives permettant à la fois de miniaturiser les structures classiques existantes et d'améliorer les facteurs de qualité.

Ainsi, il semble apparaître au vu des nombreuses publications que de plus en plus d'équipes de recherche s'intéressent à ce problème de la réduction des circuits en technologie planaire. Les solutions présentées peuvent être déclinées en quatre catégories. La première est basée sur l'utilisation de substrats haute permittivité diélectrique. La deuxième met en œuvre des composants localisés. La troisième repose sur l'utilisation d'éléments distribués à géométrie particulière : par exemple des lignes de propagation à méandres, ou des résonateurs en spirale. Enfin la quatrième catégorie s'appuie sur l'utilisation de lignes de propagation chargées par des charges locales ou réparties.

Les paragraphes qui suivent présentent ces quatre techniques de miniaturisation.

1.4.1 Substrats à haute permittivité relative

La taille des circuits planaires dépend du matériau diélectrique utilisé pour le substrat. Afin de réaliser des systèmes hyperfréquences plus compacts, certaines recherches se sont orientées vers le développement le développement de substrats de haute permittivité avec des pertes diélectriques faibles [96]-[103].

Le concept a d'abord été utilisé à la fin des années 1970 avec le développement de la première céramique à température stable de baryum tétra titanate (*Bati*) de très forte perméabilité relative [96]. Ce matériau composite a été largement utilisé dans la fabrication de filtres pour les microsystèmes de communications par satellite.

Le matériau céramique présente un facteur de qualité élevé ($Q > 1000$, définit comme l'inverse de $\tan\delta$, soit une tangente de pertes inférieure à 10^{-4}) et une valeur haute de permittivité ϵ_r . Citons le substrat de type $ZrSnTiO_4$ qui a une permittivité relative de $\epsilon_r = 38$, un tangente de pertes diélectriques $\tan\delta$ de 0,0001 et un facteur de qualité de l'ordre de 10 000. Avec des valeurs de ϵ_r variant entre de 25 et 80, ces matériaux permettent de créer structures de résonateur compactes. Lorsque cette technique est appliquée aux circuits planaires, elle offre de bons taux de miniaturisation. Cependant, l'augmentation de permittivité du substrat impose une plus forte dispersion fréquentielle du mode fondamental en basse fréquence et l'apparition rapide des modes d'ordre supérieur.

La vitesse v de phase de propagation de l'onde est donnée par :

$$v = \frac{2\pi}{\beta} f = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}}, \quad (1-2)$$

où β est la constante de propagation (rd/s), f la fréquence de travail, c est la vitesse de propagation dans le vide et ϵ_{reff} est la permittivité relative effective ($\epsilon_r = \epsilon_{\text{reff}} \epsilon_0$).

De l'équation (1-2), en augmentant ϵ_{reff} la vitesse de propagation diminue. En conséquence, l'onde est ralentie (ce qui est intéressant pour la miniaturisation) et les champs sont plus concentrés dans le diélectrique. Cette concentration des champs est à la base d'un des inconvénients de cette technique de miniaturisation. En fait, il est plus délicat d'envisager le rayonnement de telles structures, dû à la concentration du champ dans le substrat. Ceci peut être désagréable pour certaines structures comme les antennes. Les auteurs, qui ont employé cette technique pour miniaturiser des antennes ont remarqué une diminution de la bande passante et du gain de l'antenne [97]. Ces deux problèmes ont été étudiés respectivement dans [98] et [99]. Cependant, pour d'autres types de circuits planaires micro-ondes (tels que

des filtres, des adaptateurs d'impédance, des diviseurs de puissance ...) ce problème de rayonnement est moins critique.

Cette technique a toutefois été employée pour miniaturiser des filtres passe bande [100]-[102] et passe bas [103]. La Figure 1(a) montre par exemple un filtre passe bande à base de résonateur rectangulaire implémenté sur un matériau haute permittivité [100]. La technologie microruban est adoptée sur un substrat de type $Sm(Co_{1/2}Ti_{1/2})O_3$ ($\epsilon_r = 25,5$, $h = 1,6$ mm et $\tan\delta = 0,00013$). Le filtre mesuré présente deux bandes passantes de 14% et 3% centrées sur les fréquences WLAN 2,348 et 5,075 GHz (montré sur la Figure 17). Le filtre a une taille assez compacte de $9,5 \times 8$ mm².

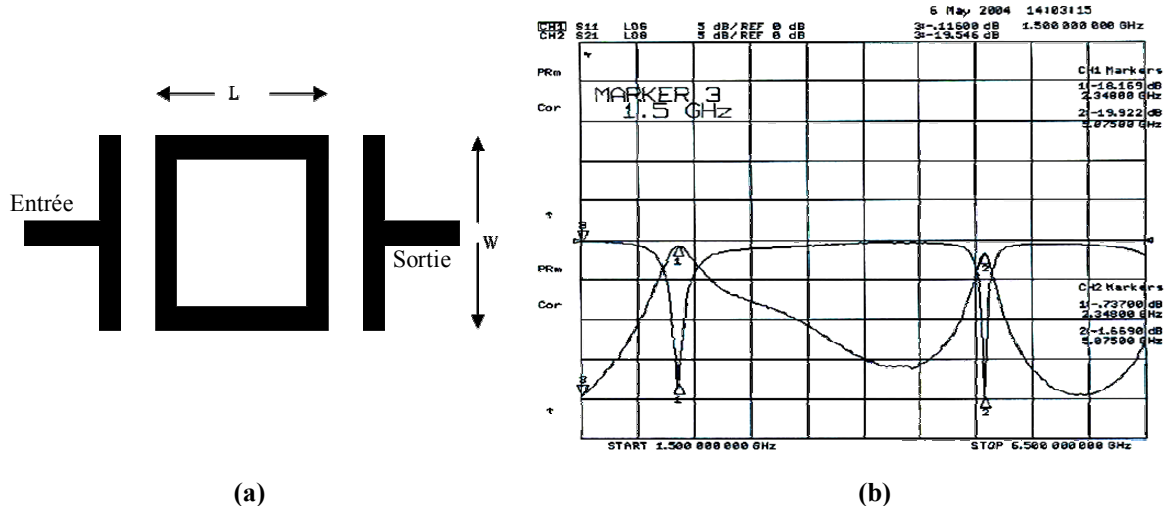


Figure 1-21. Filtre passe bande traité dans [100] (a) Le layout du filtre (b) Sa réponse fréquentielle.

Pour démontrer la miniaturisation due à la présence de matériaux de haute permittivité, deux topologies de filtres passe-bas basées sur des résonateurs à saut d'impédances (SIR) ont été réalisés et leurs performances comparées [103]. La première topologie (classique) consiste à cascader des lignes, de largeurs différentes, réalisées sur un substrat faible permittivité (Taconic RF-30 : $\epsilon_r = 3$, $h = 0,76$ mm et $\tan\delta = 0,0014$) alors que la seconde topologie est basée sur une ligne de propagation qui conserve la même épaisseur mais dont la constante diélectrique du substrat varie. Dans ce cas, la permittivité relative prend deux valeurs différentes (9,5 ou 1). Le substrat utilisé dans la deuxième topologie est le Taconic CER-10 ($h = 0,64$ mm et $\tan\delta = 0,0035$). Les résultats font apparaître la même réponse fréquentielle (soit une fréquence de coupure à 4 GHz). Cependant, le filtre SIR avec une ϵ_r variable et plus élevée présente une taille plus petite.

De plus, dans l'article [101], un filtre passe-bande basé sur des résonateurs capacitivement couplés est réalisé sur un substrat $\epsilon_r = 38$. Pour réaliser une impédance caractéristique de seulement $12,5 \Omega$ pour les résonateurs stripline du filtre, une largeur de 3 mm est nécessaire. Cette valeur illustre le deuxième inconvénient de ces structures : les limitations de la plage de variation des paramètres technologiques liées à la géométrie.

En effet, pour les structures de lignes de propagation usuelles (microruban, CPW, stripline,...) la valeur de l'impédance caractéristique est, en première approximation, inversement proportionnelle à la racine de la permittivité relative. Donc pour réaliser une valeur

d'impédance caractéristique donnée, un substrat à haute permittivité, conduira à une largeur de la ligne de propagation plus faible. Toutefois toutes les technologies possèdent une largeur de ligne minimale donc, la plage de variations des valeurs d'impédances caractéristiques possibles est diminuée lors que des substrats à fort ϵ_r sont utilisés.

Dans ces conditions, la réalisation de lignes de propagation à forte impédance caractéristique est quasiment interdite.

1.4.2 Approche éléments localisés

La deuxième approche consiste à utiliser des éléments localisés pour miniaturiser un dispositif microonde. Cette approche est le prolongement de la méthode précédente jusqu'à avoir des propriétés électromagnétiques telles qu'elles peuvent être concentrées en un composant (capacité ou inductance). Elle offre l'avantage de réduire considérablement les dimensions mises en œuvre et surtout d'avoir une réponse hors bande sans lobes secondaires. Ces filtres sont construits en utilisant des inductances et des capacités qui peuvent avoir respectivement la forme d'une ligne en spirale (Figure 1-1(a)) ou en méandres (Figure 1-1(b)) et de deux lignes interdigitées (Figure 1-1(c)) ou diélectriques séparant la surface métallique « MIM » Figure 1-1(d)).

Malgré le fort taux de miniaturisation qu'elle l'offre, cette approche présente plusieurs inconvénients. Le principal inconvénient est qu'elle nécessite des modèles précis des composants localisés utilisés, surtout lorsque la fréquence de fonctionnement dépasse plusieurs GHz, la fréquence de résonance des inductances CMS se situant autour de 5 GHz pour des valeur de 5 nH à 10 nH environ [Coilcraft]. Un second inconvénient résulte du faible facteur de qualité des inductances, de l'ordre de 100 à 1 GHz, toujours pour des valeurs de 5 nH à 10 nH environ. Enfin, concernant les composants CMS, seules des valeurs discrètes sont disponibles, que ce soit pour les capacités ou les inductances, et il est parfois compliqué d'ajuster les caractéristiques électriques des filtres à réaliser, même si l'on peut avoir recours à des mises en parallèle ou en série.

En principe, des filtres passe-bas, passe-haut, passe bande ou réjecteurs de bande peuvent être conçus en partant de schémas de principe de synthèse de filtres à partir d'éléments L et C (par exemple synthèse de filtre en échelle). Ces méthodes peuvent être élargies aux éléments pseudo distribués.

La topologie du filtre passe bande à éléments localisés représenté sur la Figure 1-22 est une réalisation usuelle en technologie microruban [104]-[106]. Ce filtre est connu sous le vocable de filtre « tubulaire ». L'idée est de cascader des réseaux π de trois capacités avec des inductances série.

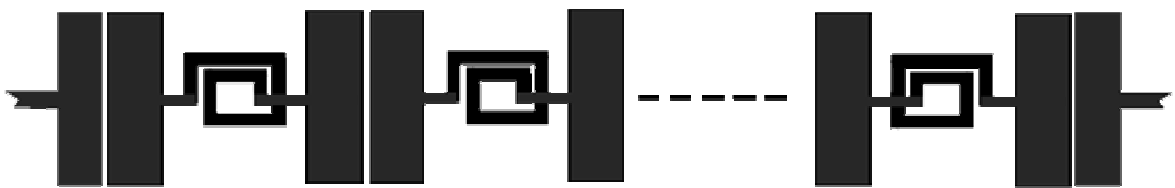


Figure 1-22. Exemple de réalisation d'un filtre passe bande « tubulaire ».

Les réseaux de capacités peuvent être réalisés en utilisant des patchs couplés en parallèle alors que les inductances sont réalisées via une ligne en spirale. Si les patchs couplés en parallèle n'assurent pas une valeur de capacités suffisamment forte, ils peuvent être remplacés par des capacités MIM ou des capacités interdigitées.

Le circuit électrique équivalent au filtre tubulaire de la Figure 1-22 est montré sur la Figure 1-23.

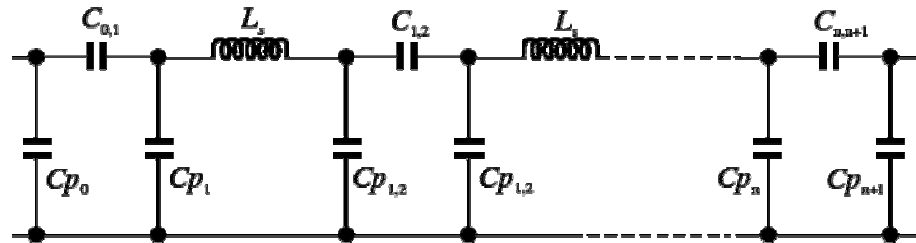


Figure 1-23. Circuit électrique équivalent au filtre « tubulaire ».

Dans le but de réalisations compactes, d'autres filtres à éléments localisés ont été fabriqués avec la technologie LTCC. Citons par exemple les filtres passe bande [109] à [111], bi-bandes [112], passe bas [113], passe haut [113] et réjecteur de bande [114].

1.4.3 Modification de la géométrie de la ligne de propagation : Méandres et repliements

Pour réduire la surface d'un filtre à éléments distribués, l'idée est de replier les lignes de propagation sur elles-même 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). La Figure 1-24 montre un exemple de résonateur replié. Le résonateur classique est divisé en 5 sections égales comme (Figure 1-24(b)).

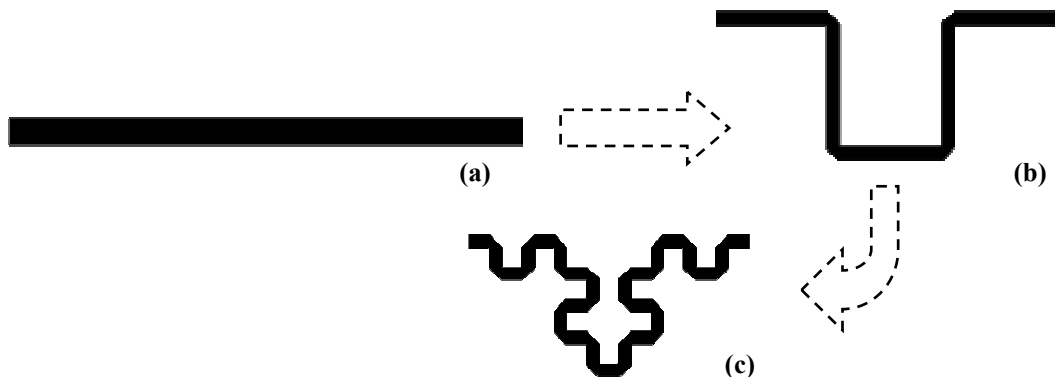


Figure 1-24. Exemple de miniaturisation d'un résonateur par modification de sa géométrie [115] : (a) Résonateur classique, (b) première itération et (c) itération fractale.

En conservant la même géométrie (donc même impédance caractéristique du résonateur), une deuxième itération (nouvelle division en cinq sections de chaque tronçon), appelée itération fractale, permet d'atteindre un taux de réduction de la longueur de 90% par rapport au résonateur classique (Figure 1-24(c)) [115].

En optimisant l'encombrement surfacique, le repliement du stub permet d'envisager l'imbrication des différents éléments pour permettre la conception de circuits compacts. Cependant, il faut envisager l'étude du couplage électromagnétique qui peut intervenir entre les éléments. Ce couplage peut détériorer les performances du système mais, maîtrisé, il peut aussi permettre de les améliorer.

Dans un but de miniaturisation, ce principe a été appliqué sur des résonateurs [116], [117], antennes [118], coupleurs [119], adaptateurs d'impédance et filtres ([27], [120] à [125]).

La Figure 1-25 montre un exemple de résonateur « hairpin » classique et sa version miniaturisée repliée. Le couplage résultant entre les lignes repliées est de type capacitif. Ce résonateur a été utilisé pour concevoir un filtre passe-bande à trois pôles [27].

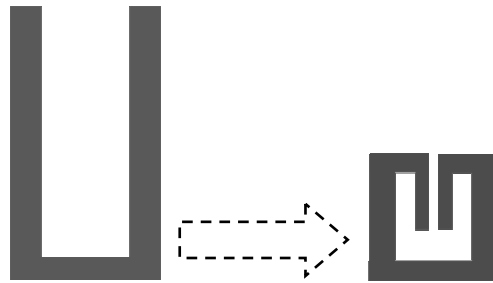


Figure 1-25. Miniaturisation d'un résonateur « Hairpin » par repliement.

De même, la Figure 1-26 montre les deux filtres, classique et miniaturisé à l'aide de cette technique. Le taux de miniaturisation obtenu est de 50%. Ce principe a également été appliqué à la miniaturisation d'un filtre DBR classique du troisième ordre (Figure 1-27(a)) [120]. Un exemple de repliement possible pour ce filtre est proposé sur la Figure 1-27(b). Il permet d'obtenir un filtre compact (plus de 50% de miniaturisation). Ce filtre et celui de la Figure 1-27(c) ont été utilisés pour réaliser un duplexeur compact détaillé dans [121].

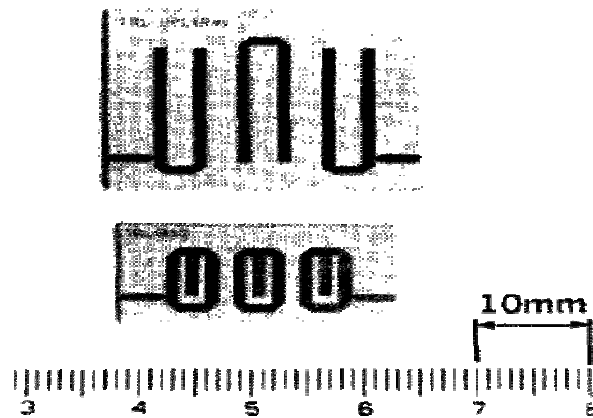


Figure 1-26. Photographie de filtres passe bande classique (haut) et miniature (bas) présentés dans [27].

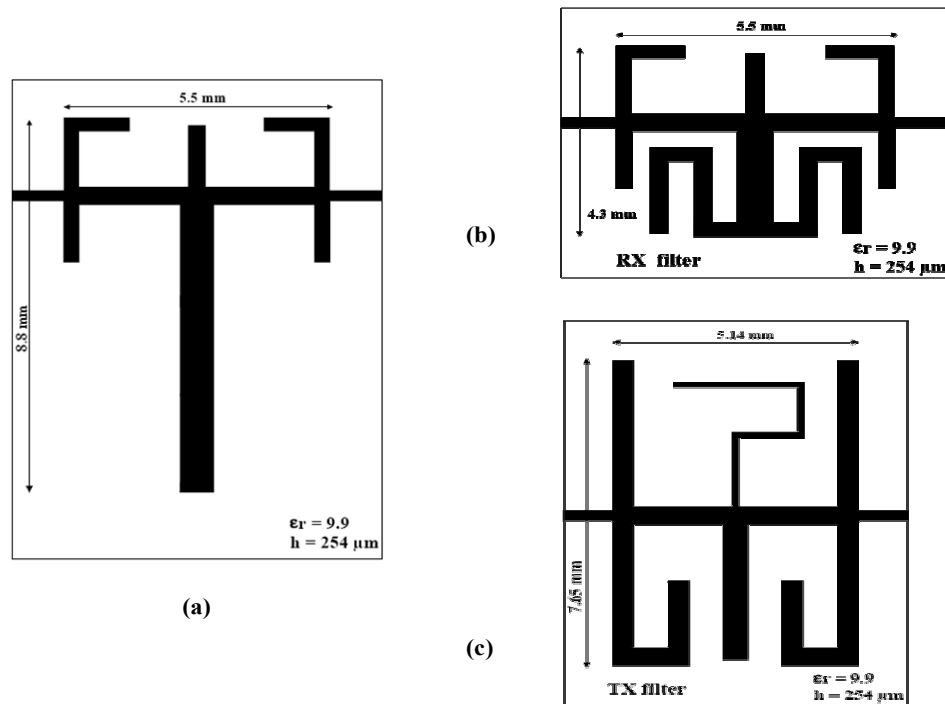


Figure 1-27. Layouts de filtres DBR de troisième ordre : (a) Le filtre classique, (b) le filtre miniature de réception présenté dans [120] et (c) le filtre de transmission utilisé pour le duplexer présentés dans [121].

Toujours à partir de cette technique de repliement, la taille d'un filtre passe bande (Dual mode Résonateur) a pu être réduite de près de 80% grâce à l'introduction d'un résonateur méandre dans [116]. Le même principe a également été utilisé dans [122] pour miniaturiser dans un rapport deux un filtre passe bande en technologie CPW basé sur des stubs en circuit ouvert. Enfin dans [124] et [125], ce principe a été exploité sur plusieurs couches.

1.4.4 Miniaturisation avec des lignes de propagation périodiquement perturbées (lignes à onde lente)

La technique de miniaturisation des lignes de propagation chargées consiste en l'ajout d'éléments réactifs en parallèle ou en série sur ces lignes. Ces éléments, au travers de leur réactance ou leur susceptance, modifient les paramètres de propagation et donc permettent de ralentir l'onde.

Pour simplifier l'étude de ces structures périodiques, il est possible, sous certaines conditions, de remplacer les éléments répartis par des éléments localisés. Ce modèle dit « des télégraphistes » permet alors de décrire un tronçon de ligne linéaire ($\bar{\gamma}_L, \bar{Z}_c$) (ou paramètres secondaires) à l'aide d'éléments linéiques RLCG.

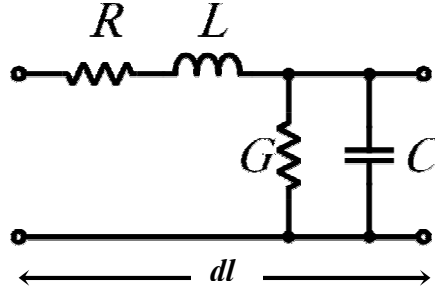


Figure 1-28. Circuit électrique équivalent dit « des télégraphistes » à une ligne de propagation de longueur dl .

Les éléments L_l (H/m) et C_l (C/m) décrivent les paramètres inductifs et capacitifs linéiques équivalents à la ligne de propagation (indice l minuscule). Le paramètre R_l (Ω/m) représente les pertes relatives aux conducteurs (pertes conductrices) et G_l (S/m) celles liées au substrat (pertes diélectriques). Ces paramètres encore appelés paramètres primaires de la ligne de propagation sont reliés aux paramètres secondaires par les relations suivantes :

$$\bar{\gamma}_L = \alpha_L + j\beta_L = \sqrt{(R_l + jL_l\omega)(G_l + jC_l\omega)} \quad (1-3)$$

$$\bar{Z}_c = \sqrt{\frac{(R_l + jL_l\omega)}{(G_l + jC_l\omega)}} = \sqrt{\frac{(R_l G_l + L_l C_l \omega^2) + j\omega(L_l G_l - R_l C_l)}{G_l^2 + C_l^2 \omega^2}}. \quad (1-4)$$

Si on élève au carré l'expression (1-3) on obtient par identification des parties réelles et des parties imaginaires les deux équations suivantes :

$$\alpha_L^2 - \beta_L^2 = R_l G_l - L_l C_l \omega^2, \quad (1-5)$$

$$2\alpha_L \beta_L = \omega(R_l C_l + L_l G_l). \quad (1-6)$$

Si les pertes de la ligne aux fréquences de fonctionnement peuvent être supposées faibles alors α_L^2 peut être négligée devant β_L^2 de même que $R_l G_l$ sera négligeable devant $L_l C_l \omega^2$. L'expression (1-5) peut alors s'écrire :

$$\beta_L = \omega \sqrt{L_l C_l}. \quad (1-7)$$

A partir de cette approximation de β_L , on peut en déduire les deux expressions bien connues suivantes :

$$Z_c = \sqrt{\frac{L_l}{C_l}}, \quad (1-8)$$

$$\alpha_L = \frac{1}{2} \frac{R_l}{Z_c} + \frac{1}{2} G_l Z_c. \quad (1-9)$$

Ainsi l'expression de β_L montre que si nous parvenons à augmenter le caractère inductif ou capacitif de la ligne de propagation alors la vitesse de phase diminuera.

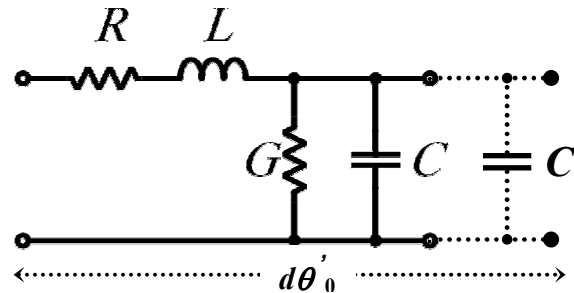


Figure 1-29. Exemple d'une ligne de propagation perturbée par une charge capacitive

Par exemple, la Figure 1-29 montre comment le circuit électrique d'une seule section de ligne peut être modifié par la capacité C' en parallèle avec la capacité linéique. Ceci conduit à l'augmentation de la capacité linéique totale de la ligne chargée, donc à la réduction de la vitesse de propagation guidée v_p .

Ces lignes possèdent une longueur d'onde plus faible et conduisent donc à des filtres plus compacts.

La notion de fréquence de Bragg n'existe pas dans les structures réparties, seules les structures à perturbation locale offrent cette propriété. Ainsi, lorsque les perturbations pourront être considérées comme localisées (c'est à dire que leur dimension est inférieure à environ un vingtième de longueur d'onde), elles introduiront un effet passe bas due à la présence de la première bande interdite. Cette bande débute à la première fréquence de Bragg.

Ces éléments réactifs inductifs ou capacitifs introduisent des discontinuités sur la structure de propagation qui déforment l'onde et la ralentissent. En microruban, ces éléments peuvent être ajoutées soit sur le conducteur central (inductances en séries ou capacités en parallèle) soit au niveau du plan de masse, voire sur les deux.

Ils peuvent être réalisés soit avec des éléments quasi-localisés gravés, soit avec des composants montés en surface.

Les paragraphes suivants présentent différentes solutions pour réaliser ces éléments.

1.4.4.1 Élément quasi localisé inductif

Dans un premier temps, nous présentons le cas d'inductance série. L'inductance est simplement réalisée à l'aide d'une fente gravée sur la ligne de propagation comme le montre la Figure 1-30(a). L'introduction de cette fente étroite sur la ligne de propagation impose une concentration locale du champ magnétique.

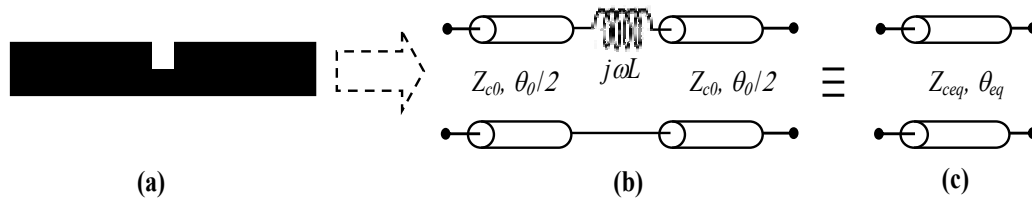


Figure 1-30. Ligne perturbée par une inductance série : (a) Exemple d'une ligne microruban perturbée par une fente, (b) le circuit électrique équivalent (c) et la ligne propagation équivalente.

Dans [126], les auteurs proposent une évaluation de la valeur de L en fonction du rapport de la largeur de la ligne microruban W sur la hauteur du substrat utilisé h . Cette valeur reste indépendante de la largeur de la fente tant que celle-ci est très petite devant la longueur d'onde guidée et devant h .

Pour aller plus loin, La Figure 1-31 présente plusieurs formes de fente réalisées sur différents types de lignes de propagation : tels que des lignes microruban (Figure 1-31(a) et (b)) [127], des lignes CPW (Figure 1-31(c)) [128] et des lignes couplées (Figure 1-31(d)) [129].

Comme nous l'avons dit précédemment, l'insertion de ces fentes (équivalente à des inductances) modifie les caractéristiques de propagation de l'onde. Dans le cas de la ligne CPW de la Figure 1-31(c), les courbes de la constante de phase β (normalisée par rapport k) et l'impédance caractéristique en fonction de la fréquence, étudiées dans [128], sont décrites sur la Figure 1-32.

Cette étude a été faite pour deux longueurs différentes de la section élémentaire T de la ligne CPW. Les résultats obtenus pour une, deux et trois sections (N) sont comparés avec ceux d'une ligne CPW classique (sans fente). Les paramètres du substrat et les dimensions de la structure sont indiqués sur les graphes.

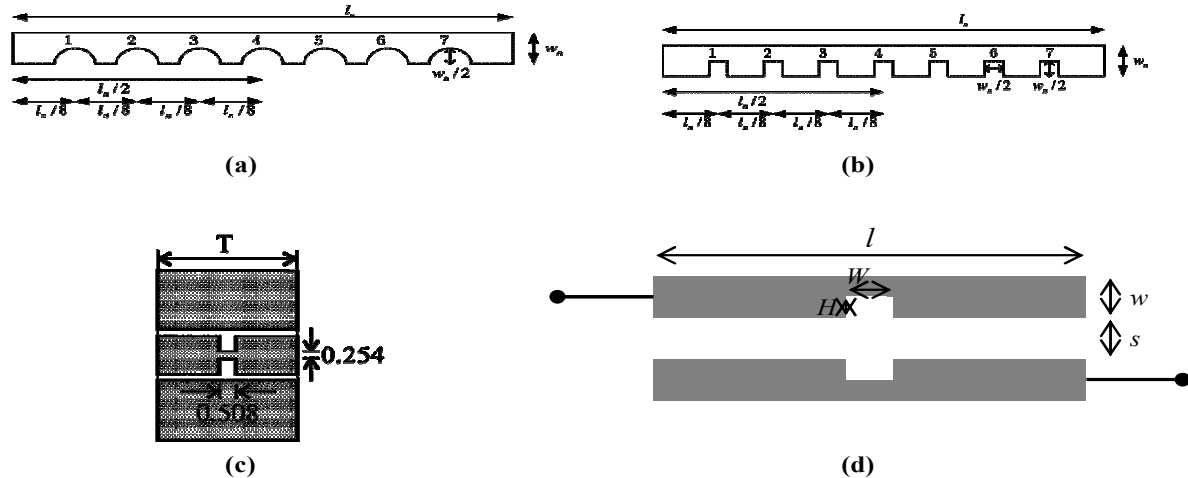


Figure 1-31. Exemples de lignes chargées par une susceptance série : réalisation sur une (a), (b) ligne microruban [127], (c) motif élémentaire d'une ligne CPW [128] (d) et motif élémentaire d'une ligne couplée en parallèle [129].

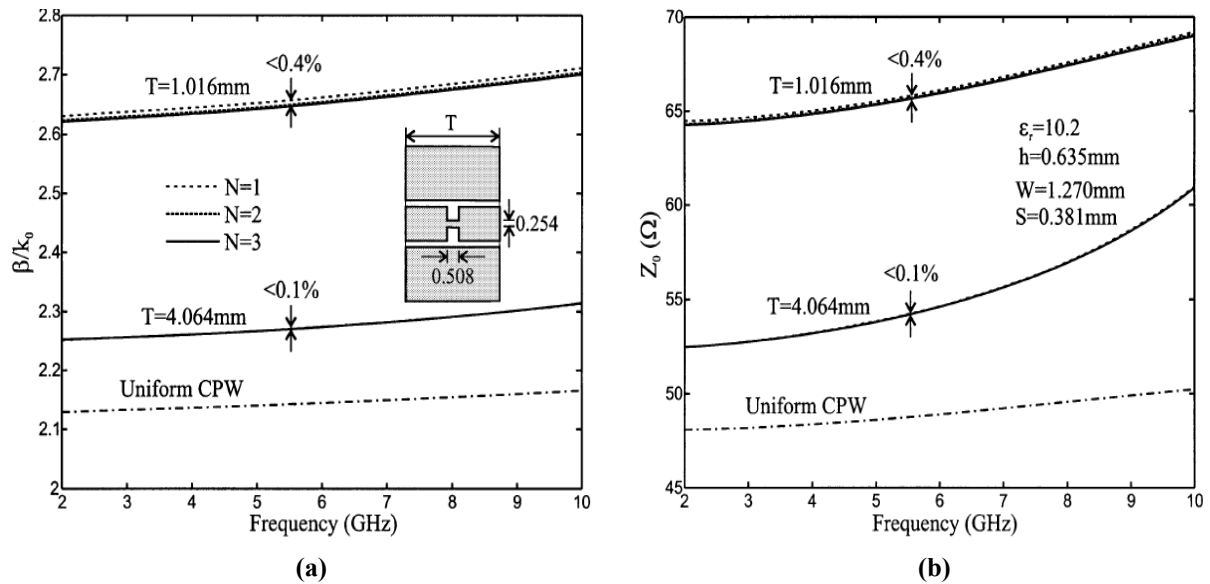


Figure 1-32. Résultats de la ligne CPW perturbée par des fentes inductives présentés dans [128] : (a) Evolution de la constante de propagation β et (b) de l'impédance caractéristique des lignes chargées ($T = 4$ et 1 mm) et de la ligne CPW classique.

La constante de phase (Figure 1-32(a)) proche de 2,13 pour la ligne CPW classique augmente à 2,26 (pour $T = 4$ mm) et à 2,63 (pour $T = 1$ mm) pour la ligne CPW à fente. Cette augmentation de β confirme la diminution de la vitesse de propagation de l'onde (ou l'effet de l'onde lente).

Dans les mêmes conditions, l'impédance caractéristique (Figure 1-32(b)) augmente de 48 Ω à 53 Ω (pour $T = 4$ mm) et 69 Ω (pour $T = 1$ mm) lorsque des fentes sont gravées sur la ligne. Ces évolutions des paramètres de propagation β et Z_c étaient prévues par les équations (1-7) et (1-8).

Un second exemple est celui décrit dans [130]. Dans cet article les comportements fréquentiels de trois résonateurs quart d'onde en technologie CPW sont étudiés. Deux de ces résonateurs sont perturbés par des fentes inductives comme le montrent les Figure 1-33(b) et Figure 1-33 (c). Le dernier, représenté Figure 1-33(a) est un résonateur CPW classique.

Le résonateur classique a été conçu pour que sa première fréquence de résonance soit à 4 GHz. Lorsque des fentes sont réalisées sur un seul côté de la ligne CPW (Figure 1-33(b)), alors la fréquence de résonance diminue et est égale à 3,4 GHz. Lorsque les fentes sont gravées sur les deux côtés de la ligne alors la fréquence de résonance descend jusqu'à 2,6 GHz. Cet exemple illustre encore l'effet d'onde lente introduit par les fentes inductives. Il est alors possible de réduire la longueur physique de tels résonateurs (dans le rapport des fréquences de résonance) donc de miniaturiser pour revenir à une fréquence de 4 GHz.

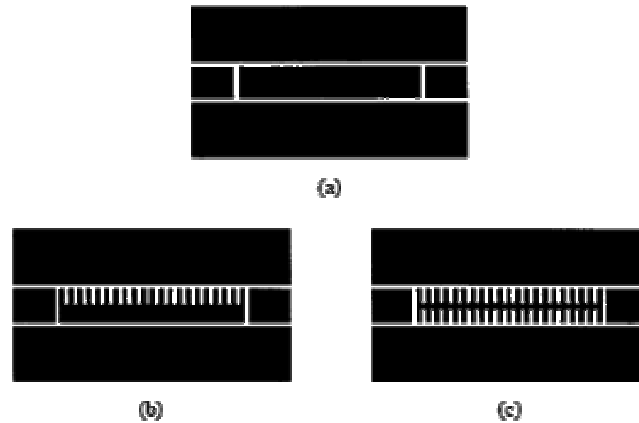


Figure 1-33. Layouts des résonateur quart d'onde à lignes CPW présentés dans [130] : (a) CPW classique, (b) CPW avec fentes sur un seul coté et (c) CPW avec fentes sur les deux cotés.

L'introduction des lignes à ondes lente permet non seulement de miniaturiser les circuits mais également souvent d'améliorer la réponse hors bande des dispositifs hyperfréquence. Par exemple, cette technique a été utilisée et décrite dans [127], [129], [131], [132] pour rejeter les lobes secondaires vers les hautes fréquences. En fait, lorsque la ligne de propagation est périodiquement perturbée elle s'apparente à un résonateur de Bragg et une succession des bandes de fréquences permises et interdites est observée dans sa réponse spectrale [128]. Dans les bandes fréquence dites interdites, la propagation est quasiment impossible car fortement atténuée. Dans ces conditions la structure périodique ne pourra pas être modélisée comme une ligne de propagation équivalente.

Cette technique de miniaturisation par insertion d'inductances a été plus loin que la simple mise en évidence de l'effet d'onde lente. En effet, elle a permis de réaliser un filtre passe bas présenté dans [133], mais également différents filtres passe-bande, tels que un filtre à résonateurs duaux [134] ou des filtres à lignes couplées en technologies microruban et CPW décrits dans les articles de [127] à [129] et [135].

La principale limite de cette technique de miniaturisation réside dans le fait que l'impédance caractéristique de la ligne miniaturisée Z_{c0} (Figure 1-30(b)) doit être inférieure à celle de la ligne initiale équivalente Z_{ceq} (Figure 1-30(c)) [136]. Donc, la miniaturisation est limitée par l'apparition des modes supérieurs sur la ligne de propagation de faible impédance caractéristique.

1.4.4.2 Élément quasi localisé capacitif

C'est le cas dual au précédent. Un élément réactif placé en parallèle sur la ligne de propagation avec augmentation du caractère capacitif de la ligne (Equation (1-7)).

De même, il y a plusieurs méthodes pour réaliser cette charge capacitive. Les méthodes les plus connues sont présentées dans les paragraphes suivants. Quelques exemples de l'état de l'art sont détaillés afin d'illustrer ces méthodes.

1.4.4.2.1 Charge quasi localisée capacitive à stubs

La première méthode est basée sur l'ajout d'un stub en circuit ouvert (ou en court circuit) équivalent à une capacité est placé en dérivation sur la ligne de propagation comme le montre la Figure 1-34.

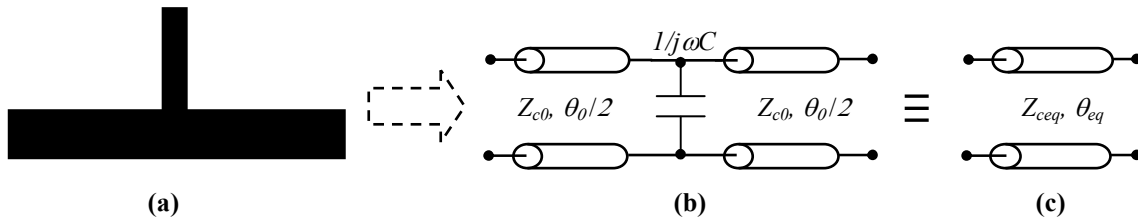


Figure 1-34. Ligne chargée par une capacité parallèle : (a) Exemple d'une ligne microruban chargée par un stub en circuit ouvert, (b) le circuit électrique équivalent (c) et la ligne de propagation équivalente.

La valeur de la capacité équivalente dépend alors fonction de l'impédance caractéristique et de la longueur du stub. Pour obtenir une ligne de propagation équivalente miniature ($\theta_0 < \theta_{eq}$) tout en conservant les mêmes paramètres de propagation à une fréquence donnée, il est nécessaire que l'impédance caractéristique de la section de ligne de propagation qui est chargée soit supérieure à celle de la ligne non chargée équivalente ($Z_{c0} > Z_{ceq}$) [136].

Ce principe de miniaturisation a été largement exploité pour de nombreux circuits hyperfréquence, par exemple: filtres passe bande ([54], [137], et [138]), filtres passe bas [139], filtres réjecteur de bande [54] et coupleurs ([140], [141]).

La structure de la Figure 1-35(a) est utilisée dans [138] pour concevoir un filtre passe bande compact en topologie anneau. Les stubs, dans ce cas, sont réalisés par deux sections de disques face à face qui forment un motif dit papillon. Le circuit électrique équivalent à une telle structure est présenté sur la Figure 1-35(b). Les deux stubs sont remplacés par une capacité reliée à la masse. La Figure 1-35(c) donne la valeur de la capacité équivalente en fonction de la fréquence et pour trois longueurs r_2 (pour un angle d'ouverture des stubs α de 90°). La valeur d'une telle capacité peut dépasser les 4 pF à 2 GHz pour une longueur de 5,6 mm.

Ce résonateur chargé a été utilisé, par la suite, pour réaliser un filtre passe bande en topologie anneau comme le montre la Figure 1-36(a). La Figure 1-36(b) montre le décalage obtenu de la fréquence de résonance de l'anneau chargé et son équivalent non chargé. Ce décalage de la fréquence de résonance est de l'ordre de 41% vers les basses fréquences démontre l'efficacité de ce type de solution à charge capacitive pour réaliser des dispositifs miniaturisation.

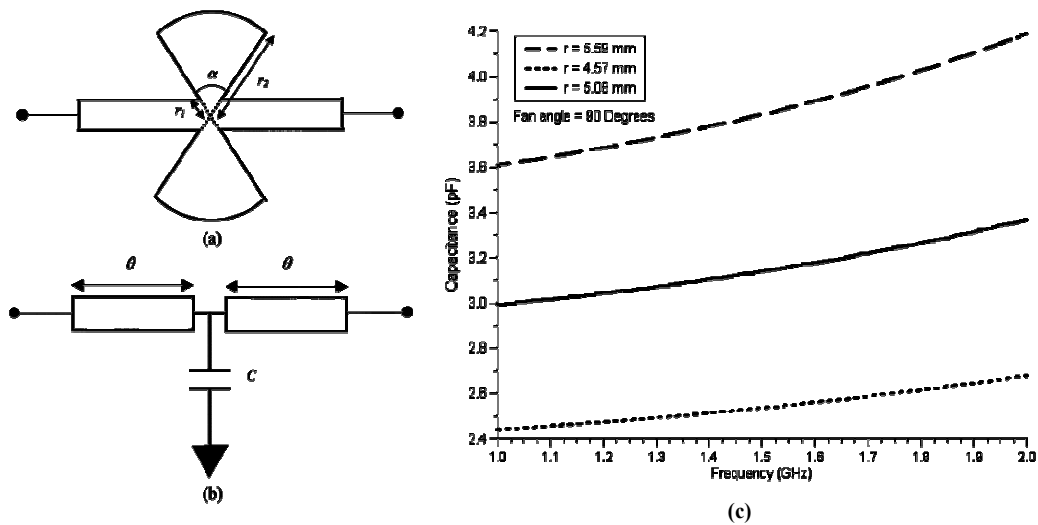


Figure 1-35. Chargement par stub : (a) stub en papillon (b) circuit électrique équivalent (c) valeur de la capacité équivalente en fonction de la fréquence.

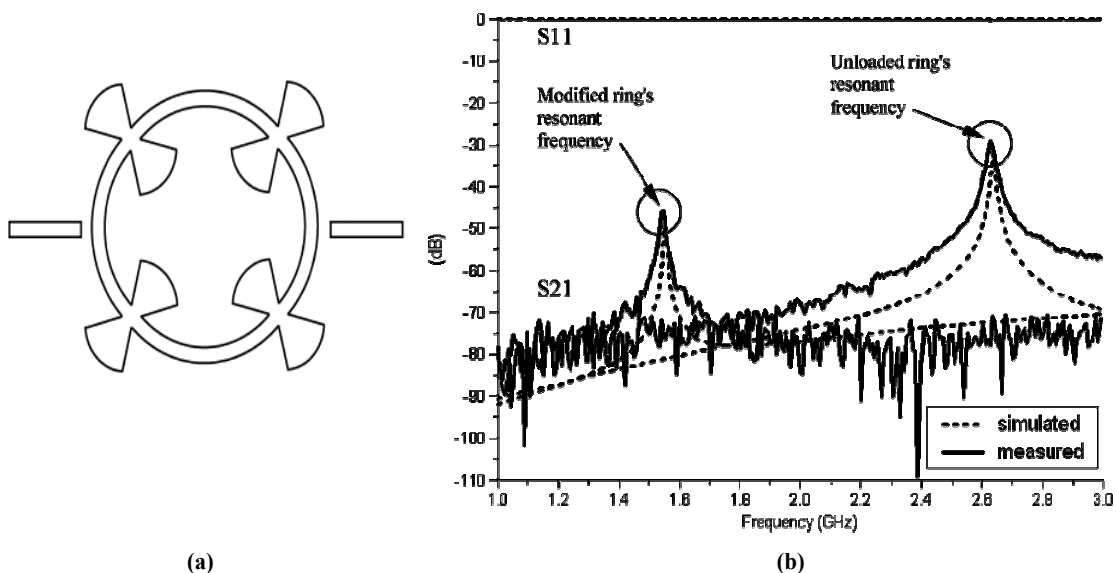


Figure 1-36. Chargement par stub : (a) exemple d'un filtre passe bande publié dans [138] (b) réponse fréquentielle des filtre classique et miniature.

Un deuxième exemple pour lequel ce principe a été utilisé pour réduire la taille d'un filtre passe bande a été décrit dans [54]. Ce filtre est basé sur une topologie anneau classique où chaque résonateur classique a été remplacé par une ligne de propagation chargée par deux stubs en circuit ouvert à ses extrémités (Figure 1-37(a)). Dans ce cas une miniaturisation supérieure à 25% (Figure 1-37(b)) par rapport le filtre classique est atteinte a pu être obtenue.

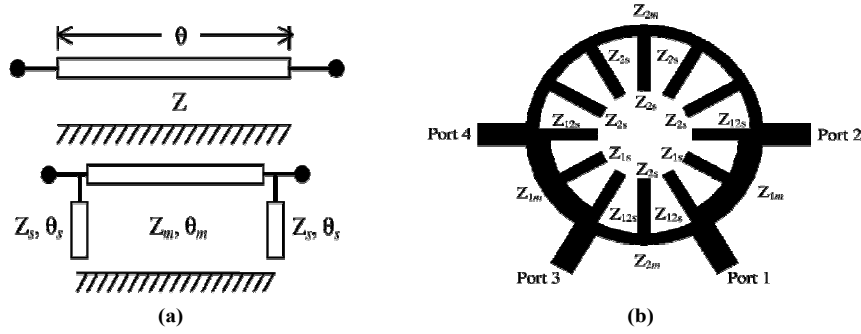


Figure 1-37. Chargement par stub : (a) chargement d'un résonateur classique (haut) par deux stubs en circuit ouvert (bas) (b) un filtre passe bande en topologie anneau réalisé dans [54].

Dans [139], les auteurs proposent de charger les résonateurs par des stubs en circuit ouvert (Figure 1-38(a)) pour réaliser un filtre passe bas miniature (Figure 1-38(b)). Le taux de miniaturisation par rapport un filtre classique est de 3:2.

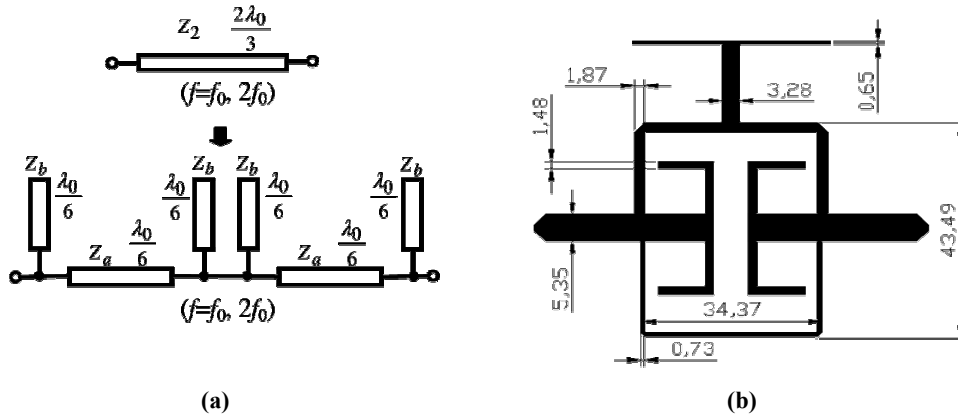


Figure 1-38. Chargement par stub : (a) chargement d'un résonateur classique (haut) par quatre stubs en circuit ouvert (bas) (b) un filtre passe bas présenté dans [139].

De plus, dans [54] et [138], cette technique de charge capacitive équivalente a permis de supprimer la deuxième remontée parasite. En effet, deux filtres passe bas de troisième ordre composé d'un stub en circuit ouvert entre deux lignes de propagation ont été intégrés dans le filtre passe bande classique. En plus de l'amélioration de la réponse hors bande, des taux de miniaturisation de l'ordre de 16% dans [54] et 29% pour [138], ont été obtenus.

Cette technique de miniaturisation est limitée par le fait que l'impédance caractéristique de la ligne miniaturisée Z_{c0} (Figure 1-34(b)) doit être supérieure à celle de la ligne initiale équivalente Z_{ceq} (Figure 1-34(c)) [136]. Aussi, plus la miniaturisation sera importante, plus il faudra réaliser une impédance caractéristique élevée. L'augmentation de Z_{c0} conduit à l'accroissement des pertes par conduction, voire conduit aux limites géométriques de réalisations (largeur minimale des lignes) des structures de lignes MS et/ou CPW.

1.4.4.2.2 Charge capacitive quasi localisée à saut d'impédance caractéristique

Une autre méthode pour réaliser une charge capacitive consiste à utiliser une courte ligne de propagation de faible impédance caractéristique. On peut faire l'analogie avec une charge capacitive « quasi localisée ». Ces tronçons de lignes, plus courts que la longueur d'onde de travail, agissent comme des éléments semi localisés. Par exemple, la structure de résonateur, donnée sur la Figure 1-39(a), est connue sous le nom « Résonateur à saut d'impédance » ou SIR (Stepped Impedance Resonator). Comme le montre le circuit électrique équivalent de la Figure 1-39(b), une telle structure est équivalente à une ligne de propagation chargée par des capacités en ses extrémités (Figure 1-39(b)). Si une ligne non chargée résonne à la fréquence qui correspond à $\lambda/2$, le résonateur SIR de la Figure 1-39 résonne à une fréquence plus faible. L'étude de cette structure montre que la fréquence de résonance et la vitesse de propagation diminuent lorsque la capacité de charge augmente. Ce changement de l'impédance caractéristique permet ainsi de réduire la longueur de cette structure par rapport à un résonateur à impédance caractéristique constante.

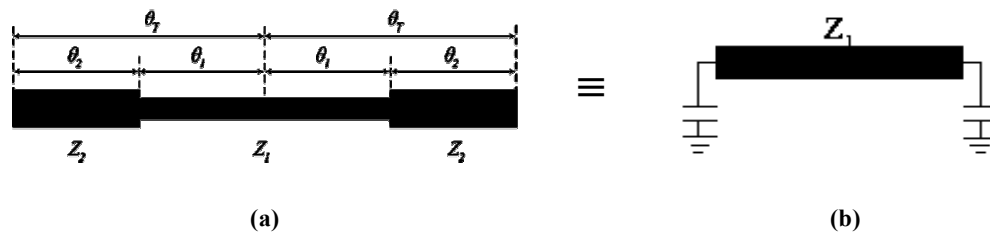


Figure 1-39. Résonateur à saut d'impédance : (a) exemple (b) circuit électrique équivalent.

Introduits en 1979 par Makimoto dans des filtres à lignes couplées [23], les résonateurs SIR ont été transposés à d'autres topologies de filtres passe bande. Citons les filtres à résonateurs couplés en série ([27], [142] à [42], [143]), couplés en parallèle ([43], [143] à [145]), à couplage croisé ([18], [42], [43], [45], [146] et [147]), ou encore au filtre DBR [148]. Ces structures ont également été utilisées par dans [149] pour miniaturiser un filtre passe bande (Figure 1-40). Une miniaturisation de 48% a pu être obtenue. De plus, l'introduction de ces stubs SIR contribue à l'élargissement de la bande de réjection des filtres. En effet, les stubs à saut d'impédance permettent d'obtenir une même fréquence fondamentale pour tous les résonateurs, et des fréquences d'ordre supérieur différentes, permettant ainsi d'éliminer une transmission aux fréquences correspondant aux modes d'ordre supérieur [150]. Le rapport entre la fréquence de la deuxième résonance et celle du fondamental est également plus élevée dans le cas d'une ligne de propagation chargée [18].

Les caractéristiques des résonateurs SIR de longueur $\lambda/4$, $\lambda/2$ et λ étudiées dans [151] mettent en évidence une amélioration des performances : facteur de qualité plus élevé et meilleure compacité.

Cependant, la miniaturisation des résonateurs SIR est limitée par la valeur de la capacité équivalente que l'on peut réaliser. Plus la réduction doit être importante, plus il faut réaliser une impédance caractéristique faible des éléments semi localisés pour augmenter la valeur de la capacité localisée équivalente, tout en s'assurant que leurs dimensions restent faibles devant la longueur d'onde.

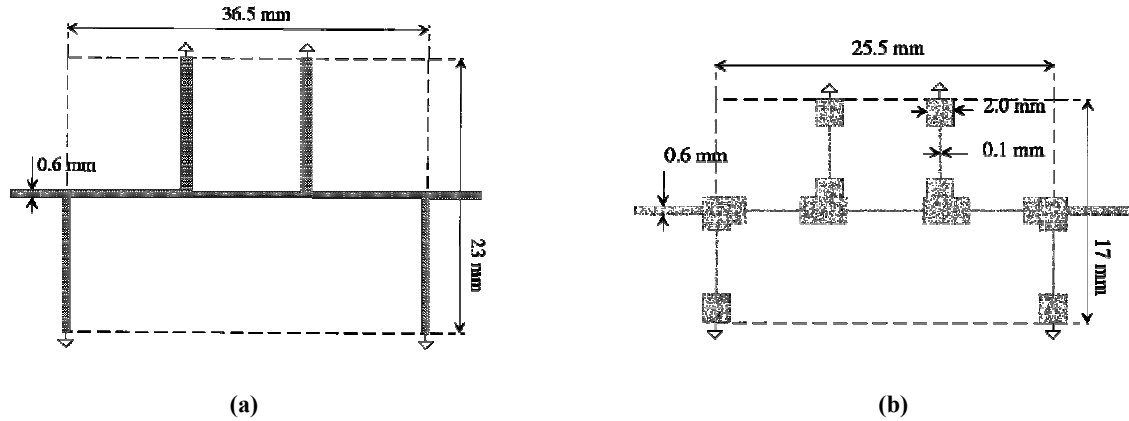


Figure 1-40. Filtre passe bande présenté dans [149] : (a) filtre classique (b) filtre à SIR miniature.

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

Les applications des défauts dans le plan de masse trouvent aussi de nombreux avantages en terme de miniaturisation et rejet des lobes secondaires. Ils ont été intensivement utilisés dans la conception des filtres micro-ondes.

La perturbation de la distribution des lignes de courant dans le plan de masse causée par le défaut modifie les caractéristiques de la ligne de propagation. Ces DGS, équivalents à des résonateurs, imposent des zéros de transmission, d'où un comportement fréquentiel qui présente des propriétés intéressantes.

Différentes géométries de défaut ont été proposées. Citons les trous circulaires ([60], [165] à [169]) ou carrés ([170] à [172]), et les fentes rectangulaires ([173] à [175]). Insérées dans un filtre passe-bas à stubs, les fentes rectangulaires augmentent la bande de réjection du filtre [173].

D'autres structures ont été étudiées ([176] à [181]) (Figure 8). Afin d'augmenter les degrés de liberté, d'élargir la bande de réjection et de miniaturiser le filtre, des défauts plus complexes en forme de spirale [182], de double "U" [183], des anneaux CRSS ([184], [185]) et boucle à onde lente [186] ont été conçus. D'autres défauts plus complexes en 2D gravés dans le plan de masse ont également été proposés dans [184], [187], [188]. Ces défauts ont été reportés sur de nombreux filtres en technologie microruban ([60], [165] à [170], [174] à [188]), et quelques filtres en technologie CPW ([171], [172], [189]).

Grâce à l'utilisation de plusieurs types de perturbations dans le plan de masse, dans [124], [190] et [191], les auteurs reportent respectivement 34%, 42% et 70% de réduction de taille d'un diviseur de puissance, filtre passe bas et filtre passe bande par rapport aux structures classiques prises en référence.

1.4.4.2.4 Chargement par des capacités CMS ou inter digitées

Enfin, toujours dans le but de réduire la taille, en basses fréquences les éléments repartis peuvent être avantageusement remplacés par une capacité à élément discret. En basse fréquence et à valeur égale les capacités CMS ou inter digitées sont nettement plus

compactes que les éléments répartis. Elles peuvent constituer une bonne alternative pour la miniaturisation de circuits RF.

Ces capacités ont par exemple été utilisées pour réduire la taille d'un résonateur en U comme décrit dans [27], [152]. Une réduction de 67% de la taille d'un résonateur à mode double en anneau a été obtenue dans [153]. L'avantage de l'insertion de capacités de forte valeur disponibles en technologie CMS est d'élargir encore la bande de rejection des filtres, comme présenté dans ces exemples de filtre passe-bas à saut d'impédance [154], [155].

La capacité CMS utilisée dans [156] introduit des zéros de transmission, assurant ainsi une meilleure sélectivité du filtre. Cette solution de charge capacitive localisée a été utilisée pour réaliser des filtres passe bas compacts avec nettoyage hors bande en technologie CPW [61] et microruban [157] ainsi que des filtres passe bande compacts en technologie CPW [62] et microruban ([158], [159]).

Idéalement, les éléments localisés ne présentent pas une impédance périodique en fonction de la fréquence comme les éléments distribués (par exemple un stub). Les filtres dans lesquels seuls des éléments localisés sont utilisés ne possèdent théoriquement pas de remontées parasites mais souffrent de pertes d'insertion plus élevées. En effet, l'augmentation de la valeur de la capacité accroît la miniaturisation du circuit hyperfréquence, mais diminue son facteur de qualité, ce qui se traduit par l'augmentation des pertes d'insertion.

Les capacités interdigitées planaires ont également été utilisées pour miniaturiser, par exemple, des résonateurs hairpin [152], des résonateurs dual mode [160], des filtres à résonateurs couplés en séries [161] et des filtres passe-bas à saut d'impédance [162]. Comme dans les cas de capacités CMS ou des résonateurs SIR, l'utilisation des capacités interdigitées présente l'avantage d'améliorer la réponse hors bande et augmenter la sélectivité du filtre [161], [163]. Dans [164], l'effet de charger un filtre passe bande à couplage croisé entre résonateurs par capacités interdigitées permet de réduire la taille de 36% par rapport à un filtre de référence classique.

La limite de cette technique de miniaturisation tient dans le fait que la valeur de la capacité équivalente pratiquement réalisable en conservant des dimensions faibles devant la longueur d'onde reste faible, ce qui limite la miniaturisation, surtout en basses fréquences.

Dans les chapitres II et IV, nous montrerons qu'en fonction des paramètres de la ligne de propagation et du substrat, cette méthode de miniaturisation à l'aide de charge capacitive localisée peut également être intéressante en terme de pertes d'insertion et de facteur de qualité.

1.5 Conclusion

Dans ce chapitre introductif de mes travaux de thèse, je me suis attaché à décrire dans un premier temps les différentes topologies de filtres planaires publiées dans la littérature. Il serait prétentieux de prétendre à l'exhaustivité sur un tel exercice, aussi j'ai tenté de décrire les structures les plus représentatives des travaux réalisés. Ces structures font appel à trois types de lignes de propagation, la ligne microruban, la ligne CPW et la ligne CPS. Aussi j'ai consacré le second paragraphe à décrire la topologie, puis les avantages et inconvénients de ces trois types de lignes de propagation. Le troisième et dernier paragraphe constitue la réelle introduction de mon travail de thèse. Je me suis attaché à décrire les différentes solutions envisagées dans la littérature pour miniaturiser les circuits microondes, et en particulier les filtres. Là également je ne pourrais prétendre à l'exhaustivité tant ce domaine de recherche est riche aujourd'hui, prouvant au passage la pertinence du sujet de thèse sur lequel j'ai travaillé durant ces trois dernières années. Nous pouvons distinguer quatre axes de recherche pour la miniaturisation des circuits microondes, (i) l'utilisation de substrats à forte permittivité relative, (ii) l'utilisation d'éléments localisés, (iii) l'utilisation de lignes à méandres, factales, coudes, ..., et enfin (iv) l'utilisation de lignes chargées par des éléments localisés, capacités ou inductances.

L'utilisation de substrats à forte permittivité diélectrique est la première voie naturelle lorsque l'on souhaite diminuer la longueur d'une ligne de propagation, mais elle se heurte à la disponibilité de matériaux diélectriques à forte permittivité relative, et offrant en même temps des performances électriques intéressantes. Soit les pertes diélectriques sont élevées, soit les matériaux sont dispersifs, ce qui limite leur utilisation. La seconde « solution » consiste à utiliser des éléments localisés. On ne devrait peut-être alors pas parler de miniaturisation dans le sens où l'on pousse au maximum la synthèse classique des filtres basse fréquence. Néanmoins, l'utilisation des technologies multicouches et l'amélioration des procédés de gravure, en particulier la gravure mécanique, permettent de réaliser des couplages forts et des dessins de plus en plus précis, ce qui impose de continuer les recherches dans cette direction. La troisième voie identifiée pour la miniaturisation est celle plus classique du repliement des lignes. Bien que cette approche semble évidente, il n'y a pas énormément de travaux traitant avec rigueur des problèmes de couplages et des densités de méandres que l'on pourrait obtenir pour une technologie donnée. Enfin la dernière voie concerne l'approche semi-localisée, dans laquelle on utilise des lignes de propagation pour leur fort facteur de qualité comparé aux inductances, et des capacités localisées pour miniaturiser ces lignes. C'est approche que j'ai étudiée durant mes trois années de travail, et qui sera décrite dans le chapitre 2 et exploitée pour la réalisation de filtres dans le chapitre 4. Je peux déjà dire que cette approche offre la possibilité d'une très forte miniaturisation des lignes de propagation (mieux que 80%), et que sous certaines conditions elle permet d'améliorer le facteur de qualité des lignes réalisées comparées à des lignes classiques présentant les mêmes caractéristiques électrique, impédance caractéristique et longueur électrique.

Liste des Figures : Chapitre 1

<i>Figure 1-1. Composants localisés : Inductances : (a) en spirale (b) en méandres et capacités : (c) interdigitées (d) MIM.</i>	13
<i>Figure 1-2. Lignes couplées : (a) en série (b) en parallèle.</i>	14
<i>Figure 1-3. Filtre traité dans [20]: (a) Filtre à lignes couplées proposé (b) réalisation de la charge capacitive en repliant les stubs.</i>	14
<i>Figure 1-4. Filtre « hairpin ».</i>	15
<i>Figure 1-5. Filtres interdigités : (a) Filtre interdigités classique (b) Filtre pseudo-interdigité (c) Accès en circuit ouvert (d) Accès en court-circuit.</i>	15
<i>Figure 1-6. Filtre combine</i>	16
<i>Figure 1-7. Filtre à stubs présenté dans [33].</i>	17
<i>Figure 1-8. Filtre à résonateurs en boucle ouverte « open loop ».</i>	17
<i>Figure 1-9. Layout d'un filtre à couplage croisé entre résonateurs.</i>	18
<i>Figure 1-10. Exemples des résonateurs non linéiques sous formes différentes.</i>	19
<i>Figure 1-11. Exemple d'un filtre : (a) Passe bas et (b) passe-bande à stubs.</i>	19
<i>Figure 1-12. Filtre DBR d'ordre 3 : (a) Schéma électrique (b) Réponse (lignes idéales) avec zéros confondus (traits pleins) et à zéros distincts (traits pointillés).</i>	20
<i>Figure 1-13. Filtre DBR d'ordre 1 : (a) Schéma (b) Circuit électrique équivalent.</i>	21
<i>Figure 1-14. Filtres DBR d'ordre 4 [56] : (a) filtre classique (b) filtre modifié.</i>	22
<i>Figure 1-15. Paramètres de transmission et réflexion du filtre modifié de la Figure 1-14(b).</i>	22
<i>Figure 1-16. Vue d'une ligne microruban et de ses lignes de champs électrique et magnétique.</i>	24
<i>Figure 1-17. (a) Ligne coplanaire - lignes de champs électrique et magnétique, (b) mode impair quasi TEM et (c) mode pair quasi-TE.</i>	25
<i>Figure 1-18. Ligne CPS et de ses lignes de champs électrique et magnétique.</i>	26
<i>Figure 1-19. Filtre d'ordre 2 en technologie LTCC [90].</i>	27
<i>Figure 1-20. Exemple d'un filtre en technologie LTCC.</i>	28
<i>Figure 1-21. Filtre passe bande traité dans [100] (a) Le layout du filtre (b) Sa réponse fréquentielle.</i>	30
<i>Figure 1-22. Exemple de réalisation d'un filtre passe bande « tubulaire ».</i>	31
<i>Figure 1-23. Circuit électrique équivalent au filtre « tubulaire ».</i>	32
<i>Figure 1-24. Exemple de miniaturisation d'un résonateur par modification de sa géométrie [115] : (a) Résonateur classique, (b) première itération et (c) itération fractale.</i>	32
<i>Figure 1-25. Miniaturisation d'un résonateur « Hairpin » par repliement.</i>	33
<i>Figure 1-26. Photographie de filtres passe bande classique (haut) et miniature (bas) présentés dans [27].</i>	33
<i>Figure 1-27. Layouts de filtres DBR de troisième ordre : (a) Le filtre classique, (b) le filtre miniature de réception présenté dans [120] et (c) le filtre de transmission utilisé pour le duplexer présentés dans [121].</i>	34
<i>Figure 1-28. Circuit électrique équivalent dit « des télégraphistes » à une ligne de propagation de longueur dl.</i>	35
<i>Figure 1-29. Exemple d'une ligne de propagation perturbée par une charge capacitive.</i>	36
<i>Figure 1-30. Ligne perturbée par une inductance série : (a) Exemple d'une ligne microruban perturbée par une fente, (b) le circuit électrique équivalent (c) et la ligne propagation équivalente.</i>	37

<i>Figure 1-31. Exemples de lignes chargées par une susceptance séries : réalisation sur une (a), (b) ligne microruban [127], (c) motif élémentaire d'une ligne CPW [128] (d) et motif élémentaire d'une ligne couplée en parallèle [129].</i>	37
<i>Figure 1-32. Résultats de la ligne CPW perturbée par des fentes inductives présentés dans [128] : (a) Evolution de la constante de propagation β et (b) de l'impédance caractéristique des lignes chargées ($T = 4$ et 1 mm) et de la ligne CPW classique.</i>	38
<i>Figure 1-33. Layouts des résonateur quart d'onde à lignes CPW présentés dans [130] : (a) CPW classique, (b) CPW avec fentes sur un seul coté et (c) CPW avec fentes sur les deux cotés.</i>	39
<i>Figure 1-34. Ligne chargée par une capacité parallèle : (a) Exemple d'une ligne microruban chargée par un stub en circuit ouvert, (b) le circuit électrique équivalent (c) et la ligne propagation équivalente.</i>	40
<i>Figure 1-35. Chargement par stub : (a) stub en papillon (b) circuit électrique équivalent (c) valeur de la capacité équivalente en fonction de la fréquence.</i>	41
<i>Figure 1-36. Chargement par stub : (a) exemple d'un filtre passe bande publié dans [138] (b) réponse fréquentielle des filtre classique et miniature.</i>	41
<i>Figure 1-37. Chargement par stub : (a) chargement d'un résonateur classique (haut) par deux stubs en circuit ouvert (bas) (b) un filtre passe bande en topologie anneau réalisé dans [54].</i>	42
<i>Figure 1-38. Chargement par stub : (a) chargement d'un résonateur classique (haut) par quatre stubs en circuit ouvert (bas) (b) un filtre passe bas présenté dans [139].</i>	42
<i>Figure 1-39. Résonateur à saut d'impédance : (a) exemple (b) circuit électrique équivalent.</i>	43
<i>Figure 1-40. Filtre passe bande présenté dans [149] : (a) filtre classique (b) filtre à SIR miniature.</i>	44

Chapitre 2 :
**LIGNES A ONDES LENTES A ELEMENTS
DISCRETS**

TABLE DES MATIÈRES

CHAPITRE 2 LIGNES A ONDES LENTES A ELEMENTS DISCRETS

2.1	INTRODUCTION	53
2.2	FACTEUR DE QUALITE: EXPRESSIONS APPROCHEES ET VALIDATION	54
2.2.1	EXPRESSIONS APPROCHEES	54
2.2.2	VALIDATION	56
2.3	COMPARAISON AVEC UNE LIGNE EQUIVALENTE NON CHARGEE	58
2.3.1	LES CRITERES DE COMPARAISON	58
2.3.2	ANALYSE	58
2.3.2.1	METHODE	58
2.3.2.2	RESULTATS	60
2.3.3	ABAQUES DE SYNTHESE	68
2.3.3.1	METHODE	68
2.3.3.2	ABAQUES	69
2.4	VALIDATION EXPERIMENTALE	73
2.4.1	PRESENTATION DES DISPOSITIFS	73
2.4.1.1	SUBSTRAT	73
2.4.1.2	LIGNES REALISEES	73
2.4.2	CARACTERISTIQUE DU SUBSTRAT FR4 – LIGNES DE REFERENCE 50 Ω	75
2.4.3	RESULTATS	80
2.4.3.1	LIGNE $Z_0 = 60 \Omega$	80
2.4.3.2	LIGNE $Z_0 = 128 \Omega$	85
2.4.3.3	LIGNES : $Z_0 = 83 \Omega$ ET $Z_0 = 120 \Omega$	87
2.5	COMPROMIS PERTES D'INSERTIONS –	

MINIATURISATION : VISUALISATION 3D	89
2.6 CONCLUSIONS	91
LISTE DES FIGURES : CHAPITRE 2	92
LISTE DES TABLEAUX : CHAPITRE 2	93

Chapitre 2 Lignes à ondes lentes à éléments discrets

2.1 Introduction

Le développement rapide des systèmes de communication sans fil nomades a fortement accru les contraintes imposées sur les circuits radio fréquence. En effet, la multiplication des applications (GSM, EDGE, WiFi, GPS, ...) a introduit plusieurs standards radio avec chacun son front-end. Dans le même temps, les utilisateurs réclament des équipements de plus en plus compacts et légers. La multiplication des standards a donc augmenté les contraintes sur la consommation mais surtout sur la taille. Le plus grand défi se situe au niveau des dispositifs passifs: filtres, coupleurs, Parmi les technologies disponibles pour réaliser ces dispositifs passifs, celle qui semble la plus pertinente demeure la technologie planaire.

Dans le chapitre 1 nous avons montré que plusieurs approches ont été mises en œuvre pour la réduction des circuits planaires. Une des approches utilisées s'appuie sur l'utilisation combinée d'éléments distribués et d'éléments localisés [61],[62],[158],[159] et [217]. Plus précisément il s'agit de charger des lignes de propagation par des condensateurs. Lorsque ces tronçons de lignes de propagation sont régulièrement chargés par des capacités, ils se comportent comme une ligne de propagation équivalente avec des paramètres de propagation dispersifs. En effet cette structure se comporte, lorsque la charge est répartie de manière périodique, comme des résonateurs de Bragg (f_B). La dispersion fréquentielle des paramètres de propagation de la ligne chargée (l'impédance caractéristique de la ligne chargée Z_l est nulle à f_B) est employée pour les applications de filtrage. Mais le plus important dans le cadre d'un objectif de miniaturisation est que la vitesse de propagation dans la ligne chargée est plus faible ($\beta_l > \beta_0$). Cette association crée donc un effet d'onde lente. Lorsque cette technique hybride est mise en œuvre, elle permet d'obtenir des taux de miniaturisation supérieurs à 50%. Cependant, certaines performances, notamment les pertes d'insertion, sont dégradées lors de l'utilisation de composants localisés réels non idéaux.

Ce chapitre s'intéresse à mettre en équation le facteur de qualité d'une ligne de propagation chargée par des condensateurs et à démontrer qu'il existe un compromis entre la miniaturisation et les pertes d'insertion de ce type de ligne de propagation.

Ce chapitre se décompose en cinq parties. Dans un premier temps les équations conduisant au facteur de qualité des lignes chargées sont présentées. Afin de simplifier ces équations, des approximations justifiées sont faites. Ensuite, une étude théorique (utilisant le CAD Mathematica) est effectuée. Le but est de valider les équations et les approximations proposées.

Puis, dans la seconde partie, un exemple de comparaison entre les facteurs de qualité d'une ligne (Z_0, γ_0, d_0) chargée par une capacité C_s et son équivalence non chargée (Figure 2-1) est traitée. Dans cette étude, l'impact des différents paramètres de conception sur le facteur de qualité a été étudié. Nous avons, par exemple, étudié l'influence de la résistance parasite série (R_s) du condensateur, de la valeur de la capacité (C_s), et de l'impédance caractéristique Z_0 de la ligne non chargée. Toutes ces études sont présentées pour des lignes microruban sur deux types de substrats (un substrat de bonne qualité Rogers RO4003™ et un substrat bon marché FR4). Ensuite, des abaques de synthèse sont réalisés. Ils pourront aider le concepteur à choisir les valeurs pour les différents paramètres (C_s, f, Z_0, \dots) afin d'obtenir les résultats souhaités, pour des applications de filtrage ou autres.

Dans une troisième partie (paragraphe 2.4), à partir des équations dérivées et de la méthode développée, des prototypes de lignes de propagation hybrides sur substrat FR4 sont réalisées et mesurées. Les résultats obtenus permettent de valider les équations (paragraphe 2.2) et la méthode décrite dans le paragraphe 2.3.2.1.

La quatrième partie est consacrée à l'étude du compromis miniaturisation - pertes d'insertion. Des abaques de conception sont définis. Ils guident le concepteur de ligne hybride dans le choix des valeurs des différents paramètres (C_s, f, Z_0, \dots) pour un compromis miniaturisation - pertes d'insertion souhaité.

Enfin, la dernière partie permet de conclure sur la pertinence d'utiliser des lignes de propagation chargées pour miniaturiser des dispositifs microondes.

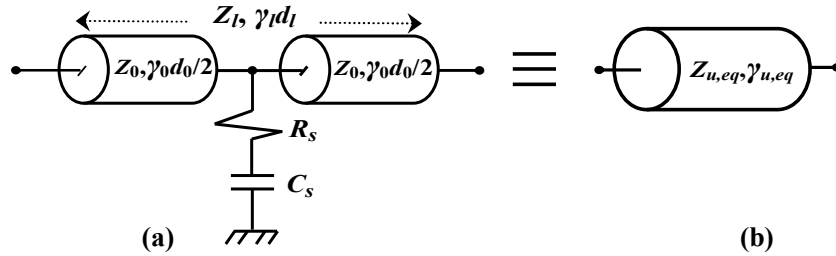


Figure 2-1 : Schéma électrique d'une ligne de propagation (a) chargée et (b) son équivalente non chargée.

2.2 Facteur de Qualité: expressions approchées et validation

Dans ce paragraphe, nous allons établir l'expression du facteur de qualité d'une ligne de propagation chargée par des capacités (Figure 2-1a). Nous nommons Q_l le facteur de qualité d'une ligne chargée, l'indice «l» signifiant «loaded». La section de ligne de propagation est chargée en son milieu par une capacité C_s . Plusieurs simplifications sur l'expression de Q_l sont proposées. Ces simplifications sont ensuite validées par des exemples pour lesquels l'expression complète est calculée grâce au logiciel mathématique (Mathematica™).

2.2.1 Expressions approchées

Dans un premier temps, nous établissons l'équation du facteur de qualité (Q_l) pour une ligne d'impédance caractéristique Z_0 , d'exposant de propagation complexe γ_0 et de longueur d_0 . La ligne est chargée à la moitié de sa longueur par un condensateur réel, de capacité C_s dont la résistance parasite série est notée R_s . L'étude prend également en compte les pertes des tronçons de ligne.

La définition utilisée pour le facteur de qualité est celle proposée dans [159], valable dès que les des facteurs de qualité sont supérieurs à 5 environ:

$$Q_l = \frac{1}{2} \frac{\beta_l}{\alpha_l}, \quad (2-1)$$

où β_l est l'exposant de propagation en rad/m et α_l est l'exposant d'atténuation de la ligne chargée en Np/m.

La matrice ABCD totale du quadripôle (Figure 2-1a) peut être calculée en multipliant les trois matrices (ligne capacité ligne). Cette matrice s'écrit :

$$T_l = T_0 \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{jC_s \omega}{1 + jR_s C_s \omega} & 1 \end{bmatrix} \cdot T_0, \quad (2-2)$$

avec T_0 représentant la matrice de transfert du tronçon de la ligne non chargée avec pertes :

$$T_0 = \begin{bmatrix} \cosh\left(\frac{\gamma_0 d_0}{2}\right) & Z_0 \sinh\left(\frac{\gamma_0 d_0}{2}\right) \\ \frac{1}{Z_0} \sinh\left(\frac{\gamma_0 d_0}{2}\right) & \cosh\left(\frac{\gamma_0 d_0}{2}\right) \end{bmatrix}, \quad (2-3)$$

où $\gamma_0 = \alpha_0 + j\beta_0$ est l'exposant de propagation complexe de la ligne non chargée. $\alpha_0 = \alpha_{d0} + \alpha_{c0}$ est l'exposant d'atténuation (Np/m), due aux pertes dans le diélectrique (α_{d0}) et dans le conducteur (α_{c0}), et β_0 (rad/m) est l'exposant de propagation.

Par identification des parties réelle et imaginaire du coefficient A_l (ou D_l) de la matrice de transmission T_l , on obtient les expressions suivantes qui permettent de décrire la dispersion de l'exposant de propagation complexe γ_l de la ligne chargée:

$$\Re(A_l) = \cosh(\alpha_l d_l) \cdot \cos \theta_l = \cosh(\alpha_0 d_0) \cdot \cos \theta_0 + \frac{1}{2} Y_c \cdot Z_0 [\sinh(\alpha_0 d_0) \cdot \cos \theta_0 - Q_c \cdot \cosh(\alpha_0 d_0) \cdot \sin \theta_0], \quad (2-3)$$

$$\Im(A_l) = \sinh(\alpha_l d_l) \cdot \sin \theta_l = \sinh(\alpha_0 d_0) \cdot \sin \theta_0 + \frac{1}{2} Y_c \cdot Z_0 [Q_c \cdot \sinh(\alpha_0 d_0) \cdot \cos \theta_0 + \cosh(\alpha_0 d_0) \cdot \sin \theta_0], \quad (2-4)$$

où $Q_c = 1/(R_s C_s \omega)$ et $Y_c = C_s \omega / (Q_c + 1/Q_c)$ sont respectivement le facteur de qualité et l'admittance du condensateur C_s .

Pour pouvoir extraire analytiquement α_l et β_l , une première simplification est nécessaire. Donc, nous allons considérer que les pertes induites dans le tronçon de la ligne chargée restent faibles (soit $\alpha_l d_l \ll 1$). Cette simplification (développement au 1^{er} ordre) conduit aux équations (2-5) et (2-6) en remplacement des équations (2-3) et (2-4).

$$\Re(A_l) = \cos \theta_l = \cosh(\alpha_0 d_0) \cdot \cos \theta_0 + \frac{1}{2} Y_c \cdot Z_0 [\sinh(\alpha_0 d_0) \cdot \cos \theta_0 - Q_c \cdot \cosh(\alpha_0 d_0) \cdot \sin \theta_0], \quad (2-5)$$

$$\Im(A_l) = \alpha_l d_l \cdot \sin \theta_l = \sinh(\alpha_0 d_0) \cdot \sin \theta_0 + \frac{1}{2} Y_c \cdot Z_0 [Q_c \cdot \sinh(\alpha_0 d_0) \cdot \cos \theta_0 + \cosh(\alpha_0 d_0) \cdot \sin \theta_0]. \quad (2-6)$$

A partir de sa définition (2-1) et des équations (2-5) et (2-6), le facteur de qualité Q_l peut être calculé comme:

$$Q_l = \frac{1}{2} \frac{\beta_l}{\alpha_l} = \frac{\sqrt{1 - \Re\{A_l\}^2}}{2 \Im\{A_l\}} \arccos[\Re\{A_l\}]. \quad (2-7)$$

Il est évident que l'équation (2-7) exprimant Q_l reste une expression difficile à analyser. Afin de simplifier cette expression, nous nous plaçons dans le cas où les pertes de la ligne non

chargée restent faibles également (soit $\alpha_0 d_0 \ll 1$). Cette hypothèse est réaliste du fait que nous travaillerons avec des lignes miniaturisées, donc de faibles longueurs d_0 . Après avoir considéré cette hypothèse, les expressions des fonctions hyperboliques des équations (2-5) et (2-6) sont remplacées par leur développement en série de Taylor au 1^{er} ordre, ce qui conduit aux expressions suivantes :

$$\Re(A_{ls}) = \cos \theta_l = \cos \theta_0 + \frac{1}{2} Y_c \cdot Z_0 [\alpha_0 d_0 \cdot \cos \theta_0 - Q_c \cdot \sin \theta_0], \quad (2-8)$$

$$\Im(A_{ls}) = \alpha_l d_l \cdot \sin \theta_l = \alpha_0 d_0 \cdot \sin \theta_0 + \frac{1}{2} Y_c \cdot Z_0 [Q_c \cdot \alpha_0 d_0 \cdot \cos \theta_0 + \sin \theta_0]. \quad (2-9)$$

Nous obtenons une expression simplifiée du facteur de qualité Q_{ls} (où l'indice « s » signifie simplifié) calculé toujours à partir de l'équation (2-7) en remplaçant A_l par A_{ls} .

Une troisième simplification est a priori envisageable afin d'obtenir une expression du facteur de qualité encore plus simple, en considérant des longueurs électriques faibles pour les lignes de propagation ($\theta_0 \ll 1$). Dans ce cas, les fonctions trigonométriques dans les équations (2-8) et (2-9) peuvent être remplacées par leur développement limité au 1^{er} ordre au voisinage de 0. Cette simplification des équations (2-8) et (2-9) permet d'écrire les parties réelle et imaginaire du coefficient A_{ls} comme:

$$\Re(A_{lss}) = \cos \theta_l = 1 + Y_c \cdot Z_0 \cdot \alpha_0 d_0 \cdot [0.5 - Q_c Q_0], \quad (2-10)$$

$$\Im(A_{lss}) = \alpha_l d_l \cdot \sin \theta_l = \alpha_0 d_0 \cdot \{ \theta_0 + Y_c \cdot Z_0 [0.5 Q_c + Q_0] \}, \quad (2-11)$$

où $Q_0 = \frac{1}{2} \frac{\beta_0}{\alpha_0}$ représente le facteur de qualité pour la ligne non chargée.

Le nouveau facteur de qualité « doublement simplifié, Q_{lss} , s'écrit alors:

$$Q_{lss} = \frac{1}{2} \frac{\sqrt{Y_c \cdot Z_0 \cdot \alpha_0 d_0 \cdot [Q_c Q_0 - 0.5]} \cdot \{ 2 - Y_c \cdot Z_0 \cdot \alpha_0 d_0 \cdot [Q_c Q_0 - 0.5] \}}{\alpha_0 d_0 \cdot \{ \theta_0 + Y_c \cdot Z_0 \cdot [0.5 Q_c + Q_0] \}} \cdot \arccos [1 + Y_c \cdot Z_0 \cdot \alpha_0 d_0 \cdot [0.5 - Q_c Q_0]]. \quad (2-12)$$

2.2.2 Validation

Cette partie est consacrée à la validation des approximations effectuées afin de déterminer l'expression du facteur de qualité (équations (2-7) à (2-12)) pour des lignes chargées. La méthode consiste à comparer les différentes équations établies pour Q_l sur une large plage de fréquences pour un cas typique. Nous appelons « cas typique » un cas pour lequel les différents paramètres de conception (C_s, Z_0, \dots) prennent des valeurs classiquement utilisées.

Un outil de calcul mathématique (Mathematica™) a été utilisé pour effectuer cette étude. Nous choisissons de fixer C_s à 3 pF et Z_0 à 120 Ω . Cette valeur de capacité de 3 pF correspond à une impédance proche de 50 Ω à 1 GHz, notre étude étant menée entre 1 GHz et 10 GHz. La valeur de 120 Ω correspond à une forte valeur d'impédance caractéristique, nécessaire pour obtenir une forte miniaturisation (comme nous le montrerons un peu plus loin dans ce chapitre), et proche du maximum réalisable classiquement en technologie microruban. La valeur de la résistance série R_s est de 0,3 Ω . Cette valeur correspond aux valeurs typiques de condensateurs CMS (composants montés en surface). La longueur des tronçons des lignes non chargées d_0 n'est pas fixée. Le but est de déterminer jusqu'à quelle longueur les approximations restent valides.

Dans un premier exemple, nous considérons une ligne microruban sur un substrat Rogers RO4003™ avec une longueur électrique de 1° à 1 GHz (soit une longueur physique d_0 égale à 0,54 mm). Pour le Substrat RO4003™ nous avons utilisé les caractéristiques fabricant suivantes ($\epsilon_r = 3,38$, $h = 0,813$ mm et $\tan\delta = 0,0027$). La Figure 2-2 donne le facteur de qualité (Q_l , Q_{ls} et Q_{lss}) en fonction de la fréquence, depuis le continu jusqu'à la fréquence 10 GHz. Pour cette longueur et en comparant avec le graphe de Q_l , nous notons que les deux approximations peuvent être considérées comme correctes. En effet, les courbes de Q_l , Q_{ls} et Q_{lss} sont confondues. Elles ne diffèrent que de 0,3% dans le pire cas.

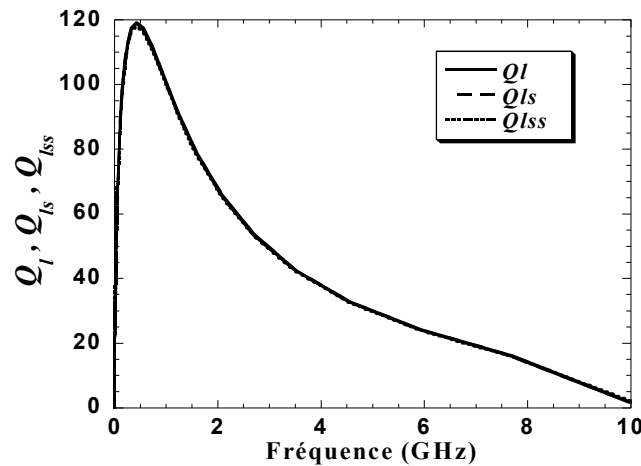


Figure 2-2 : Graphe de Q_l , Q_{ls} et Q_{lss} en fonction de la fréquence pour une faible longueur électrique ($\theta_0 = 1^\circ$ à 1 GHz).

Pour le second exemple, la longueur de la ligne a été multipliée par 20, soit une longueur électrique de 20° à 1 GHz (avec $d_0 = 11$ mm). Cette longueur correspond à des cas pratiques classiques. Les résultats de la Figure 2-3 nous montrent que l'approximation faite sur les pertes de la ligne non chargée ($\alpha_0 \cdot d_0 \ll 1$) reste toujours valide puisque les courbes de Q_l et Q_{ls} restent confondues. En revanche, pour cette longueur, la seconde approximation sur les faibles longueurs de lignes ($\theta_0 \ll 1$) entraîne une sous estimation du facteur de qualité non acceptable (erreur de 20% à 1 GHz) entre Q_l et Q_{lss} .

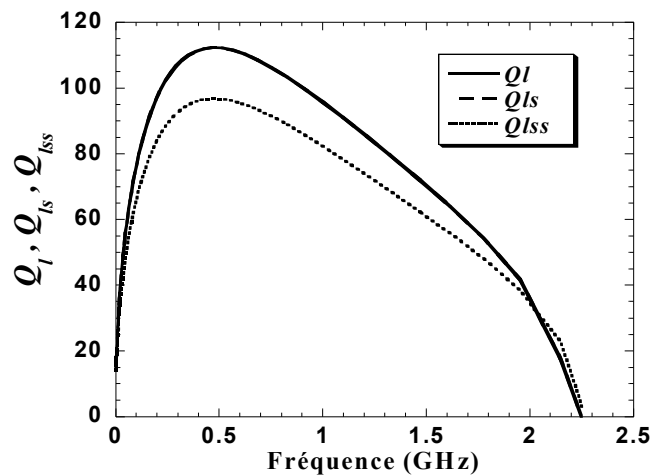


Figure 2-3 : Graphe de Q_l , Q_{ls} et Q_{lss} en fonction de la fréquence pour une longueur électrique $\theta_0 = 20^\circ$ à 1 GHz.

Nous retiendrons donc l'expression Q_{ls} pour le calcul du facteur de qualité des lignes chargées pour toute la suite du manuscrit. Rappelons que cette expression correspond à l'hypothèse (réaliste) de lignes de propagation à faibles pertes.

Dans le paragraphe suivant, nous allons étudier le facteur de qualité de ces lignes miniatures et nous le comparerons avec celui d'une ligne équivalente non chargée.

2.3 Comparaison avec une ligne équivalente non chargée

La technique de miniaturisation par charge capacitive permet d'atteindre des pourcentages de miniaturisation supérieurs à 50%. Mais cette solution impose évidemment d'utiliser des capacités réelles, ayant leurs propres pertes, pour charger des lignes de propagation d'impédance caractéristique élevée afin de maximiser le facteur de miniaturisation.

Selon les pertes engendrées par les capacités et l'ensemble des paramètres choisis, les pertes d'insertion des lignes miniatures peuvent devenir supérieures à celles d'une ligne équivalente non chargée, d'où l'inconvénient de ces structures.

Pour une ligne chargée d'impédance caractéristique fixée (par exemple à 50Ω), la miniaturisation augmente lorsque l'on augmente l'impédance caractéristique des lignes non chargées et la valeur des capacités. Les lignes non chargées étant plus courtes, leurs pertes linéiques diminuent. Mais l'augmentation de l'impédance caractéristique des lignes entraîne une augmentation de leurs pertes d'insertion [192], et l'augmentation de la valeur de la capacité entraîne une diminution de son facteur de qualité (R_s étant constante), et donc du facteur de qualité de la ligne chargée.

Les questions qui se posent sont alors les suivantes:

(i) La partie est-elle perdue, à savoir, les pertes des lignes chargées sont-elles toujours supérieures à celles des lignes non chargées?

(ii) Existe-t-il un compromis miniaturisation-pertes ?

Le but de cette étude est de répondre à ces questions.

Dans un premier temps nous définissons les critères de comparaison puis nous présentons la méthode de comparaison qui constitue la base d'un programme développé et intégré dans le logiciel Mathematica™. Enfin nous interprétons les résultats obtenus.

2.3.1 Les critères de comparaison

Afin de montrer l'intérêt des lignes chargées, une comparaison doit être effectuée avec des lignes équivalentes non chargées.

Ces dernières ont des impédances caractéristiques nommées $Z_{u,eq}$ et des longueurs électriques nommées $\theta_{u,eq}$ (où l'indice « u,eq » signifie « *unloaded équivalente* »).

Les critères de comparaison sont définis à une fréquence fixe et sont les suivants:

- Impédance caractéristique identique (c'est à dire $Z_l = Z_{u,eq}$).
- Longueur électrique identique (c'est à dire $\theta_l = \theta_{u,eq}$).

2.3.2 Analyse

2.3.2.1 Méthode

La comparaison entre les facteurs de qualité de la ligne chargée (Z_l, θ_l) (composée de deux lignes de propagation ($Z_0, \theta_0/2$) chargées par une capacité (C_s, R_s), Figure 2-1(a)) et une ligne

équivalente non chargée ($Z_{u,eq}$, $\theta_{u,eq}$) (Figure 2-1(b)) est effectuée. Des lignes de propagation de type microruban sont considérées. Cependant, l'étude peut évidemment être effectuée pour d'autres types de lignes. L'étude est menée sur deux types de substrats différents: le Rogers RO4003™, de bonne qualité ($\epsilon_r = 3,38$, $h = 0,813$ mm et $\tan\delta = 0,0027$), et le FR4, peu coûteux mais possédant de plus fortes pertes diélectriques ($\epsilon_r = 4,4$, $h = 1,6$ mm et $\tan\delta = 0,015$).

Afin de choisir le modèle de pertes des lignes microruban à intégrer dans l'outil CAO Mathematica™, une étude comparative sur des modèles différents de pertes dans une ligne microruban a été effectuée. Parmi plusieurs modèles étudiés [83], [193]-[195], le modèle de Pucel a été retenu [194]. Pucel donne trois équations pour les pertes conductrices liées à la valeur du rapport W/h , où W est la largeur de la ligne et h est la hauteur du substrat. C'est le modèle pour lequel les discontinuités aux transitions des différents W/h sont les plus faibles.

Les étapes utilisées pour établir la comparaison sont décrites dans l'organigramme de la Figure 2-4.

Pour commencer la comparaison, on fixe les différents paramètres d'entrée.

Ces paramètres sont :

- les paramètres du substrat (ϵ_r , h et $\tan\delta$).
- les paramètres des tronçons de ligne de propagation (l'impédance caractéristique de la ligne non chargée Z_0 et sa longueur physique d_0).
- les paramètres du condensateur (la valeur de la capacité C_s et sa résistance parasite séries R_s).

Partant de ces paramètres, la permittivité effective ϵ_{reff0} et l'exposant de propagation en fonction de la fréquence $\beta_0(f_i)$ des tronçons de ligne non chargée sont calculés [83], [193]-[195].

En utilisant le modèle de Pucel [194], les pertes conductrices α_{c0} et diélectriques α_{d0} sont calculées. Puis les facteurs de qualité de la capacité $Q_c(f_i)$ et de la ligne non chargée $Q_0(f_i)$ en fonction de la fréquence sont déterminés.

Q_l est alors calculé à partir des relations (2-8) et (2-9).

Ensuite, pour chaque valeur de la fréquence f_i , tous les paramètres de la ligne de propagation chargée peuvent être déterminés. Les équations utilisées pour calculer l'impédance caractéristique et la longueur électrique sont les suivantes:

$$Z_l = \sqrt{B_{Tl}/C_{Tl}}, \quad (2-13)$$

$$\theta_l = \cos^{-1}(A_{Tl}). \quad (2-14)$$

où A_{Tl} , B_{Tl} et C_{Tl} sont les paramètres de la matrice ABCD totale du quadripôle T_l (équation (2-2)).

A partir des critères de comparaison fixés précédemment ($Z_l(f_i) = Z_{u,eq}(f_i)$ et $\theta_l(f_i) = \theta_{u,eq}(f_i)$), les différents paramètres de la ligne non chargée équivalente, à savoir la largeur de la ligne microruban $W_{u,eq}(f_i)$ [194], puis sa permittivité relative effective $\epsilon_{reffu,eq}(f_i)$, son coefficient de propagation $\beta_{u,eq}(f_i)$ et ses pertes $\alpha_{u,eq}(f_i)$, peuvent être calculés.

On en déduit la valeur du facteur de qualité de cette ligne non chargée équivalente $Q_{u,eq}(f_i)$. Enfin Q_l et à $Q_{u,eq}$ sont comparés pour chaque valeur de fréquence f_i .

Il est alors possible de définir le rapport $Q_l/Q_{u,eq}$ qui décrit l'accroissement ou la réduction relative du facteur de qualité de la ligne chargée par rapport à son équivalente classique non chargée. Il faut préciser que pour chaque fréquence f_i , l'impédance caractéristique de la ligne équivalente non chargée déterminée est différente.

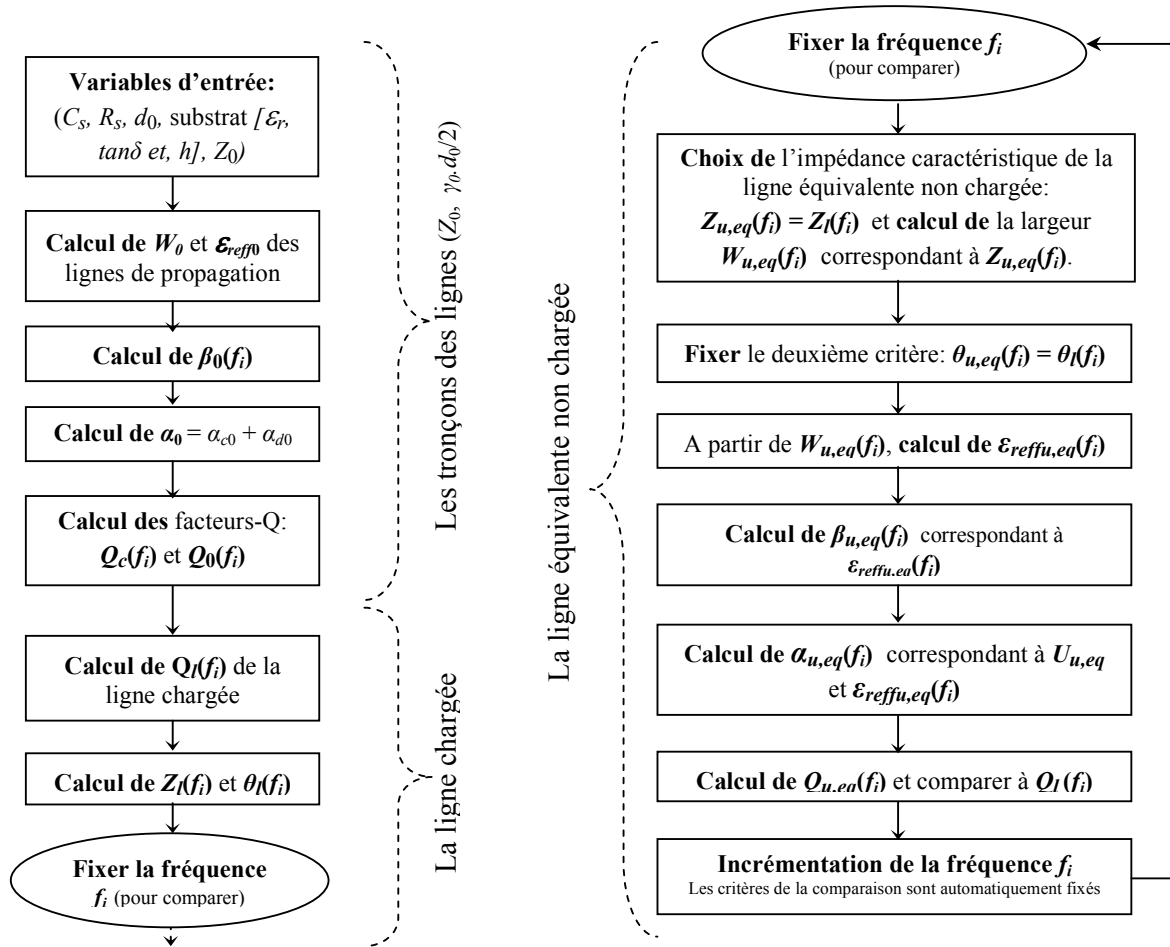


Figure 2-4 : Algorithme de la méthode de comparaison.

2.3.2.2 Résultats

Dans cette partie, nous présentons l'impact des principaux paramètres de conception, C_s , Z_0 et R_s sur le rapport des facteurs de qualité $Q_l/Q_{u,eq}$, pour une valeur donnée de la longueur électrique, θ_l , et de l'impédance caractéristique, Z_l .

Pour mener cette étude nous avons du fixer un certain nombre de paramètres relatifs à un « cas nominal ».

Notre cas nominal correspond à la miniaturisation d'une ligne de longueur électrique de $\theta_l = 20^\circ$ à la fréquence de 1 GHz. Le taux de miniaturisation visé est de plus de 50%. L'impédance caractéristique de la ligne chargée, Z_l , est de 50 Ω .

Pour une impédance caractéristique $Z_0 = 120 \Omega$, nous en déduisons que la ligne chargée est constituée d'une ligne de propagation microruban de longueur électrique θ_0 égale à $8,4^\circ$ à 1 GHz.

La valeur de la capacité C_s est égale à 0,9 pF. Sa résistance est considérée égale à 0,3 Ω (CMS).

Ce « cas nominal » constituera la base des trois études destinées à comprendre l'influence de chaque paramètre.

De plus, les deux types de substrats sélectionnés, le Rogers RO4003™ ($\epsilon_r = 3,38$, $h = 0,813$ mm et $\tan\delta = 0,0027$), et le FR4 ($\epsilon_r = 4,4$, $h = 1,6$ mm et $\tan\delta = 0,015$) sont systématiquement comparés.

La longueur électrique θ_0 à 1 GHz correspond à une longueur physique de la ligne non chargée d_0 de 4,1 mm sur le substrat FR4 et de 4,5 mm sur le substrat RO4003.

Pour que ces résultats soient exploitables à d'autres fréquences, ils sont représentés en fonction d'une fréquence normalisée qui est définie par rapport à la fréquence de Bragg, soit f/f_B . On rappelle que la fréquence de Bragg est la première fréquence de coupure d'une ligne de propagation chargée périodiquement par des capacités. A cette fréquence particulière, les réflexions de chaque section, liées à la présence des capacités, s'ajoutent en phase pour maximiser la réflexion, et annuler la transmission. La fréquence de Bragg f_B simulée est de l'ordre de 6,1 GHz pour les deux substrats. Donc la fréquence de 1 GHz est égale à 16,4% de la fréquence de Bragg f_B .

La Figure 2-5 donne le facteur de qualité Q_l de la ligne chargée sur le substrat RO4003 pour ces valeurs des paramètres d'entrée. On rappelle que Q_c est le facteur de qualité de la capacité. Comme la Figure 2-5 le montre, à partir d'une certaine fréquence, Q_l commence à diminuer et prend la forme de Q_c . Ce graphe montre ainsi l'influence du facteur de qualité de la capacité sur lequel nous reviendrons dans les études suivantes.

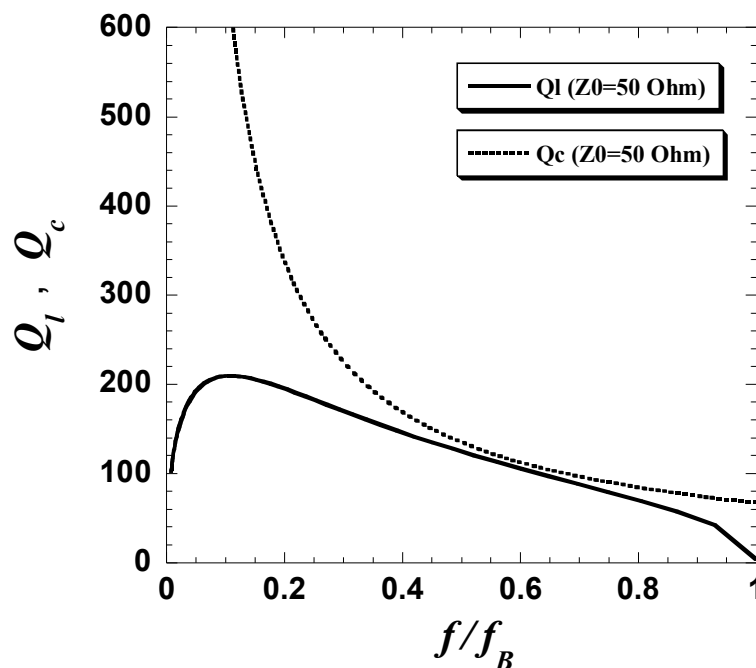


Figure 2-5 : Evolution de Q_l et Q_c sur RO4003 pour $C_s = 0,9$ pF et $Z_0 = 120$ Ω .

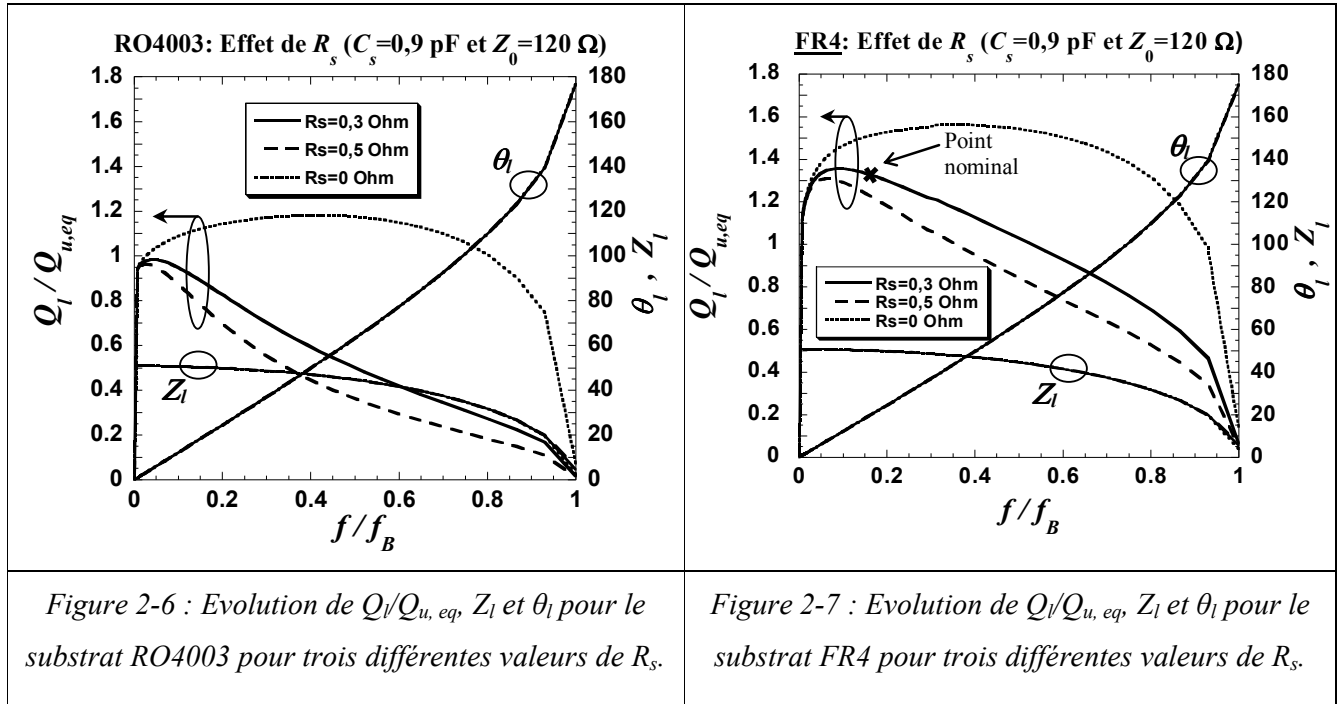
2.3.2.2.1 Influence de la résistance série R_s

Dans cette première étude, la capacité C_s et l'impédance caractéristique de la ligne non chargée Z_0 sont fixées. L'étude est menée pour trois valeurs de R_s : 0 Ω (pertes nulles), 0,3 Ω (pertes typiques pour une capacité CMS) et 0,5 Ω .

Les Figures ci-dessous montrent l'évolution du rapport des facteurs de qualité $Q_l/Q_{u,eq}$ (échelle de gauche), entre la ligne chargée et la ligne équivalente non chargée en fonction de la

fréquence normalisée, pour les deux types de substrat RO4003 (Figure 2-6) et FR4 (Figure 2-7).

De plus, l'impédance caractéristique de la ligne chargée $Z_l (= Z_{u,eq})$ ainsi que sa longueur électrique $\theta_l (= \theta_{u,eq})$ sont également représentées sur ces graphes (échelle de droite).



Une première analyse permet de constater qu'il est possible d'obtenir un rapport des facteurs de qualité supérieur à 1. Cela dépend comme attendu de la comparaison entre le gain obtenu sur les pertes diélectriques des lignes, plus courtes lorsqu'elles sont chargées, et de l'augmentation des pertes liées à la résistance série du condensateur.

Ainsi, avec un substrat de faible qualité tel que le FR4, le gain sur le rapport des facteurs de qualité peut atteindre plus de 30% (à 9,2% de f_B) pour un cas réaliste où $R_s = 0,3 \Omega$. Le rapport reste supérieur à 1 jusqu'à une fréquence égale à environ 50% de la fréquence de Bragg.

Par contre, le rapport des facteurs de qualité reste inférieur à 1 sur toute la plage de la fréquence pour le substrat Rogers RO4003™. Il atteint une valeur maximale de 0,98 à 4,5% de la fréquence de Bragg f_B . Nous pouvons donc conclure que la ligne chargée n'est pas intéressante d'un point de vue facteur de qualité pour ce type de substrat.

Comme le montrent les Figures 2-6 et 2-7, le rapport des facteurs de qualité augmente lorsque la résistance série du condensateur diminue, ce qui est conforme à la théorie.

Dans le cas d'un condensateur ayant un facteur de qualité infini ($R_s = 0 \Omega$), nous constatons qu'il existe une vaste plage de fréquence pour laquelle $Q_l/Q_{u,eq}$ est supérieur à l'unité (environ 80% de f_B). En effet, en réduisant la longueur de la ligne de propagation en la chargeant avec des capacités idéales, les pertes sont réduites tant que l'effet passe-bas lié à la fréquence de Bragg reste modéré.

En revanche dès que les pertes dans les condensateurs sont prises en compte, nous constatons une limitation de ce rapport $Q_l/Q_{u,eq}$ par une fonction ressemblant à une hyperbole. Cette limitation est due au facteur de qualité de la capacité défini par la fonction hyperbolique $1/(R_s C_s 2\pi f)$ comme l'a montré la Figure 2-5.

Sur les Figures 2-6 et 2-7, l'impédance caractéristique Z_l et la longueur électrique θ_l sont également représentées. Nous constatons sans surprise que ces paramètres ne dépendent quasiment pas de R_s du fait que l'exposant de propagation des lignes chargées demeure élevé vis à vis de l'exposant d'atténuation.

Nous remarquons que Z_l décroît avec la fréquence et s'annule comme prévu à la fréquence de Bragg. Il est intéressant de noter les valeurs de Z_l et de θ_l aux fréquences limites (la fréquence limite est la fréquence pour laquelle $Q_l/Q_{u,eq} = 1$). Pour $R_s = 0,3 \Omega$, nous notons $Z_{l,FR4} = 44 \Omega$ et $\theta_{l,FR4} = 66^\circ$. Nous pouvons donc conclure que pour le substrat FR4, les lignes chargées seront avantageuses par rapport à une ligne de propagation non chargée jusqu'à une longueur électrique de 66° .

Si l'on souhaite synthétiser des lignes de longueur électrique supérieure à 66° sans dégrader le facteur de qualité, pour le substrat FR4, il faudra utiliser plusieurs sections de lignes chargées. A titre d'illustration, la Figure 2-8 montre la réalisation d'une longueur électrique de 132° avec le substrat FR4, avec comme objectif de conserver un facteur de qualité de la ligne chargée égal à celui de la ligne équivalente ($Q_l = Q_{u,eq}$).

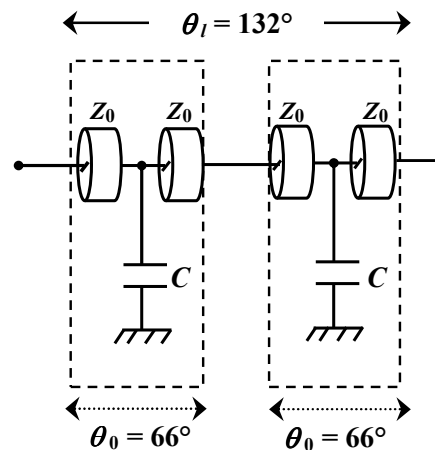


Figure 2-8 : Exemple de réalisation d'une longueur de 132° en cascade de deux sections identiques.

La conséquence de la multiplication du nombre de sections est une multiplication de la longueur physique. Nous voyons donc apparaître un compromis entre la longueur de la ligne chargée et le facteur de qualité, pour une longueur électrique donnée.

Pour relier ces premiers résultats aux abaques présentés ultérieurement (paragraphe 2.3.2.1 et 2.3.3.2), nous proposons de retrouver le « cas nominal », correspondant à un point particulier, après chaque étude.

Pour la fréquence « nominale » égale à 1 GHz en considérant le substrat FR4, nous avons obtenu un rapport $Q_l/Q_{u,eq}$ de l'ordre de 1,3.

2.3.2.2.2 Influence de la capacité C_s

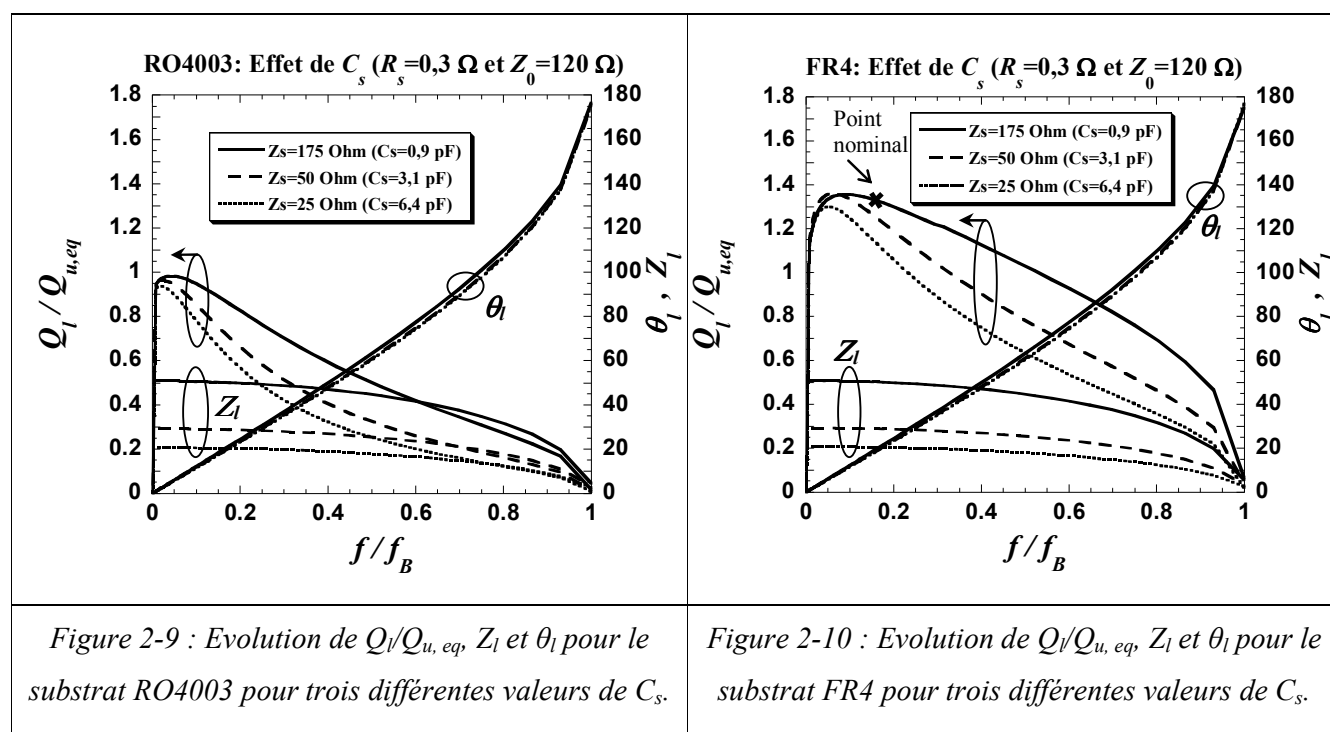
La deuxième étude porte sur l'influence de la valeur de la capacité C_s . Elle est menée pour les valeurs suivantes de C_s : 0,9 pF, 3,1 pF et 6,4 pF. Ces valeurs correspondent respectivement

aux valeurs d'impédance de la capacité suivantes $Z_s = 175 \Omega$, 50Ω , et 25Ω (avec $Z_s = (2\pi f C_s)^{-1}$ à 1 GHz).

Pour cette étude, $R_s = 0,3 \Omega$ et $Z_0 = 120 \Omega$. Il faut noter que la fréquence de Bragg change lorsque C_s est modifiée.

Les Figures ci-dessous montrent l'évolution du rapport des facteurs de qualité $Q_l/Q_{u,eq}$, (échelle de gauche) pour chaque substrat (RO4003 et FR4).

L'impédance caractéristique de la ligne chargée Z_l et sa longueur électrique θ_l sont également représentées sur les mêmes graphes (échelle de droite).



Le point nominal apparaît sur la Figure 2-10.

L'augmentation de la valeur de la capacité accroît le facteur d'onde lente, donc la miniaturisation de la ligne. La Figure 2-11 montre la permittivité relative équivalente $\epsilon_{\text{reff},l}$ de la ligne chargée pour les trois valeurs de C_s (0,9 pF, 3,1 pF et 6,4 pF). Une valeur plus grande de $\epsilon_{\text{reff},l}$ signifie un facteur d'onde lente plus grand. Comme attendu, la valeur de la permittivité relative effective $\epsilon_{\text{reff},l}$ augmente avec la capacité C_s .

Cependant l'augmentation de la capacité, comme dit précédemment, va de pair avec la diminution de son facteur de qualité, R_s restant constante.

Ainsi, le rapport des facteurs de qualité décroît lorsque C_s augmente comme le montre la Figure 2-9 et la Figure 2-10. Comme prévu, nous constatons également que l'impédance caractéristique de la ligne chargée Z_l diminue lorsque C_s augmente, conformément à la relation donnant Z_l [61].

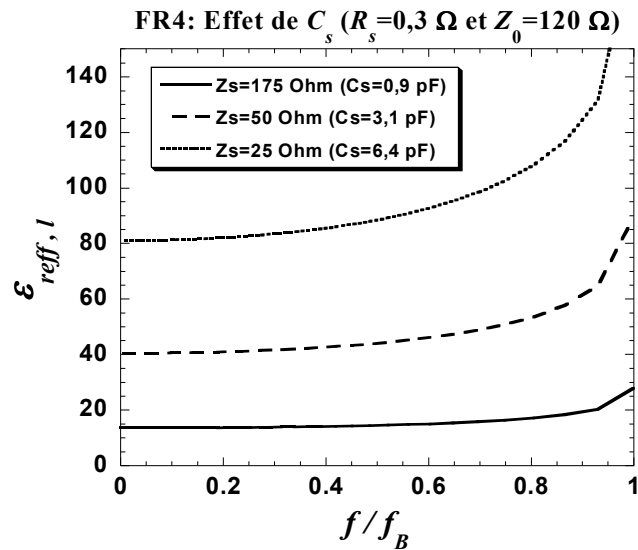


Figure 2-11 : Evolution de $\varepsilon_{\text{reff},l}$ pour le substrat RO4003 pour trois différentes valeurs de C_s .

Pour le substrat FR4, nous constatons que pour une fréquence particulière (environ 8% de la fréquence de Bragg), les courbes du rapport $Q_l/Q_{u,eq}$ pour les impédances $Z_s = 175 \Omega$ et 50Ω se croisent, et la capacité la plus faible devient plus avantageuse en terme de facteur de qualité. Nous nommons f_t (fréquence de transition) cette fréquence particulière (Figure 2-12).

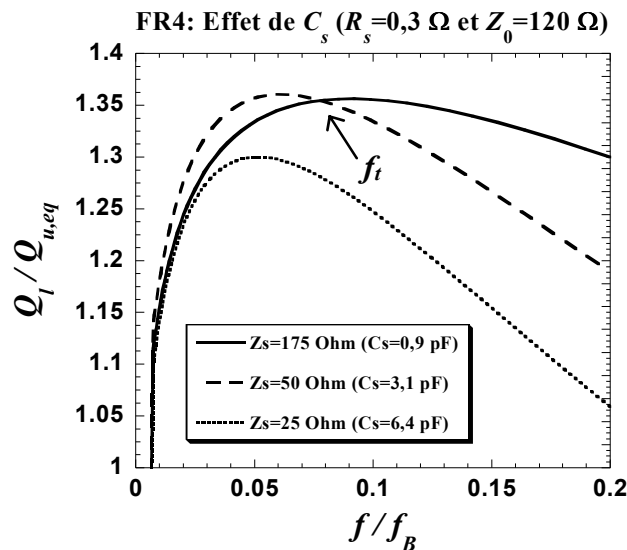


Figure 2-12 : Zoom de la Figure 2-10 montrant la fréquence de transition f_t .

La Figure 2-13 montre l'évolution des facteurs de qualité absolus Q_l et $Q_{u,eq}$ pour deux valeurs différentes de C_s (0,9 pF et 6,4 pF) sur le substrat FR4. Les variations de Q_l permettent d'expliquer la présence d'une fréquence de transition sur la Figure 2-12. Lorsque C_s diminue, $Q_{u,eq}$ augmente sur toute la bande de fréquence. Ce n'est pas le cas pour Q_l qui passe par un maximum. La décroissance de Q_l étant plus rapide pour la plus forte capacité, le rapport $Q_l/Q_{u,eq}$ diminue plus rapidement pour $C_s = 6,4 \text{ pF}$ et vient donc croiser le rapport $Q_l/Q_{u,eq}$ obtenu pour $C_s = 0,9 \text{ pF}$, à cette fréquence particulière dite de transition.

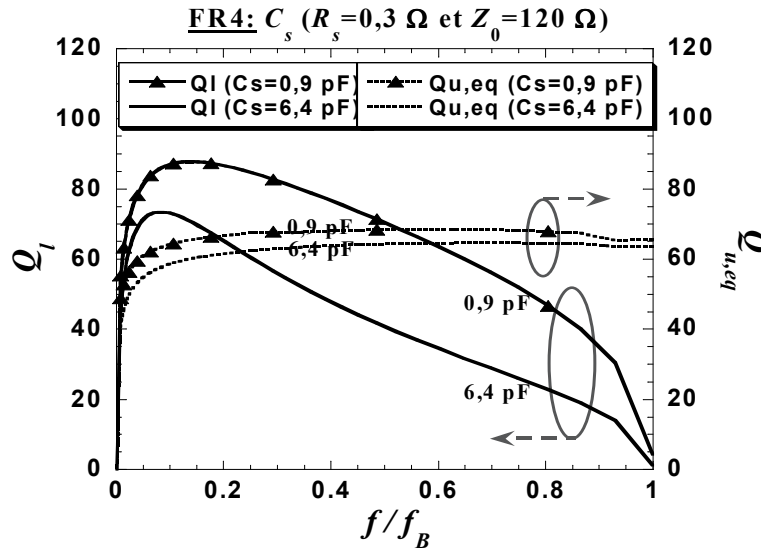


Figure 2-13 : Q_l et $Q_{u,eq}$ en fonction de la fréquence normalisée pour $C_s = 0,9$ et $6,4$ pF sur substrat FR4

2.3.2.2.3 Influence de Z_0

L'étude de l'influence de l'impédance caractéristique des tronçons de lignes de propagation non chargée Z_0 sur le rapport des facteurs de qualité $Q_l/Q_{u,eq}$ est effectuée pour les quatre valeurs suivantes de Z_0 : 25Ω , 50Ω , 100Ω et 120Ω . Pour cette étude, $R_s = 0,3 \Omega$ et $C_s = 0,9$ pF.

L'impédance caractéristique de la ligne non chargée a également un fort impact sur la miniaturisation de la ligne. Ce paramètre possède l'avantage de pouvoir être réglé de manière continue sur un intervalle compris entre la valeur de l'impédance caractéristique Z_l de la ligne chargée et la valeur maximale réalisable en technologie microruban (au moins 120Ω). C'est un avantage important vis à vis de la capacité C_s qui ne peut prendre que des valeurs discrètes en technologie CMS. L'impédance caractéristique Z_0 est donc le paramètre fin de réglage pour une synthèse précise.

La Figure 2-14 et la Figure 2-16 montrent l'évolution du rapport des facteurs de qualité $Q_l/Q_{u,eq}$ en fonction de la fréquence normalisée par rapport à la fréquence de Bragg f_B , respectivement pour les substrats RO4003 et FR4. Il faut noter que la fréquence de Bragg change lorsque Z_0 est modifiée.

L'impédance caractéristique de la ligne chargée Z_l et sa longueur électrique θ_l , pour les deux substrats RO4003 et FR4, sont représentées sur la Figure 2-15 et la Figure 2-17.

La Figure 2-14 montre que le rapport des facteurs de qualité pour le substrat RO4003 est supérieur à l'unité pour une fréquence limite f_l d'environ 13% de la fréquence de Bragg f_B , sauf pour la valeur Z_0 égale à 120Ω . La plus grande fréquence limite f_l (14% de f_B) est obtenue pour $Z_0 = 50 \Omega$.

La synthèse de lignes de propagation avec une impédance caractéristique faible semble donc plutôt avantageuse à l'aide de lignes de propagation chargées lorsque l'on utilise un substrat de bonne qualité. Toutefois, le rapport des facteurs de qualité $Q_l/Q_{u,eq}$ est maximum en très basse fréquence (quelques% de f_B) pour l'impédance caractéristique $Z_0 = 50 \Omega$. Ce résultat s'explique par le fait que les pertes conductrices dans une ligne microruban sont minimales pour une impédance caractéristique proche de 50Ω [192].

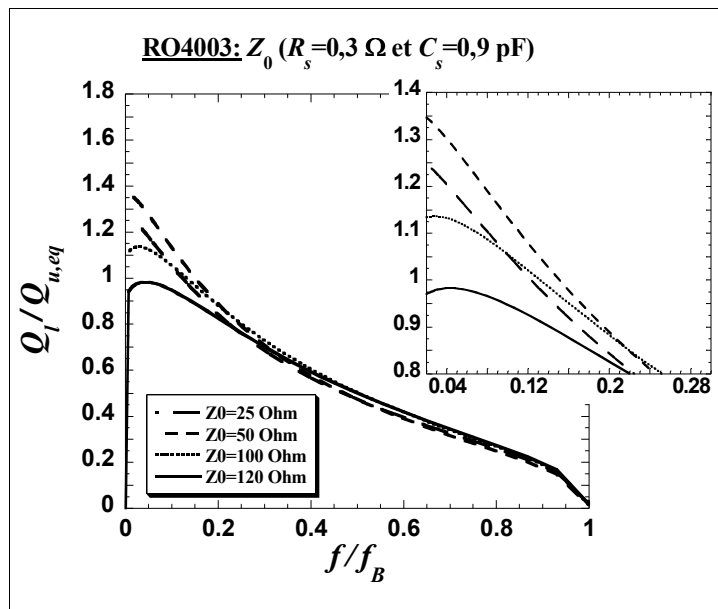


Figure 2-14 : Evolution de $Q_l/Q_{u,eq}$ sur le substrat RO4003 pour différentes valeurs de Z_0 .

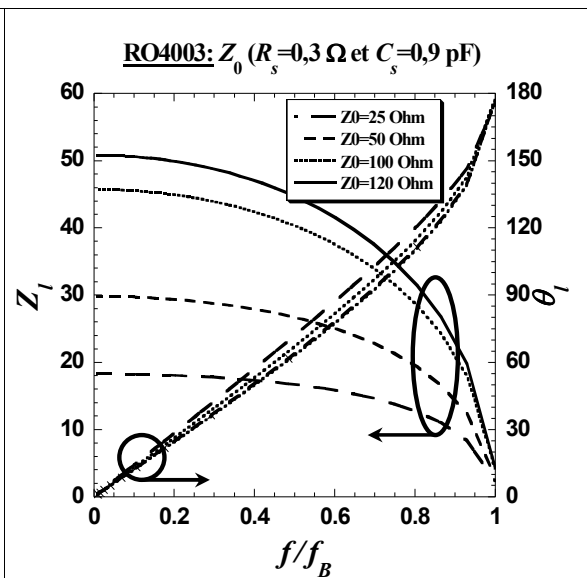


Figure 2-15 : Evolution de Z_l et θ_l sur le substrat RO4003 pour différentes valeurs de Z_0 .

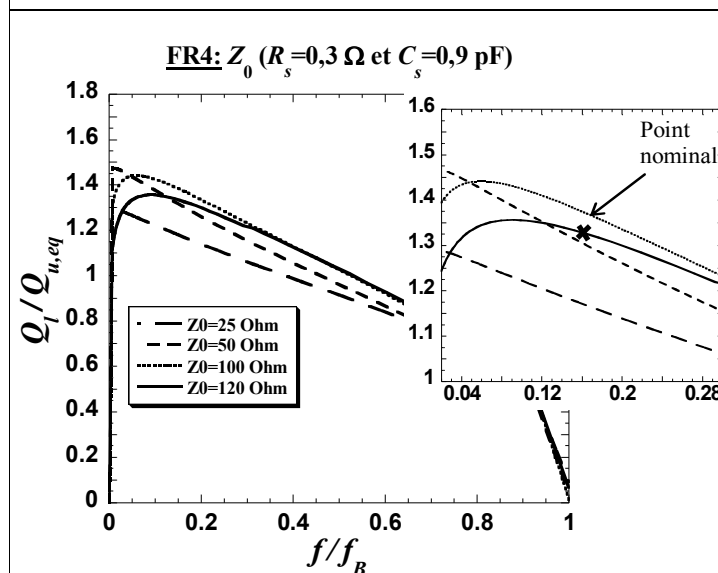


Figure 2-16 : Evolution de $Q_l/Q_{u,eq}$ sur le substrat FR4 pour différentes valeurs de Z_0 .

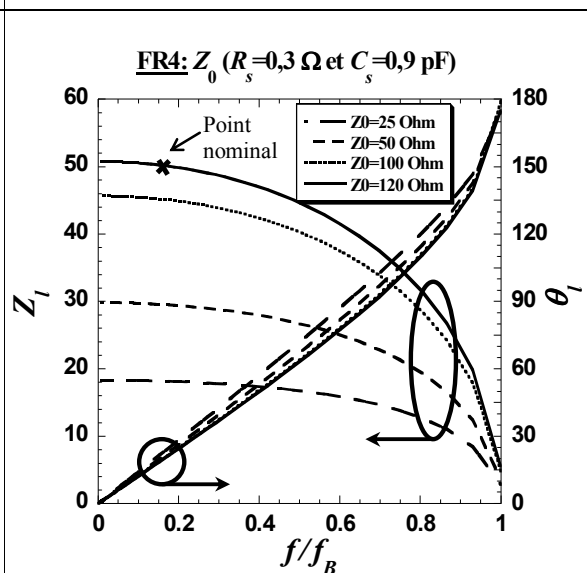


Figure 2-17 : Evolution de Z_l et θ_l sur le substrat FR4 pour différentes valeurs de Z_0 .

En outre, nous remarquons sur la Figure 2-15 et la Figure 2-17, que l'impédance caractéristique de la ligne chargée ne peut atteindre la valeur de 50Ω que pour la valeur de Z_0 maximale de 120Ω .

Pour le substrat FR4 (Figure 2-16), la plus grande fréquence limite, f_l , est égale à 60% de f_B . Elle est obtenue pour $Z_0 = 100 \Omega$.

La longueur électrique de la ligne chargée, lorsque l'abscisse correspond à une fréquence normalisée, reste peu influencée par le paramètre Z_0 surtout s'il est choisi entre 100Ω et 120Ω .

Pour finir, nous retrouvons le point « nominal », soit un rapport $Q_l/Q_{u,eq}$ de l'ordre de 1,3 sur le substrat FR4 ($R_s = 0,3 \Omega$, $C_s = 0,9 \text{ pF}$, $Z_l = 50 \Omega$, $\theta_l = 20^\circ$, $Z_0 = 120 \Omega$ et $f = 1 \text{ GHz}$).

2.3.2.2.4 Conclusion

Ces trois études nous ont permis de décrire l'influence des paramètres d'entrée (R_s , C_s , et Z_0) sur le facteur de qualité d'une ligne chargée. La possibilité d'obtenir une valeur de facteur de qualité pour les lignes de propagation chargées plus grand que celui des lignes équivalentes non chargées a été mis en évidence. C'est une réponse positive à notre première question posée au début de ce chapitre (paragraphe 2.3).

Ces études ont également permis de mettre en évidence de manière qualitative le compromis entre la longueur de la ligne chargée et son facteur de qualité.

2.3.3 Abaques de synthèse

Dans cette partie des abaques de synthèse sont proposées à partir des analyses du paragraphe 2.3.2 précédent. Ces abaques doivent permettre à un concepteur de réaliser des lignes chargées présentant une impédance caractéristique et une longueur électrique données, connaissant la fréquence de fonctionnement et les pertes d'insertion maximales admissibles.

2.3.3.1 Méthode

Les paramètres de conception ou *paramètres d'entrée* à fixer ou à définir par le concepteur sont:

- la fréquence de travail f_0 ,
- la longueur électrique de la ligne équivalente θ_l ,
- l'impédance caractéristique désirée pour la ligne équivalente Z_l
- les caractéristiques du substrat,
- la résistance série parasite de la capacité (R_s),
- l'impédance caractéristique de la ligne non chargée (Z_0).

La méthode de synthèse utilisée permet de calculer les *paramètres de sortie*, à savoir :

- le rapport des facteurs de qualité ($Q_l/Q_{u,eq}$),
- la capacité (C_s),
- le pourcentage de miniaturisation, calculé comme: $(1-d_0/d_{u,eq}) \times 100$.

La Figure 2-18 décrit, sous la forme d'un diagramme fonctionnel, la méthode de synthèse des abaques.

Le substrat étant défini, le concepteur fixe la fréquence à laquelle la ligne sera utilisée, ainsi que ses caractéristiques (Z_l et θ_l). A partir de Z_l et de Z_0 , les deux couples : largeur du conducteur de la ligne MS et permittivité effective, pour la ligne équivalente ($W_{u,eq} - \epsilon_{reffu,eq}$) et pour la ligne non chargée ($W_0 - \epsilon_{reff0}$) sont calculés. Ces deux couples permettent ensuite de calculer les paramètres de propagation des deux lignes ($\alpha_{u,eq}$ et $\beta_{u,eq}$) ainsi que (α_0 et β_0). Puis les facteurs de qualité de chacune de ces lignes $Q_{u,eq}$ et Q_0 sont calculés ainsi que leurs longueurs physiques (d_0 et $d_{u,eq}$).

En parallèle, en utilisant les équations (2-15) et (2-16), nous en déduisons le couple des paramètres ($C_s - \theta_0$).

$$\cos(\theta_l) = \cos(\theta_0) - 0,5Z_0C_s\omega \sin(\theta_0) \quad (2-15)$$

$$Z_{c_l} = Z_0 \sqrt{\frac{1 - 0,5Z_0C_s\omega \tan\left(\frac{\theta_0}{2}\right)}{1 + 0,5Z_0C_s\omega \cot\left(\frac{\theta_0}{2}\right)}} \quad (2-16)$$

Puis, le facteur de qualité de la ligne équivalente Q_l peut être calculé en utilisant l'équation (2-7). Enfin, le taux de miniaturisation et le rapport des facteurs de qualité peuvent être déterminés.

2.3.3.2 Abaques

Ces abaques ont été établis pour des lignes microruban et pour les deux substrats RO4003 et FR4. L'équivalence entre les deux lignes (ligne chargée et ligne équivalente non chargée) est effectuée pour :

- la longueur électrique $\theta_{u,eq} = \theta_l = 20^\circ$,
- l'impédance caractéristique $Z_{u,eq} = Z_l = 50 \Omega$.

Dans tous les cas, $R_s = 0,3 \Omega$.

Deux familles d'abaques sont tracées avec comme *paramètres d'entrée* :

- la fréquence de fonctionnement,
- l'impédance caractéristique de la ligne non chargée, Z_0 .

Les *paramètres de sortie* fournis par ces abaques sont :

- le taux de miniaturisation,
- le facteur de qualité,
- la valeur de la capacité.

Nous avons choisi de développer au sein du manuscrit les abaques de synthèse pour une longueur électrique relativement faible, égale à 20° . La méthode ayant été validée, il est simple de réaliser ces abaques pour des longueurs électriques plus importantes. Ainsi les abaques de synthèse pour $\theta_l = 45^\circ$ et $\theta_l = 90^\circ$ sont fournis en Annexe I.

Le choix de $\theta_l = 20^\circ$ conduit à un point de fonctionnement qui est proche du maximum du rapport des facteurs de qualité ($Q_l / Q_{u,eq}$). Ce point correspond à un compromis pertes-miniaturisation privilégiant plutôt l'aspect « pertes ». Par exemple pour réaliser une ligne quart d'onde de 90° , il faudrait quatre sections de 20° et une section de 10° pour réaliser une ligne de 90° . Cette ligne sera plus longue qu'une ligne 90° réalisée avec une seule section chargée, mais ses pertes seront plus faibles.

Nous avons dérivé deux familles d'abaques, pour les deux substrats RO4003 et FR4. La première famille (paragraphe 2.3.3.2.1) permet de déterminer la capacité de charge C_s (impédance Z_s) en fonction de la fréquence de travail, pour un taux de miniaturisation donné. Le rapport des facteurs de qualité est donné et permet de trouver le « bon » compromis pertes-miniaturisation. La seconde famille d'abaques (paragraphe 2.3.3.2.2) donne, pour une fréquence donnée (1 GHz dans notre cas), la valeur de la capacité nécessaire C_s (Z_s), le taux de miniaturisation et le rapport des facteurs de qualité, en fonction de Z_0 . Cet abaque sert donc à ajuster l'impédance caractéristique Z_0 nécessaire pour atteindre à nouveau le « bon » compromis pertes- miniaturisation (la fréquence de travail étant donnée).

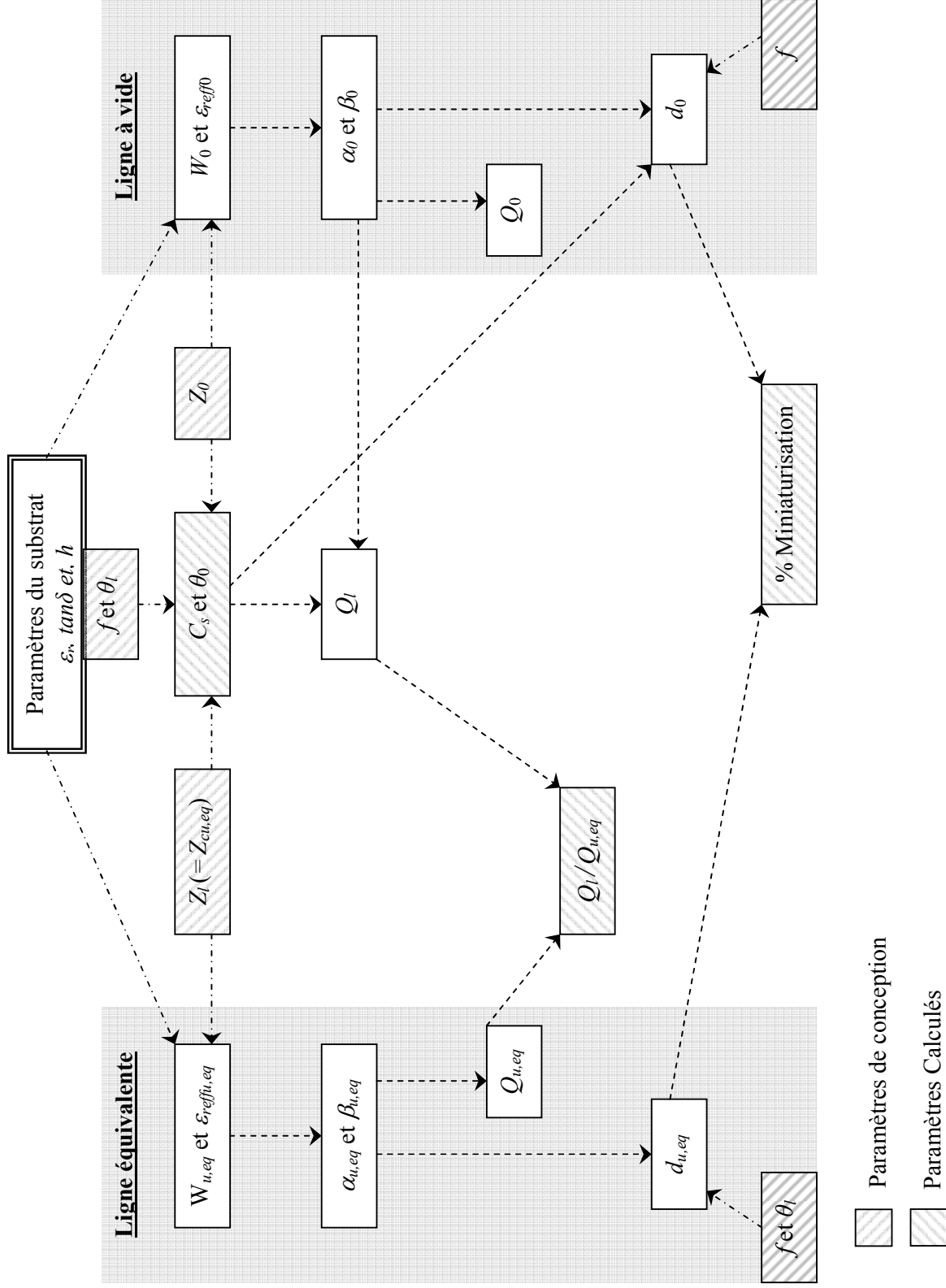


Figure 2-18 : La méthode de synthèse.

2.3.3.2.1 Taux de miniaturisation, fréquence variable, choix de Z_0 et C_s

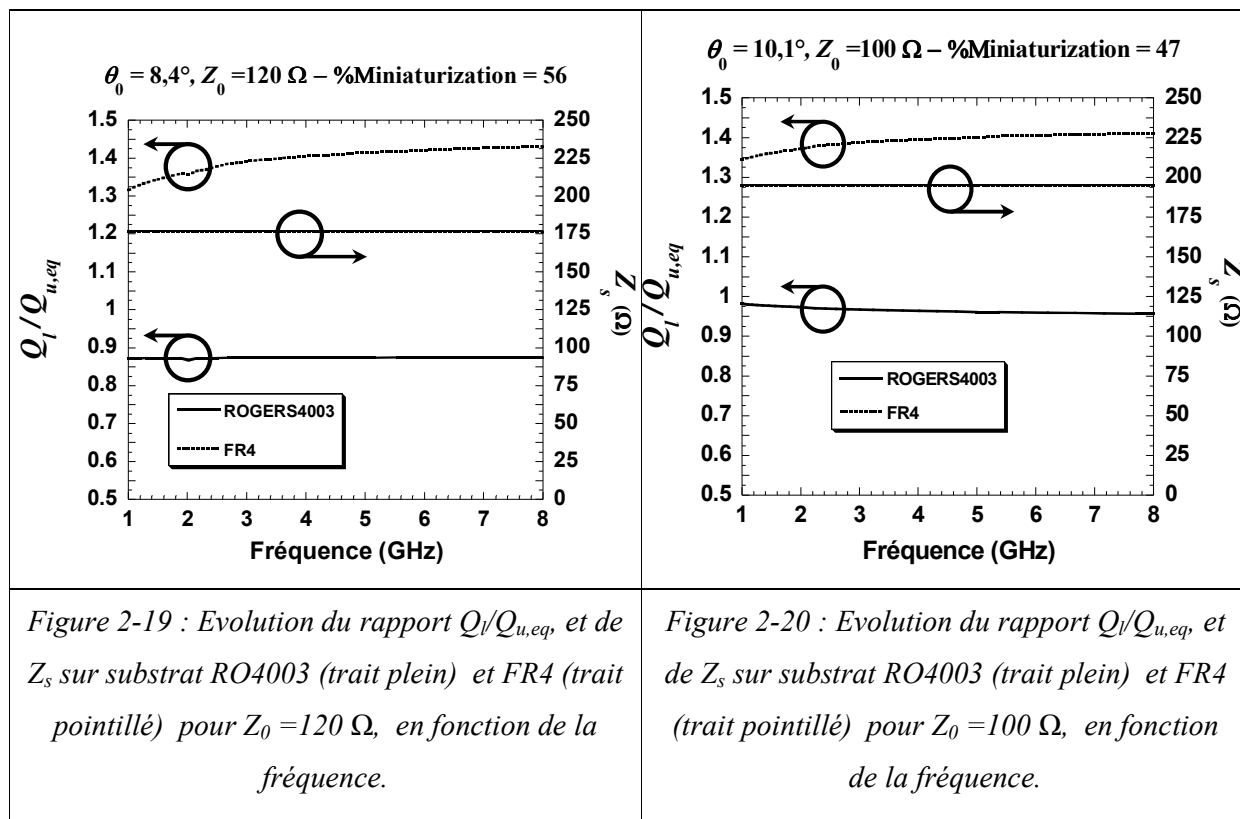
Pour chaque fréquence entre 1 GHz et 8 GHz, en respectant l'équivalence entre les deux lignes (ligne chargée et ligne équivalente non chargée), la valeur correspondante de la capacité C_s (au travers de son impédance Z_s), ainsi que le rapport des facteurs de qualité et le taux de miniaturisation, sont calculés. Les trois figures ci-dessous (Figure 2-19 à Figure 2-21) montrent les résultats obtenus pour chaque substrat RO4003 et FR4 et pour trois valeurs de l'impédance caractéristique Z_0 (120, 100 et 80 Ω). Il faut noter que la fréquence de Bragg change lorsque Z_0 est modifiée.

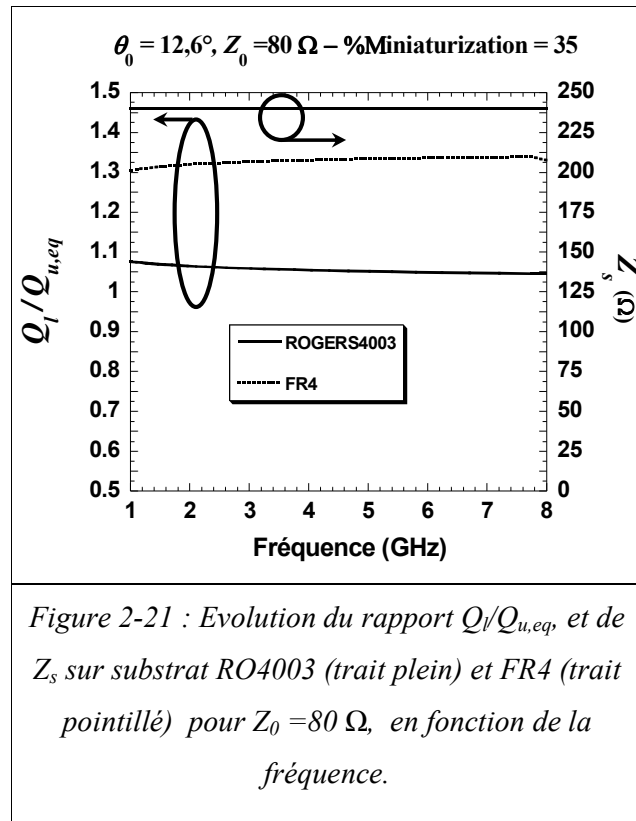
Pour le substrat RO4003, le rapport $Q_l/Q_{u,eq}$ reste toujours inférieur à 1 du fait que l'équivalence est effectuée pour une phase égale à 20° , comme l'a montré la Figure 2-9. Il est au contraire supérieur à 1 pour le substrat FR4.

D'autre part $d_{u,eq}$ et d_0 conservent le même rapport (θ_0 et θ_l étant fixes), donnant un taux de miniaturisation constant sur toute la plage de fréquence. Ce taux est indiqué au-dessus des graphes. Il passe de 56% pour $Z_0 = 120\Omega$ à 35% pour $Z_0 = 80\Omega$.

La valeur correspondante pour l'impédance de la capacité Z_s reste constante. Elle ne dépend pas de la fréquence. Elle augmente de 177 à 240 Ω lorsque Z_0 diminue de 120 Ω à 80 Ω (a capacité doit diminuer lorsque l'impédance caractéristique de la ligne à vide diminue).

Ces courbes permettent, selon la fréquence de travail, de calculer la valeur de C_s qu'il faut utiliser pour charger la ligne de propagation et obtenir un rapport des facteurs de qualité $Q_l/Q_{u,eq}$ et un taux de miniaturisation $\%M$.





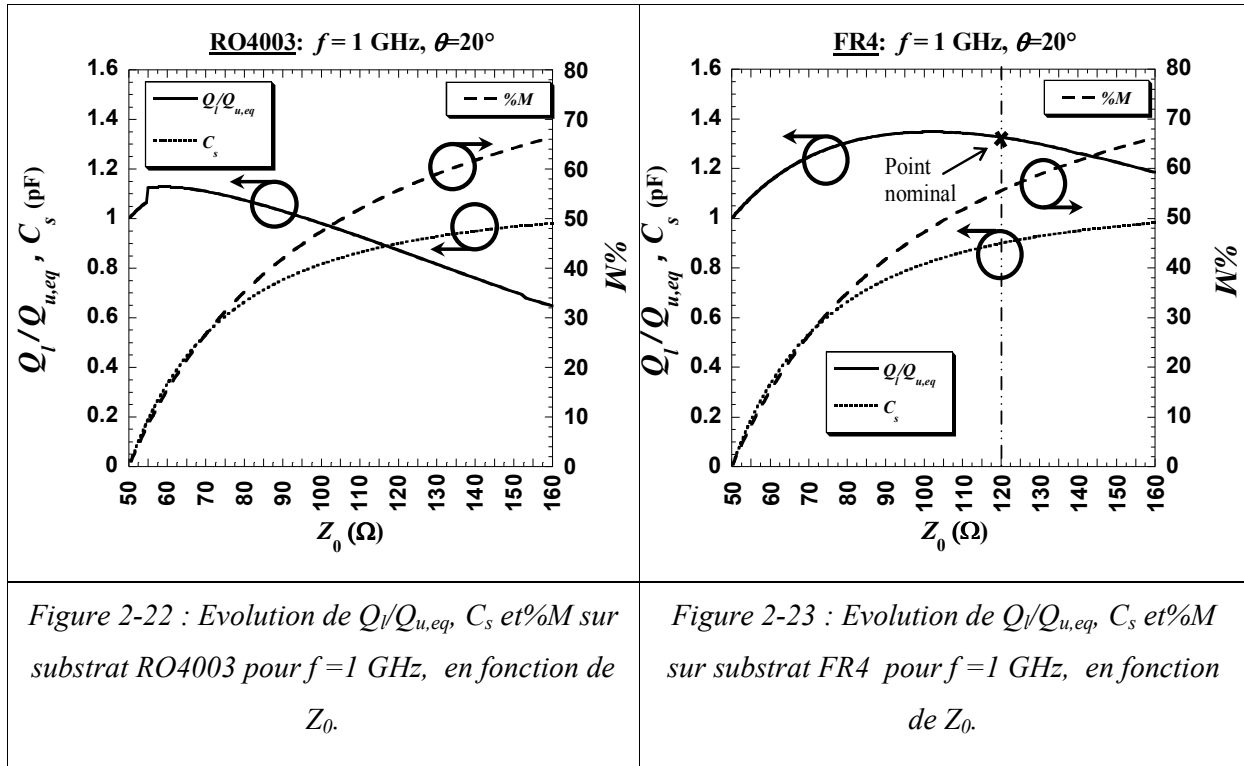
2.3.3.2.2 Fréquence de travail fixe - choix de Z_0 et C_s

Dans cette partie, nous considérons le cas d'une conception à une fréquence de travail particulière, égale à 1 GHz. Nous donnons les abaques de la capacité pour différentes impédances caractéristiques Z_0 de la ligne non chargée, de 50Ω à 160Ω . La valeur nominale des autres paramètres est toujours la même: $R_s = 0,3 \Omega$, $Z_l = 50 \Omega$ et $\theta_l = 20^\circ$.

La Figure 2-22 donne C_s , le rapport des facteurs de qualité $Q_l/Q_{u,eq}$ ainsi que le taux de miniaturisation ($\%M$) pour le substrat RO4003. Le rapport $Q_l/Q_{u,eq}$ est supérieur à 1 sur une petite plage de Z_0 , entre 50Ω et 95Ω environ, puis il diminue lorsque Z_0 augmente. Ceci s'explique simplement : lorsque Z_0 est faible, la capacité C_s est faible également et présente donc un facteur de qualité élevé, qui entraîne un rapport des facteurs de qualité $Q_l/Q_{u,eq}$ supérieur à 1.

La Figure 2-23 présente les mêmes paramètres pour le substrat FR4. Dans ce cas, le rapport des facteurs de qualité $Q_l/Q_{u,eq}$ reste supérieur à 1 sur toute la plage de Z_0 étudiée. Le rapport $Q_l/Q_{u,eq}$ atteint une valeur maximale de 1,35 sur le FR4 (contre 1,13 pour le substrat RO4003) pour une impédance Z_0 de 100Ω (60Ω pour le RO4003). Au delà, il commence à diminuer. Ce résultat confirme celui de la Figure 2-16, à savoir que pour un substrat de faible qualité comme le FR4 les lignes chargées présentent moins de pertes que les lignes non chargées sur une large plage de variation. Elles ont presque toujours un facteur de qualité supérieur à leurs homologues non chargés.

Pour le point nominal, nous retrouvons bien une capacité de l'ordre de $0,9 \text{ pF}$, un taux de miniaturisation de 55% et un rapport $Q_l/Q_{u,eq}$ de 1,3.



Dans le paragraphe suivant, nous validons ces abaques par des mesures effectuées sur plusieurs dispositifs réalisés sur substrat FR4. Un dispositif correspond au cas « nominal ».

2.4 Validation expérimentale

2.4.1 Présentation des dispositifs

2.4.1.1 Substrat

Le substrat FR4 de faible coût a un prix dans un rapport 10 avec le RO4003, 49 € le m² pour le FR4 contre 490 € le m² pour le RO4003. Le substrat FR4 étant plus intéressant que le RO4003 pour les lignes chargées, nous avons choisi de valider les résultats théoriques présentés dans les paragraphes 2.3.2 et 2.3.3 sur ce substrat. Nous rappelons les caractéristiques nominales typiques de ce substrat communément utilisées: $\epsilon_r = 4,4$, $\tan\delta = 0,015$ et $h = 1,6$ mm. Toutefois ce type de substrat stratifié conventionnel présente de fortes dispersions sur ses paramètres d'un fournisseur à l'autre. Pour lever ces incertitudes, une caractérisation précise du substrat FR4 est dans un premier temps menée au paragraphe 2.4.3. Cette étape est indispensable afin d'obtenir des simulations fiables des lignes de propagation sur ce type de substrat.

Seule la technologie microruban ayant été abordée dans la partie théorique, nous limiterons les prototypes à ce seul type de ligne.

2.4.1.2 Lignes réalisées

Afin de valider les résultats précédents, plusieurs séries de lignes chargées sont réalisées pour différentes valeurs de longueur électrique équivalente $\theta_{u,eq}$ (20°, 45° et 90°). Au total, cinq lignes sont mesurées. Les objectifs sont les suivants:

- (i) Mettre en évidence le compromis pertes-miniaturisation. Pour cela, pour les deux longueurs électriques de 20° et 45° , deux impédances caractéristiques de la ligne non chargée Z_0 sont utilisées, 80Ω et 120Ω pour $\theta_l = 20^\circ$, et 60Ω et 120Ω pour $\theta_l = 45^\circ$.
- (ii) Montrer l'évolution du facteur de qualité en fonction de la longueur électrique θ_l . Pour cela, trois lignes avec $\theta_l = 20^\circ$, 45° et 90° sont comparées, pour une même impédance caractéristique non chargée $Z_0 = 120 \Omega$.

L'ensemble des lignes chargées sont comparées à une ligne classique ($Z_{u,eq} = Z_l = 50 \Omega$) qui possède une longueur électrique $\theta_{u,eq} = \theta_l$. Le facteur de qualité d'une ligne classique non chargée est évidemment indépendant de sa longueur physique. La fréquence à laquelle la comparaison est effectuée est toujours égale à 1 GHz.

Les paramètres de la ligne à réaliser étant fixés ($Z_{u,eq}$ et $\theta_{u,eq}$), nous calculons les paramètres (C_s et θ_b) des lignes chargées nécessaires pour établir la comparaison avec la ligne classique à 1 GHz. Nous déduisons ensuite le taux de miniaturisation $\%M$.

Tous les paramètres des prototypes de lignes chargées réalisées, à savoir l'impédance caractéristique (Z_0), la capacité de charge (C_s), la longueur électrique (θ_b) et le taux de miniaturisation $\%M$, sont résumés dans le Tableau 2-1.

Ligne équivalente		Ligne miniature			
$Z_{u,eq} (\Omega)$	$\theta_{u,eq} (^\circ)$	$\theta_b (^\circ)$	$Z_0 (\Omega)$	C_s (pF)	$\%M$
50	90	45,1	120	2,6	50
		38	60	0,6	15
	45	19,5	120	1,8	51
		12,5	80	0,6	38
		8,4	120	0,89	56

Tableau 2-1 : Premières valeurs des paramètres des lignes chargées à réaliser.

Les valeurs obtenues pour les capacités sont des valeurs qui ne sont pas forcément disponibles. Un deuxième calcul tenant compte des valeurs de capacités disponibles est donc nécessaire.

De plus, les capacités utilisées sont des capacités CMS. Elles sont reliées à la masse de la ligne microruban à l'aide d'un via. Ce via, en plus d'une inductance parasite liée au boîtier, présente des pertes modélisées par une résistance série devant être pris en compte en série avec la résistance parasite (R_s) de la capacité pour les simulations. La Figure 2-24 donne le modèle électrique équivalent utilisé pour les capacités CMS et le via. L'inductance série parasite est de l'ordre de $0,6 \text{ nH}$. Elle doit être prise en compte pour déterminer la valeur finale normalisée des valeurs des capacités.

On utilise donc l'équivalence entre une capacité équivalente et la capacité CMS avec le via (Figure 2-24).

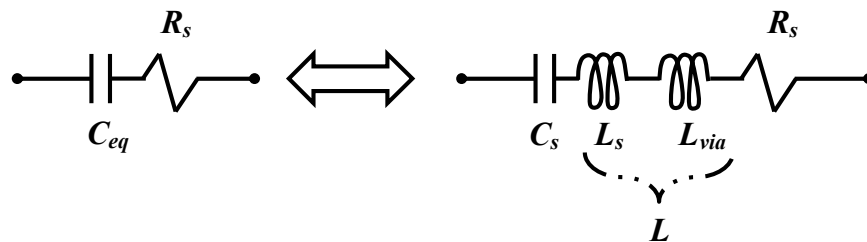


Figure 2-24 : Circuit équivalent de la capacité CMS utilisée.

On obtient alors :

$$C_{eq} = \frac{C_s}{1 - (\omega/\omega_0)^2}, \quad (2-17)$$

avec $\omega_0 = 1/\sqrt{LC_s}$.

Le jeu consiste ensuite à déterminer la valeur normalisée C_s la plus proche de la valeur donnant la capacité C_{eq} souhaitée à 1 GHz. Ensuite, Z_0 est ajustée pour obtenir la longueur électrique θ_l souhaitée.

Le Tableau 2-2 résume les nouvelles valeurs ainsi obtenues. La dernière ligne correspond au cas « nominal » traité précédemment dans les paragraphes 2.3.2 et 2.3.3. Les variations de l'impédance caractéristique Z_0 par rapport aux valeurs initialement choisies pour l'étude ne sont pas négligeables. Néanmoins elles permettront de conclure sur les tendances générales.

Ligne équivalente		Ligne miniature			
$Z_{u,eq}$ (Ω)	$\theta_{u,eq}$ ($^\circ$)	θ_0 ($^\circ$)	Z_0 (Ω)	C_{eq} (pF)	%M
50	90	42	128	2,7	50
	45	38	60,2	0,7	15
		21	112	1,8	51
	20	12	83	0,7	38
		8,4	120	0,9	56

Tableau 2-2 : Valeurs finales après prise en compte des éléments parasites des vias et capacités.

Pour extraire le facteur de qualité de toutes les lignes, nous avons utilisé la méthode des deux lignes. Cette méthode est détaillée dans l'Annexe II. Elle nécessite pour chaque type de ligne deux lignes identiques d'un point de vue électrique et dimensions latérales, mais de longueur différente.

2.4.2 Caractéristique du substrat FR4 – Lignes de référence 50 Ω

Les lignes réalisées pour la caractérisation du substrat FR4 serviront également de lignes équivalentes non chargées ou « lignes de référence », afin de comparer le facteur de qualité des lignes chargées avec celui des lignes non chargées.

Ces lignes ont ainsi été réalisées avec une impédance caractéristique égale à 50 Ω . Deux lignes non chargées « ou classiques » ont été fabriquées sur le substrat FR4.

La photographie donnée sur la Figure 2-25 montre ces deux lignes de référence. Leur longueur électrique respective est de 20° et 90° à la fréquence de conception de 1 GHz.

Deux méthodes de calibrage ont été utilisées : un calibrage SOLT 50 Ω (Short Open Load Thru) et un calibrage TRL (Thru Reflect Line). La méthode TRL permet de s'affranchir des accès et de placer les deux plans de calibrage à environ 1 cm des accès. Pour cette méthode la ligne de 90° a été utilisée comme élément « LINE » lors du calibrage. En revanche, le calibrage TRL ne fournit pas d'information sur l'impédance caractéristique du DST (Dispositif Sous Test).

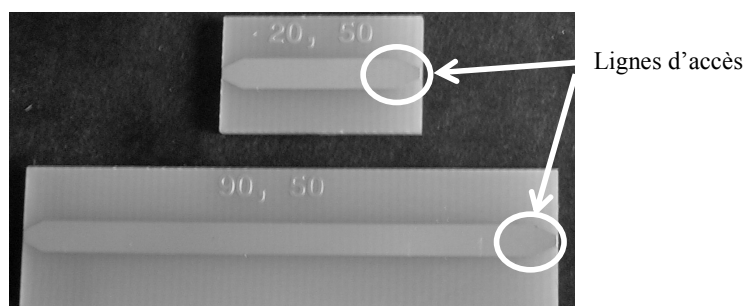


Figure 2-25 : Photographie des lignes de référence non chargées d'impédance caractéristique 50Ω et de longueur électrique de 20° (haut) et 90° (bas).

Dans un premier temps, les quatre paramètres S de la ligne ont été mesurés avec un calibrage SOLT 50Ω .

Le résultat de la mesure du module du paramètre de transmission S_{21} de la ligne de longueur électrique 90° est présenté sur la Figure 2-26. Sur cette figure ont également été reportés les résultats de simulation circuit et de simulation électromagnétique «EM» (Momentum) obtenus pour cette ligne non chargée à l'aide du logiciel ADS.

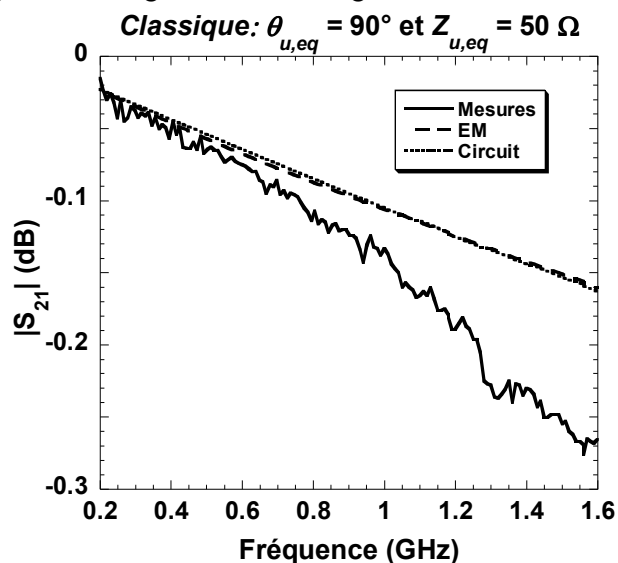


Figure 2-26 : Paramètre S_{21} mesuré et simulé de la ligne classique 90° .

Nous observons une différence entre les simulations et les mesures. Les pertes mesurées augmentent plus vite avec la fréquence que les pertes simulées (les deux courbes simulées circuit et EM sont confondues).

Nous supposons que cette augmentation des pertes est liée à une dégradation des pertes diélectriques liées au substrat FR4 lorsque la fréquence augmente. Néanmoins cela reste une hypothèse à vérifier.

En utilisant la méthode des deux lignes (Annexe II), la mesure des paramètres S des deux lignes classiques permet d'extraire l'exposant de propagation complexe de ces lignes. Il correspond à celui décrit précédemment comme « unloaded equivalent » et noté $\gamma_{u,eq}$. Il nous permet de déterminer les pertes $\alpha_{u,eq}$ et le facteur de qualité de la ligne non chargée.

L'évolution des pertes mesurées à l'aide de la méthode des deux lignes $\alpha_{u,eq}$ entre les fréquences 0,2 GHz et 1,6 GHz est présentée sur la Figure 2-27. Sur ce même graphe les courbes des pertes obtenues en simulation (circuit et électromagnétique) sont également représentées.

Nous constatons à nouveau que les résultats de simulation des pertes des lignes non chargées sont bien plus optimistes que les résultats de mesure obtenus.

De plus, la courbe des pertes mesurées présente du bruit de mesure décrit par de petites oscillations. Ce bruit est lié à un manque de sensibilité de l'appareil de mesure ainsi qu'aux erreurs systématiques résiduelles.

Nous verrons par la suite que ce bruit de mesure introduit des variations importantes sur l'extraction du facteur de qualité. Afin de s'affranchir de ce phénomène, la courbe des pertes alpha est interpolée par un polynôme.

En utilisant une méthode des moindres carrés pour rechercher le polynôme d'interpolation nous constatons que les pertes de la ligne non chargée sont correctement représentées par un polynôme du deuxième ordre. Or théoriquement, aux hautes fréquences, les pertes augmentent proportionnellement à la fréquence (les pertes deviennent essentiellement diélectriques). Nous supposons que cette différence est due au fait que le paramètre $\tan\delta$ du FR4 n'est pas constant entre 0,2 GHz et 1,6 GHz mais augmente en fonction de la fréquence. Cette hypothèse permet d'expliquer une évolution quadratique des pertes, et la différence constatée entre les simulations et les mesures qui s'accroît avec la fréquence.

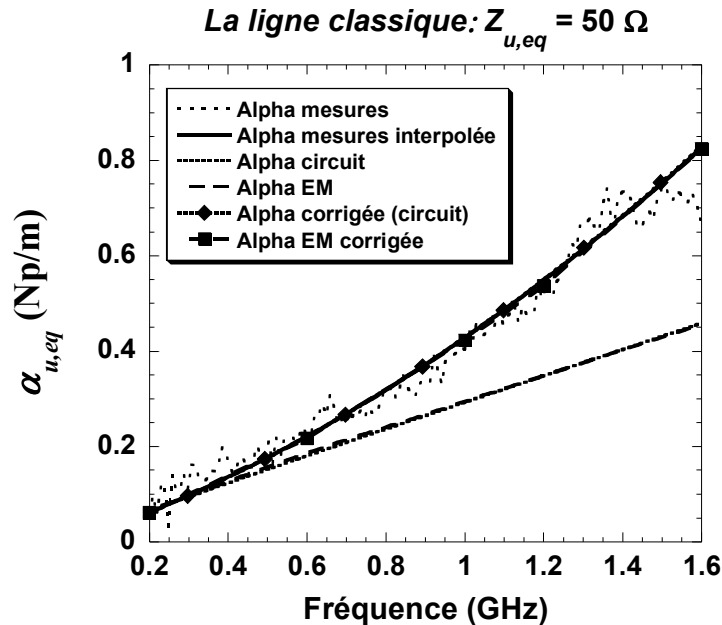


Figure 2-27 : $\alpha_{u,eq}$ mesurée, simulée (circuit et EM) et corrigée (circuit et EM).

En supposant que la dégradation de $\tan\delta$ est linéaire avec la fréquence, ce paramètre peut être décrit par une simple relation affine (2-18). Les coefficients k_i de $\tan\delta(f)$ peuvent être déterminés en supposant que les pertes sont essentiellement diélectriques et en réintroduisant l'expression (2-18) dans le modèles des pertes. Par identification avec le polynôme d'interpolation des pertes mesurées, nous obtenons :

$$\tan\delta = k_1 f + k_0, \quad (2-18)$$

où f est la fréquence en GHz, $k_1 = 8,5e-3 \text{ Hz}^{-1}$ et $k_0 = 16,2e-3$.

La Figure 2-27 montre alors que les résultats obtenus par simulations circuit pour $\alpha_{u,eq}$, tenant compte d'une variation linéaire de $\tan\delta$, décrivent bien la courbe de $\alpha_{u,eq}$ mesurée. En effet ces simulations corrigées se confondent avec le polynôme d'interpolation issu des mesures.

Nous utiliserons ce modèle pour décrire les pertes du FR4 pour toute la suite de ce manuscrit. Le second paramètre que nous pouvons déduire de la méthode des deux lignes est l'exposant de propagation $\beta_{u,eq}$ (ou la permittivité diélectrique effective) des lignes non chargées.

L'évolution en fonction de la fréquence de l'exposant de propagation $\beta_{u,eq}$ mesuré et simulé est donné sur la Figure 2-28. Les différentes courbes obtenues par mesures et simulations sont superposées.

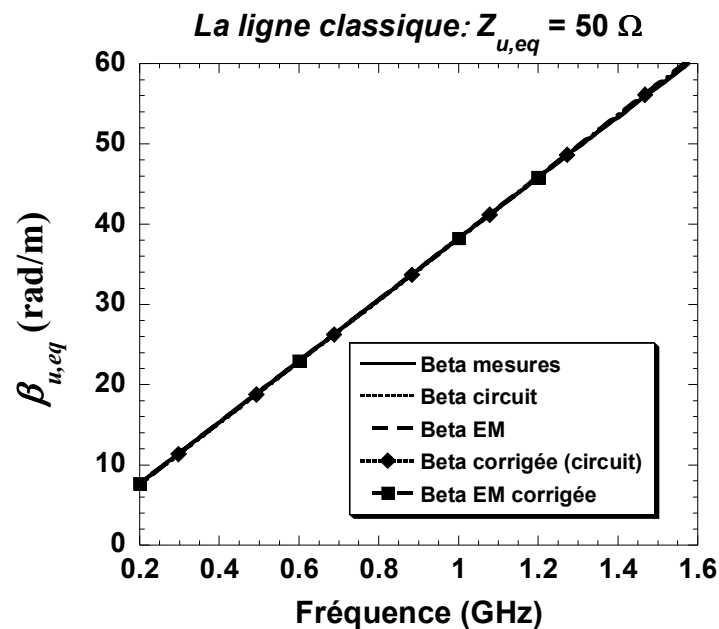


Figure 2-28 : $\beta_{u,eq}$ mesuré, simulé (circuit et EM) et corrigée (circuit et EM).

Souvent une autre représentation de la propagation au travers de la permittivité diélectrique effective est préférée. La Figure 2-29 montre les courbes de $\varepsilon_{r,eff}$ simulée et mesurée. Cette fois encore, nous constatons que les simulations décrivent suffisamment précisément les mesures puisque l'écart est toujours inférieur à 3%.

Les coefficients $\alpha_{u,eq}$ et $\beta_{u,eq}$ étant déterminés, il est alors possible d'en déduire le facteur de qualité $Q_{u,eq}$ à partir de sa définition (2-1).

La Figure 2-30 présente l'évolution du facteur de qualité des valeurs mesurées de $\alpha_{u,eq}$ (non interpolé) et $\beta_{u,eq}$ en fonction de la fréquence. Le bruit de mesure de $\alpha_{u,eq}$ induit sur la courbe du facteur de qualité $Q_{u,eq}$ des variations importantes du fait que $\alpha_{u,eq}$ intervient au dénominateur de $Q_{u,eq}$.

Pour avoir une courbe plus « lisse », donc plus exploitable, l'approximation par le polynôme de deuxième ordre de $\alpha_{u,eq}$ peut être utilisée. Cette « solution » sera adoptée pour la suite.

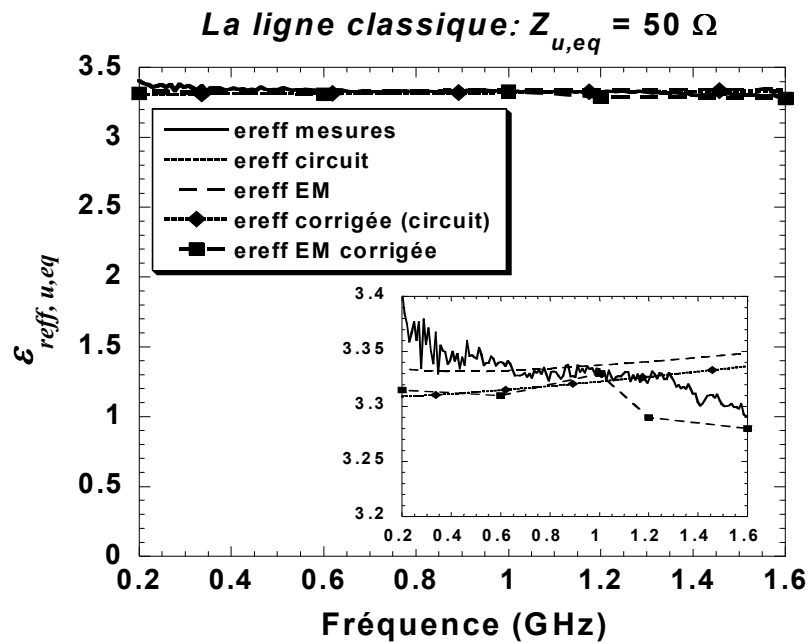


Figure 2-29 : $\epsilon_{reff, u,eq}$ mesurée et simulée (circuit et électromagnétique).

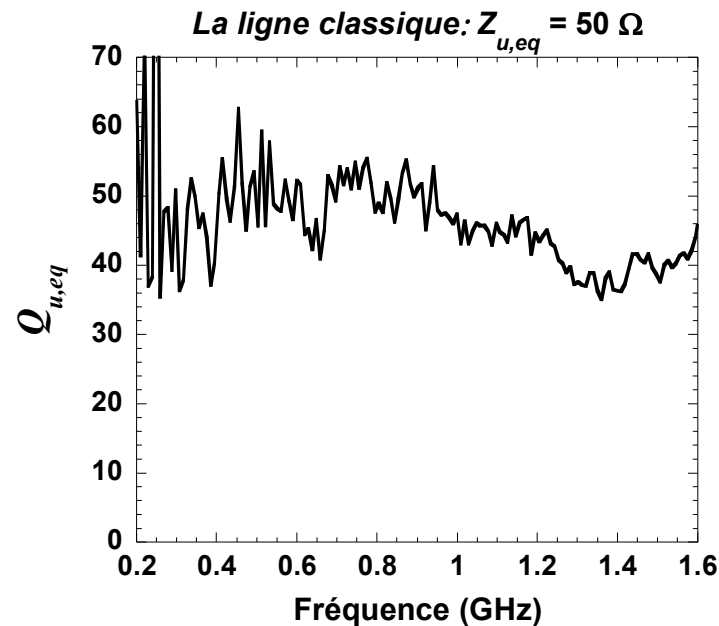


Figure 2-30 : Facteur de qualité extrait en utilisant la méthode des deux lignes.

La Figure 2-31 présente le facteur de qualité mesuré et celui obtenu par simulation en utilisant le $\tan \delta$ issu de la caractérisation.

Nous observons alors un très bon accord entre les simulations et les mesures.

L'ordre de grandeur du facteur de qualité que nous pouvons obtenir avec ces lignes micro ruban à 50Ω sur substrat FR4 est d'environ 50. La valeur mesurée de $Q_{u,eq}$ est de 45 à la fréquence de conception (1 GHz).

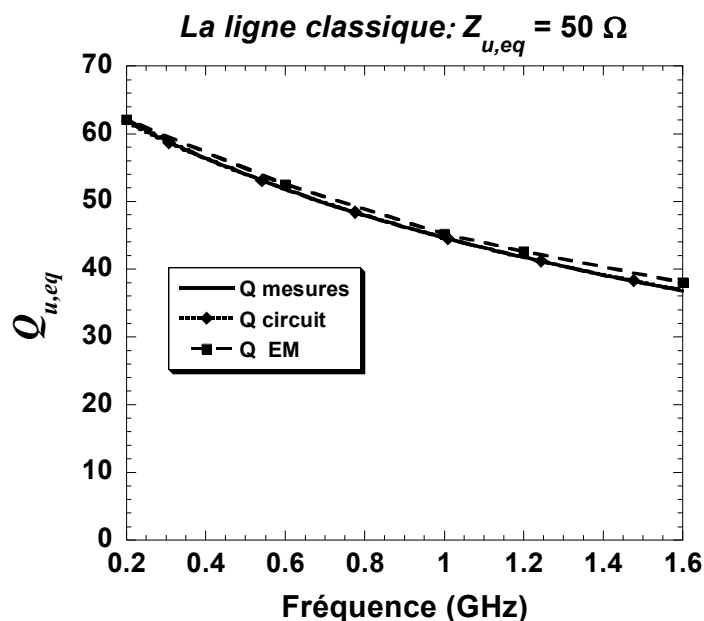


Figure 2-31 : Facteur de qualité mesuré et simulé (circuit et électromagnétique).

Pour terminer la détermination des paramètres secondaires de ces lignes non chargées, l'impédance caractéristique (impédance équivalente) mesurée est extraite en utilisant la méthode matricielle (détaillée en Annexe III) appliquée à la ligne de longueur électrique 90° . Pour la fréquence nominale de 1 GHz, nous obtenons $Z_{u,eq} = 50 \Omega$.

Dans la partie suivante, nous présentons les mesures des lignes chargées.

2.4.3 Résultats

Dans cette partie nous présentons en détail les mesures des lignes chargées réalisées. Les mesures sont comparées avec les modèles mathématiques présentés précédemment mais également avec des simulations (circuit et électromagnétique) réalisées avec l'outil CAO ADS, après correction du $\tan \delta$. Deux tableaux de synthèse résument les valeurs théoriques (calculées), simulées (circuit et simulation EM) et mesurées.

2.4.3.1 Ligne $Z_0 = 60 \Omega$

L'impédance caractéristique non chargée Z_0 est égale à 60Ω . La Figure 2-32 montre une photographie des deux lignes réalisées sur le substrat FR4. La ligne la plus courte (Figure 2-32) est constituée d'une seule section de 45° (à 1 GHz). La capacité de charge est égale à $0,7 \text{ pF}$ (Tableau 2-2).

La ligne la plus longue est constituée de deux sections identiques à la ligne courte.

Le taux de miniaturisation $\%M$ entre cette ligne et la ligne classique non chargée est de 15%. Ces paramètres conduisent à une fréquence de Bragg f_B de l'ordre de 6 GHz.

Les deux lignes sont mesurées avec le calibrage TRL réalisé pour les lignes non chargées. La mesure du paramètre S_{21} de la ligne composée d'une seule section est présentée sur la Figure 2-33. Sur la même figure est présenté le paramètre S_{21} obtenu par simulation circuit et électromagnétique (EM) sur ADS.

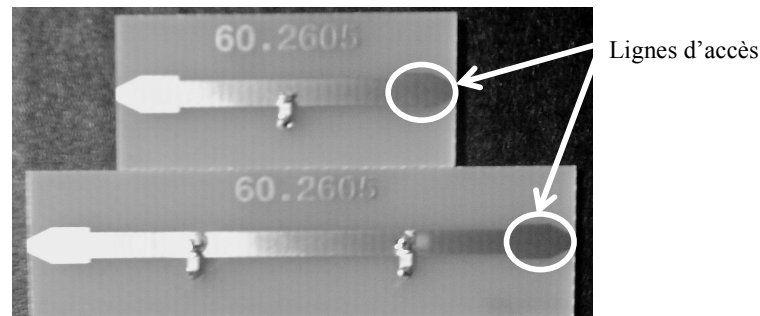


Figure 2-32 : Layout des lignes chargées: une section (haut) et deux sections (bas).

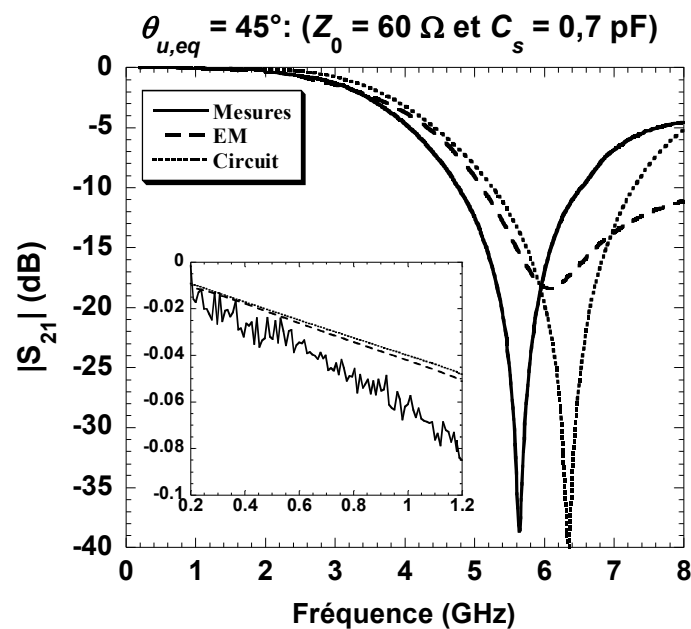


Figure 2-33 : Paramètre S_{21} mesuré et simulé.

Comme la montre la Figure 2-33, il y a un décalage en fréquence entre les simulations et les mesures (environ 350 MHz à 6 GHz, soit 6%).

La Figure 2-34 montre le paramètre S_{11} correspondant. La ligne chargée est très bien adaptée, au moins jusqu'à 1,6 GHz.

Les pertes mesurées et simulées sont montrées sur la Figure 2-35. Les corrections de $\tan \delta$ sont faites en simulations circuit et EM. Nous observons, sur la Figure 2-35, que les pertes obtenues par simulations « EM » sont plus proches de celles mesurées que les pertes obtenues par simulations « circuit ». Les deux types de simulations donnent néanmoins une bonne estimation des pertes.

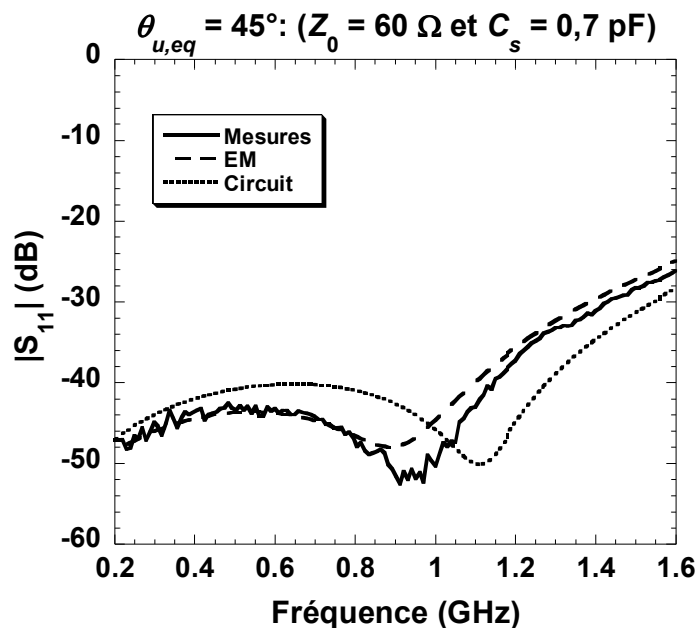


Figure 2-34 : Paramètres S_{11} mesuré et simulé.

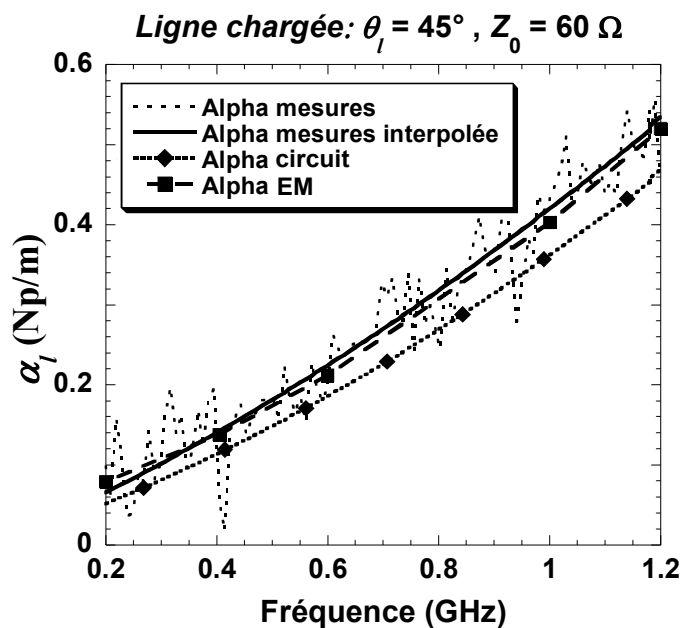


Figure 2-35 : α_l mesurée et simulée (circuit et EM).

Les résultats de mesure et de simulation de β_l et $\varepsilon_{\text{reff},l}$ sont présentés respectivement sur la Figure 2-36 et la Figure 2-37. Nous constatons que la permittivité relative effective simulée EM est légèrement inférieure à celle obtenue en mesure.

Les courbes du facteur de qualité Q_l déduites de ces mesures sont tracées sur la Figure 2-38. Nous constatons que les résultats obtenus à partir de la simulation circuit, mêmes corrigés en prenant en compte la dégradation de $\tan \delta$, sont relativement éloignés des résultats de mesure (surestimation de 15%).

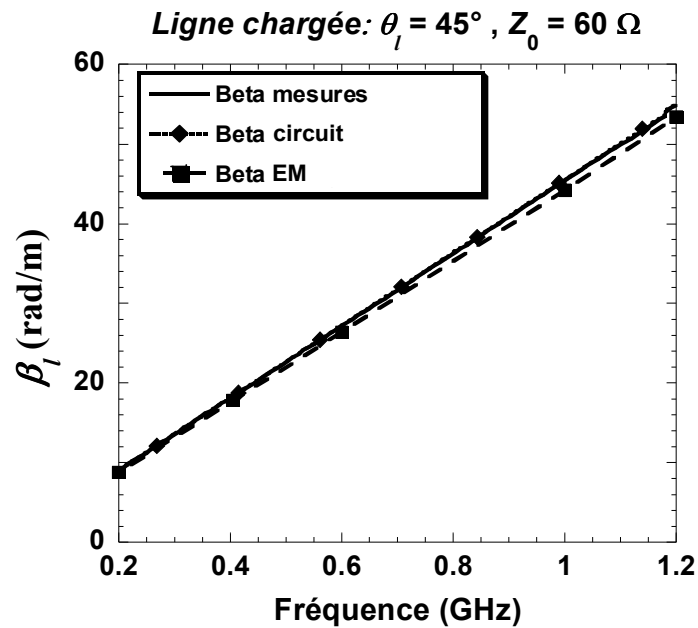


Figure 2-36 : β_l mesurée et simulée (circuit et EM).

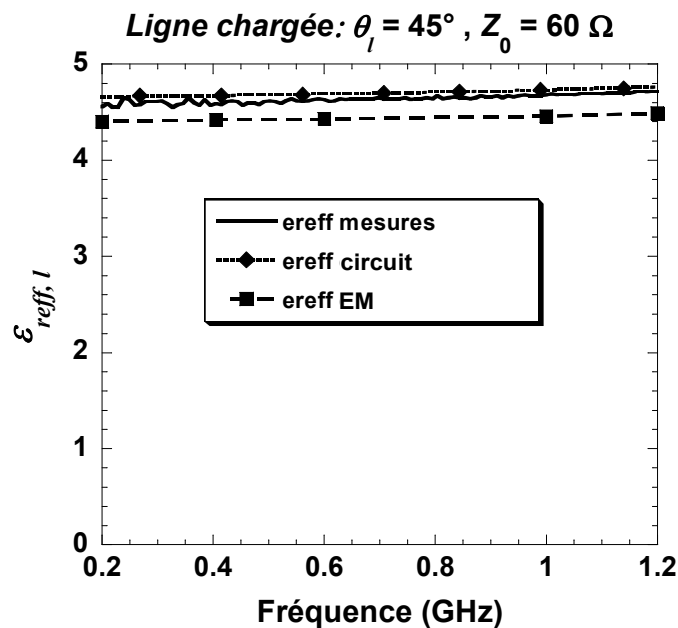


Figure 2-37 : $\epsilon_{\text{eff},l}$ mesurée et simulée (circuit et EM).

Par contre, la même correction de $\tan\delta$ appliquée aux simulations EM permet d'obtenir un très bon accord mesures-simulations. L'Annexe IV est consacrée à la recherche de l'origine de cette différence entre la valeur de Q_l donnée par les simulations circuit, les simulations EM et les calculs pour les lignes chargées.

En conséquence, pour la suite les simulations présentées seront limitées aux simulations EM et les corrections ne seront faites que sur ces dernières. Nous présentons également les résultats obtenus par calculs.

La valeur de Q_l mesurée est de 54,5 à 1 GHz. En intégrant le modèle correctif de $\tan\delta$, les simulations EM et les calculs donnent respectivement un Q_l de 55 et 52, soit un bon accord (écart de 6%).

Cela permet (i) de conclure que nous sommes capables de prédire par simulation le facteur de qualité des lignes chargées sur FR4, et (ii) de valider les équations donnant Q_l .

Les valeurs de Q_l simulées corrigées (circuit et EM) et mesurées, ainsi que l'ensemble des grandeurs significatives (θ_l , Z_l , $\varepsilon_{\text{eff},l}$, $\%M$ et f_B) sont résumées dans le Tableau 2-3, page 88.

A ce point, nous pouvons comparer les facteurs de qualité mesurés des deux lignes (non chargée et chargée). Les deux lignes ne sont équivalentes qu'à la fréquence de 1 GHz. A cette fréquence, la ligne classique non chargée présente un facteur de qualité ($Q_{u,eq}$) égal à 45. Celui-ci est égal à 54,5 pour la ligne chargée, soit un accroissement de plus de 20%.

Si nous comparons les rapports $Q_l/Q_{u,eq}$, nous avons en mesure: 1,21, en simulation EM corrigée: 1,15 et à partir des calculs: 1,22.

Ces rapports sont résumés dans le Tableau 2-3 où l'erreur relative entre les différents rapports est également présentée. Avec une erreur variant de 1% à 4% entre les rapports, nous pouvons dire que la méthode de comparaison proposée et le concept présenté au paragraphe 2.3 sont validés.

Donc, dans les conditions $\theta_l = 45^\circ$ et $Z_0 = 60 \Omega$, la ligne chargée présente un meilleur facteur de qualité que celui de la ligne équivalente non chargée. Ce constat est confirmé par les simulations EM corrigées et par nos modèles analytiques du facteur de qualité.

Ceci confirme qu'en chargeant une ligne de propagation classique par une (ou des) sections de ligne(s) chargée(s) de capacité(s), il est possible de réduire sa longueur (pour l'exemple précédent le taux de miniaturisation $\%M$ est égal à 15%), tout en augmentant son facteur de qualité (+21%).

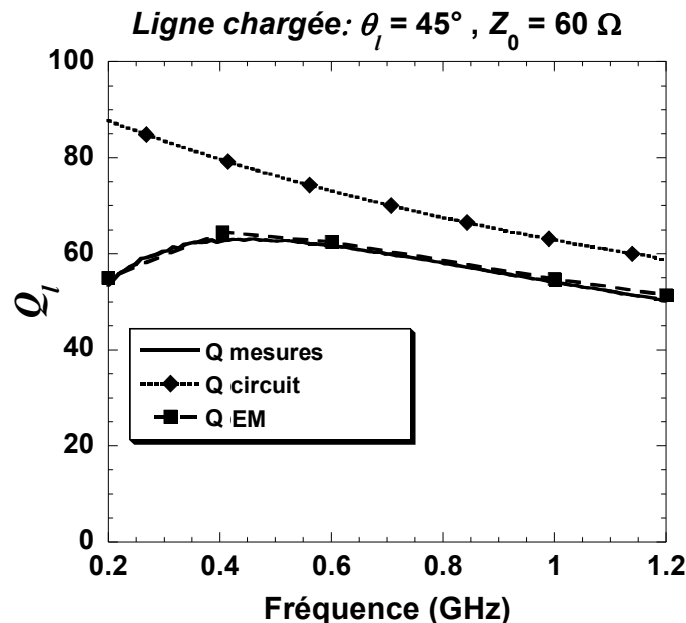


Figure 2-38 : Q_l mesuré et simulé (circuit et EM).

Dans le paragraphe suivant, nous réalisons la même étude pour un taux de miniaturisation de 50%.

2.4.3.2 Ligne $Z_0 = 128 \Omega$

Dans cette partie, la ligne chargée a une longueur électrique de 90° à 1 GHz et une impédance caractéristique non chargée $Z_0 = 128 \Omega$. La capacité de charge est de 2,7 pF (voir Tableau 2-2). Ces valeurs conduisent à un taux de miniaturisation M entre la ligne chargée et la ligne non chargée de 50%.

Les résultats de mesures sont montrés sur la Figure 2-39.

Les valeurs du Q_l obtenues à 1 GHz sont respectivement égales à 42 pour la mesure, 48 pour la simulation EM et 42 pour le calcul. L'impédance équivalente mesurée à 1 GHz de la ligne chargée Z_l est égale à $44 - j4e-3 \Omega$. L'impédance caractéristique Z_l mesurée (44Ω) est retrouvée en calculs (46Ω) lorsque les corrections sont appliquées.

La fréquence de Bragg apparaît vers 1,35 GHz. Le décalage de f_B (entre les mesures « $Q_{mesures}$ » et les simulations « Q_{EM} ») peut être attribué à la tolérance des capacités CMS utilisée ($\pm 0,25$ pF donnée par le fournisseur ATC [196]).

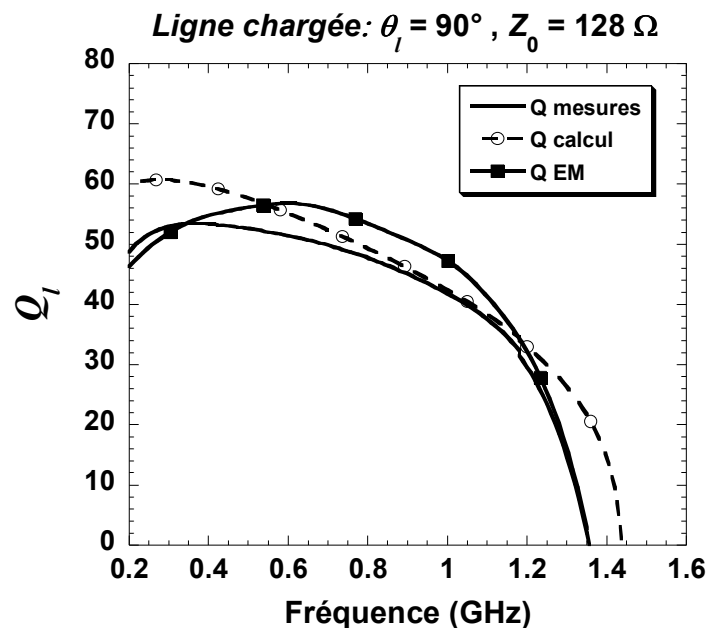


Figure 2-39 : Q_l mesuré, simulé (EM) et calculé.

La Figure 2-40 montre les résultats obtenus à l'issue d'une étude sur la valeur de C_s (initialement 2,7 pF). Les résultats de mesures sont également rappelés sur ce graphe.

Cette étude, effectuée sur le logiciel Momentum de ADSTM (simulation EM), considère une dispersion de la valeur de C_s de $\pm 0,25$ pF, et prend également en compte la correction sur $\tan\delta$. Nous constatons que l'influence de C_s est faible sur le facteur de qualité (moins de 10% à 1 GHz).

Lorsque C_s augmente, f_B diminue, et les pertes augmentent pour une fréquence donnée, d'autant plus que l'on se rapproche de la fréquence de Bragg, entraînant une diminution du facteur de qualité. La valeur de C_s qui permet de retrouver la fréquence f_B mesurée est 2,95 pF (à la place de 2,7 pF), ce qui est réaliste au vu de la tolérance fournie par le fabricant.

L'écart sur f_B entre les mesures « $Q_{mesures}$ » et les calculs « $Q_{calculs}$ » peut également provenir de la présence des plots ajoutés pour connecter la capacité CMS car ils n'ont pas été pris en compte lors de la dérivation des équations de Q_l .

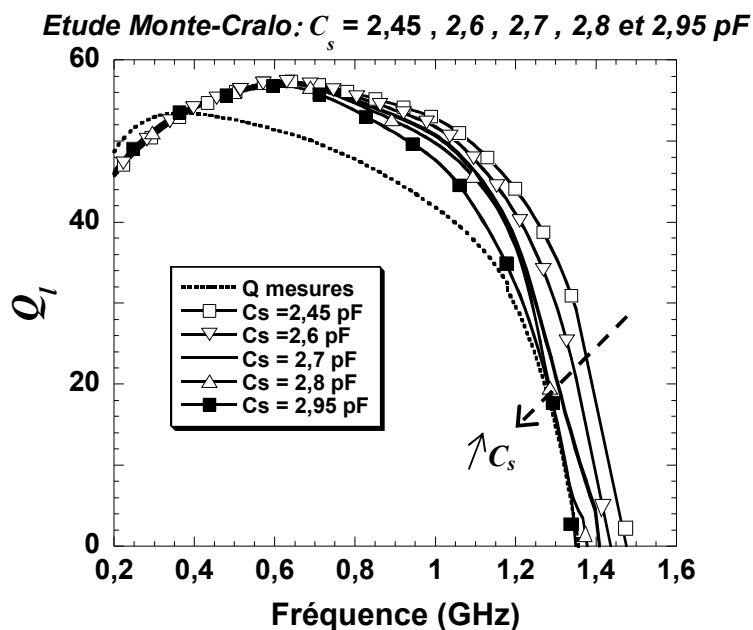


Figure 2-40: Etude de l'influence de la valeur de C_s sur la fréquence de Bragg f_B .

Une seconde étude a été effectuée en faisant varier la valeur de la résistance série R_s . Les résultats sont montrés sur la Figure 2-41. L'étude suppose que la résistance R_s peut prendre les valeurs suivantes (0,1, 0,2, 0,45 et 0,6 Ω) autour de sa valeur initiale égale à 0,3 Ω . L'influence de R_s est très forte sur le facteur de qualité. Ainsi une valeur de 0,45 Ω permet d'expliquer parfaitement le facteur de qualité mesuré (42) alors que la première simulation effectuée avec une valeur de 0,3 Ω donnait un facteur de qualité égal à 48 à 1 GHz.

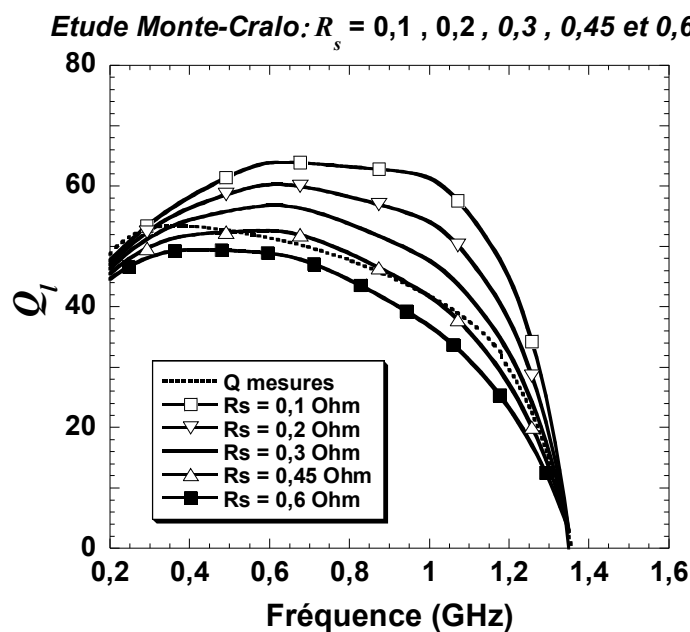


Figure 2-41: Etude de l'influence de la valeur de R_s sur le facteur de qualité.

Pour finir, comparons les rapport $Q_l/Q_{u,eq}$, nous avons en mesure un rapport de 0,93, en simulation EM : 1,06 et en calculs : 0,91.

L'amélioration obtenue sur la longueur ($\%M = 50\%$) est significative. Néanmoins, nous pouvons remarquer que le rapport $Q_l/Q_{u,eq}$ obtenu pour cette ligne est inférieur à 1. Cela signifie que la ligne chargée a un facteur de qualité moins bon que la ligne de propagation équivalente non chargée. On pourrait ainsi dire que dans ce cas particulier, en se plaçant du côté du concepteur, la miniaturisation a plutôt été favorisée au détriment des pertes.

2.4.3.3 Lignes : $Z_0 = 83 \Omega$ et $Z_0 = 120 \Omega$

Les lignes chargées choisies présentent une longueur électrique égale à 20° à 1 GHz avec des impédances caractéristiques différentes, respectivement égales à 83Ω et 120Ω . Leur longueur physique est respectivement égale à 5,5 mm et 4 mm. Les capacités sont respectivement égales à 0,7 pF et 0,9 pF. Les taux de miniaturisation $\%M$ résultants sont alors de 38% et 56%. La ligne avec $Z_0 = 120 \Omega$ correspond au cas « nominal » traité dans les paragraphes 2.3.2 et 2.3.3.

Les résultats de mesures des deux lignes sont montrés sur la Figure 2-42. Les résultats sont ensuite présentés de manière synthétique dans le Tableau 2-3. Les résultats de mesures, de calcul et de simulation du cas nominal ($Z_0 = 120 \Omega$) peuvent être comparés sur la Figure 2-42.

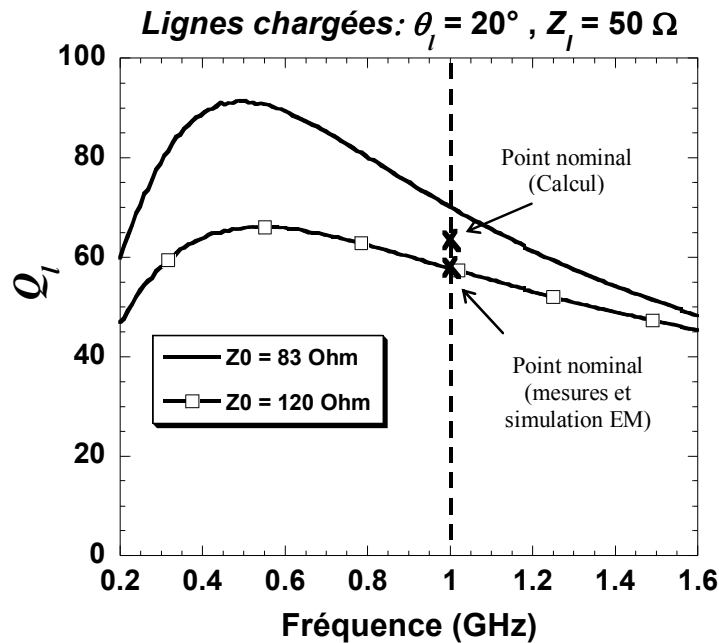


Figure 2-42: Q_l mesuré des deux lignes $Z_0 = 83 \Omega$ et $Z_0 = 120 \Omega$.

La valeur de Q_l mesurée à 1 GHz est respectivement de 70 et 58, pour la ligne avec $Z_0 = 83 \Omega$ et $Z_0 = 120 \Omega$. En prenant en compte les corrections sur $\tan \delta_s$, nous obtenons respectivement 77 et 58 en simulations EM, soit un très bon accord.

De même le modèle analytique donne respectivement des valeurs de facteur de qualité de 71 et de 64 pour les deux lignes, soit également un bon accord.

Comme les lignes sont relativement courtes, il existe des couplages parasites entre les plages d'accueil de la capacité (ou pads), les vias et les sections de lignes qui introduisent des dispersions entre les résultats de mesures et les modèles (8,5% et 22% d'erreur relative sur $Q_l/Q_{u,eq}$).

Z_0 (Ω)	C_s (pF)	θ (mesure)	$Z_I = Z_{II,eq}$ (Ω)			Longueur (mm)	Q_I			$Q_I / Q_{II,eq}$			%erreur		$\epsilon_{eff,I}$			%M	f_b (GHz)		
			Simulations		Mesures		Circuit	EM	Calculs	Mesures	Calculs	Mesures - EM	Mesures - calculs	Circuit	EM	Calculs	Mesures				
			Circuit	EM																Simulations	Calculs
Classiques	90°	90 (88)	50,2	51	49,9	40,4	45	45	45	---	---	---	---	---	3,4	3,4	3,4	3,3	---	---	
			50,2	51	50,1	9	45	45	45	---	---	---	---	---	---	3,4	3,4	3,4	3,3	---	---
128	2,7	90 (97)	50,3	46,5	44,7	20,5	59	48	42	42	1,06	0,91	0,93	2	14	13,6	15	13,7	15,6	50	1,3
60	0,7	45 (45)	50,2	49	49,8	17,2	56	55	52	54,5	1,22	1,15	1,21	4	1	4,7	4,6	4,7	4,7	15	5,8
112	1,8	45 (48)	49	47	48	10	65	53	50,7	52	1,17	1,12	1,15	3	2	15	13,7	14,3	13,6	51	2,8
83	0,7	20 (21)	49	46	47	5,6	87	77	71	70	1,71	1,57	1,55	1	10	9	10,6	8,8	10	38	4,5
120	0,9	20 (21)	49	44	48	4	98	58	64	58	1,28	1,42	1,28	10	0	18	14	17,5	18	56	4,2

Tableau 2-3 : Grandeurs mesurées, calculées et simulées (circuit et EM) pour les lignes réalisées sur FR4. Les valeurs mesurées de Q_I et $Q_{II,eq}$ sont obtenues par la méthode des deux lignes. Toutes les autres valeurs sont extraites par la méthode matricielle.

En comparant les résultats obtenus pour ces deux lignes, nous constatons que l'augmentation du taux de miniaturisation de 38% à 56% a pour incidence de diminuer le rapport des facteurs de qualité mesuré de 1,55 à 1,28. On retrouve à nouveau le compromis entre le taux de miniaturisation des lignes électriques et les pertes d'insertions (ou le facteur de qualité).

Ce principe sera mis en oeuvre dans le Chapitre 4 pour diminuer les pertes d'insertion d'un filtre DBR à un pôle tout en obtenant un taux de miniaturisation important.

Les résultats concernant la dernière ligne ayant une impédance caractéristique $Z_0 = 112 \Omega$, qui n'apportent pas d'élément nouveau, sont résumés dans le Tableau 2-3.

Dans le paragraphe 0, à travers une étude théorique (calculs), nous mettons clairement en évidence ce compromis en dessinant des graphes 3D (« $Q_l/Q_{u,eq}$, Z_0 , θ_l » et « $\%M$, Z_0 , θ_l »).

2.5 Compromis pertes d'insertions – miniaturisation : visualisation 3D

Dans cette partie, nous proposons de confirmer et d'illustrer le compromis constaté au travers d'une étude théorique dans laquelle nous représentons l'évolution du rapport $Q_l/Q_{u,eq}$ et du taux de miniaturisation en fonction des paramètres (Z_0 et $\theta_l = \theta_{u,eq}$).

Le rapport $Q_l/Q_{u,eq}$ et le taux de miniaturisation sont tracés sur des graphes 3D. Le but de cette étude est de mettre en évidence l'existence du compromis entre $Q_l/Q_{u,eq}$ (ou les pertes d'insertion) et le taux de miniaturisation $\%M$. La fréquence de travail est fixée à 1 GHz. L'impédance caractéristique des lignes chargées Z_0 varie de 50Ω à 150Ω . Les lignes comparées ont une longueur électrique $\theta_l = \theta_{u,eq}$ variant de 10° à 90° . L'étude est menée sur le substrat FR4 et pour une résistance série parasite de la capacité égale à $0,3 \Omega$. La méthode de synthèse détaillée au paragraphe 2.3.3.1 est utilisée pour réaliser les graphes de la Figure 2-43 et de la Figure 2-44.

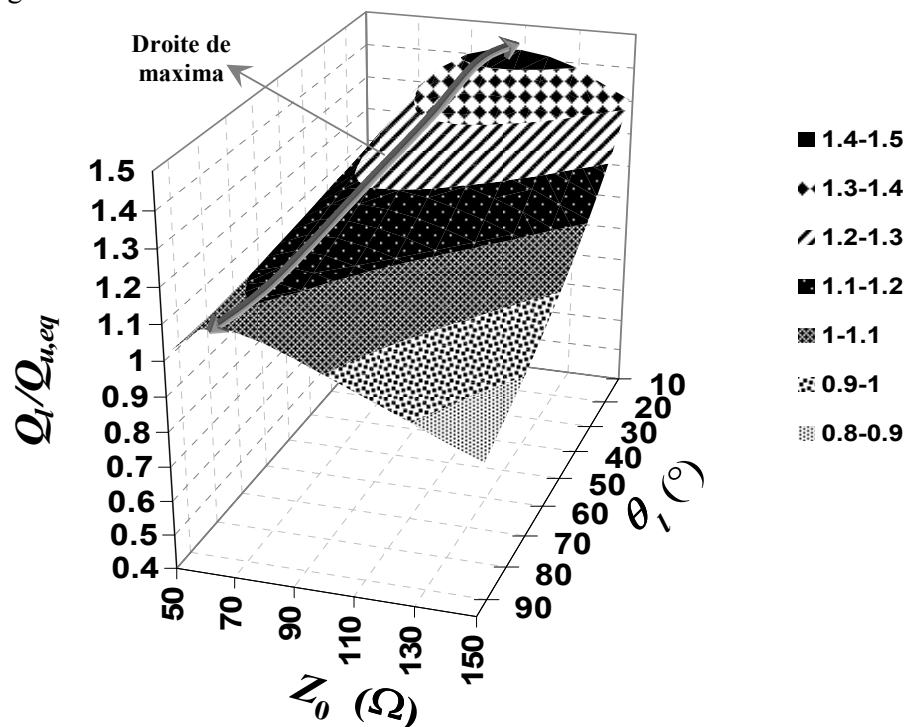


Figure 2-43: $Q_l/Q_{u,eq}$ en fonction de Z_0 et θ_l .

Les résultats obtenus pour le rapport $Q_l/Q_{u,eq}$, en fonction de Z_0 et de θ_l , sont représentés sur la Figure 2-43.

Nous constatons que le meilleur rapport des facteurs de qualité (1,44) est obtenu pour la longueur électrique la plus faible (10°) sur ce substrat. Néanmoins, cette valeur de $Q_l/Q_{u,eq}$ correspond à une impédance caractéristique des lignes chargées Z_0 relativement élevée, de l'ordre de 110Ω . Autour de cette valeur le rapport diminue asymétriquement. Sur la même figure est montrée la droite de maxima de facteur de qualité.

La Figure 2-44 montre l'évolution du taux de miniaturisation. Il varie entre 0 et 65%. Son évolution est monotone en fonction des deux paramètres Z_0 et θ_l . La miniaturisation maximale est obtenue pour la plus grande impédance caractéristique et la plus petite longueur électrique.

Le taux de miniaturisation correspondant au maximum du rapport $Q_l/Q_{u,eq}$ ($Z_0 = 110 \Omega$, $\theta_l = 10^\circ$) est égal à 50%.

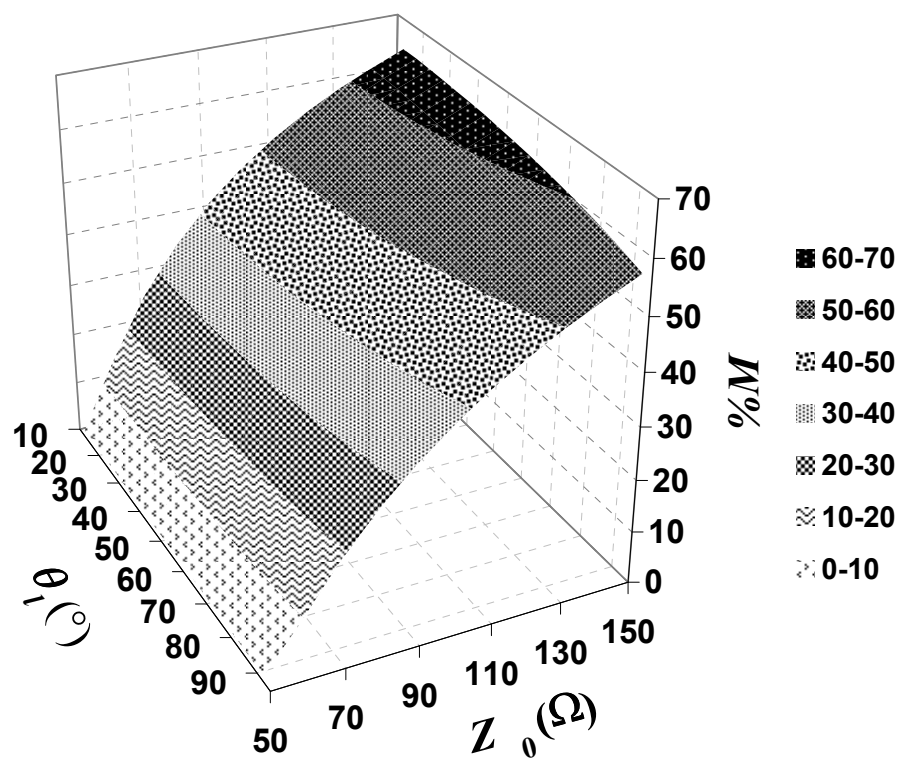


Figure 2-44: $\%M$ en fonction de Z_0 et θ_l .

Le taux de miniaturisation maximum (65%) est obtenu pour le couple de paramètre ($Z_0 = 50 \Omega$, $\theta_l = 90^\circ$). Dans ce cas le rapport $Q_l/Q_{u,eq}$ est minimum (0,8). On constate donc clairement que la recherche d'une miniaturisation maximale s'effectue en détriment du facteur de qualité, mettant à nouveau en évidence la notion de compromis pertes-miniaturisation.

Le choix des paramètres d'entrée sera essentiellement guidé par l'application. Le concepteur choisira soit de garder un taux de miniaturisation élevé pour les lignes chargées, soit de chercher à gagner en terme des pertes d'insertion par rapport à une ligne classique, ou encore de faire un compromis entre les deux cas extrêmes.

2.6 Conclusions

Au cours de ce chapitre, nous avons entrepris l'étude approfondie de lignes de propagation chargées par des condensateurs. Notre étude s'est limitée au cas des lignes microruban, et des condensateurs de type CMS ont été utilisés en pratique. Cependant les méthodes développées peuvent être appliquées à tout type de ligne de propagation et technologie de condensateur. On peut parfaitement envisager par exemple de transposer cette étude en technologie CMOS pour la miniaturisation des lignes de propagation intégrées, ce qui constitue un enjeu important.

Dans un premier temps, nous avons établi l'équation analytique du facteur de qualité d'une ligne chargée. Pour cela nous avons effectué l'hypothèse (réaliste) de pertes faibles pour les lignes utilisées. Cette hypothèse est valable même pour des lignes sur un substrat de qualité médiocre comme le FR4. Puis nous avons étudié des lignes chargées sur deux types de substrats particuliers, le FR4, choisi comme substrat bon marché (mais de qualité médiocre, $tg\delta = 0,02$), et un substrat commercial de bonne qualité (Rogers RO4003™, $tg\delta = 0,0023$). La comparaison entre ces deux substrats a permis de conclure quant à la pertinence de l'utilisation de l'un ou de l'autre, selon les objectifs visés.

Puis l'analyse des lignes chargées a été entreprise, et des abaques de synthèse, donnant des règles de conception, ont été fabriqués. Les résultats obtenus ont été validés par des mesures sur des dispositifs réalisés principalement sur substrat FR4, pour lequel l'intérêt d'utiliser des lignes chargées est le plus grand. Nous avons montré que les lignes chargées sur substrat FR4 permettaient d'obtenir des performances électriques (pertes) comparables à des lignes non chargées sur substrat de bonne qualité RO4003, avec un taux de miniaturisation de l'ordre de 50%. Nous avons donc clairement mis en évidence le fait que les lignes chargées pouvaient permettre d'atteindre, selon les paramètres de conception, de meilleures performances, en terme de pertes, que les lignes non chargées.

Enfin nous avons mis en évidence le compromis pertes – miniaturisation. La plus forte miniaturisation (supérieure à 65%) est obtenue au prix de pertes plus fortes que les lignes non chargées. Inversement, des pertes plus faibles que les lignes non chargées peuvent être obtenues, quelque soit le substrat considéré, mais avec un taux de miniaturisation modéré (entre 15% et 50% selon le substrat, RO4003 ou FR4).

Enfin l'ensemble de ces résultats a pu être démontré par des mesures réalisées sur un ensemble de lignes prototypes.

Liste des figures : Chapitre 2

Figure 2-1 : Schéma électrique d'une ligne de propagation (a) chargée et (b) son équivalente non chargée.	54
Figure 2-2 : Graphe de Q_l , Q_{ls} et Q_{lss} en fonction de la fréquence pour une faible longueur électrique ($\theta_0 = 1^\circ$ à 1 GHz).	57
Figure 2-3 : Graphe de Q_l , Q_{ls} et Q_{lss} en fonction de la fréquence pour une longueur électrique $\theta_0 = 20^\circ$ à 1 GHz.	57
Figure 2-4 : Algorithme de la méthode de comparaison.	60
Figure 2-5 : Evolution de Q_l et Q_c sur RO4003 pour $C_s = 0,9$ pF et $Z_0 = 120 \Omega$	61
Figure 2-6 : Evolution de $Q_l/Q_{u,eq}$, Z_l et θ_l pour le substrat RO4003 pour trois différentes valeurs de R_s	62
Figure 2-7 : Evolution de $Q_l/Q_{u,eq}$, Z_l et θ_l pour le substrat FR4 pour trois différentes valeurs de R_s	62
Figure 2-8 : Exemple de réalisation d'une longueur de 132° en cascade de deux sections identiques.	63
Figure 2-9 : Evolution de $Q_l/Q_{u,eq}$, Z_l et θ_l pour le substrat RO4003 pour trois différentes valeurs de C_s	64
Figure 2-10 : Evolution de $Q_l/Q_{u,eq}$, Z_l et θ_l pour le substrat FR4 pour trois différentes valeurs de C_s	64
Figure 2-11 : Evolution de $\epsilon_{reff,l}$ pour le substrat RO4003 pour trois différentes valeurs de C_s	65
Figure 2-12 : Zoom de la Figure 2-10 montrant la fréquence de transition f_t	65
Figure 2-13 : Q_l et $Q_{u,eq}$ en fonction de la fréquence normalisée pour $C_s = 0,9$ et 6,4 pF sur substrat FR4.	66
Figure 2-14 : Evolution de $Q_l/Q_{u,eq}$ sur le substrat RO4003 pour différentes valeurs de Z_0	67
Figure 2-15 : Evolution de Z_l et θ_l sur le substrat RO4003 pour différentes valeurs de Z_0	67
Figure 2-16 : Evolution de $Q_l/Q_{u,eq}$ sur le substrat FR4 pour différentes valeurs de Z_0	67
Figure 2-17 : Evolution de Z_l et θ_l sur le substrat FR4 pour différentes valeurs de Z_0	67
Figure 2-19 : Evolution du rapport $Q_l/Q_{u,eq}$, et de Z_s sur substrat RO4003 (trait plein) et FR4 (trait pointillé) pour $Z_0 = 120 \Omega$, en fonction de la fréquence.	71
Figure 2-20 : Evolution du rapport $Q_l/Q_{u,eq}$, et de Z_s sur substrat RO4003 (trait plein) et FR4 (trait pointillé) pour $Z_0 = 100 \Omega$, en fonction de la fréquence.	71
Figure 2-21 : Evolution du rapport $Q_l/Q_{u,eq}$, et de Z_s sur substrat RO4003 (trait plein) et FR4 (trait pointillé) pour $Z_0 = 80 \Omega$, en fonction de la fréquence.	72
Figure 2-22 : Evolution de $Q_l/Q_{u,eq}$, C_s et %M sur substrat RO4003 pour $f = 1$ GHz, en fonction de Z_0	73
Figure 2-23 : Evolution de $Q_l/Q_{u,eq}$, C_s et %M sur substrat FR4 pour $f = 1$ GHz, en fonction de Z_0	73
Figure 2-24 : Circuit équivalent de la capacité CMS utilisée.	74
Figure 2-25 : Photographie des lignes de référence non chargées d'impédance caractéristique 50Ω et de longueur électrique de 20° (haut) et 90° (bas).	76
Figure 2-26 : Paramètre S_{21} mesuré et simulé de la ligne classique 90°	76
Figure 2-27 : $\alpha_{u,eq}$ mesurée, simulée (circuit et EM) et corrigée (circuit et EM).	77
Figure 2-28 : $\beta_{u,eq}$ mesuré, simulé (circuit et EM) et corrigée (circuit et EM).	78
Figure 2-29 : $\epsilon_{reff, u,eq}$ mesurée et simulée (circuit et électromagnétique).	79
Figure 2-30 : Facteur de qualité extrait en utilisant la méthode des deux lignes.	79
Figure 2-31 : Facteur de qualité mesuré et simulé (circuit et électromagnétique).	80
Figure 2-32 : Layout des lignes chargées: une section (haut) et deux sections (bas).	81
Figure 2-33 : Paramètre S_{21} mesuré et simulé.	81

Figure 2-34 : Paramètres S_{11} mesuré et simulé.	82
Figure 2-35 : α_1 mesurée et simulée (circuit et EM).	82
Figure 2-36 : β_1 mesurée et simulée (circuit et EM).	83
Figure 2-37 : $\varepsilon_{\text{reff},1}$ mesurée et simulée (circuit et EM).	83
Figure 2-38 : Q_1 mesuré et simulé (circuit et EM).	84
Figure 2-39 : Q_1 mesuré, simulé (EM) et calculé.	85
Figure 2-40: Etude de l'influence de la valeur de C_s sur la fréquence de Bragg f_B	86
Figure 2-41: Etude de l'influence de la valeur de R_s sur le facteur de qualité.	86
Figure 2-42: Q_1 mesuré des deux lignes $Z_0 = 83 \Omega$ et $Z_0 = 120 \Omega$	87
Figure 2-43: $Q_1/Q_{u,\text{eq}}$ en fonction de Z_0 et θ_1	89
Figure 2-44: %M en fonction de Z_0 et θ_1	90

Liste des tableaux : Chapitre 2

Tableau 2-1 : Premières valeurs des paramètres des lignes chargées à réaliser.	74
Tableau 2-2 : Valeurs finales après prise en compte des éléments parasites des vias et capacités.	75
Tableau 2-3 : Grandeurs mesurées, calculées et simulées (circuit et EM) pour les lignes réalisées sur FR4. Les valeurs mesurées de Q_1 et $Q_{u,\text{eq}}$ sont obtenues par la méthode des deux lignes. Toutes les autres valeurs sont extraites par la méthode matricielle.	88

Chapitre 3 :
**LIGNES COPLANAIRES MINIATURES A
FORT FACTEUR DE QUALITE EN
TECHNOLOGIE CMOS**

TABLE DES MATIÈRES

CHAPITRE 3 LIGNES COPLANAIRES MINIATURES A FORT FACTEUR DE QUALITE EN TECHNOLOGIE CMOS

3.1	INTRODUCTION	99
3.2	ETAT DE L'ART DES LIGNES DE PROPAGATION INTEGREES	100
3.3	VALIDATION DE L'OUTIL CAD SONNET	103
3.3.1	DESCRIPTION DE LA METHODE DE SIMULATION	103
3.3.2	COMPARAISON AVEC DES RESULTATS DE MESURES PUBLIES	104
3.4	CONCEPTION DE LIGNES S CPW EN TECHNOLOGIE CMOS	107
3.4.1	DESCRIPTION DE LA LIGNE S CPW	107
3.4.2	CONCEPTION	108
3.4.2.1	DIMENSIONS DE LA LIGNE CPW: W ET S	108
3.4.2.2	RAPPORT CYCLIQUE	110
3.4.2.3	LARGEUR DES DOIGTS	112
3.4.2.4	LARGEUR DES PLANS DE MASSE	113
3.4.2.5	BILAN	115
3.5	REALISATION ET MESURES	116
3.5.1	DESCRIPTION DES CIRCUITS REALISES	116
3.5.2	MESURE DES LIGNES S CPW	118
3.5.2.1	PERMITTIVITE RELATIVE EFFECTIVE	118
3.5.2.2	IMPEDANCE CARACTERISTIQUE	119
3.5.2.3	EXPOSANT D'ATTENUATION	120
3.5.2.4	FACTEUR DE QUALITE	120
3.5.3	MESURE DES STUBS S-CPW	122

3.6 CONCLUSIONS & PERSPECTIVES	125
LISTE DES FIGURES : CHAPITRE 3	126
LISTE DES TABLEAUX : CHAPITRE 3	126

Chapitre 3 Lignes coplanaires miniatures à fort facteur de qualité en technologie CMOS

3.1 Introduction

Le développement technologique pour accroître le degré d'intégration et les performances des dispositifs est depuis toujours une priorité pour l'industrie microélectronique. Toutefois, la dimension ainsi que le facteur de qualité des circuits passifs intégrés sur les technologies silicium standard freinent ce développement et limitent l'intégration des modules de communication hyperfréquences. Il s'avère donc nécessaire de développer des composants (capacités, inductances et lignes de propagation) et circuits passifs miniatures présentant de meilleures performances. En particulier, les lignes de propagation classiques intégrées souffrent de facteurs de qualité de faible valeur (environ dix en RF et aux fréquences millimétriques), principalement dégradés par de fortes pertes dans le silicium. Partant de ce constat, de nombreuses équipes de recherche se sont concentrées sur le développement de nouvelles topologies de lignes de propagation dans le but d'obtenir de meilleures performances électriques. Parmi les solutions proposées, les lignes S-CPW « Shielded Coplanar Waveguides » semblent prometteuses. En effet, elles ont fait l'objet de plusieurs recherches qui mettent en évidence leur potentialité à présenter de fortes valeurs de facteur de qualité [207]. Ce résultat est obtenu par une maîtrise des pertes et une augmentation spectaculaire de la permittivité relative effective, conduisant d'une part à une forte miniaturisation (facteur 2 à 3), et d'autre part à une augmentation du facteur de qualité. L'augmentation de la permittivité relative effective justifie le terme d'« onde lente » affecté à ces lignes de propagation particulières.

Ce chapitre est dédié à l'étude des lignes S-CPW et à leur optimisation. Tout d'abord, les topologies des lignes classiques sont rappelées et l'état de l'art concernant les lignes S-CPW est présenté dans le paragraphe 3.2. Ensuite, la méthode de simulation adoptée pour les lignes S-CPW est présentée dans le paragraphe 3.3. Elle est basée sur l'outil de simulation électromagnétique 2D planaire Sonnet™ [197]. Cette méthode de simulation est ensuite confrontée à des résultats de mesures publiés par une autre équipe de recherche afin de valider l'outil de simulation.

Le paragraphe 3.4 est dédié à la conception des lignes S-CPW en technologie CMOS 0.35- μm AMS. L'impact de chacun des paramètres géométriques sur la réponse fréquentielle des lignes S-CPW est simulé et des règles de conceptions sont déduites. A partir de ces règles de conception, trois différentes géométries de lignes S-CPW ont été réalisées. Les résultats expérimentaux jusqu'à 40 GHz sont présentés dans le paragraphe 3.5. Une permittivité diélectrique relative effective égale à 48 et un facteur de qualité de

24 à 10 GHz ont pu être mesurés. Ces résultats correspondent à l'état de l'art en terme de facteur de qualité mesuré sur une ligne intégrée en technologie silicium bulk.

3.2 Etat de l'art des lignes de propagation intégrées

Depuis une trentaine d'années, les technologies silicium ont connu un essor important, leurs applications étant de plus en plus nombreuses et de plus en plus complexes. Ces évolutions devant intervenir à moindre coût, des critères de plus en plus sévères sur l'encombrement ont donc été imposés à tous les composants classiques des systèmes RF. Les lignes de propagation sont omniprésentes dans les dispositifs micro-ondes. Elles ont l'inconvénient d'occuper de grandes surfaces sur le substrat tout en présentant de faibles valeurs de facteur de qualité.

L'utilisation des lignes de propagation en technologie microruban est la plus répandue pour la plupart des circuits micro-ondes du fait de leur compacité surfacique. Cependant, à cause de la décroissance des épaisseurs d'oxyde liée à l'évolution des technologies, la réalisation de lignes microruban avec des impédances caractéristiques élevées (supérieures à 50 Ω) devient de plus en plus critique du fait qu'il est nécessaire de réduire la largeur des rubans, avec comme conséquence une forte augmentation des pertes [198].

En revanche, les lignes de propagation à guide d'onde coplanaires (CPW) offrent deux paramètres géométriques (la largeur du conducteur central et la largeur des fentes) pour ajuster la valeur de l'impédance caractéristique. Cette particularité en fait de bons candidats pour la réalisation de lignes intégrées présentant une impédance caractéristique élevée. Toutefois, les lignes de propagation CPW occupent une plus large surface que leurs homologues microruban sur le substrat silicium, ce qui rend leur intégration dans les circuits micro-ondes millimétriques coûteuse. En outre, les lignes CPW souffrent de fortes pertes diélectriques lorsqu'un Silicium bulk est utilisé dans les technologies standards. Des pertes de l'ordre de 1-2 dB/mm (à 5GHz) ont été mesurées sur des lignes CPW classiques fabriquées avec des technologies CMOS industrielles [199]. Des pertes réduites (< 2 dB/mm vers 200 GHz) ont été obtenues avec des technologies SOI CMOS, mais au prix de l'utilisation de substrats à haute résistivité [200].

Afin de réduire les pertes diélectriques dans le silicium, l'une des solutions proposées a été l'insertion d'un plan métallique entre la ligne CPW le substrat silicium. Cependant, cette technique n'est pas optimale. En effet, des courants de Foucault apparaissent dans le plan métallique, entraînant des pertes supplémentaires dans la structure [201]. De plus, avec l'insertion du plan métallique, l'impédance caractéristique est réduite (comme dans le cas de ligne MS), rendant la réalisation de lignes de propagation d'impédance caractéristique supérieure, voire égale à 50 Ω , plus difficile.

Plusieurs recherches ont été menées pour augmenter la permittivité diélectrique relative effective des lignes de propagation. En effet l'augmentation de ce paramètre permet de réduire la longueur physique des lignes pour une longueur électrique donnée comme nous l'avons montré dans le Chapitre 2. Ce phénomène encore appelé « phénomène d'onde lente » peut être efficacement utilisé pour réduire la longueur d'onde et ainsi améliorer le facteur de qualité des lignes de propagation (section 2.6).

Les premières lignes de propagation présentant un phénomène d'onde lente ont été introduites par Hasegawa en 1971 [202]. Ces lignes étaient réalisées en technologie microruban sur un empilement Si-SiO₂. Ces lignes ont permis de mettre en évidence un phénomène d'onde lente lié une forte valeur de la permittivité relative effective (avec des rapports entre longueur d'onde dans le vide et longueur d'onde guidée mesurés λ_0/λ_g d'environ 20), mais pour une faible valeur de l'impédance caractéristique (moins de 30 Ω) en comparaison des lignes classiques microruban, et des pertes importantes.

Quelques années plus tard, Hasegawa proposait une nouvelle topologie de lignes coplanaires (stripline) à onde lente basées sur l'utilisation de jonctions MIS et Schottky sur un substrat AsGa [203]. Le phénomène d'onde lente était dû à la séparation spatiale des zones de stockages d'énergies : l'énergie électrique est principalement stockée autour des capacités MIS ou Schottky alors que l'énergie magnétique est emmagasinée autour de doigts métalliques flottants disposés perpendiculairement à la direction de propagation. Toutefois, ces lignes souffraient de fortes pertes d'insertion. En 1981, Seki et Hasegawa ont modélisé la structure par une simple alternance (en cascade) de lignes de propagation à fortes et faibles impédances caractéristiques [204]. Toutefois, ce modèle ne tient pas compte des effets de bords présents au niveau des transitions et ne peut plus être utilisé pour les technologies intégrées actuelles avec des largeurs de doigts de l'ordre de grandeur de l'épaisseur du diélectrique.

Plus tard, les doigts flottants ont été placés au dessus de la ligne de propagation CPW [205]-[206]. La structure est alors dénommée « *cross tie overlay CPW* ». Seules les pertes conductrices de la structure ont été modélisées. Les lignes présentées dans [202]-[206] étaient réalisées avec des technologies où la finesse de la résolution géométrique n'était pas suffisante pour montrer les pleines potentialités de la structure. En effet, le fort exposant d'atténuation mesuré à l'époque provenait principalement des larges dimensions géométriques des doigts métalliques flottants par rapport à la longueur d'onde. Comme pour les plans métalliques, les doigts étaient alors le siège de pertes liées aux courants de Foucault.

Récemment, Cheng et Long ont introduit une nouvelle topologie de lignes S-CPW (pour « *Shielded Coplanar Waveguide*») présentant des propriétés très intéressantes en terme de permittivité relative effective et facteur de qualité [207]. Des doigts métalliques flottants de largeur 1,25 μm ont été insérés à 4 μm en-dessous de la ligne CPW comme l'illustre la Figure 3-1. Grâce à la présence des doigts en-dessous de la ligne CPW, le champ électrique est quasiment totalement écranté par ce pseudo plan de masse flottant réalisé par les doigts. En conséquence, la capacité linéique de la ligne S-CPW est supérieure à celle d'une ligne CPW classique. Par contre le champ magnétique « circule » entre les doigts, et l'inductance linéique est quasiment inchangée par rapport à celle d'une ligne CPW classique. Ceci explique l'origine du phénomène d'onde lente observé dans les lignes S-CPW. Dans cet article la mesure d'une ligne de propagation d'impédance caractéristique égale à 50 Ω (ligne S-CPW2) est présentée. Elle fait état d'une permittivité relative effective égale à 19 et d'un facteur de qualité de l'ordre de 17 à 10 GHz.

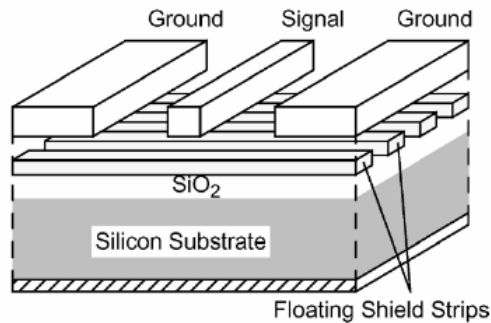


Figure 3-1. Configuration de la ligne S-CPW publiée dans [207].

A la suite de ces résultats très prometteurs, de nombreuses équipes de recherche se sont intéressées à l'étude des lignes S-CPW. Ainsi, différentes configurations de lignes S-CPW ont été proposées dans la littérature afin d'améliorer la compacité et les performances électriques de la structure.

Par exemple, des doigts ont été créés au niveau des plans de masse des lignes coplanaires [208]. Un facteur de qualité égal à 10 autour de 10 GHz a été mesuré sur les lignes S-CPW réalisées avec une technologie CMOS 90-nm. La réalisation des doigts sur deux niveaux différents de métallisation a également été proposée dans [209]. Dans le but d'augmenter la capacité linéique de la ligne, et de renforcer l'effet d'onde lente, des structures avec des doigts en-dessus et en-dessous de la ligne coplanaire ont été fabriquées [210]. La Figure 3-2 montre les différentes configurations des lignes S-CPW proposées dans la littérature.

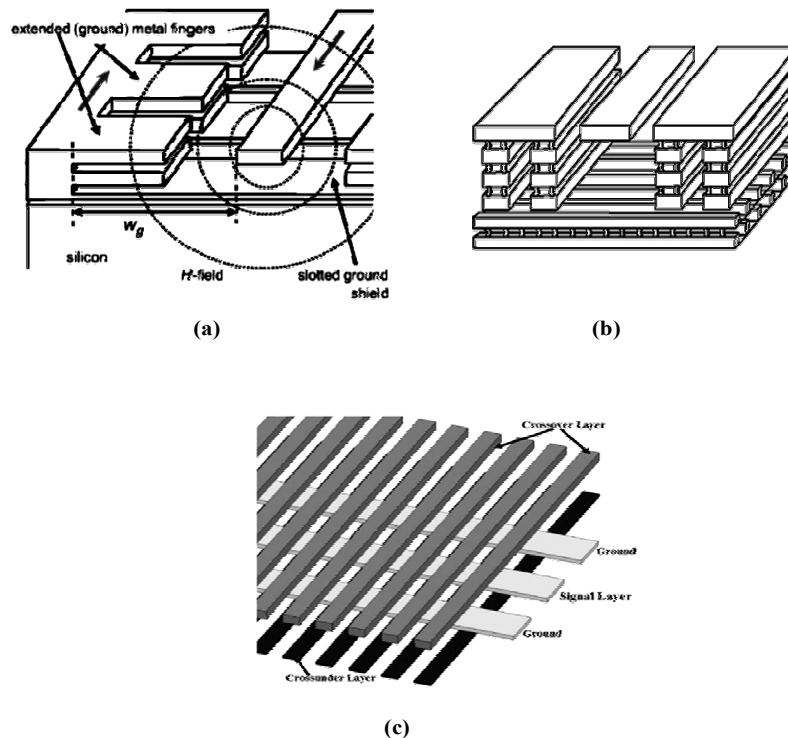


Figure 3-2. Différentes configurations de lignes S-CPW. a) [208]. b) [209] c) [210].

Cependant, malgré les efforts effectués dans [208]-[210], la permittivité relative effective mesurée ne dépasse pas 20 et le facteur de qualité mesuré ne dépasse pas 17 à 10 GHz.

Afin de décrire les performances électriques des lignes S-CPW, de nombreux modèles ont été proposés dans la littérature. Le modèle basé sur la cascade de lignes de fortes et faibles impédances caractéristiques introduit par Seki et Hasegawa [204] perd sa validité lorsque la largeur des doigts devient comparable à celle de l'épaisseur du substrat. Dans ce cas, un modèle tenant compte des effets de bord doit être utilisé pour expliquer le comportement des lignes S-CPW. A notre connaissance, le premier modèle analytique à éléments localisés RLCG proposé est celui décrit dans [206]. Il permet de décrire les performances de la ligne S-CPW en-dessous de la fréquence de résonance. Plus tard, un autre modèle non physique a été proposé dans [211]. Il a été développé pour la simulation de l'impédance caractéristique et de l'exposant de propagation. Il a conduit à un bon accord avec les mesures par réflectométrie temporelle. Par la suite, des expressions analytiques de l'inductance des lignes S-CPW ont été présentées dans [212] et [213]. La méthode PEEC pour « partial element equivalent circuits » a été utilisée dans [214] pour calculer les valeurs de l'inductance et de la résistance linéique des lignes S-CPW. Toutefois, tous ces modèles restent compliqués à mettre en œuvre. Le modèle le plus simple à utiliser reste celui décrit par Sayag [215]. Ce modèle est basé sur les modèles bien établis des lignes CPW et CPWG (Grounded Coplanar Waveguide) classiques. Comme le champ électrique dans la ligne S-CPW est en quasi-totalité écranté par le plan de masse flottant, la capacité et la conductance linéiques sont alors celles d'une ligne CPWG classique. En parallèle, comme la distribution du champ magnétique n'est pas perturbée par la présence des doigts métalliques, l'inductance et la résistance linéique sont quasiment inchangées par rapport à une ligne CPW classique. Cependant, l'utilisation de ces différents modèles sur des lignes S-CPW que nous avons réalisées et mesurées au sein de l'IMEP-LAHC s'est avérée insatisfaisante. En effet, aucun modèles n'a permis de correctement modéliser les pertes soit la conductance linéiques. Ainsi nous utilisons une approche de simulation électromagnétique, même si cela conduit à des temps de simulation relativement importants. Dans mes travaux de thèse, j'ai utilisé un simulateur 3D planaires [Sonnet].

3.3 Validation de l'outil CAD Sonnet

3.3.1 Description de la méthode de simulation

Les lignes de propagation S-CPW sont simulées avec le logiciel de simulation électromagnétique 3D planaire SonnetTM [197]. L'outil CAD Sonnet utilise la méthode des moments appliquée aux équations de Maxwell pour la résolution des problèmes planaires. La difficulté de la simulation des lignes S-CPW réside dans le fort ratio des dimensions géométriques. Ces dimensions varient de moins de un μm pour les doigts flottants pour atteindre une centaine de μm pour les plans de masse de la ligne CPW. En conséquence, la simulation des lignes S-CPW de quelques mm de longueur nécessite l'utilisation d'un maillage très fin et par conséquent conduit à un nombre important de mailles. Pour que le temps de simulation et la mémoire nécessaires à Sonnet restent réalistes nous nous sommes limités à la simulation de ligne S-CPW dites courtes

comprenant seulement 10 à 15 doigts. Après vérification que le maillage est suffisamment fin grâce à la convergence de la simulation, la matrice des paramètres S de la ligne S-CPW courte est déterminée. Dans un deuxième temps, cette matrice est convertie en matrice $ABCD$ en utilisant les équations de passage adéquates [19].

Puis, dans un troisième temps, à partir de la matrice $ABCD$, les valeurs de l'impédance caractéristique Z_c et de l'exposant de propagation γ sont calculées de la manière suivante :

$$Z_c = \sqrt{\frac{B}{C}} \quad (3-1)$$

et

$$\gamma = \alpha + j\beta = \frac{\arccos(A)}{L} \quad (3-2)$$

où L est la longueur physique de la ligne S-CPW.

Cette méthode de simulation des paramètres secondaires sera utilisée pour toutes les lignes S-CPW présentées dans ce chapitre. Comme la longueur des lignes S-CPW simulées est faible devant la longueur d'onde, la méthode de simulation doit être validée. Pour tester cette méthode, nous avons imaginé comparer les résultats obtenus à ceux publiés dans l'article de Cheung et Long [207].

C'est le résultat de cette comparaison entre les paramètres de la ligne S-CPW issus des simulations Sonnet et ceux extraits de mesures [207] qui est détaillé dans la partie suivante.

3.3.2 Comparaison avec des résultats de mesures publiés

En utilisant la méthode de simulation détaillée dans le paragraphe précédent, les lignes de propagation présentées dans [207] ont été simulées. Cheung et Long ont utilisé une technologie BiCMOS avec 4 niveaux de métallisation (BiCMOS SiGe-7HP) dont l'empilement est détaillé sur la Figure 3-3.

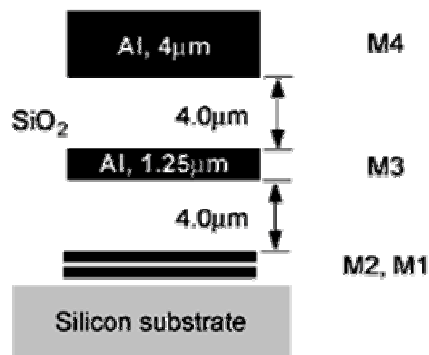


Figure 3-3. Empilement des niveaux de différentes couches de la technologie utilisée par Cheng et Long dans [207].

Pour mettre en évidence les avantages de l'intégration des lignes S-CPW par rapport aux lignes CPW classiques, deux lignes CPW et quatre lignes S-CPW avec des impédances

caractéristiques proches de 50Ω ont été réalisées dans [207]. Les dimensions géométriques des lignes réalisées sont précisées dans le Tableau 3-1.

Ligne	Largeur du ruban central W	Gap S	Largeur des doigts	Gap entre les doigts
CPW1	15	5	---	---
CPW2	50	20	---	---
S-CPW1	16	20	1,6	1,6
S-CPW2	34	120	1,6	1,6
S-CPW3	16	20	10	2
S-CPW4	34	120	4	5

Tableau 3-1. Dimensions géométriques en μm des lignes réalisées dans [207].

Nous montrons la comparaison des résultats de simulation Sonnet à la mesure des lignes CPW1 et S-CPW1 uniquement. Des conclusions analogues ont été obtenues pour les autres couples de lignes.

La Figure 3-4 compare les résultats de simulation (traits) et les mesures de Long (symboles) pour l'impédance caractéristique, la permittivité relative effective, l'exposant d'atténuation et le facteur de qualité.

La Figure 3-4(a) montre un bon accord entre les valeurs simulées et mesurées de l'impédance caractéristique. La différence entre les mesures et les simulations n'excède pas 10%. Les valeurs de l'impédance caractéristique obtenues par simulation tant pour les lignes CPW que pour les lignes S-CPW sont légèrement sous-estimées par rapport à celles mesurées. Ces différences constatées peuvent avoir deux causes : la non prise en compte de la dispersion technologique et le fait de simuler sous Sonnet une ligne de faible longueur physique.

La Figure 3-4(b) compare les mesures et les simulations de la permittivité relative effective. L'accord entre les simulations et les mesures est cette fois meilleur pour la ligne CPW classique. L'écart entre les simulations et les mesures pour la ligne S-CPW reste toutefois inférieur à 10%. Les causes probables qui justifient cet écart sont les mêmes que celle proposées pour l'impédance caractéristique.

Toutefois, même si les résultats sont à 10% près, ils nous permettent de constater que la valeur de la permittivité relative effective de la ligne S-CPW est de l'ordre de 7 contre environ 3 pour une ligne CPW. Ils mettent en évidence le phénomène d'onde lente créé dans cette structure et l'augmentation de la permittivité relative effective d'un facteur 2,5 entre une ligne S-CPW et une ligne CPW classique équivalente.

La Figure 3-4(c) compare l'exposant d'atténuation des lignes (en dB/mm) simulées et mesurées. L'accord est correct dans le cas de la ligne CPW1. En revanche pour la ligne de propagation S-CPW1, l'accord n'est obtenu qu'en basse fréquence (jusqu'à 20 GHz). On constate que les pertes d'insertion (tant pour les simulations que les mesures) sont légèrement plus faibles pour la ligne S-CPW1 (du fait de la présence du plan de masse grillagé agissant comme blindage) que pour la ligne CPW1.

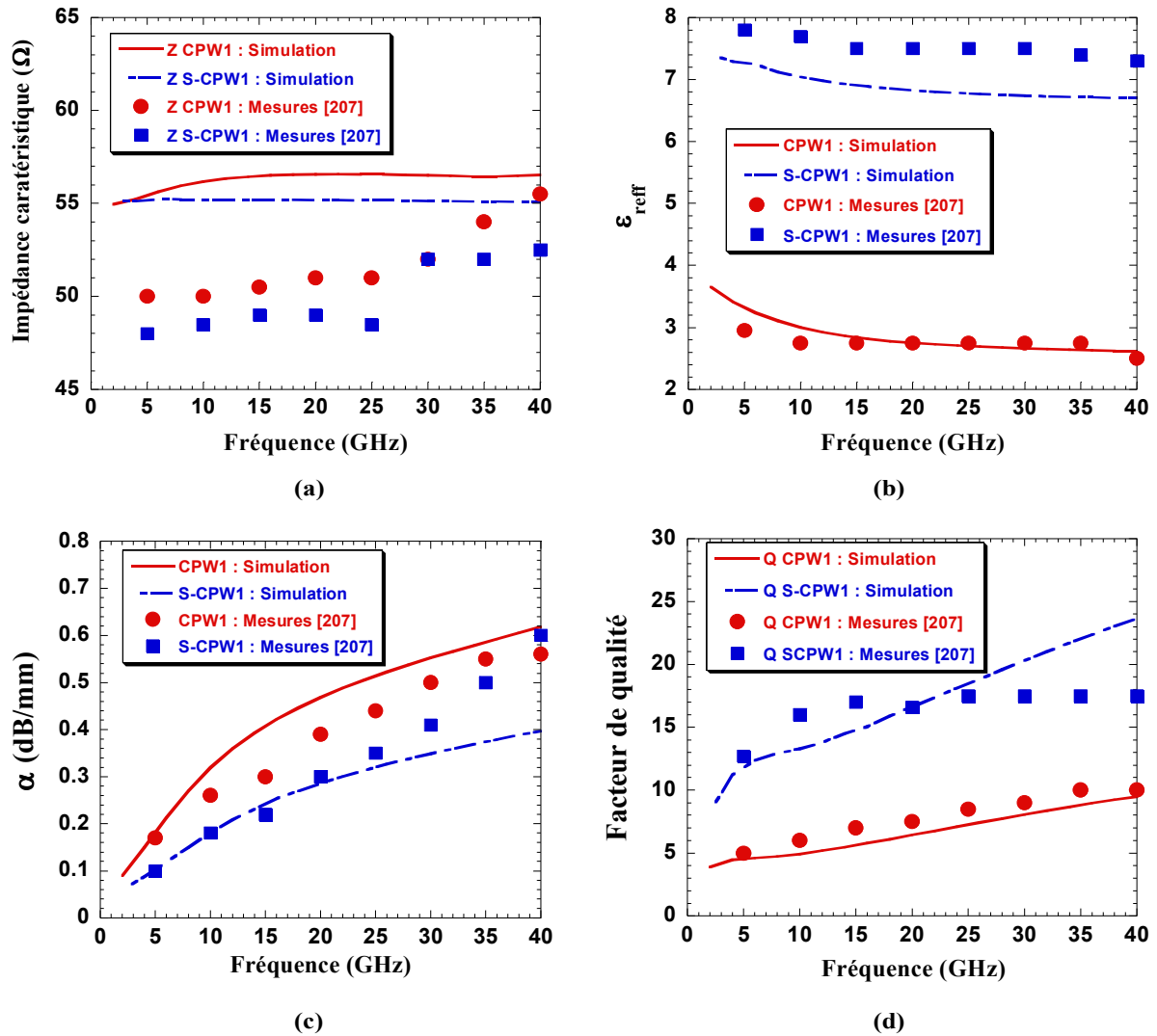


Figure 3-4. Comparaison des simulations Sonnet et des mesures publiées dans [207] pour les lignes CPW1 et S-CPW1 a) Impédance caractéristique en (Ω) b) Permittivité relative effective c) Atténuation en (dB/mm) et d) Facteur de qualité.

Enfin le dernier paramètre comparé est le facteur de qualité, il est défini comme suit :

$$Q = \beta/2\alpha \quad (3-3)$$

avec α en Np/m.

La comparaison entre le facteur de qualité simulé et mesuré est présentée sur la Figure 3-4(d). Pour la ligne CPW1, les mesures et les simulations sont en bon accord. De plus, le facteur de qualité obtenu reste inférieur à 10 sur la bande de fréquence 5 GHz à 40 GHz. Par contre, l'écart obtenu pour Q entre les simulations et les mesures pour la ligne à onde lente S-CPW1 est nettement plus important. C'est la conséquence des écarts cumulés sur la permittivité relative effective et l'exposant d'atténuation. Néanmoins nous pouvons

estimer que les simulations donnent un ordre de grandeur correct des résultats attendus. En particulier, nous pouvons observer que le facteur de qualité est multiplié par un facteur de 3 autour de 10 GHz lorsque les doigts flottants sont insérés.

Cette première partie a donc démontré que la méthode de simulation basée sur le logiciel Sonnet permet de décrire qualitativement (à 10% près) le comportement des lignes de propagation S-CPW. Cette méthode a été utilisée dans la suite pour la conception de nouvelles lignes S-CPW.

3.4 Conception de lignes S-CPW en technologie CMOS

3.4.1 Description de la ligne S-CPW

Pour compléter cette première étude théorique, plusieurs lignes S-CPW ont été conçues et réalisées en technologie CMOS 0.35- μm AMS. Le principal but de ces lignes est d'étudier l'impact des différents paramètres géométriques de la ligne S-CPW sur les paramètres de propagation. La méthode de synthèse présentée dans cette partie peut très bien être appliquée à toute autre technologie. La technologie 0.35- μm se compose de quatre niveaux de métallisation (M1 à M4). La couche M4 peut avoir des couches de métal d'épaisseur relativement importante (2,8 μm pour la technologie « Thick Metal ») afin de minimiser les pertes par conduction. Les quatre niveaux de métallisation sont séparés par trois couches d'oxyde de silicium (SiO_2) de même épaisseur 1 μm (Figure 3-5(a)). Le métal utilisé est du cuivre. Sur le niveau de métallisation supérieur 'M4' est réalisée la ligne CPW, alors que les doigts sont gravés dans le niveau inférieur 'M3'.

De plus, la couche de passivation (Si_3N_4) est une couche optionnelle ajoutée lors de la réalisation pour protéger les lignes. Cette couche a été prise en compte lors des premières simulations. Cette couche induit une augmentation de la valeur de la permittivité relative effective sans affecter significativement les autres caractéristiques de propagation de la ligne. Pour cette raison, nous avons choisi de conserver la couche de passivation pour la réalisation des lignes S-CPW.

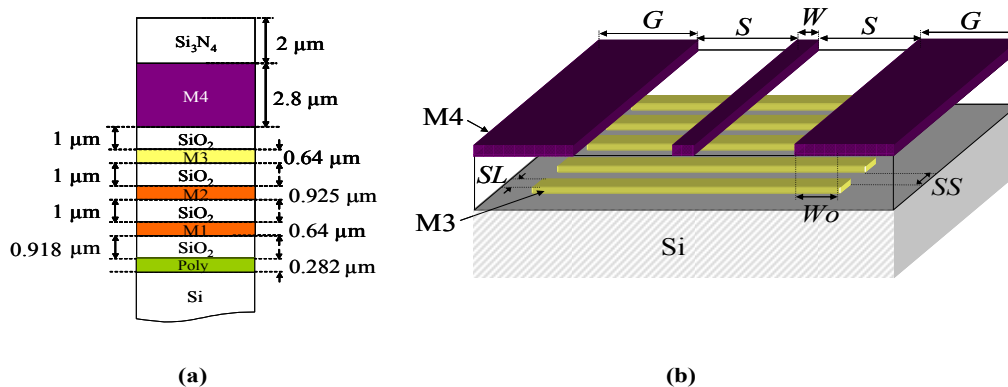


Figure 3-5. a) Technologie CMOS 0,35- μm AMS : coupe verticale b) Vue en 3D d'une ligne S-CPW.

La Figure 3-5(b) montre les paramètres de conception d'une ligne S-CPW où W est la largeur du ruban central de la partie CPW de la ligne S-CPW, S est le gap, G est la

largeur du plan de masse, SL est la largeur des doigts, SS est le gap entre les doigts et W_0 est le dépassement des doigts sous les plans de masse. A partir de ces paramètres, nous définissons un paramètre décrivant la densité relative de métal sous la ligne nommé le rapport cyclique $d = SL / (SS + SL)$ et la période des doigts $p = SS + SL$.

Dans le paragraphe qui suit, l'influence de chaque paramètre géométrique de conception est étudiée. Toutes les simulations sont effectuées conformément à la méthode validée précédemment pour la plage de fréquence de 1 GHz à 40 GHz.

3.4.2 Conception

L'objectif de ces simulations est d'extraire des règles de conception guidant le choix des six paramètres géométriques optimaux des lignes S-CPW. Cinq séries de simulations ont été menées, l'étude de l'influence du recouvrement des plans de masse sur les doigts W_0 n'est pas exposée car l'influence de ce paramètre reste très faible ; ainsi W_0 a été fixé égale à 60 μm pour l'ensemble des simulations et réalisations.

Suite à cette étude de l'influence de chaque paramètre, des règles de conception sont proposées dans le paragraphe 3.4.2.5.

3.4.2.1 Dimensions de la ligne CPW: W et S

Dans cette partie, des lignes S-CPW ayant différentes géométries (W , S) ont été simulées. Les couples (W , S) choisis doivent correspondre à une valeur d'impédance caractéristique de la ligne S-CPW proche de 50 Ω . Trois largeurs de ruban ont été envisagées, 10 μm , 15 μm et 18 μm . Une largeur plus faible induit une augmentation des pertes conductrices alors qu'une largeur plus importante augmente les dimensions latérales du CPW. Les autres paramètres sont fixés suite à une étude croisée de l'influence de chaque paramètre : $SL = SS = 0,6 \mu\text{m}$ ($d = 0,6 \mu\text{m}$), $G = 60 \mu\text{m}$. Les cinq couples de dimensions (W , S) choisis sont : (10, 100), (15, 150), (18, 100), (18, 150) et (18, 200) (en μm).

La Figure 3-6 montre les résultats de simulation de l'ensemble de ces lignes.

Tout d'abord, l'impact de la largeur du ruban est étudié. Pour cela, la largeur du gap S est fixée et l'on considère deux valeurs différentes de W . Nous considérons les lignes ayant un gap égal à 100 μm , avec des valeurs de 10 μm et de 18 μm pour W . Pour un ruban de largeur 10 μm , la ligne S-CPW présente une impédance caractéristique de 58 Ω (Figure 3-6(a)). Celle-ci diminue à 45 Ω lorsque la largeur du ruban central est égale à 18 μm . Ces résultats montrent que l'impédance caractéristique est sensible à la dimension W de la ligne S-CPW comme dans le cas des lignes de propagation CPW.

La permittivité diélectrique relative effective des lignes S-CPW, ϵ_{reff} (Figure 3-6(b)), augmente avec W , du fait que la capacité entre les doigts et le ruban conducteur de largeur W augmente.

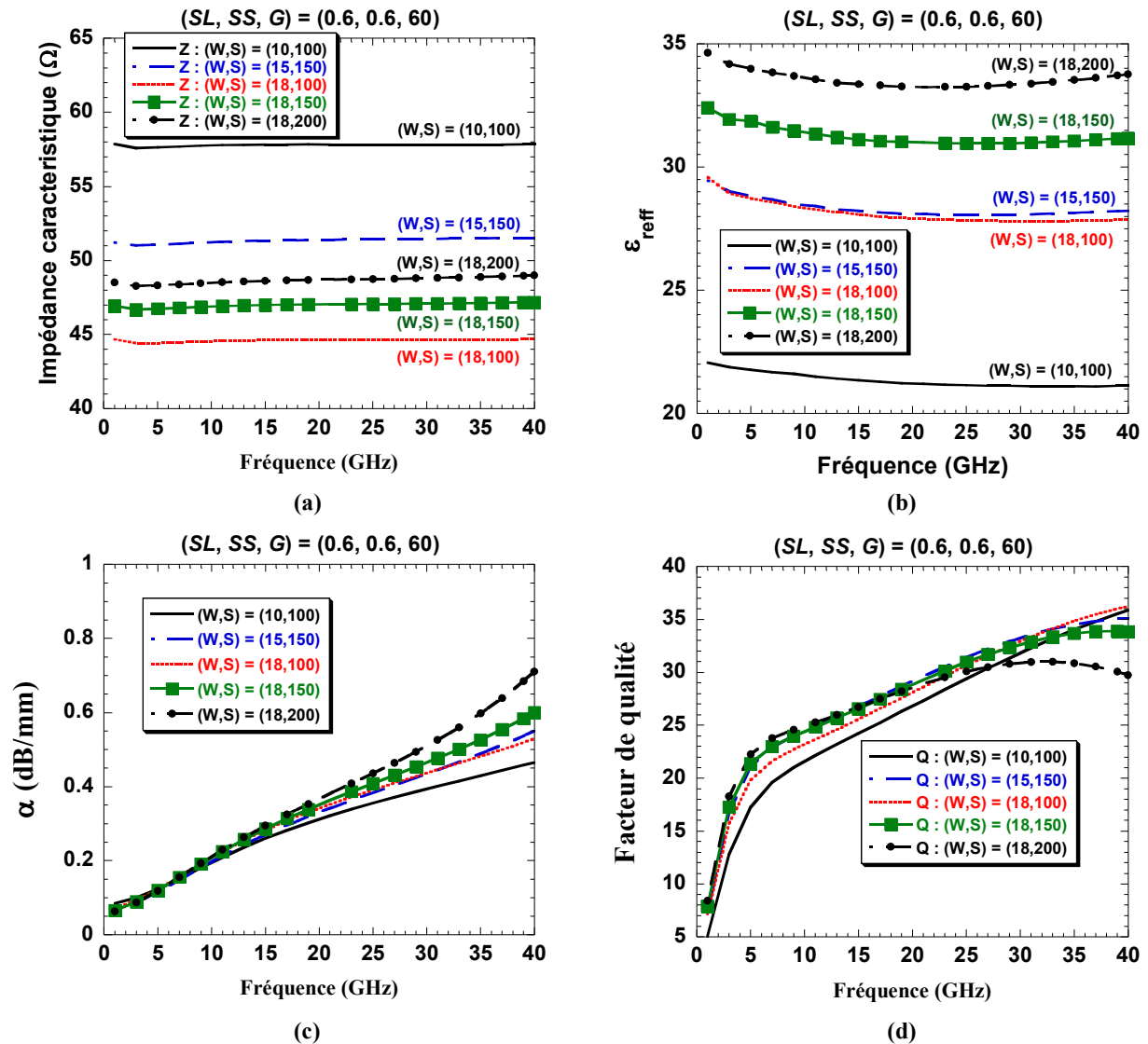


Figure 3-6. Résultats de simulation pour plusieurs couples (W, S) : a) Impédance caractéristique, b) permittivité relative effective, c) exposant d'atténuation, d) facteur de qualité (toutes les dimensions qui apparaissent sur les figures sont en μm).

L'exposant d'atténuation augmente lorsque W augmente (Figure 3-6(c)). Bien que la résistance linéique du ruban diminue, l'exposant d'atténuation augmente du fait de la diminution de l'impédance caractéristique.

Enfin, lorsque W passe de 10 μm à 18 μm , le facteur de qualité augmente très peu, passant de 21 à 23 à 10 GHz. Il est quasiment identique à 40 GHz (Figure 3-6(d)).

A présent, on fixe W à 18 μm et on compare les résultats pour deux valeurs de S (100 et 200 μm). L'impédance caractéristique croît de 45 à 48,5 Ω à 20 GHz lorsque S augmente. Il en est de même de la permittivité relative effective (respectivement égale à 28 et 33,5 à 20 GHz). Ce résultat est à relier au comportement des lignes CPW classiques.

On constate ainsi que l'impédance caractéristique et la permittivité relative effective peuvent être ajustées de façon indépendante à l'aide des deux paramètres W et S .

La permittivité relative effective la plus grande (pour une impédance caractéristique donnée) est obtenue pour les plus grandes valeurs W et S , soit pour la ligne la plus large. Mais c'est également pour cette ligne que les pertes sont maximales.

En conclusion, si l'on choisit des dimensions latérales importantes, la permittivité relative effective augmente, entraînant une diminution de la longueur de la ligne. Il faut alors considérer la surface occupée par la ligne comme critère d'optimisation, la diminution de sa longueur étant obtenue au prix de l'augmentation de sa largeur.

Nous pouvons également conclure que le facteur de qualité est finalement peu dépendant de la géométrie de la ligne CPW.

3.4.2.2 Rapport cyclique

Le rapport cyclique est défini comme le rapport entre la largeur des doigts et la période des doigts : $d = SL/(SS + SL)$. Dans le but d'étudier l'influence de ce rapport cyclique d , une ligne de propagation S-CPW ayant une impédance caractéristique proche de 50Ω (i.e. $(W, S) = (15 \mu\text{m}, 150 \mu\text{m})$) a été simulée. Deux périodes différentes ($SL+SS$) ont été étudiées, égales respectivement à $1,2 \mu\text{m}$ et $4,8 \mu\text{m}$.

L'impédance caractéristique, la permittivité relative effective, l'exposant d'atténuation et le facteur de qualité de la ligne S-CPW de période $1,2 \mu\text{m}$ sont représentées respectivement sur la Figure 3-7. Pour la période $4,8 \mu\text{m}$, les mêmes paramètres sont représentés respectivement sur la Figure 3-8.

Pour chaque figure, le rapport cyclique d prend 4 valeurs, de $1/6$ à $4/6$.

Pour les deux périodes étudiées, nous pouvons noter que les variations de l'impédance caractéristique et de la permittivité relative effective par rapport à d restent modérées. En effet, nous constatons des variations de la valeur de l'impédance caractéristique inférieures à 10% ($p = 1,2 \mu\text{m}$) et 15% ($p = 4,8 \mu\text{m}$) lorsque d varie dans un rapport de 4 (de $1/6$ à $4/6$). Les variations sont légèrement plus importantes sur la permittivité relative effective. Elles sont de l'ordre de 10% ($p = 1,2 \mu\text{m}$) et 20% ($p = 4,8 \mu\text{m}$).

Les variations de l'exposant d'atténuation et, par conséquent, du facteur de qualité par rapport à d restent modérées également. En effet, nous constatons des variations de la valeur de l'exposant d'atténuation inférieures à 3% ($p = 1,2 \mu\text{m}$) et 5% ($p = 4,8 \mu\text{m}$) lorsque d varie dans un rapport de 4, et des variations sur le facteur de qualité inférieures de l'ordre de 11% ($p = 1,2 \mu\text{m}$) et 16% ($p = 4,8 \mu\text{m}$).

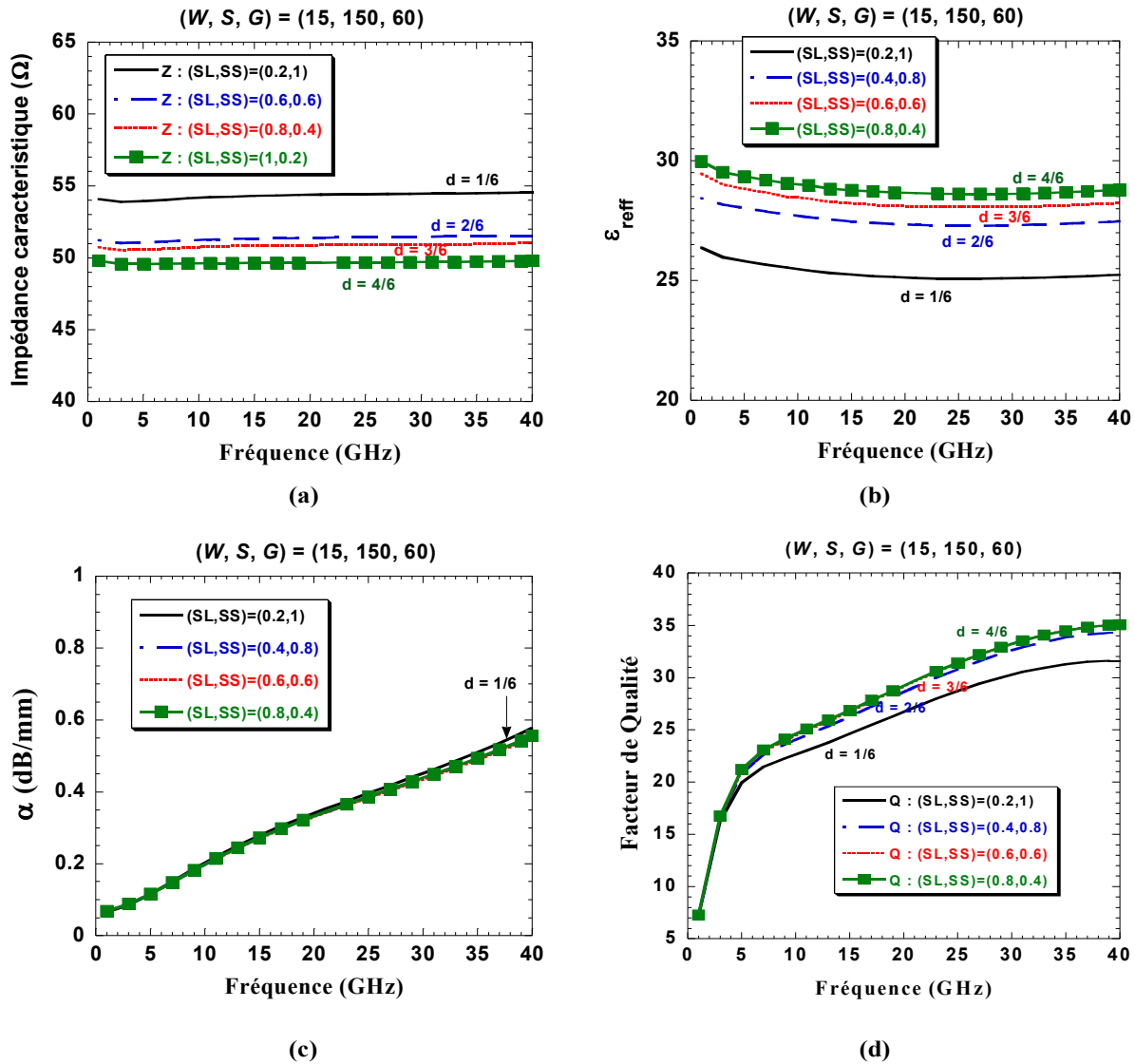


Figure 3-7. Résultats de Simulation pour une ligne S-CPW avec $W=15 \mu\text{m}$, $S=150 \mu\text{m}$ et $SL+SS=1.2 \mu\text{m}$: a) Impédance caractéristique (Ω), b) permittivité relative effective, c) exposant d'atténuation, d) facteur de qualité (toutes les dimensions qui apparaissent sur les figures sont en μm).

Ces résultats montrent que la conception de la ligne S-CPW est principalement influencée par les dimensions de la ligne CPW (W et S). Le rapport cyclique a donc un effet secondaire sur les valeurs de l'impédance caractéristique, la permittivité relative effective, l'exposant d'atténuation et le facteur de qualité.

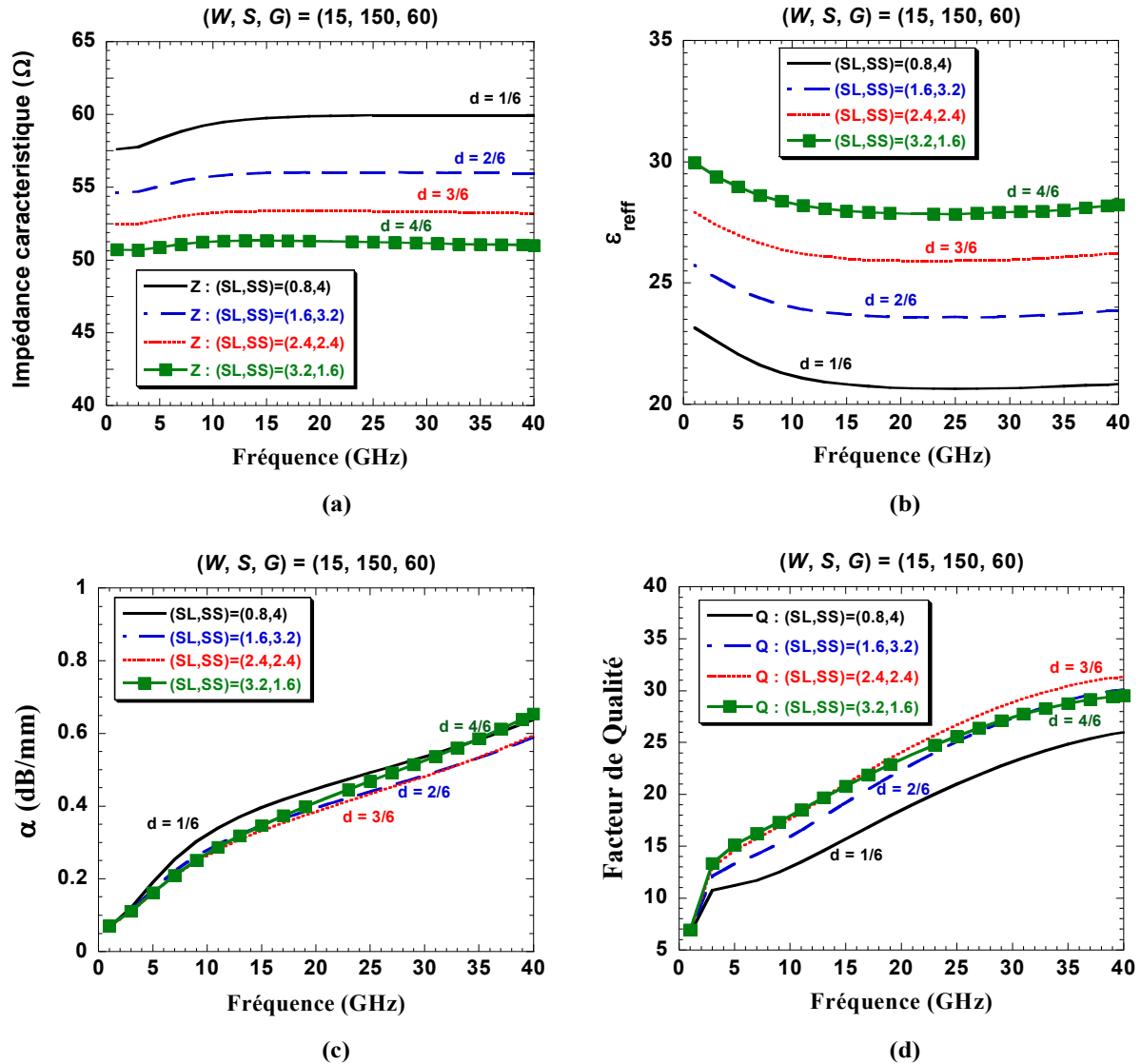


Figure 3-8. Résultats de Simulation pour une ligne S-CPW avec $W=15 \mu\text{m}$, $S=150 \mu\text{m}$ et $SL+SS=4,8 \mu\text{m}$: a) Impédance caractéristique (Ω), b) permittivité relative effective, c) exposant d'atténuation, d) facteur de qualité (toutes les dimensions qui apparaissent sur les figures sont en μm).

3.4.2.3 Largeur des doigts

Dans ce paragraphe, l'évolution des pertes de la ligne de propagation S-CPW est étudiée en fonction de la largeur des doigts SL . Pour ce faire, la ligne est simulée pour cinq valeurs de SL (0,6, 2, 3, 4 et 5 μm) tout en gardant un rapport cyclique d de 0,5. Ainsi, la période des doigts ($SL+SS$) varie de 1,2 μm à 10 μm . Pour obtenir une impédance caractéristique proche de 50 Ω de la ligne S-CPW simulée, nous choisissons une largeur du ruban central W égale à 15 μm et un gap S de 150 μm .

La Figure 3-9 montre les évolutions de l'exposant d'atténuation en dB/mm (Figure 3-9(a)) et du facteur de qualité correspondant (Figure 3-9(b)). Les pertes les plus faibles sont obtenues pour la ligne dotée de doigts métalliques les plus fins ($SL = 0,6 \mu\text{m}$). Pour des doigts plus larges que $2 \mu\text{m}$, les pertes deviennent quasi-constantes. Les pertes augmentent de $0,05 \text{ dB/mm}$ lorsque SL passe de $0,6$ à $2 \mu\text{m}$.

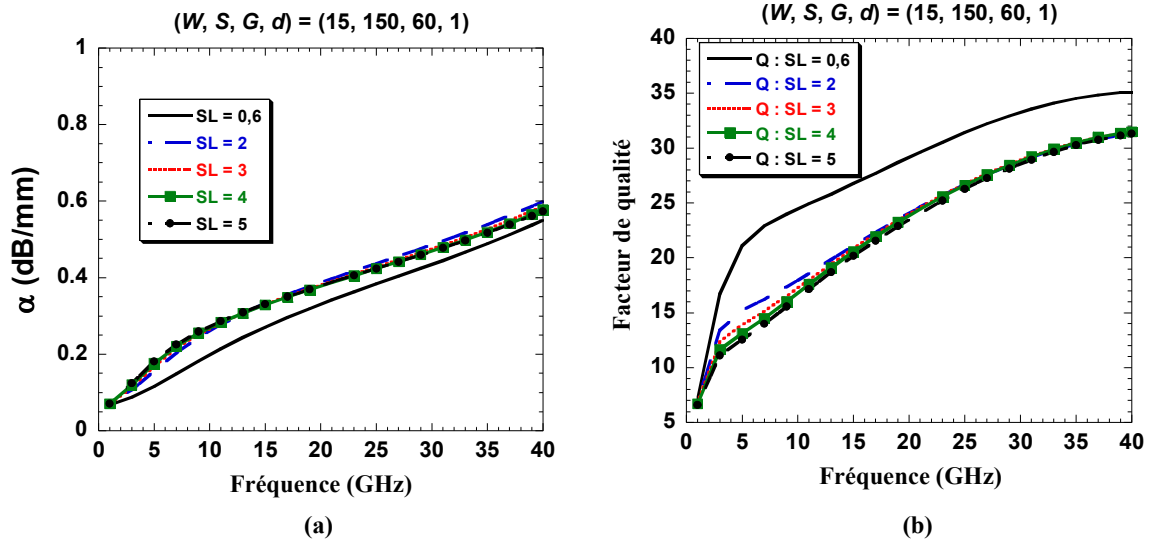


Figure 3-9. Résultats de simulation d'une ligne S-CPW avec $W=15 \mu\text{m}$, $S=150 \mu\text{m}$, $d=1$ et $SL = 0,6, 2, 3, 4$ et $5 \mu\text{m}$: a) Atténuation en dB/mm. b) Facteur de qualité (toutes les dimensions qui apparaissent sur les figures sont en μm).

De plus, la permittivité relative effective diminue lorsque la période $SL+SS$ augmente (paragraphe 3.4.2.2). Ces deux effets, l'augmentation de pertes et la réduction de la permittivité relative effective, conduisent à dégrader le facteur de qualité (Figure 3-9(b)). Donc, pour limiter les pertes, la meilleure solution est d'utiliser des doigts et des gaps entre les doigts les plus fins possible. Ceci peut être expliqué par la présence de courants de Foucault dans les doigts. Ces courants sont d'autant plus limités que les doigts sont fins.

3.4.2.4 Largeur des plans de masse

La réduction de la largeur du plan de masse d'une ligne CPW classique entraîne une augmentation de l'impédance caractéristique et de l'exposant d'atténuation. Cependant, dans le cas d'une ligne S-CPW, le champ électrique est écrané par le plan des doigts conducteurs. Donc le champ électrique est confiné entre le plan des doigts et le plan du CPW. Partant de ce principe, ce paragraphe explore la possibilité de réduire la largeur des plans de masse G des lignes S-CPW.

Une impédance caractéristique proche de 50Ω ($(W, S) = (15 \mu\text{m}, 150 \mu\text{m})$) est considérée. Pour garantir des pertes minimales, la largeur des doigts flottants ainsi que celle du gap sont fixées à $0,6 \mu\text{m}$ (la valeur minimale permise par la technologie CMOS

0.35- μm AMS). Plusieurs lignes avec des largeurs de plan de masse différentes ($G = 50, 100, 200, 300$ et $450 \mu\text{m}$) sont simulées.

La Figure 3-10 montre les différents résultats de simulation obtenus : a) l'impédance caractéristique, b) la permittivité relative effective, c) l'exposant d'atténuation en dB/mm et d) le facteur de qualité.

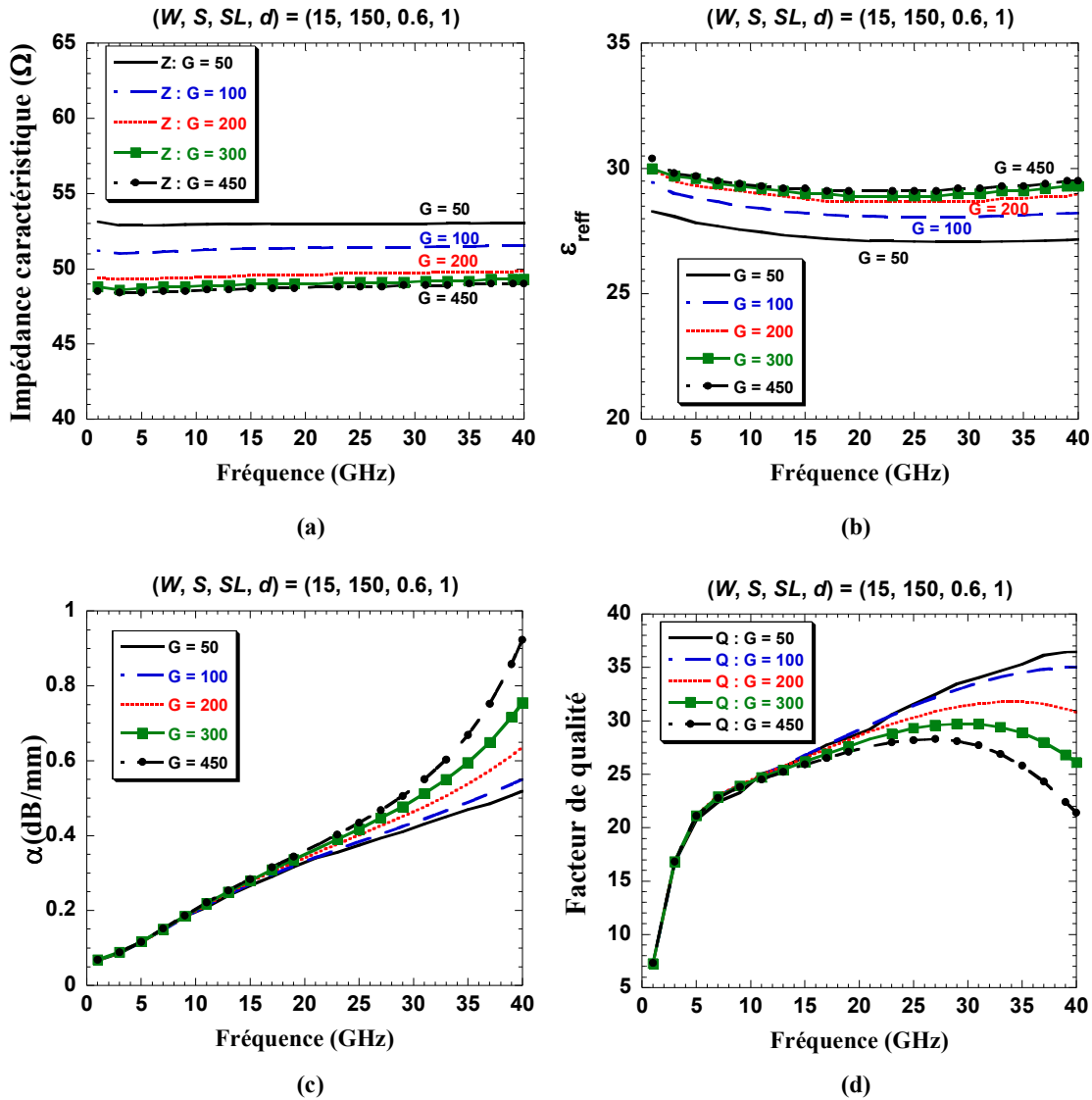


Figure 3-10. Résultats de simulation d'une ligne S-CPW avec $W=15 \mu\text{m}$, $S=150 \mu\text{m}$, $d=1$, $SL=0,6 \mu\text{m}$ et $G = 50, 100, 200, 300$ et $450 \mu\text{m}$: a) Impédance caractéristique, b) Permittivité relative effective, c) Atténuation en dB/mm et d) Facteur de qualité.

Comme le montre la Figure 3-10(a), l'impédance caractéristique augmente très légèrement lorsque la largeur G est réduite (9% à 20 GHz). Ceci est en cohérence avec le cas d'une ligne CPW classique. Cependant, cette augmentation limitée dans le cas d'une ligne S-CPW peut être vue comme un avantage pour la réalisation de lignes de

propagation à forte impédance caractéristique. La permittivité relative effective diminue légèrement, de l'ordre de 10% pour un plan de masse passant de 450 μm à 50 μm (Figure 3-10(b)).

Les pertes restent inchangées entre 1 GHz et 20 GHz, comme le montre la Figure 3-10(c). Au dessus de 20 GHz, elles augmentent proportionnellement à la largeur du plan de masse. La différence est très significative à 40 GHz, où les pertes sont limitées à 0,5 dB/mm pour $G = 50 \mu\text{m}$, et atteignent 0,9 dB/mm pour $G = 450 \mu\text{m}$. Ces pertes peuvent être attribuées à la présence de courants de Foucauld. En conséquence, le facteur de qualité est amélioré au dessus de 20 GHz lorsque G diminue. Il passe de 21 pour $G = 450 \mu\text{m}$ à 36 pour $G = 50 \mu\text{m}$ à 40 GHz (Figure 3-10(c)).

D'après les résultats de cette étude, des plans de masse relativement fins (50 μm) par rapport à une ligne de propagation CPW classique peuvent être utilisés afin d'améliorer les performances électriques de la ligne S-CPW (pour des fréquences supérieures à 20 GHz) et, à la fois, obtenir un meilleur encombrement. Ceci constitue un avantage intéressant lors de la conception des circuits intégrés où le plan de masse est parfois très large.

3.4.2.5 Bilan

Dans cette partie nous avons dans un premier temps souhaité valider l'outil de simulation grâce à une comparaison avec les résultats de mesures publiés dans [207] (où seuls des résultats expérimentaux, sans règles de conception, étaient présentés). Les simulations présentent un accord acceptable par rapport aux mesures et semblent valider l'outil de simulation pour concevoir nos lignes S-CPW en technologie CMOS 0,35- μm AMS.

Pour cette étape de conception, l'impact de l'ensemble des paramètres géométriques a été examiné de 1 GHz à 40 GHz afin de définir des règles d'aide à la conception. Les simulations ont montré que l'impédance caractéristique et la permittivité relative effective sont principalement définies par la largeur du ruban central (W) et du gap (S), comme dans le cas d'une ligne CPW classique.

L'influence de la géométrie du plan des doigts a été analysée suivant deux autres paramètres, la période des doigts ($p = SL + SS$) et le rapport cyclique $d = SL / (SS + SL)$. Les variations obtenues sur les paramètres de propagation de la ligne S-CPW (pour $W = 15 \mu\text{m}$ et $S = 150 \mu\text{m}$, $p = 1,2 \mu\text{m}$) se sont limitées à 20% pour une variation du rapport cyclique dans un rapport de 5 ($d = 1/6$ à $4/6$).

En conséquence, nous pouvons énoncer une *première règle* : l'impédance caractéristique et la permittivité relative effective de la ligne S-CPW sont en premier ordre dictées par les dimensions de la ligne CPW et en deuxième ordre par les dimensions des doigts flottants.

La largeur des doigts constitue un facteur important concernant les pertes de la ligne S-CPW. En effet, les pertes diminuent fortement lorsque la largeur des doigts diminue. Nous imputons ce phénomène à la présence de courants de Foucauld. Nous pouvons ainsi

énoncer la *seconde règle* : les doigts métalliques doivent être réalisés les plus fins possible et doivent être la plus étroitement possible espacés possible pour réduire les pertes.

Nous avons ensuite étudié l'influence de la largeur des plans de masse et avons montré que les performances de la ligne S-CPW étaient améliorées avec l'utilisation de plans de masse de largeur réduite, soit 50 μm représentant seulement 1/3 de la largeur de la fente S du CPW. On peut ainsi énoncer la *troisième règle* de conception : les plans de masse peuvent (et doivent !) être réduits autour de 50 μm . Cette conclusion est très intéressante car elle permet de réduire l'encombrement latéral des lignes S-CPW.

A partir de ces règles de conception simples, trois différentes géométries de lignes S-CPW et deux stubs parallèles destinés à la réalisation ultérieure de filtres rejecteurs ont pu être conçus et mesurés. La description des ces circuits et les résultats de mesure sont détaillés dans le paragraphe suivant.

3.5 Réalisation et mesures

3.5.1 Description des circuits réalisés

Dans cette partie, nous présentons les étapes de conception de trois lignes S-CPW et deux stubs parallèles. Ces circuits ont été réalisés avec la technologie CMOS 0,35- μm AMS. La Figure 3-11 montre l'ensemble des motifs réalisés :

- trois lignes S-CPW différentes, avec deux longueurs pour chacune d'elles, les paramètres des lignes S-CPW étant extraits à partir de la méthode des deux lignes (soit deux lignes identiques qui ne diffèrent que par leur longueur)
- deux stubs parallèles (nommés stub 1 et 2)
- un kit de de-embedding (open et short).

Le kit de de-embedding sert à corriger les effets parasites introduits par les lignes d'accès ajoutés à l'entrée et à la sortie de chaque dispositif. Le kit se compose d'une ligne d'accès en circuit ouvert et une autre en court circuit.

Le Tableau 3-2 résume les dimensions des trois lignes S-CPW réalisées. Les dimensions ont été choisies suivant les règles de conception dérivées dans le paragraphe 3.4.2. Les dimensions W et S choisies assurent une impédance caractéristique proche de 50 Ω avec un facteur d'onde lente élevé (règle 1).

Ligne	W (μm)	S (μm)	G (μm)	SL (μm)	SS (μm)
S-CPW1	10	100	60	0,6	0,6
S-CPW2	18	100	60	0,6	0,6
S-CPW3	18	150	60	0,6	0,6

Tableau 3-2. Dimensions géométriques des lignes réalisées.

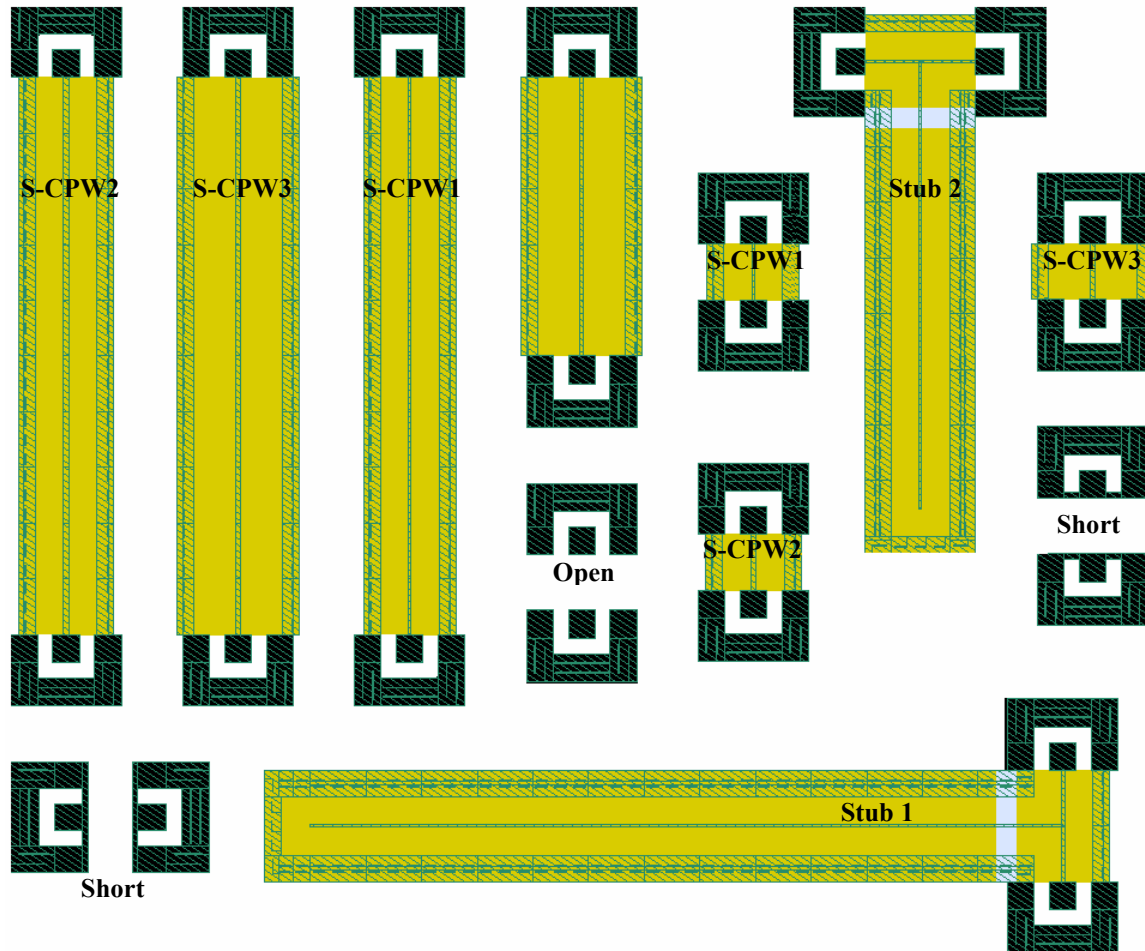


Figure 3-11 Micrographie des motifs réalisés.

Le plan des doigts est conçu avec les valeurs autorisées minimales par la technologie pour la largeur des doigts et l'espacement entre eux ($SL = SS = 0,6 \mu\text{m}$) afin de minimiser les pertes par courants de Foucault (règle 2).

Contrairement au cas des lignes CPW classiques où les plans de masse doivent être larges afin de minimiser l'inductance de masse (au moins 3 fois la fente S), des plans de masse de $60 \mu\text{m}$ de large ont pu être utilisés pour toutes les lignes S-CPW comme nous l'avons montré précédemment. Cette largeur relativement fine assure de meilleures performances électriques et un plus faible encombrement des lignes (règle 3).

Deux longueurs différentes de chaque ligne ont été réalisées ($200 \mu\text{m}$ et 1 mm). La Figure 3-12 montre une photographie des lignes ainsi réalisées.

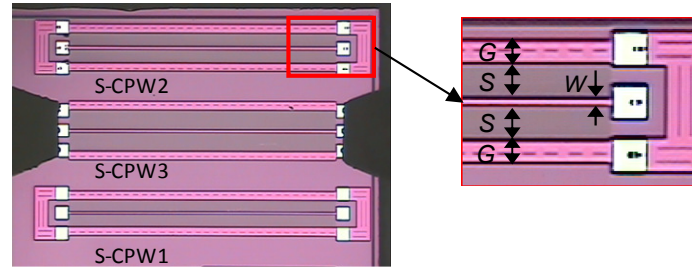


Figure 3-12. Microphotographie des trois lignes de propagation S-CPW réalisées : a) Lignes, b) Zoom sur l'accès.

Les deux stubs parallèles réalisés (Stub1 et Stub2 sur la Figure 3-11) sont basés sur les mêmes dimensions que la ligne S-CPW1 ($W = 10 \mu\text{m}$, $S = 100 \mu\text{m}$, $G = 60 \mu\text{m}$, $SL = SS = 0,6 \mu\text{m}$). La longueur des stubs est respectivement de 2,7 mm et 1,6 mm.

3.5.2 Mesure des lignes S-CPW

Les mesures sont réalisées dans la bande 1 GHz-40 GHz avec un analyseur vectoriel de réseaux (VNA) en utilisant une méthode de calibrage LRRM (Ligne-Reflect-Reflect-Match).

Pour chaque couple de lignes (S-CPWi), les deux lignes sont utilisées pour extraire de manière précise l'exposant de propagation β et l'exposant d'atténuation α , en se basant sur la méthode des deux lignes (Annexe II). Comme cette méthode ne permet pas de déterminer la valeur de l'impédance caractéristique, une méthode de de-embedding basée sur la symétrie des structures de test est également utilisée [216].

Dans la suite, l'ensemble des résultats extraits de la mesure des paramètres S, à savoir la permittivité relative effective, l'impédance caractéristique, l'exposant d'atténuation et le facteur de qualité des lignes sont détaillés.

3.5.2.1 Permittivité relative effective

La Figure 3-13 présente les variations de la permittivité relative effective ϵ_{reff} pour les trois lignes de propagation. Sur la Figure 3-13 est présentée la permittivité relative effective simulée sous Sonnet (traits avec symboles).

La permittivité relative effective mesurée sur ces lignes S-CPW varie de 35 à 48 selon la géométrie. Ces valeurs mesurées sont dix fois plus importantes que celles des lignes CPW classiques sur un substrat silicium. Avec ces valeurs importantes, le phénomène d'onde lente est clairement mis en évidence.

Comme attendu, le phénomène d'onde lente le plus important est observé pour la ligne la plus large (S-CPW3).

Les valeurs de la permittivité relative effective mesurées sont plus grandes que celles simulées. Toutefois, même si l'outil de simulation Sonnet ne prédit pas précisément les valeurs mesurées, nous observons le même écart de 30% entre le permittivité diélectrique

relative effective des lignes S-CPW1 et S-CPW3 en mesure et en simulation. Un simulateur électromagnétique « *full-wave* » 3D pourrait donner un meilleur accord entre les simulations et les mesures. C'est ce type de simulateur qui est aujourd'hui utilisé au sein du laboratoire pour la simulation des lignes S-CPW.

Ces valeurs de permittivité diélectrique relative effective supérieures à 35 se révèlent évidemment très intéressantes pour la miniaturisation des lignes de propagation microondes.

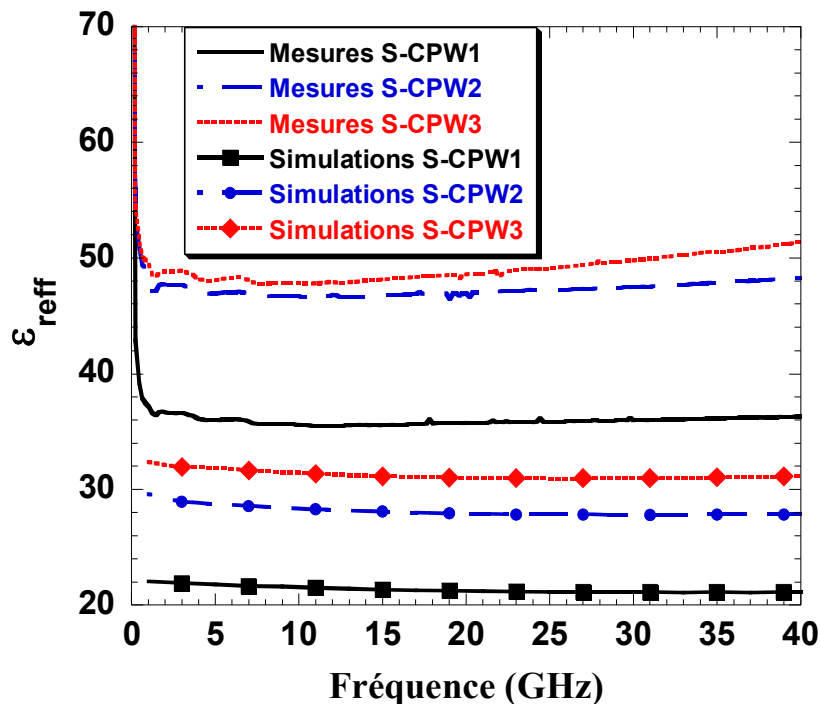


Figure 3-13. Permittivité relative effective simulée et mesurée.

3.5.2.2 Impédance caractéristique

Afin d'extraire la valeur de l'impédance caractéristique, une méthode de de-embedding basée sur la symétrie des structures de test a été utilisée [216]. La Figure 3-14 présente les courbes de l'impédance caractéristique des trois lignes S-CPW.

Les discontinuités observées sur les courbes (autour de 12 GHz) sont dues à des fréquences de résonance (dans la longueur) des lignes de propagation. Les impédances caractéristiques obtenues sont $Z_{c-S-CPW1} = 43 \Omega$, $Z_{c-S-CPW2} = 35 \Omega$, et $Z_{c-S-CPW3} = 40 \Omega$. Elles varient donc plutôt autour de 40Ω alors que les valeurs des impédances caractéristiques prévues par les simulations étaient respectivement de 58Ω , 44Ω , et 47Ω . Ce résultat est conforme aux résultats obtenus sur la permittivité relative effective. L'augmentation de la permittivité relative effective entraîne une diminution de l'impédance caractéristique.

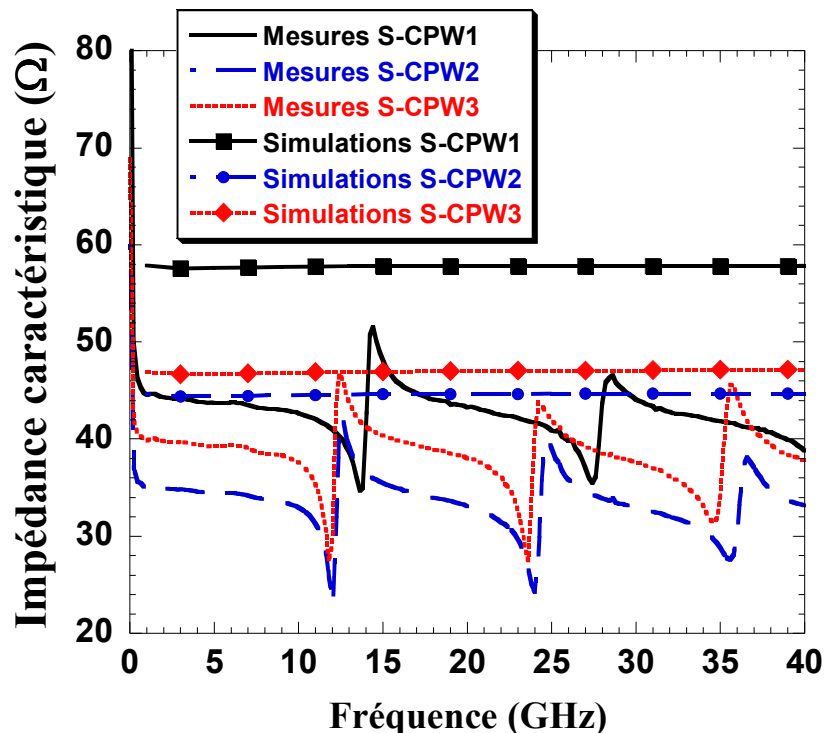


Figure 3-14. Impédance caractéristique simulée et mesurée.

3.5.2.3 Exposant d'atténuation

L'exposant d'atténuation des trois lignes S-CPW simulées (traits avec symboles) et mesurées (traits) est présenté sur la Figure 3-15.

Nous observons un niveau de pertes de l'ordre de 0,3 dB/mm à 20 GHz pour la ligne S-CPW1, ce qui est comparable aux résultats de mesure présentés dans [207]. Un bon accord est observé entre les simulations et les mesures pour les lignes S-CPW2 et S-CPW3. En revanche, l'accord est un peu moins bon pour la ligne S-CPW1.

Par rapport à l'état de l'art actuel, les pertes mesurées restent dans le même ordre de grandeur.

3.5.2.4 Facteur de qualité

Le facteur de qualité est calculé à partir α et β en utilisant l'équation 3-3. Les résultats de simulation (traits avec symboles) et de mesure (traits) sont comparés sur la Figure 3-16. Nous constatons que le facteur de qualité croît avec la fréquence, pour atteindre la valeur maximale de 40 à 30 GHz dans le cas des lignes S-CPW2 et S-CPW3. En comparaison avec l'état de l'art actuel, il est intéressant de signaler que la ligne S-CPW2 présente de meilleures performances que celles publiées dans [207] avec un facteur de qualité égal à 24 contre 15, autour de 10 GHz.

A titre comparatif, une ligne de propagation CPW 50Ω réalisée avec la même technologie a été simulée de 1 GHz à 40 GHz. Son facteur de qualité est présenté sur la Figure 3-16. Les dimensions géométriques de la ligne CPW simulée sont $W = 155 \mu\text{m}$ et $S = 80 \mu\text{m}$, soit une impédance caractéristique égale à 40Ω .

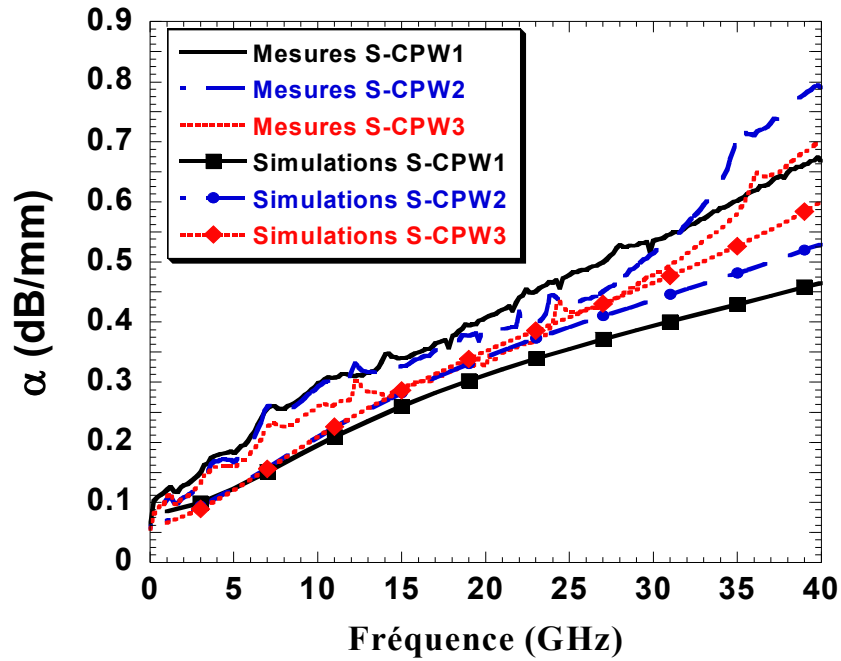


Figure 3-15. Exposant d'atténuation simulé et mesuré.

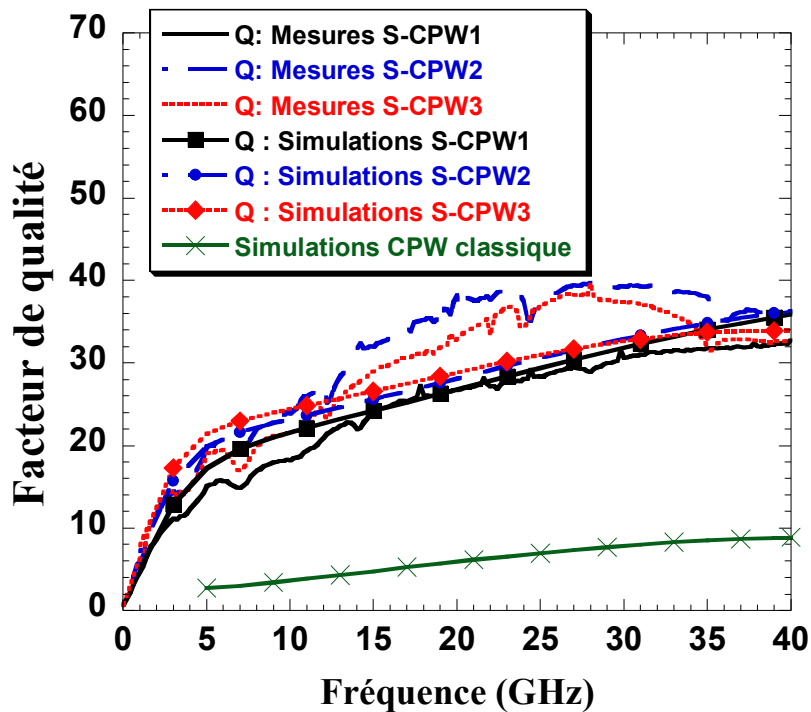


Figure 3-16. Facteur de qualité des lignes S-CPW simulées et mesurées et d'une ligne CPW classique.

Nous avons montré précédemment que les lignes CPW étaient bien décrites par Sonnet (un très bon accord est obtenu dans le paragraphe 3.3.2), ainsi nous pouvons penser que ce résultat de simulation aurait été confirmé par des mesures. La réalisation de cette paire de lignes CPW aurait nécessité trop de surface silicium.

Les résultats de simulation de la ligne CPW classique en prenant en compte la couche de passivation (Si_3N_4) font état d'une permittivité relative effective de 10 (contre 48 pour la ligne S-CPW2) et des pertes de l'ordre de 2 dB/mm à 10 GHz (contre 0,3 dB/mm pour la ligne S-CPW2). Son facteur de qualité ne dépasse pas 5 à 20 GHz, alors que le facteur de qualité mesuré varie entre 27 et 38 à 20 GHz selon la géométrie de la ligne S-CPW. Avec ces valeurs, le facteur de qualité des lignes S-CPW est au moins 3,5 fois plus élevé (à 40 GHz) que le facteur de qualité obtenu pour une ligne CPW classique ayant la même impédance caractéristique.

De plus, pour une longueur électrique de ligne donnée, l'effet d'onde lente conjugué avec la réduction des plans de masse des lignes S-CPW permet de réduire de manière significative l'encombrement surfacique. Par exemple, la surface occupée par la plus longue des lignes (S-CPW2) est de $0,338 \text{ mm}^2$ (soit une largeur = $W + 2S + 2G = 0,338 \text{ mm}$ et une longueur = 1 mm). Pour la ligne CPW équivalente de même longueur électrique à 10 GHz, il aurait fallu une surface de $1,74 \text{ mm}^2$ (soit une largeur = $W + 2S + 2(3S) = 0,795 \text{ mm}$ et une longueur = $\sqrt{(48/10)} \times 1 \text{ mm} = 2,2 \text{ mm}$). Nous obtenons donc cinq fois plus de surface silicium occupée par la ligne CPW que pour la ligne S-CPW2.

Ces résultats montrent clairement l'intérêt des lignes de propagation S-CPW pour améliorer le facteur de qualité des composants passifs RF. De plus, l'effet d'onde lente permet de réduire l'encombrement de la ligne de manière significative.

Les applications potentielles de ces lignes de propagation comme composants RF passifs sont multiples: filtres, déphaseurs, diviseur de puissance, rat-race, adaptateur d'impédance, ...

Dans le paragraphe suivant, nous présentons des résultats de mesure des deux stubs réalisés, qui pourraient préfigurer de futurs filtres compacts faibles pertes en technologie CMOS.

3.5.3 Mesure des stubs S-CPW

Pour montrer l'intérêt des lignes S-CPW pour des applications microondes, deux stubs quart d'onde en circuit ouvert ont été conçus. Les simulations Sonnet de ces dispositifs n'ont pu aboutir faute de mémoire suffisante des ordinateurs actuels. Afin de calculer les caractéristiques des stubs nécessaires pour la réalisation de ces filtres, nous nous sommes basés sur les résultats de simulations obtenus sur de petits tronçons de lignes (10 à 15 doigts assurant la convergence). A partir de ces résultats, les dimensions géométriques choisies ont été celles de la ligne S-CPW1, soit $W = 10 \text{ }\mu\text{m}$, $S = 100 \text{ }\mu\text{m}$, $G = 60 \text{ }\mu\text{m}$, $SL = SS = 0,6 \text{ }\mu\text{m}$. Ces dimensions correspondent en simulation à une impédance caractéristique proche de $50 \text{ }\Omega$ (elle a été mesurée à $43 \text{ }\Omega$) et une permittivité relative effective d'environ 22 (de même elle a été mesurée à 36 à 10 GHz).

La longueur physique des stubs est calculée à la fréquence de fonctionnement f comme :

$$L = \frac{\lambda}{4} = \frac{c}{4f \cdot \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \quad (3-4)$$

où c est la vitesse de la lumière.

Les fréquences de rejection désirées, égales respectivement à 6 GHz et 10 GHz, doivent être obtenues pour des longueurs respectives des deux stubs de 2,7 mm et 1,6 mm.

La Figure 3-17 montre le layout d'un de ces stubs (Stub2). Grâce à un zoom sur une partie de la ligne, nous pouvons voir les doigts métalliques sous le stub. La Figure 3-18 montre une microphotographie du même stub connecté aux pointes de test.

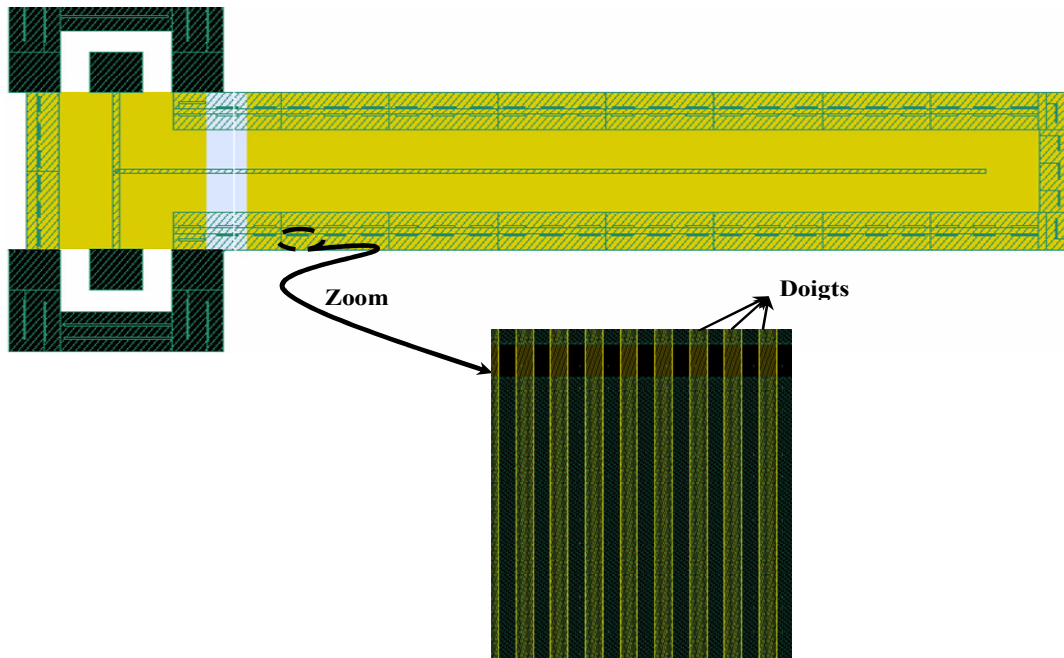


Figure 3-17. Layout du stub2 en circuit ouvert.

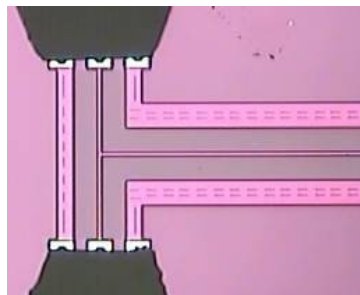


Figure 3-18. Microphotographie du stub2 connecté aux sondes de test sur le VNA.

La mesure du module du paramètre $|S_{21}|$ des deux stubs est présentée sur la Figure 3-19. Les ondulations observées sur les coefficients de propagation sont dues à l'excitation de modes de propagation parasites à proximité de la jonction en T.

Des fréquences de résonance situées respectivement à 4,4 GHz et 7,5 GHz sont observées. Le décalage constaté par rapport aux fréquences de résonance prévues (6 GHz et 10 GHz), s'explique par la sous-estimation de la permittivité relative effective en simulation. La valeur de la permittivité relative effective mesurée de la ligne de propagation S-CPW1 (paragraphe 3.5.2.1) est égale à 36. Cette valeur conduit à des fréquences de résonance égales respectivement à 4,6 GHz et 7,8 GHz pour des longueurs physiques égales à 2,7 mm et 1,6 mm. Ces valeurs sont très proches des valeurs mesurées, on peut imputer l'écart aux effets parasites liés à la topologie du Té qui n'a pu être optimisé.

Néanmoins, les résonances sont nettes et ces résultats très intéressants montrent les potentialités des lignes S-CPW pour la réalisation de filtres compacts en technologie CMOS.

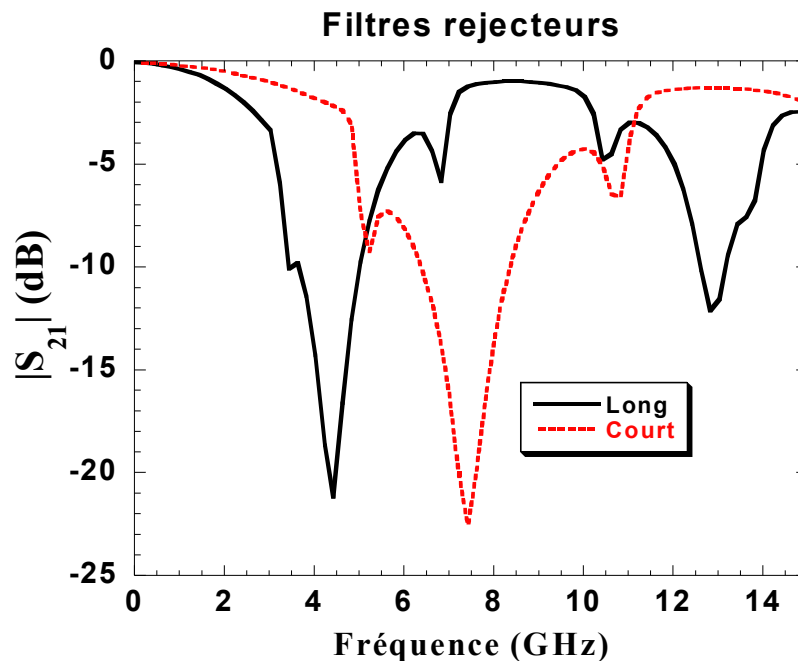


Figure 3-19. Paramètre S_{21} des deux stubs en parallèle : Stub1 (Long) et Stub2 (court).

3.6 Conclusions & Perspectives

Dans ce chapitre, nous avons entrepris l'étude et l'optimisation des lignes S-CPW. D'un point de vue conceptuel, ces lignes sont très proches des lignes chargées étudiées au chapitre 2. Elles conduisent à un fort effet d'onde lente et permettent d'améliorer le facteur de qualité des lignes de propagation. Seule le mode de répartition de la charge et les dimensions mises en jeu changent. Dans le cas des lignes S-CPW, on peut parler de charge répartie, les dimensions mises en jeu permettant de repousser la fréquence de Bragg à très haute fréquence. D'ailleurs plusieurs études sont en cours au laboratoire concernant des lignes S-CPW en technologie circuit imprimé.

Dans un premier temps, du fait que nous ne disposons pas de modèles fiables pour la synthèse des lignes S-CPW, nous avons cherché à valider l'outil de simulation 2D planaire utilisé. Pour cela nous avons comparé les simulations à des résultats de mesures publiés dans la littérature.

Une fois nos simulations validées, nous avons pu mettre en évidence l'impact des différents paramètres géométriques sur les paramètres géométriques. Trois règles de conception ont pu être extraites. La première permet choisir l'impédance caractéristique et la permittivité effective relative à l'aide de la largeur du conducteur central W et de la fente S . La deuxième règle nous dit de choisir les motifs des doigts les plus fins possible soit la période des doigts ($p = SL + SS$) avec un rapport cyclique $d = SL / (SS + SL)$ proche de 50%. Enfin la dernière règle nous encourage à choisir des plans de masse de largeur réduite environ la moitié de la fente.

Nous avons dans un second temps conçu des lignes S-CPW optimisées sur la technologie 0,35- μm de AMS, constituées d'un empilement de quatre couches de cuivre avec une couche supérieure épaisse de cuivre (2,8 μm).

Les mesures ont confirmé les tendances mises en évidence par les simulations. Néanmoins l'accord n'est pas bon. L'outil de simulation a été validé pour une épaisseur diélectrique de 4 μm , alors qu'elle est de 1 μm pour la technologie que nous avons utilisée ; peut-être est-ce un début d'explication. Actuellement un simulateur « full wave » 3D est utilisé au laboratoire, fournissant un très bon accord simulations et mesures. Cependant les résultats obtenus se situent à l'état de l'art actuel, avec des permittivités relatives effectives situées entre 36 et 50 et une atténuation de l'ordre de 0,6 dB/mm à 40 GHz. Le facteur de qualité est supérieur à 30 entre 15 GHz et 40 GHz. Par contre, l'impédance caractéristique est plus faible que prévu, se situant entre 35 Ω et 43 Ω .

Deux stubs terminés en circuit ouvert ont été réalisés, de longueur 2,7 mm et 1,6 mm. Les résultats expérimentaux sont très encourageants, avec une atténuation supérieure à 20 dB à la fréquence correspondant à une longueur $\frac{1}{4}$ d'onde. Ces résultats préfigurent des futurs développements potentiels en terme de filtres basés sur l'utilisation de stubs.

Liste des Figures : Chapitre 3

<i>Figure 3-1. Configuration de la ligne S-CPW publiée dans [207].</i>	102
<i>Figure 3-2. Différentes configurations de lignes S-CPW. a) [208]. b) [209] c) [210].</i>	102
<i>Figure 3-3. Empilement des niveaux de différentes couches de la technologie utilisée par Cheng et Long dans [207].</i>	104
<i>Figure 3-4. Comparaison des simulations Sonnet et des mesures publiées dans [207] pour les lignes CPWI et S-CPWI a) Impédance caractéristique en (Ω) b) Permittivité relative effective c) Atténuation en (dB/mm) et d) Facteur de qualité.</i>	106
<i>Figure 3-5. a) Technologie CMOS 0,35-μm AMS : coupe verticale b) Vue en 3D d'une ligne S-CPW.</i>	107
<i>Figure 3-6. Résultats de simulation pour plusieurs couples (W, S): a) Impédance caractéristique, b) permittivité relative effective, c) exposant d'atténuation, d) facteur de qualité (toutes les dimensions qui apparaissent sur les figures sont en μm).</i>	109
<i>Figure 3-7. Résultats de Simulation pour une ligne S-CPW avec $W=15 \mu$m, $S= 150 \mu$m et $SL+SS=1,2 \mu$m : a) Impédance caractéristique (Ω), b) permittivité relative effective, c) exposant d'atténuation, d) facteur de qualité (toutes les dimensions qui apparaissent sur les figures sont en μm).</i>	111
<i>Figure 3-8. Résultats de Simulation pour une ligne S-CPW avec $W=15 \mu$m, $S= 150 \mu$m et $SL+SS=4,8 \mu$m : a) Impédance caractéristique (Ω), b) permittivité relative effective, c) exposant d'atténuation, d) facteur de qualité (toutes les dimensions qui apparaissent sur les figures sont en μm).</i>	112
<i>Figure 3-9. Résultats de simulation d'une ligne S-CPW avec $W=15 \mu$m, $S= 150 \mu$m, $d=1$ et $SL = 0,6, 2, 3, 4$ et 5μm : a) Atténuation en dB/mm. b) Facteur de qualité (toutes les dimensions qui apparaissent sur les figures sont en μm).</i>	113
<i>Figure 3-10. Résultats de simulation d'une ligne S-CPW avec $W=15 \mu$m, $S= 150 \mu$m, $d =1$, $SL = 0,6 \mu$m et $G = 50, 100, 200, 300$ et 450μm : a) Impédance caractéristique, b) Permittivité relative effective, c) Atténuation en dB/mm et d) Facteur de qualité.</i>	114
<i>Figure 3-11 Micrographe des motifs réalisés.</i>	117
<i>Figure 3-12. Microphotographie des trois lignes de propagation S-CPW réalisées : a) Lignes, b) Zoom sur l'accès.</i>	118
<i>Figure 3-13. Permittivité relative effective simulée et mesurée.</i>	119
<i>Figure 3-14. Impédance caractéristique simulée et mesurée.</i>	120
<i>Figure 3-15. Exposant d'atténuation simulé et mesuré.</i>	121
<i>Figure 3-16. Facteur de qualité des lignes S-CPW simulées et mesurées et d'une ligne CPW classique.</i>	121
<i>Figure 3-17. Layout du stub2 en circuit ouvert.</i>	123
<i>Figure 3-18. Microphotographie du stub2 connecté aux sondes de test sur le VNA.</i>	123
<i>Figure 3-19. Paramètre S_{21} des deux stubs en parallèle : Stub1 (Long) et Stub2 (court).</i>	124

Liste des tableaux : Chapitre 3

<i>Tableau 3-1. Dimensions géométriques en μm des lignes réalisées dans [207].</i>	105
<i>Tableau 3-2. Dimensions géométriques des lignes réalisées.</i>	116

Chapitre 4 :
**MINIATURISATION PAR CHARGEMENT
CAPACITIF : APPLICATION AUX
FILTRES PASSE BANDE**

TABLE DES MATIÈRES

CHAPITRE 4 MINIATURISATION PAR CHARGEMENT CAPACITIF : APPLICATION AUX FILTRES PASSE BANDE

4.1	INTRODUCTION	131
4.2	FONCTIONNEMENT DU DBR	132
4.3	DBR MINIATURE – CAPACITES PARALLELE	133
4.3.1	EQUATIONS DE CONCEPTION	133
4.3.1.1	ZEROS DE TRANSMISSION	134
4.3.1.2	FREQUENCE FONDAMENTALE DE RESONANCE	135
4.3.1.3	POLES D'ORDRE SUPERIEUR	135
4.3.1.4	FACTEUR DE QUALITE	137
4.3.2	CONCEPTION, REALISATION ET MESURES	138
4.3.2.1	CAPACITE UNIQUE	138
4.3.2.2	CAPACITE REPARTIE	144
4.3.2.3	BILAN – COMPROMIS PERTES/MINIATURISATION	149
4.4	DBR MINIATURE – CAPACITES SERIE	151
4.4.1	INTERET DES CAPACITES SERIE	151
4.4.2	EQUATIONS DE CONCEPTION	151
4.4.2.1	ZEROS DE TRANSMISSION	152
4.4.2.2	FREQUENCE FONDAMENTALE DE RESONANCE	152
4.4.2.3	POLES D'ORDRES SUPERIEURS	153
4.4.2.4	FACTEUR DE QUALITE	153
4.4.3	CONCEPTION, REALISATION ET MESURES	154
4.5	FILTRE DBR D'ORDRE DEUX	158
4.5.1	INTRODUCTION	158

4.5.2	CONCEPTION ET REALISATION	160
4.5.2.1	PRESENTATION	160
4.5.2.2	CONCEPTION	161
4.5.2.3	REALISATION	166
4.5.3	MESURE	167
4.6	CONCLUSION	170
	LISTE DES FIGURES : CHAPITRE 4	171

Chapitre 4 Miniaturisation par chargement capacitif :

Application aux filtres passe bande

4.1 Introduction

Pour répondre aux attentes de nomadisme du grand public, la demande de systèmes de radiocommunication compacts et multistandards (GSM, UMTS, WiFi, GPS, W-CDMA...) est en forte augmentation. Or ces systèmes radio fréquence (RF) de plus en plus complexes doivent dans le même temps être de plus en plus économes avec un encombrement réduit. Ces contraintes antagonistes (coût, encombrement, autonomie, ...) imposent de proposer de nouvelles solutions technologiques pour les éléments RF et particulièrement les dispositifs passifs (filtres, adaptateurs d'impédances, ...).

La réduction de l'encombrement des dispositifs est un sujet de recherche important dans ce contexte. Si l'on exclut les réalisations à base de composant totalement localisés, capacités et inductances, qui n'offrent plus des performances satisfaisantes au-delà de quelques GHz du fait des éléments parasites liés aux boîtiers, l'on peut répertorier trois axes de recherche pour la réduction des passifs, donc des lignes de propagation :

- la technologie multi-couches,
- l'utilisation de diélectriques « *high k* »,
- l'approche semi-localisée.

C'est évidemment l'approche semi-localisée, mise au point dans le chapitre 2, que nous allons utiliser, avec comme objectif la miniaturisation d'un filtre passe-bande.

Nous avons choisi la topologie de filtres DBR (Dual Behavior Resonators), présentée par Rizzi en 1988 sous le vocable « *tapped-line filters* » [50]. Cette topologie est très pertinente pour illustrer la miniaturisation de lignes de propagation car elle est basée sur l'utilisation de stubs et de transformateurs d'impédance (inverseurs), réalisés à l'aide de lignes de propagation.

Ces filtres DBR sont basés sur l'association parallèle de deux stubs formant un résonateur. Chaque résonateur offre la possibilité d'ajuster indépendamment les deux zéros de transmission, d'où la dénomination « *Dual Behavior* », utilisée par Quando en 2003 [51]. La méthode de conception et les équations de synthèse de ces filtres DBR ont été décrites par Quando en 2003 dans [51].

Dans le contexte de réduction des stubs, Drozd a présenté la possibilité de miniaturiser un résonateur à stubs en remplaçant un stub par une ligne de propagation de longueur $\lambda/4$ chargée par un condensateur et en remplaçant le deuxième stub par une capacité [159]. Drozd utilise ce cas particulier du filtre pour dériver une équation du facteur de qualité et pour montrer la possibilité de contrôler la fréquence de résonance indépendamment du

facteur de qualité. Toutefois, l'équation dérivée traite un cas particulier d'une longueur de ligne de propagation de longueur constante et peu miniature ($\lambda/4$).

Dans ce chapitre, nous développons les équations générales fondamentales de synthèse des filtres DBR miniatures. Dans le paragraphe 4.2 le principe des DBRs est brièvement rappelé. Ensuite, le filtre DBR miniaturisé est présenté dans le paragraphe 4.3 où les équations des fréquences fondamentales et du facteur de qualité du DBR miniature sont présentées. Dans ce paragraphe une solution est proposée pour améliorer les pertes d'insertion. Puis, dans le paragraphe 4.4, une topologie du DBR miniature avec les capacités de chargement utilisées pour la miniaturisation connectées en série avec le stub est présentée. Le paragraphe 4.5 décrit la synthèse d'un filtre DBR d'ordre 2. Enfin le chapitre conclut dans le paragraphe 4.6.

4.2 Fonctionnement du DBR

Les filtres DBR sont réalisés en associant deux stubs en parallèle sur une ligne de propagation. Un filtre DBR d'ordre N est constitué de N résonateurs (soit $2 \times N$ stubs) reliés entre eux par $(N-1)$ inverseurs quarts d'onde, ainsi que de deux autres inverseurs en entrée et en sortie. La réponse en fréquence d'un tel filtre est caractérisée par N pôles dans la bande passante, N zéros de transmission dans la bande atténuée inférieure et N autres dans la bande atténuée supérieure.

Les stubs, agissant comme structure stop bande, peuvent être soit en circuit ouvert soit en court circuit. Chaque stub permet de définir un zéro de transmission. Ces résonateurs ont été présentés par Rizzi en 1988 [50]. En 2003, la méthode de conception et les équations de synthèse de ces filtres DBR ont été décrites par Quendo [51], [148].

Considérons le DBR élémentaire de la Figure 4-1(a). Le circuit équivalent de ce DBR peut être représenté par deux impédances en parallèle Z_{s_i} ($i = 1, 2$), Z_{s_i} étant l'impédance vue à l'entrée du stub i (Figure 4-1(b)). L'équation (4-1) donne l'impédance vue entre les deux stubs à partir du point A, Z . Cette équation résume le principe.

$$Z = \frac{Z_{s1} Z_{s2}}{Z_{s1} + Z_{s2}}, \quad (4-1)$$

où Z_{s_i} est l'impédance vue à l'entrée du stub i .

Z est nulle lorsque Z_{s1} ou Z_{s2} est nulle. Il en résulte deux zéros de transmission. De l'autre côté, Z devient infinie lorsque Z_{s1} et Z_{s2} sont opposées, créant un pôle de transmission situé entre les deux zéros de transmission, définissant ainsi la bande passante du filtre. L'originalité de ces filtres porte sur le contrôle indépendant de ses paramètres de réglage, ce qui permet de fixer séparément la position des zéros de transmission.

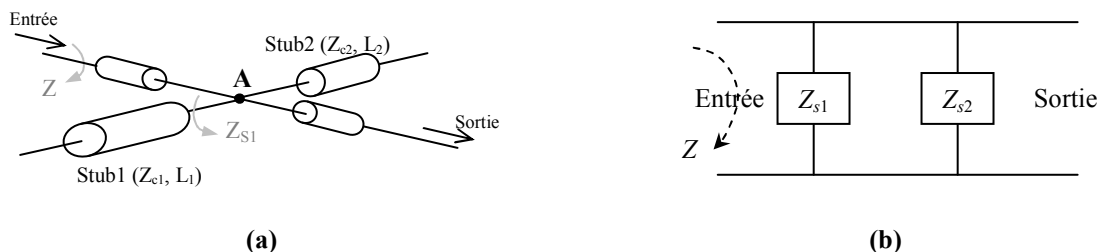


Figure 4-1. Résonateur DBR : (a) Schéma (b) Circuit électrique équivalent.

Leur fonctionnement est simple mais les filtres DBRs souffrent de faible rejection des lobes secondaires. Ce problème peut être partiellement corrigé si l'on augmente l'ordre du filtre. Cependant, ceci induit une augmentation des dimensions et des pertes d'insertion. D'où l'importance de chercher une solution pour miniaturiser ce type de filtres.

4.3 DBR miniature – capacités parallèle

Un DBR miniature est basé sur le même principe des deux stubs connectés en parallèle (Z_{ci}, γ_i). Afin d'appliquer le principe de miniaturisation, les stubs sont chargés par des capacités, soit placées à l'extrémité des stubs, soit réparties sur la longueur du stub. Nous traitons d'abord le cas de capacités placées aux extrémités des stubs. Nous nommons C_i la capacité du stub i .

La Figure 4-2 montre les DBRs classique et miniature.

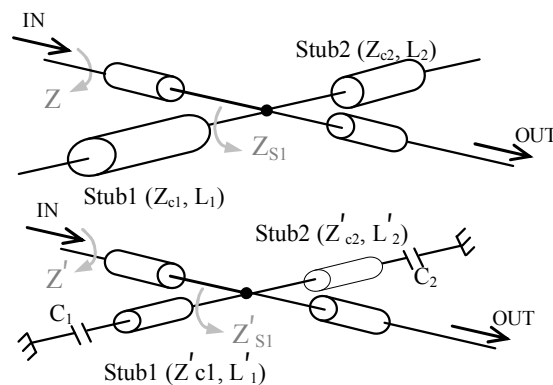


Figure 4-2. Circuit électrique d'un DBR : classique (haut) miniature (bas).

4.3.1 Equations de conception

L'objectif est d'établir les équations analytiques de synthèse d'un DBR miniature du premier ordre. Il s'agit de trouver en fonction des longueurs et des impédances caractéristiques des stubs :

- (i) les **équations analytiques et générales pour les zéros de transmission** ($f_{z1,0}$ et $f_{z2,0}$) introduits par les deux stubs en parallèle, et leurs **fréquences de résonance d'ordre supérieur** ($f_{zi,m}$),
- (ii) les **équations pour la fréquence centrale** ($f_{r,0}$) du DBR miniature en fonction de différents paramètres, et ses **fréquences de résonance d'ordre supérieur** ($f_{r,n}$),
- (iii) l'**équation du facteur de qualité chargé** du DBR miniature.

L'impédance équivalente de chaque stub chargé, Z_{Si} , ramenée à l'entrée au niveau du point A (Figure 4-2), est donnée par (4-1).

$$Z_{si} = Z_{c_i} \frac{Z_{l_i} + jZ_{c_i} \tan(\beta l_i)}{Z_{c_i} + jZ_{l_i} \tan(\beta l_i)} \quad (4-2)$$

où Z_{c_i} est l'impédance caractéristique du stub i et $Z_{l_i} = 1/j\omega C_i$ est l'impédance de la capacité C_i .

4.3.1.1 Zéros de transmission

Les zéros de transmission du DBR apparaissent lorsque Z_{si} (équation (4-2)) s'annule :

$$Z_{c_i} \frac{Z_{l_i} + jZ_{c_i} \tan(\beta l_i)}{Z_{c_i} + jZ_{l_i} \tan(\beta l_i)} = 0 \quad (4-3)$$

De (4-3), nous obtenons :

$$\tan(\delta_i f_{z_i, m}) = \frac{1}{\xi_i f_{z_i, m}} \quad (4-4)$$

avec $\delta_i = 2\pi(\ell_i / \nu)$ et $\xi_i = 2\pi Z_{c_i} C_i$.

L'équation (4-4) peut être également écrite comme :

$$f_{z_i, m} = \frac{\nu}{2\pi \ell_i} \tan^{-1} \left(\frac{1}{2\pi Z_{c_i} C_i f_{z_i, m}} \right) + m\pi, \quad (4-5)$$

où ν est la vitesse de phase, ℓ_i est la longueur physique du stub et $m = 0, 1, 2, \dots$

L'équation (4-5) ne possède pas de solution analytique. Pour se rapprocher de la solution par une expression analytique, nous proposons d'utiliser une approximation polynomiale de la fonction tangente réciproque. Une approximation polynomiale de la fonction tangente peut être obtenue à l'aide d'un développement en série de *Taylor* (équation (4-6)).

$$\arctan(x) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{2n+1} x^{2n+1} \quad (4-6)$$

Pour simplifier l'équation finale, nous utilisons le premier ordre du développement limité de la fonction tangente. Cela assure une erreur relative inférieure à 5% sur la fréquence des zéros de transmission par rapport aux simulations effectuées sur ADS, ce qui est suffisant pour établir des équations de synthèse préalables à une optimisation effectuée à l'aide d'un logiciel de CAO.

En intégrant le développement limité dans (4-5), nous obtenons l'équation finale des fréquences des zéros de transmission :

$$f_{z_i, m} = \frac{m\pi + \sqrt{m^2 \pi^2 + 4(\delta_i / \xi_i)}}{2\delta_i} \quad (4-7)$$

L'équation (4-7) nous permettra de calculer les deux premiers zéros de transmission ($m = 0$) qui fixent le gabarit de la bande passante ainsi que les zéros qui apparaissent à plus haute fréquence, que nous nommons zéros de transmission d'ordre supérieur. Donc, l'équation pour les deux premiers zéros de transmission est obtenue à partir de l'équation (4-7) en remplaçant m par 0 :

$$f_{z_i,0} = \sqrt{\frac{1}{\delta_i \xi_i}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{v}{Z_{c_i} C_i \ell_i}} \quad (4-8)$$

De (4-8), nous pouvons noter que les fréquences de ces deux zéros de transmission ($i = 1$ et 2) sont inversement proportionnelles à l'impédance caractéristique Z_{c_i} , la longueur du stub correspondant, et la capacité de charge C_i .

4.3.1.2 Fréquence fondamentale de résonance

La détermination analytique de la fréquence fondamentale nécessite de déterminer la fréquence qui annule le numérateur de l'admittance vue en entrée des deux stubs i en parallèle, soit :

$$Y_{c_1} [A_1 + a_1] [1 - a_2 A_2] + Y_{c_2} [A_2 + a_2] [1 - a_1 A_1] = 0 \quad (4-9)$$

avec Y_{c_i} l'admittance du stub i , $A_i = \tan \theta_i = \tan(\delta_i f_{r,0})$ et $a_i = 2\pi f C_i / Y_{c_i} = \xi_i f_{r,0}$.

L'équation (4-9) ne possède pas de solution analytique. Un développement limité au premier ordre de la fonction tangente est nécessaire pour obtenir une solution analytique approchée.

Lorsque le développement est effectué, nous obtenons l'équation (4-10) qui donne la fréquence fondamentale de résonance $f_{r,0}$ du DBR miniature.

$$\begin{aligned} f_{r,0} &= \sqrt{\frac{Y_{c_1} (\delta_1 + \xi_1) + Y_{c_2} (\delta_2 + \xi_2)}{Y_{c_1} \delta_2 \xi_2 (\delta_1 + \xi_1) + Y_{c_2} \delta_1 \xi_1 (\delta_2 + \xi_2)}} \\ &= \sqrt{\frac{K_1 + K_2}{K_1 \delta_2 \xi_2 + K_2 \delta_1 \xi_1}} \end{aligned} \quad (4-10)$$

avec $K_i = Y_{c_i} (\delta_i + \xi_i)$.

En éliminant l'un de deux stubs en fixant sa longueur l à zéro, nous obtenons le même cas particulier traité par Drozd dans [159].

4.3.1.3 Pôles d'ordre supérieur

Les pôles d'ordre supérieur sont les fréquences de résonance supérieures à la fréquence fondamentale où la transmission de l'énergie est permise. Dans le plus part des cas, excluant les filtres bi-bande, le concepteur cherche à éliminer ou éloigner le plus possible ces remontées parasites non souhaitées. Nous cherchons à nouveau une expression approchée pour les fréquences de ces pôles.

L'équation analytique ne peut être obtenue qu'en supposant des impédances caractéristiques égales pour les stubs chargés. Donc, avec $Z_{c1} = Z_{c2}$, la relation (4-9) devient :

$$A_1 + A_2 - a_1 a_2 [A_1 + A_2] + (a_1 + a_2) [1 - A_1 A_2] = 0 \quad (4-11)$$

L'équation (4-11) nous conduit à l'équation suivante :

$$[A_1 + A_2] \left\{ 1 - a_1 a_2 + (a_1 + a_2) \left[\frac{1 - A_1 A_2}{A_1 + A_2} \right] \right\} = 0 \quad (4-12)$$

Le deuxième facteur est la seule solution possible, soit :

$$\tan[\theta_1 + \theta_2] = \frac{a_1 + a_2}{a_1 a_2 - 1} \quad (4-13)$$

L'équation (4-13) peut être également écrite comme :

$$\theta_1 + \theta_2 = \tan^{-1} \left(\frac{a_1 + a_2}{a_1 a_2 - 1} \right) + n\pi. \quad (4-14)$$

Le paramètre n définit l'ordre du pôle calculé. n prend des valeurs entières commençant par 1. La fréquence fondamentale de résonance correspondant à $n = 0$ peut être calculée à partir de l'équation (4-10) sans condition restrictive sur les impédances caractéristiques des stubs.

A partir de (4-14), les fréquences de résonance d'ordre supérieure (les pôles) peuvent être calculées.

La solution analytique approchée de l'équation (4-14) en utilisant un développement limité au premier ordre s'écrit :

$$f_{r,n} = \frac{1}{k_1} \left[\xi_1 \xi_2 n\pi - \frac{k_2}{k_3} + k_3 \right], \quad (4-15)$$

avec $\Delta = \delta_1 + \delta_2$, $k_1 = 3\xi_1 \xi_2 \Delta$, $k_2 = -[k_1(\Delta + \xi_1 + \xi_2) + (\xi_1 \xi_2 n\pi)^2]$, $k_3 = [0.5(k_4 + \sqrt{4k_2^3 + k_4^2})]^{1/3}$
et $k_4 = \xi_1^2 \xi_2^2 n\pi [9\Delta(\xi_1 + \xi_2 - 2\Delta) + 2\xi_1 \xi_2 (n\pi)^2]$.

Suivant la valeur de n choisie, la fréquence du pôle correspondant peut être calculée.

Sur des fréquences suffisamment élevées (à partir du 3^{ème} pôle d'ordre supérieur), les stubs peuvent être approximés à des stubs en court circuit du fait de la présence des condensateurs, ce qui permet de simplifier l'équation (4-15) :

$$f_{r,n} = \frac{n\nu}{2(\ell_1 + \ell_2)} \quad (4-16)$$

L'équation (4-16) donne des valeurs correctes avec une erreur inférieure à 3% par rapport (4-15).

Afin de valider ces équations de synthèse et de valider le principe de miniaturisation, un DBR est réalisé dans le paragraphe 4.3.2. La conception de ce DBR est réalisée à partir

des équations établies, puis le DBR est simulé en utilisant le simulateur de CAO « ADSTM » pour valider sa réponse avant la réalisation.

Dans le paragraphe qui suit, nous dérivons l'équation du facteur de qualité du DBR miniature.

4.3.1.4 Facteur de qualité

La détermination du facteur de qualité Q est très importante afin que l'on puisse décrire les performances des filtres passe-bande. La définition fondamentale du facteur de qualité est donnée par :

$$Q = \frac{\text{Maximum Energie Stockee}}{\text{Puissance moyenne dissipée}} \quad (4-17)$$

Le numérateur est la valeur maximale de l'énergie stockée sous forme électrique ou magnétique. Le dénominateur est la puissance dissipée au sein du circuit si l'on considère le facteur de qualité à vide. Nous ajoutons la puissance dissipée dans la charge pour obtenir le facteur de qualité chargé.

Le problème de cette définition fondamentale est qu'elle ne permet pas d'utiliser des données mesurables pour calculer Q . Cependant, il existe d'autres représentations basées sur cette définition et permettant de calculer Q .

Il est souhaitable de disposer d'une technique pour déterminer Q qui soit à la fois facile à mettre en œuvre et précise. Plusieurs techniques existent. L'utilisation d'une de ces techniques dépend de l'application. Si un circuit faible- Q est considéré, cela nécessite l'utilisation d'une expression la plus précise possible. Dans ce travail, nous utilisons une expression très utilisée :

$$Q_l = \frac{\omega}{2G} \left. \frac{\partial B}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_0} \quad (4-18)$$

où G est la conductance totale du filtre en Simiens, B sa susceptance en Simiens, et « l » signifie « loaded ».

Pour calculer l'équation du facteur de qualité du DBR miniature chargé, il faut calculer son admittance totale (avec les charges d'entrée et de sortie) :

$$Y_{e,tot} = Y_0 + Y_{s_1} + Y_{s_2} + Y_0 = G + jB \quad (4-19)$$

où Y_0 est l'admittance de l'entrée et de la sortie, $Y_{s_i} = Z_{s_i}^{-1}$ est l'admittance du stub i chargé par la capacité C_i ($i = 1, 2$).

Les pertes des lignes de propagation et des capacités sont négligées.

Y_{s_i} peut être calculée à partir de l'équation (4-2). Y_{s_i} étant purement imaginaire et l'entrée et la sortie ayant des impédances adaptées 50 Ω , équation (4-18) devient :

$$Q_l = 12,5 \omega \left. \frac{\partial |Y_{s_1} + Y_{s_2}|}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_0} \quad (4-20)$$

Pour simplifier l'équation finale du facteur de qualité, nous prenons des impédances caractéristiques égales pour les deux stubs ($Z_{ci} = Z_c$). En résolvant l'équation (4-20), nous obtenons alors l'équation du facteur de qualité du DBR miniature chargé :

$$Q_l = 12,5 \omega \frac{(C_1 + C_2) [1 - 2\theta_i \csc(2\theta_i)] - 2Z_c C_1 C_2 \omega \tan(\theta_i)}{[1 - Z_c C_1 \omega \tan(\theta_1)] [1 - Z_c C_2 \omega \tan(\theta_2)]} \Bigg|_{\omega=\omega_0} \quad (4-21)$$

où $\theta_l = (\theta_1 + \theta_2) = \beta(l_1 + l_2)$ est la longueur électrique totale du DBR.

En éliminant l'un des deux stubs et en fixant sa longueur l à zéro, l'équation (4-21) donne l'expression du facteur de qualité du cas particulier traité par Drozd dans [159].

4.3.2 Conception, réalisation et mesures

Afin de valider les équations de synthèse et de valider le principe de miniaturisation, un filtre passe-bande composé d'un DBR et de fréquence centrale 1 GHz, avec deux zéros de transmission à 0,8 GHz et 1,5 GHz est conçu, réalisé et mesuré. Nous avons six paramètres de conception à fixer. Ces paramètres sont : les capacités de chargement C_i , les impédances caractéristique Z_{si} et la longueur des stubs.

Dans un premier temps nous réalisons un DBR miniature en technologie microruban avec une capacité unique par stub, connectée à leur extrémité (paragraphe 4.3.2.1).

Puis, dans le but de réduire les pertes d'insertion du DBR, la capacité de charge est répartie le long des stubs (paragraphe 4.3.2.1 et 4.3.2.2).

4.3.2.1 Capacité unique

Le DBR miniature à concevoir a une fréquence centrale (fréquence fondamentale de résonance) égale 1 GHz et présente deux zéros de transmission à 0,8 GHz et 1,5 GHz.

La technologie utilisée pour les lignes de propagation est la technologie microruban. Le substrat utilisé de préférence est le Rogers RO4003™ ($\epsilon_r = 3,38$, $h = 813 \mu\text{m}$, et $\tan\delta = 27e-4$). Cependant, pour des raisons de comparaison entre un substrat de bonne qualité et un substrat peu cher, le DBR a été réalisé sur deux types de substrats différents : le substrat Rogers et le substrat FR4.

Validation des équations de synthèse

Les paramètres de conception peuvent être calculés à partir des équations (4-7) et (4-10). Nous avons choisi de fixer une valeur normalisée et unique de la capacité de charge ($C_i = 5,6 \text{ pF}$). Nous avons également choisi d'utiliser la même valeur de l'impédance caractéristique Z_{ci} pour les deux stubs. Le Tableau 4-1 résume ainsi les paramètres de conception calculés sur un substrat RO4003 à partir des équations de synthèse établies précédemment. Ces valeurs correspondent à un facteur de qualité en charge égal à 6,2 (équation (4-21)).

Paramètres de conception		DBR miniature		
		C_i (pF)	Z_{ci} (Ω)	l_i (mm)
Stub i	$i = 1$	5,6	77	17,46
	$i = 2$	5,6	77	4,97

Tableau 4-1 : Valeurs calculées des paramètres des stubs chargés.

Pour vérifier l'ordre de grandeur des valeurs calculées, la structure est simulée avec le logiciel CAO ADS. La réponse en fonction de la fréquence du paramètre de transmission S_{21} ainsi que celui de réflexion S_{11} est présentée sur la Figure 4-3. Le gabarit fixé du DBR est bien respecté. La fréquence fondamentale simulée du filtre est égale à 0,98 GHz (au lieu de 1 GHz) et les zéros de transmission apparaissent à 0,774 GHz et 1,49 GHz (au lieu de respectivement 0,8 GHz et 1,5 GHz).

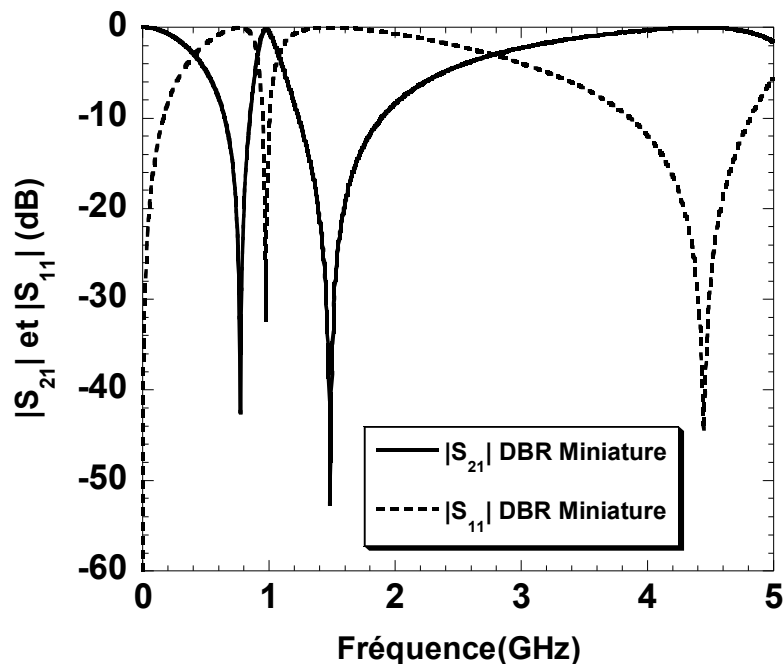


Figure 4-3. Réponse obtenue en simulation avec les valeurs obtenues des équations de conception du DBR miniature.

Le Tableau 4-2 compare les valeurs de départ (valeurs calculées) de la fréquence centrale et les fréquences des zéros de transmission, avec celles obtenues en simulation. Dans le même tableau sont comparées les valeurs simulées et calculées de la fréquence des pôles d'ordre supérieur $f_{zi,m}$ (calculée à partir de (4-15)). Nous rappelons que le « i » donne le numéro du stub et le « m » correspond à l'ordre du zéro de transmission. Deux résonances parasites apparaissent respectivement à 4,43 GHz et à 8,48 GHz. Les quatre premières résonances du zéro transmission d'ordre supérieur apparaissent respectivement à $f_{z1,1} = 5,5$ GHz (due au stub 1), à $f_{z1,2} = 10$ GHz (due au stub 1), à $f_{z1,3} = 16$ GHz (due au stub 1) et à $f_{z2,1} = 10$ GHz (due au stub 2).

DBR miniature	$f_{z1,0}$	$f_{r,0}$	$f_{z2,0}$	$f_{r,1}$	$f_{z1,1}$	$f_{r,2}$	$f_{z1,2}$
ADS	0,774	0,98	1,49	4,43	5,54	8,48	10,81
Formule analytique	0,8	1,017	1,5	4,48	5,56	8,62	10,95
Erreur relative (%)	3,4	3,7	0,7	1	0,3	1,6	1,3

Tableau 4-2 : Comparaison entre les valeurs simulées et calculées pour la fréquence fondamentale, les fréquences de résonance parasites d'ordre supérieure et les fréquences des zéros de transmission.

Le Tableau 4-2 fait apparaître l'erreur relative entre les grandeurs calculées et celles simulées. Nous pouvons noter que l'erreur relative reste inférieure à 4%. Ce résultat valide ainsi les équations de synthèse du DBR miniature.

Modèle des capacités et vias

Avant passer à la réalisation pratique de ce DBR, il faut penser à intégrer dans les simulations le modèle des capacité CMS et des vias décrit au chapitre II. Ce modèle se compose d'une inductance parasite de valeur 0,6 nH et une résistance série de valeur 0,3 Ω .

Le Tableau 4-3 résume les nouvelles valeurs optimisées en simulation des paramètres de conception suite à l'ajout de ce modèle réel des capacités et des vias. Pour le même gabarit du DBR miniature, seule a été changée la longueur des stubs.

Paramètres de conception		DBR miniature		
		C_i (pF)	Z_{ci} (Ω)	l_i (mm)
Stub i	$i = 1$	5,6	77	15,3
	$i = 2$	5,6	77	3,3

Tableau 4-3 : Valeurs optimisées sous ADS des paramètres des stubs après prise en compte du modèle des capacités CMS et des vias.

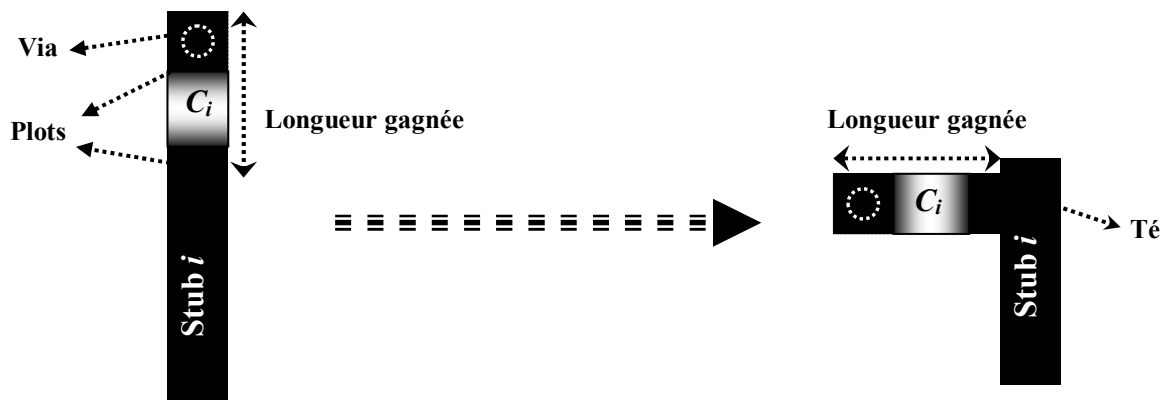


Figure 4-4. Connexion de la capacité parallèle au bout du stub.

Dans le but d'augmenter la miniaturisation, nous proposons de connecter les capacités avec leurs plots et les vias perpendiculairement au stub comme le montre la Figure 4-4. Cela nécessite l'utilisation d'un Té de connexion pour pouvoir placer la capacité sur la coté.

Simulation  lectromagn tique (EM)

Les résultats de simulations EM prenant en compte le modèle des capacités ainsi que des vias du DBR miniature sont donnés sur la Figure 4-5.

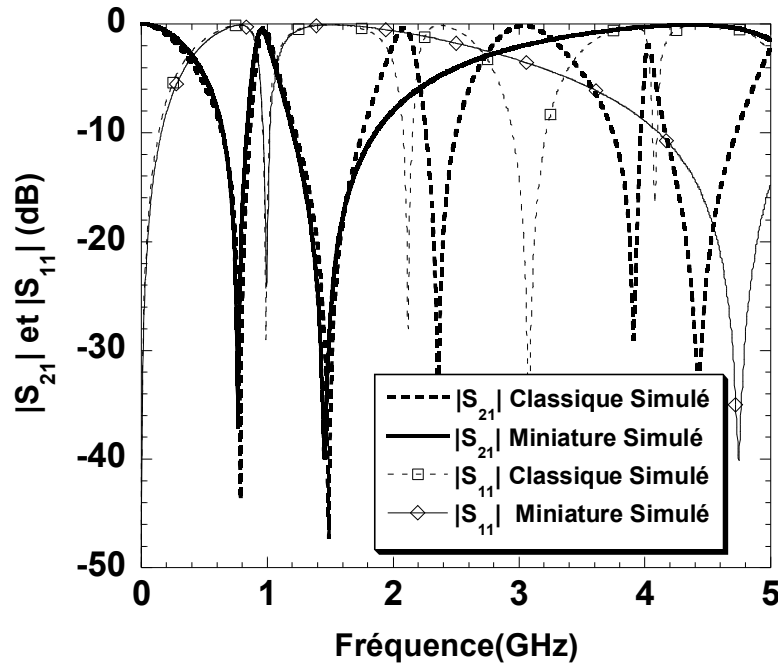


Figure 4-5. Réponse de deux DBRs, classique et miniature, sur le substrat RO4003.

Pour des raisons de comparaison, un DBR non miniaturisé « classique » est également simulé sur le substrat RO4003 et les résultats sont également présentés sur la Figure 4-5. La miniaturisation entre le DBR classique et le DBR miniature est égale à 76%. La Figure 4-5 montre que les deux DBRs ont la même réponse dans la bande passante (une fréquence centrale de 1 GHz environ et deux zéros de transmission à 0,8 GHz et 1,5 GHz). Cependant, la réponse des deux DBRs (classique et miniature) diverge hors bande passante. Tandis que le DBR classique présente un premier pôle d'ordre supérieur (coefficient de transmission $S_{21} = 0$ dB)   deux fois la fréquence fondamentale de 1 GHz, le DBR miniature présente un premier pôle éloigné à 4,5 fois la fréquence fondamentale. L'effet dispersif de la capacité repousse les lobes secondaires vers les hautes fréquences.

Le DBR classique présente des pertes d'insertion dans la bande passante de l'ordre de 0,29 dB. Le DBR miniature présente plus de pertes d'insertion (0,55 dB). Le facteur de qualité en charge est de 6,3 (en comparaison avec 6,1 obtenu par l'équation dérivée, soit une erreur relative de 3%) pour le DBR miniature et 6,6 pour le DBR « classique ».

Réalisation

Les deux DBRs (classique et miniature) ont été réalisés sur deux types de substrats différents : le substrat de bonne qualité (Rogers RO4003 : $\epsilon_r = 3,38$, $h = 813 \mu\text{m}$, et $\tan\delta = 27e-4$) et le substrat faible coût (FR4 : $\epsilon_r = 4,4$, $h = 1,6 \text{ mm}$, et $\tan\delta = 15e-3$), ceci afin de vérifier l'impact du substrat utilisé sur les pertes.

La Figure 4-6 montre le layout ainsi qu'une photographie des deux DBRs réalisés sur FR4. La miniaturisation atteinte est de 76% sur les deux substrats.

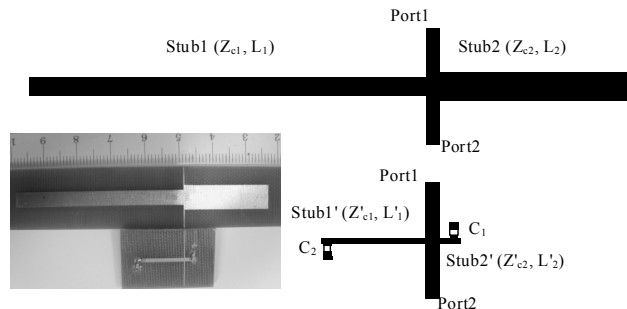


Figure 4-6. Layout et photographie des DBRs classique et miniature réalisés sur FR4.

Mesure

Les quatre DBRs ont été mesurés avec un analyseur vectoriel HP 8510C en utilisant un calibrage TRL. Les DBRs ont été mesurés entre 45 MHz et 3 GHz. Les résultats des mesures sont montrés sur la Figure 4-7 (RO4003) et la Figure 4-8 (FR4).

- DBR sur substrat Rogers RO4003C :

Comme le montre la Figure 4-7, il y a un bon accord entre les réponses mesurées et celles obtenues en simulation (Figure 4-5). Le zéro de transmission prévu en simulation à 1,5 GHz est décalé de 5 MHz pour le DBR miniature et de 25 MHz pour le DBR classique. La fréquence centrale est décalée de 30 MHz par rapport à la simulation (0,98 GHz) pour le DBR classique et de 10 MHz pour le DBR miniature.

Les pertes d'insertion mesurées sont de 0,39 dB pour le DBR classique, soit 0,1 dB de plus qu'en simulation (0,3 dB). Pour le DBR miniature, les pertes d'insertion mesurées sont de 0,55 dB, soit 0,02 dB de plus qu'en simulation (0,53 dB). Nous pouvons donc conclure que l'accord entre simulations et mesures est très bon.

- DBR sur substrat FR4 :

Les résultats de mesure sur le substrat FR4 (Figure 4-8) sont également en bon accord avec les simulations. Le décalage en fréquence de la fréquence centrale entre les résultats de mesure et la simulation est de 30 MHz pour le DBR classique et de 40 MHz pour le DBR miniature. Par contre le décalage en fréquence du zéro de transmission est plus fort que dans le cas du substrat Rogers (respectivement 50 MHz et 100 MHz). Un bon accord est également obtenu pour les pertes d'insertion mesurées des deux DBRs sur FR4. Le DBR classique présente des pertes d'insertion de 1,01 dB en mesure contre 0,85 dB en simulation. Le DBR miniature présente des pertes d'insertions de 0,56 dB en mesure contre 0,52 dB en simulation.

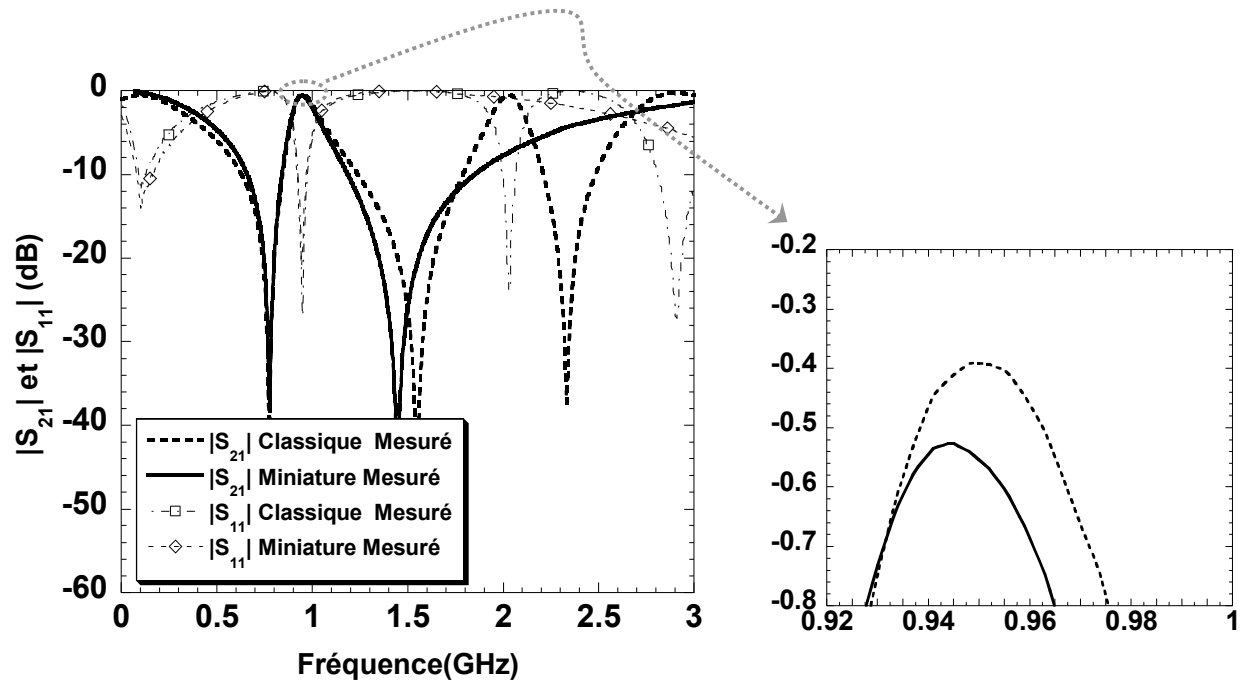


Figure 4-7. Résultats de mesure de deux DBRs « classique » et miniature sur substrat RO4003.

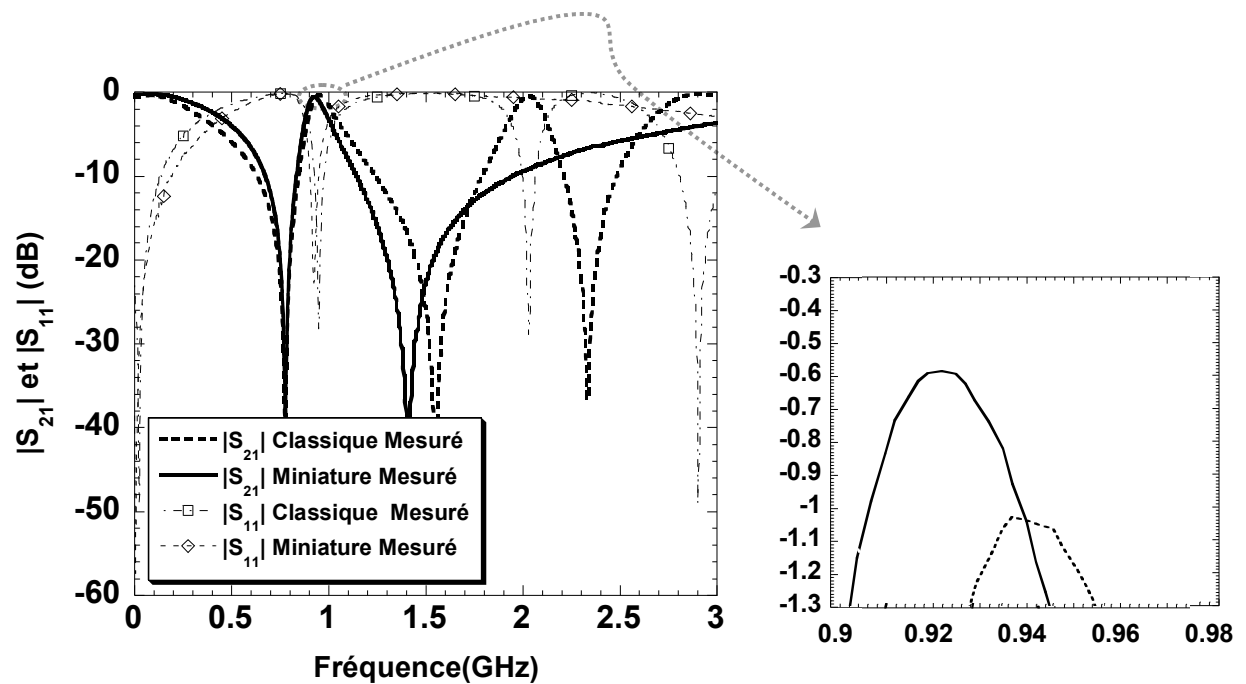


Figure 4-8. Résultats de mesure de deux DBRs « classique » et miniature sur substrat FR4.

Les facteurs de qualité mesurés sont de 5,8 (en comparaison avec 6,1 et 6,3 obtenus respectivement en calcul et en simulation, soit respectivement une erreur relative de 5% et de 8,6%) pour le DBR miniature et de 6,3 (en comparaison avec 6,6 obtenu en simulation) pour le DBR classique.

En comparant les résultats des pertes d'insertion concernant les substrats utilisés, nous constatons que le DBR miniature présente des pertes d'insertion plus faibles que le DBR classique sur substrat FR4, alors que c'est le contraire sur substrat Rogers RO4003C. Ce résultat est lié à la qualité diélectrique des substrats utilisés, comparée au facteur de qualité des condensateurs CMS. Plus les pertes diélectrique du substrat sont élevées, et plus le fait d'ajouter des capacités à pertes sera compensé par la réduction des lignes de propagation. On rejoint ici les conclusions énoncées au sein du chapitre 2.

Ainsi, pour le substrat FR4, il est possible de cumuler miniaturisation et amélioration des performances du DBR. Pour le substrat Rogers RO4003C, le « prix à payer » d'une forte miniaturisation est une légère augmentation des pertes d'insertion (+0,14 dB pour le cas traité dans ce travail).

Les capacités CMS engendrent des pertes d'insertion dont le niveau dépend de leur facteur de qualité. Ce facteur de qualité s'écrit : $Q_s = 1/(R_s C_i \omega)$, où R_s représente la résistance série parasite. R_s ne dépend pas de la valeur de la capacité C_i , ainsi plus C_i sera faible, plus le facteur de qualité Q_s sera élevé. Il s'avère donc intéressant, pour limiter l'impact des pertes liées à la présence d'une capacité de forte valeur (et donc faible facteur de qualité) à l'extrémité du stub, d'étudier l'effet de la répartition de cette capacité unique en plusieurs capacités de valeur plus faible le long du stub. Ceci est abordé dans le paragraphe suivant.

4.3.2.2 Capacité répartie

La répartition de la capacité permet de réduire les pertes totales du DBR en conservant la même réponse sur la première bande. Cette répartition va dans le sens du compromis pertes-miniaturisation min en évidence au chapitre 2. Cela revient à considérer que nous augmentons le nombre de sections de ligne de propagation chargées, pour la même longueur électrique, avec une valeur de capacité plus faible.

La répartition est étudiée avec quatre et six capacités à la place d'une seule connectée à l'extrémité de chaque stub. Pour des raisons de simplicité, nous avons choisi d'utiliser la même valeur pour les capacités réparties. Les capacités ainsi réparties ont des valeurs plus faibles (1,5 pF et 1 pF respectivement) que la capacité unique connectée à l'extrémité (5,6 pF). Chacune de ces capacités réparties possède donc un coefficient de qualité supérieur.

Les deux substrats (RO4003 et FR4) ont été employés. Les graphes présentés dans ce paragraphe sont ceux des DBRs réalisés sur le substrat RO4003. Cependant les résultats de simulation et de mesures de tous les DBRs (huit au total) sur les deux substrats sont résumés au paragraphe 4.3.2.3.

Simulation

Les capacités sont identiquement espacées sur chaque stub. Seule a été optimisée la longueur des stubs. Le but est bien sûr de diminuer les pertes d'insertion tout en gardant

le même gabarit des filtres. Le modèle réel des capacités et via précédemment décrit a été intégré dans la simulation.

La miniaturisation atteinte est de 57% et 53% respectivement pour la répartition en 4 et 6 capacités. La Figure 4-9 montre les résultats de simulation (paramètre $|S_{21}|$) obtenus pour les quatre cas : (i) DBR classique, (ii) DBR miniaturisé avec une seule capacité en bout de stub, (iii) DBR miniaturisé avec quatre capacités réparties de valeur 1,5 pF, (iv) DBR miniaturisé avec six capacités réparties de valeur 1 pF. La Figure 4-10 montre le paramètre de réflexion $|S_{11}|$ simulé des quatre DBRs.

Les pertes du DBR classique sont de 0,29 dB. Lorsque l'on insère les capacités aux extrémités, les pertes augmentent et atteignent 0,55 dB comme on l'a vu précédemment. En distribuant la capacité en 4 et 6 capacités réparties, les pertes d'insertion diminuent. Les pertes obtenues sont alors égales voire inférieures à celles du DBR classique : 0,29 dB pour une répartition en 4 capacités et 0,25 dB pour une répartition en 6 capacités. Dans ce cas, le gain sur les pertes diélectriques dues aux stubs plus courts par rapport aux pertes liées aux capacités réparties est positif. Par contre, cette technique de répartition de la capacité a deux inconvénient : (i) elle augmente la longueur du DBR et (ii) elle ramène les lobes secondaires vers les basses fréquences comme le montre la Figure 4-9 en large bande.

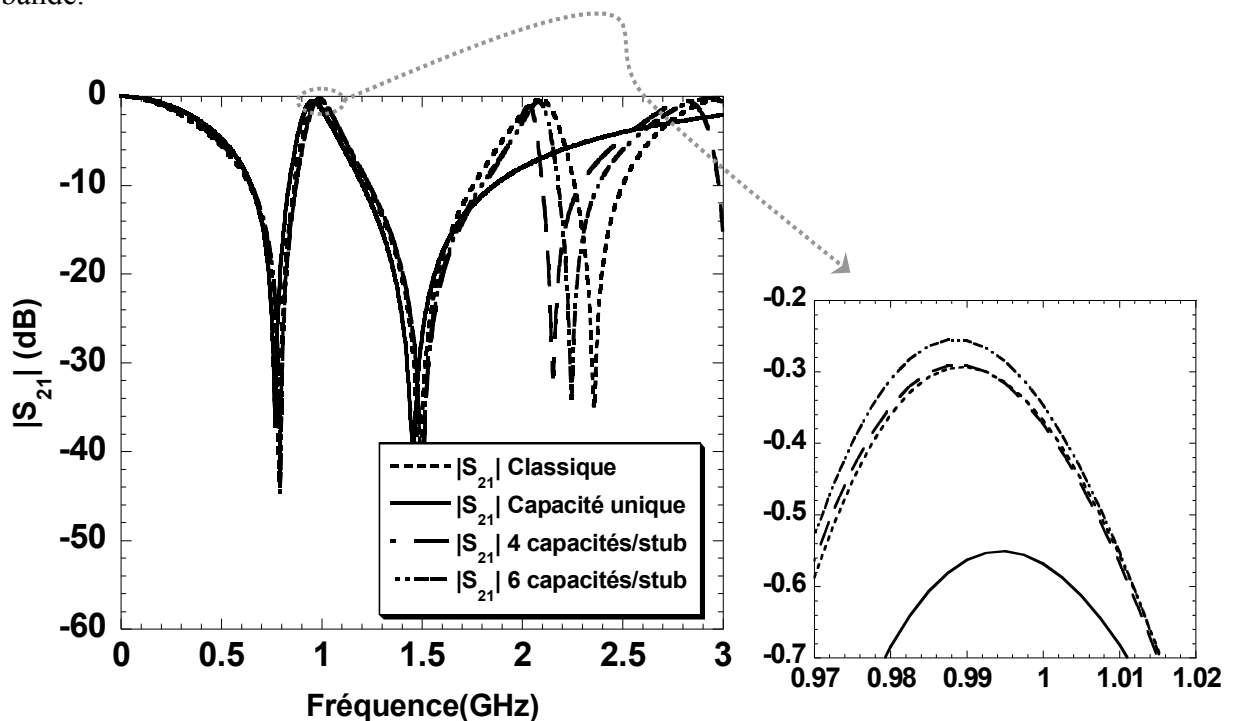


Figure 4-9. Répartition des capacités : paramètre de transmission large bande en fonction du nombre de capacités (à gauche) et zoom sur les pertes d'insertion dans la bande passante (à droite).

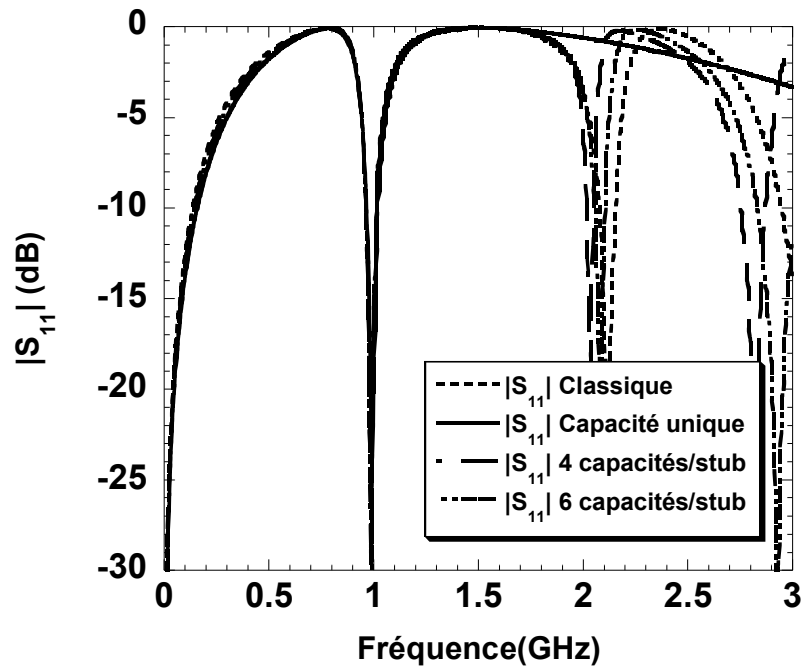


Figure 4-10. Répartition des capacités : paramètre de réflexion en fonction du nombre de capacités.

De la Figure 4-10, nous pouvons conclure que tous les DBRs simulés sont adaptés dans la bande passante.

La répartition des capacités pour diminuer les pertes d'insertion du DBR miniature apparaît ainsi constituer une bonne solution.

Réalisation et mesure

Nous avons connecté les capacités avec leurs plots et les vias perpendiculairement au stub (Figure 4-11(b)). La distance minimale obtenue entre deux capacités sur le stub 2 (le stub le plus petit) est de 3,8 mm pour le cas de quatre capacités réparties, et de 2,7 mm pour le cas de six capacités. Afin de minimiser le couplage qui pourrait exister entre les ensembles de plots-capacité-via (Figure 4-11(b)), les capacités sont placées de manière alternée de part et d'autre du stub, comme le montre la Figure 4-11(c).

Le layout des quatre DBRs réalisés sur FR4 est montré sur la Figure 4-12. La même Figure montre une photographie des quatre DBRs simulés et réalisés sur FR4.

Les DBRs ont été mesurés avec un analyseur vectoriel de réseau Agilent 8510C et un calibrage de type TRL.

La Figure 4-13 et la Figure 4-14 montrent les paramètres de transmission et de réflexion des quatre DBRs sur le substrat RO4003. Un zoom sur les pertes d'insertion dans la bande passante est réalisé sur la Figure 4-13.

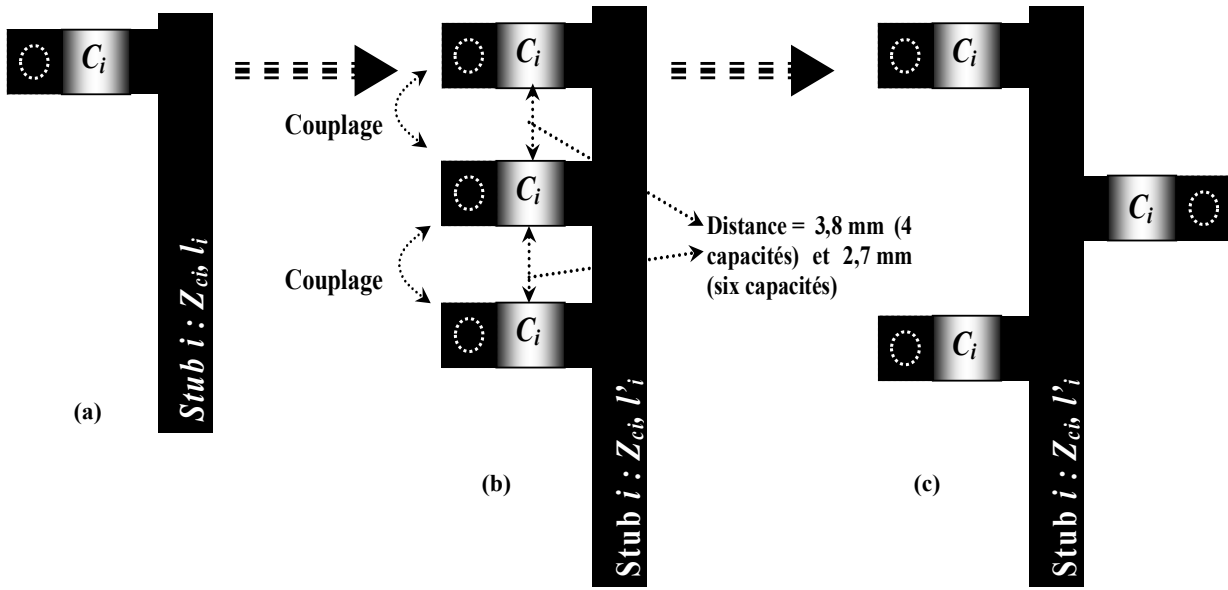


Figure 4-11. Répartition de la capacité : connexion des capacités réparties sur le stub i .

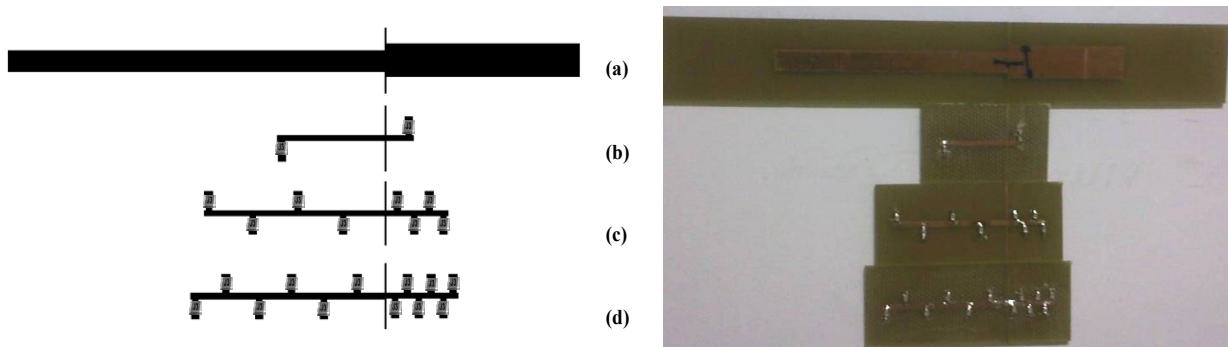


Figure 4-12. Layout et photographie (substrat FR4) des DBRs : (a) classique et miniature avec : (b) une seule capacité à l'extrémité, (c) quatre capacités (d) et six capacités par stub.

En comparant les mesures avec les résultats obtenus en simulation (Figure 4-9), nous pouvons noter qu'il y existe un bon accord entre les deux séries au niveau du gabarit du filtre. Dans le pire cas, la fréquence centrale est décalée par rapport à la simulation de 50 MHz (sur les deux substrats) vers les basses fréquences.

Le zéro de transmission en basses fréquences se retrouve bien à 0,8 GHz. Cependant, le zéro de transmission en hautes fréquences est décalé de 30 MHz pour le substrat RO4003 (50 MHz sur le substrat FR4) environ et se situe à 1,53 GHz (1,55 GHz pour le substrat FR4).

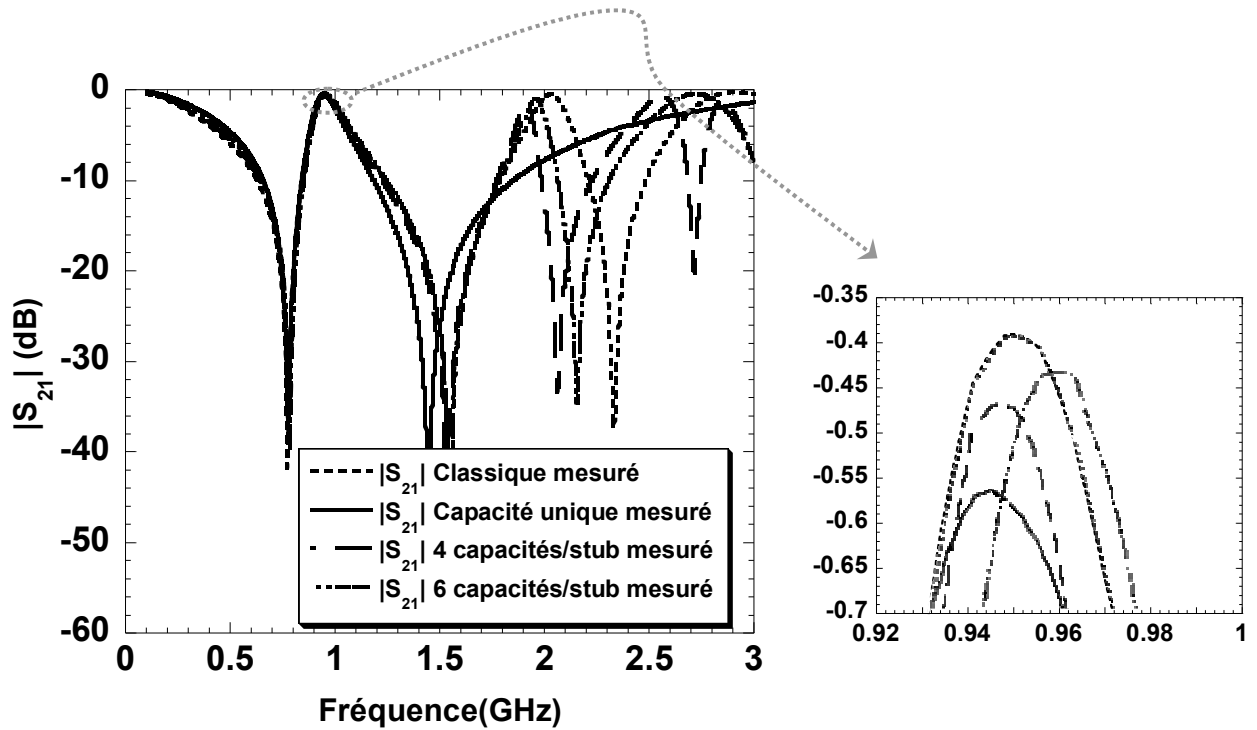


Figure 4-13. Mesure du paramètre $|S_{21}|$ sur substrat RO4003.

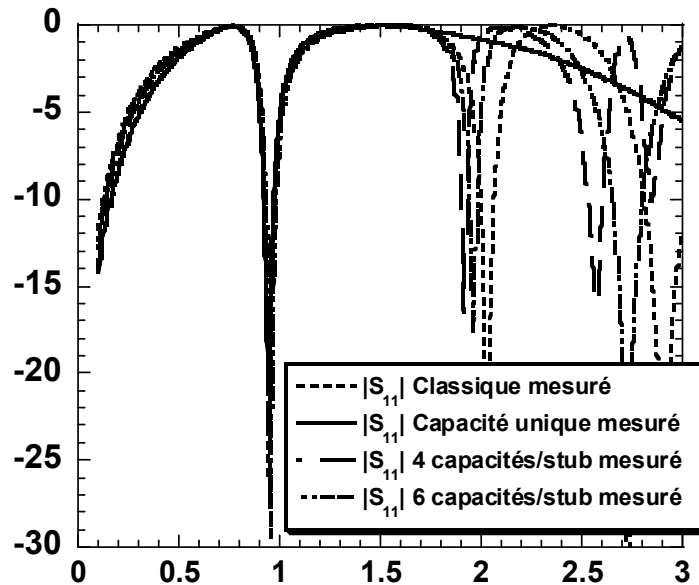


Figure 4-14. Mesure du paramètre $|S_{11}|$ sur substrat RO4003.

Le zoom sur la Figure 4-13 montre les pertes d'insertion des DBRs mesurés. Nous obtenons des pertes d'insertion de 0,49 dB (0,45 dB pour le substrat FR4) pour la répartition en 4 capacités et 0,45 dB (0,43 dB pour le substrat FR4) pour la répartition en

six capacités. Les pertes d'insertion obtenues en mesures sont plus élevées de 0,2 dB au maximum par rapport à celles prévues en simulation. Cependant, les résultats de mesure montrent les mêmes tendances qu'en simulation : les pertes d'insertion du DBR miniature peuvent être diminuées en répartissant la capacité le long des stubs.

La Figure 4-14 représente la mesure de $|S_{11}|$. Les DBRs mesurés sont bien adaptés dans la bande passante (mieux que -20 dB).

Dans le paragraphe qui suit, nous résumons et comparons les résultats obtenus.

4.3.2.3 Bilan – compromis pertes/miniaturisation

Après avoir présenté les équations générales de synthèse d'un DBR miniature, nous avons pu les valider en concevant et mesurant huit DBRs sur deux types de substrats différents. Le taux de miniaturisation du DBR miniature est de 76% par rapport à un DBR classique lorsqu'une seule capacité est utilisée. Puis, nous avons montré, à travers une étude théorique et des mesures, qu'en répartissant la capacité unique (connectée à l'extrémité de chaque stub) sur toute la longueur du stub, nous pouvons réduire les pertes d'insertion du DBR miniature.

Le Tableau 4-4 compare les DBRs mesurés sur les deux substrats. Nous donnons les valeurs des capacités de charge, le pourcentage de miniaturisation ($\%M$), les pertes d'insertion ($P.I$) et les facteurs de qualité chargé Q_l et non chargé Q_u (où « u » signifie « unloaded »).

Les facteurs de qualité Q_l et Q_u sont calculés à partir des équations (4-22) et (4-23).

$$Q_l = \frac{f_{r,0}}{f_{2,-3dB} - f_{1,-3dB}} \quad (4-22)$$

$$Q_u = \frac{Q_l}{10^{|S_{21}|/20} - 1} \quad (4-23)$$

où $f_{i,-3dB}$ sont les fréquences à -3 dB de la fréquence centrale $f_{r,0}$, et $|S_{21}|$ est le module du paramètre de transmission en dB, mesuré à $f_{r,0}$.

De manière générale, les pertes d'insertion mesurées sont supérieures de 0,1 dB à 0,2 dB par rapport aux pertes d'insertion simulées.

- Comparaison DBR classique et à stubs chargés

La miniaturisation atteint le 76% lorsque chaque stub est chargé par une seule capacité à son extrémité, soit des stubs quatre fois plus courts que pour le DBR classique. Lorsque les stubs sont chargés par plusieurs capacités réparties, la miniaturisation est moins forte (53% pour 6 condensateur) mais les pertes d'insertion diminuent. Elles passent de 1,01 dB (DBR classique) à 0,43 dB pour le DBR sur FR4 avec 6 capacités. Les pertes d'insertion sont ainsi très proches des pertes du DBR classique sur RO4003 (0,39 dB).

En terme de facteur de qualité, la répartition de la capacité unique permet d'augmenter le facteur de qualité non chargé Q_u du DBR miniature sur les deux substrats. Il passe de 98 à 116 sur le substrat RO4003 et de 106 à 120 sur le substrat FR4.

DBRs mesurés		Capacités	%M	P.I (dB)	Q_l	Q_u	
Classique	RO4003	-----	Réf.	0,39	6,3	137	
	FR4	-----	Réf.	1,01	6,2	50	
Miniature (capacité/Stub)	unique	RO4003	$C_n = 5,6$ pF $n = 1-2$	76%	0,55	6,3	98
		FR4	$C_n = 5,6$ pF $n = 1-2$	76%	0,56	7	106
	4	RO4003	$C_n = 1,5$ pF $n = 1$ à 8	57%	0,49	6,4	109
		FR4	$C_n = 1,5$ pF $n = 1$ à 8	55%	0,45	6,3	119
	6	RO4003	$C_n = 1$ pF $n = 1$ à 12	53%	0,45	6,2	116
		FR4	$C_n = 1$ pF $n = 1$ à 12	50%	0,43	6,0	120

Tableau 4-4 : Comparaison entre les DBRs mesurés sur les deux substrats.

Donc, le choix du nombre de capacités de charge résulte d'un compromis entre la miniaturisation et les pertes d'insertion (ou le facteur de qualité du DBR chargé). Cette conclusion est en accord avec la conclusion énoncée dans le chapitre 2.

- Comparaison des substrats

Pour le DBR classique, les pertes d'insertion mesurées sont nettement supérieures lorsque le substrat FR4 est utilisé, du fait d'un l'angle de pertes plus élevé ($\tan\delta = 2e-2$ pour le FR4, $\tan\delta = 27e-4$ pour le RO4003). Nous mesurons 0,39 dB et 1,01 dB respectivement (ce qui correspond à des facteurs de qualité du DBR non chargé de 137 et 50 respectivement). Lorsque l'on utilise le principe de la charge des stubs par plusieurs condensateurs, les pertes d'insertion obtenues avec le substrat FR4 sont toujours légèrement plus faibles que celles obtenues avec le substrat RO4003. Nous obtenons un facteur de qualité non chargé de 106 sur le substrat FR4 au lieu de 98 sur le substrat RO4003 lorsque les DBRs sont chargés par une seule capacité. Nous obtenons respectivement un facteur de qualité non chargé de 109 et 119 pour les substrats RO4003 et FR4 lorsque 4 capacités sont utilisées et respectivement 116 et 120 lorsque 6 capacités sont utilisées. Cela signifie qu'il devient inutile de choisir un substrat de qualité dès que l'on utilise des stubs chargés, au moins à la fréquence de travail considérée de 1 GHz. Cette conclusion rejoint celle énoncée au chapitre 2 lorsque le facteur de qualité des lignes chargées sur le substrat FR4 dépasse celui obtenu sur le substrat RO4003.

Le décalage en fréquence de la fréquence centrale et des zéros de transmission des DBRs miniatures pourrait être gênant pour certaines applications qui exigent une précision sur ces paramètres. Dans le paragraphe suivant, nous proposons une nouvelle méthode de

connexion de la capacité afin de simplifier la synthèse des DBR à stubs chargés et limiter ainsi les dérives entre simulations et mesures.

4.4 DBR miniature – capacités série

4.4.1 Intérêt des capacités série

Nous proposons de connecter la capacité en série avec le stub qui sera lui-même connecté à la masse. La Figure 4-15 montre la nouvelle méthode de connexion de la capacité.

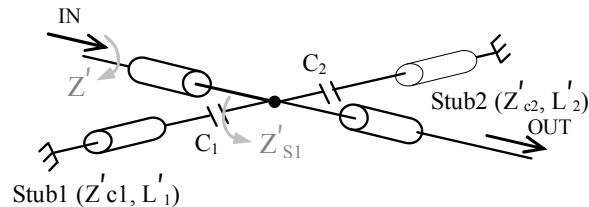


Figure 4-15. Circuit électrique du DBR miniature avec des capacités en série.

En proposant cette topologie, nous souhaitons obtenir un meilleur accord entre les simulations et les mesures afin de pouvoir proposer une synthèse plus robuste des DBR à stubs chargés. Cette solution entraîne une connexion simplifiée des capacités, sans nécessité de recourir à des vias. Ceci implique une réalisation plus simple, et également une modélisation moins complexe liée également à l'absence des « Tés » nécessaires pour connecter les capacités précédemment placées en parallèle.

Dans les paragraphes suivants, nous présentons les équations analytiques de conception pour cette nouvelle topologie.

4.4.2 Equations de conception

Il s'agit, comme pour les capacités connectées en parallèle, d'obtenir en fonction des longueurs et des impédances caractéristiques des stubs :

- (i) les **équations analytiques et générales pour les deux premiers zéros de transmission** ($f_{z1,0}$ et $f_{z2,0}$) introduits par les deux stubs chargés en série ainsi la fréquence des **zéros d'ordre supérieur** ($f_{zi,m}$),
- (ii) les **équations pour la fréquence centrale fondamentale** ($f_{r,0}$) du DBR miniature en fonction des différents paramètres ainsi que les fréquences correspondant aux **résonances d'ordre supérieur** ($f_{r,n}$),
- (iii) **l'équation du facteur de qualité chargé** du DBR miniature.

L'impédance équivalente aux deux stubs chargés ramenée à l'entrée est donnée par l'équation (4-1). L'impédance Z_{Si} correspond à l'impédance de charge Z_{li} ramenée au travers du stub i . Elle est décrite, dans le cas de capacités connectées en série, par l'expression suivante:

$$Z_{si} = jZ_{c_i} \tan(\beta l_i) + Z_{l_i} \quad (4-24)$$

où Z_{c_i} est l'impédance caractéristique du stub i et $Z_{l_i} = 1/j\omega C_i$ est l'impédance de la capacité C_i .

4.4.2.1 Zéros de transmission

Les zéros de transmission du DBR correspondent à l'annulation de Z_{si} . En utilisant l'équation (4-24), nous obtenons la même solution que celle obtenue dans le cas où les capacités sont connectées en parallèles, donnée par l'équation (4-4).

Donc, nous pouvons dire que l'équation donnant la position en fréquence des zéros de transmission et leurs résonances est la même équation que lorsque les capacités sont connectées aux extrémités des stubs. La solution finale est alors donnée par l'équation (4-7).

4.4.2.2 Fréquence fondamentale de résonance

La détermination analytique de cette fréquence de résonance nécessite de déterminer la fréquence qui annule le numérateur de l'impédance vue en entrée des deux stubs i en parallèle, soit :

$$Z_{s_1} + Z_{s_2} = 0 \quad (4-25)$$

L'utilisation des équations (4-24) et (4-25) donne :

$$\frac{1}{Z_{c_2}} \tan(\delta_1 f_{r,0}) + \frac{1}{Z_{c_1}} \tan(\delta_2 f_{r,0}) - \frac{1}{Z_{c_1} \xi_1 f_{r,0}} - \frac{1}{Z_{c_2} \xi_2 f_{r,0}} = 0 \quad (4-26)$$

L'équation (4-26) ne possède pas de solution analytique. Pour se rapprocher de la solution par une expression analytique, nous proposons d'utiliser une approximation polynomiale au premier ordre de la fonction tangente. Cela donne l'équation (4-27).

$$\frac{1}{Z_{c_2}} \delta_1 f_{r,0} + \frac{1}{Z_{c_1}} \delta_2 f_{r,0} - \frac{1}{Z_{c_1} \xi_1 f_{r,0}} - \frac{1}{Z_{c_2} \xi_2 f_{r,0}} = 0 \quad (4-27)$$

La résolution de l'équation (4-27) donne l'expression analytique de la fréquence fondamentale centrale de résonance :

$$f_{r,0} = \sqrt{\frac{\frac{Z_{c_1} + Z_{c_2}}{\xi_1 \xi_2}}{Z_{c_1} \delta_1 + Z_{c_2} \delta_2}} = \sqrt{\frac{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}}{4\pi^2 (Z_{c_1} l_1 + Z_{c_2} l_2)}} \quad (4-28)$$

Il est évident que l'équation (4-28) est plus simple que celle obtenue dans le cas où les capacités sont connectées en parallèle (équation (4-10)). A partir de l'équation (4-28), nous pouvons facilement observer l'influence de chaque paramètre sur la fréquence de résonance.

La fréquence de résonance diminue lorsque C_i , Z_{ci} ou l_i augmentent. Comme dans le cas des stubs chargés par des capacités parallèles, la miniaturisation donc d'autant plus forte que l'impédance caractéristique des stubs et la valeur des capacités sont élevées.

4.4.2.3 Pôles d'ordres supérieurs

Reprenons l'équation (4-26) avec une condition simplificatrice considérant des stubs de longueur identique ($l_1 = l_2$). Nous obtenons :

$$\tan(\delta f_{r,n}) \cdot \left(\frac{1}{Z_{c_2}} + \frac{1}{Z_{c_1}} \right) = \frac{1}{Z_{c_1} \xi_1 f_{r,n}} + \frac{1}{Z_{c_2} \xi_2 f_{r,n}} \quad (4-29)$$

La solution de l'équation (4-29) s'écrit :

$$f_{r,n} = \frac{1}{\delta} \tan^{-1} \left[\frac{\left(\frac{1}{Z_{c_1} \xi_1} + \frac{1}{Z_{c_2} \xi_2} \right)}{f_{r,n} \left(\frac{1}{Z_{c_2}} + \frac{1}{Z_{c_1}} \right)} \right] + n\pi \quad (4-30)$$

où $n = 1, 2, 3, \dots$ est l'ordre du pôle.

Pour obtenir une solution générale, une approximation polynomiale de la fonction tangente inverse doit être effectuée par un développement en série de *Taylor* (équation (4-6)). Une approximation au premier ordre de (4-30) donne :

$$f_{r,n} = \sqrt{\frac{1}{\delta} \frac{\left(\frac{1}{Z_{c_1} \xi_1} + \frac{1}{Z_{c_2} \xi_2} \right)}{\left(\frac{1}{Z_{c_2}} + \frac{1}{Z_{c_1}} \right)}} + n\pi \quad (4-31)$$

L'équation (4-31) permet de calculer la fréquence des pôles de résonance pour des longueurs égales des stubs. Il faut noter que cette équation est également plus simple que celle obtenue dans le cas où la capacité est placée à l'extrémité du stub (équation (4-15)).

4.4.2.4 Facteur de qualité

La définition du facteur de qualité est donnée par l'équation (4-18). G et B sont définies par l'équation (4-19). B est donnée par l'équation suivante :

$$B = - \left[\frac{1}{Z_{c_1} \left(\tan(\delta_1 f) - \frac{1}{\xi_1 f} \right)} + \frac{1}{Z_{c_2} \left(\tan(\delta_2 f) - \frac{1}{\xi_2 f} \right)} \right] \quad (4-32)$$

En dérivant l'équation (4-32) et en la substituant dans l'équation (4-20), nous obtenons l'équation du facteur de qualité chargé du DBR miniature chargé par une capacité série :

$$Q_l = 12,5f \sum_{i=1}^2 \frac{\xi_i (\delta_i \xi_i f \sec^2(\delta_i f) + 1)}{Z_{c_i} (\xi_i f \tan(\delta_i f) - 1)^2} \Big|_{f=f_{r,0}}, \quad (4-33)$$

où i est le numéro du stub.

Cette équation de Q_l est également plus simple que celle obtenue dans le cas de la capacité parallèle (équation (4-21)). De plus cette équation est obtenue sans aucune condition simplificatrice.

Afin de valider ces équations de synthèse et de valider le principe de miniaturisation, un résonateur DBR ayant le même gabarit que celui réalisé dans le paragraphe 4.3.2 (fréquence centrale égale à 1 GHz et deux zéros de transmission à 0,8 GHz et 1,5 GHz) a été conçu, réalisé et mesuré (en technologie microruban).

4.4.3 Conception, réalisation et mesures

Les six paramètres de conception sont : les capacités de charge C_i , les impédances caractéristiques Z_{si} et la longueur des stubs. Le substrat choisi pour calculer les différents paramètres et ensuite réaliser le DBR est le substrat Rogers RO4003™ ($\epsilon_r = 3,38$, $h = 813 \mu\text{m}$, et $\tan\delta = 27\text{e-}4$).

Validation des équations de synthèse

Les paramètres de conception peuvent être calculés à partir des équations (4-7) et (4-28). Pour la comparaison des deux « topologies » de DBR miniature (capacité en parallèle ou en série), nous avons choisi de garder les mêmes valeurs pour la capacité série ($C_i = 5,6 \text{ pF}$), l'impédance caractéristique des lignes de propagation (Z_{ci}) et la longueur des stubs obtenues dans le paragraphe 4.3.2.1.

Pour une impédance caractéristique des stubs de 77Ω , la longueur calculée des stubs est respectivement de 17,46 mm et 4,97 mm. Ces valeurs assurent un facteur de qualité chargé calculé à partir de (4-33) égal à 5,7 (à comparer à 6,2 dans le cas d'une capacité parallèle).

Pour vérifier les calculs, la structure a été simulée avec le logiciel CAO Agilent ADST™. La réponse en fonction de la fréquence du paramètre de transmission $|S_{21}|$ ainsi que du coefficient de réflexion $|S_{11}|$ sont présentés sur la Figure 4-16. Le gabarit fixé du filtre est bien respecté. Un facteur de qualité Q_l égal à 5,3 (calculé à partir de (4-22)) est obtenu.

Le Tableau 4-5 compare les valeurs calculées de la fréquence centrale et des fréquences des zéros de transmission, avec celles obtenues en simulation.

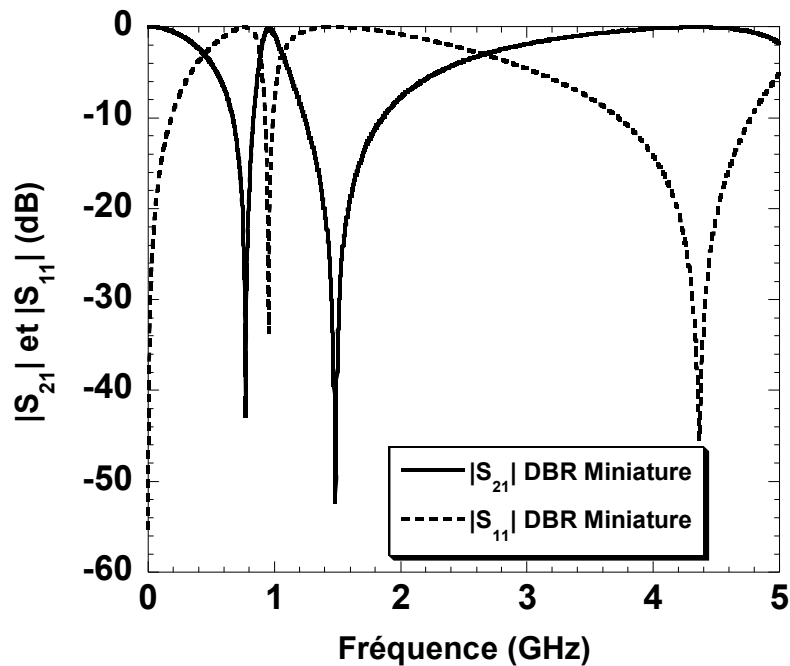


Figure 4-16. Simulation du DBR avec capacités série.

L'erreur relative entre les grandeurs calculées et celles simulées est toujours inférieure à 4%. Ce résultat permet de valider les équations de synthèse du DBR miniature avec capacités série. La fréquence des pôles d'ordres supérieurs n'est pas présentée dans ce tableau comparatif car l'équation donnant la fréquence des pôles d'ordre supérieur est valable pour des stubs de longueur identique ($l_1 = l_2$), ce qui n'est pas le cas de l'exemple traité.

DBR miniature	$f_{z1,0}$	$f_{r,0}$	$f_{z2,0}$	$f_{z1,1}$	$f_{z1,2}$
ADS	0,77	0,96	1,48	5,53	10,8
Formule analytique	0,8	0,98	1,5	5,56	10,9
Erreur relative (%)	3,4	2	1,3	0,5	1,2

Tableau 4-5 : Comparaison entre les valeurs simulées et calculées pour la fréquence centrale et la fréquence des zéros de transmission.

Simulation prenant en compte les modèles électriques complets

Avant la réalisation pratique de ce DBR, une simulation EM prenant en compte le modèle réel de la capacité CMS (plots, inductance parasite de 0,6 nH et résistance série de 0,3 Ω) et des vias est effectuée à l'aide de ADS MomentumTM. La prise en compte de ces modèles nécessite une re-optimisation du DBR miniature afin de retrouver le gabarit souhaité. Seule a été changée la longueur des stubs. Les nouvelles valeurs sont : $l_1 = 15,6$ mm et $l_2 = 3,6$ mm.

Les résultats de simulations EM du continu à 5 GHz sont montrés sur la Figure 4-17. Sur la même Figure sont présentés les résultats de simulation du DBR « classique » présenté dans le paragraphe 4.3.2.1.

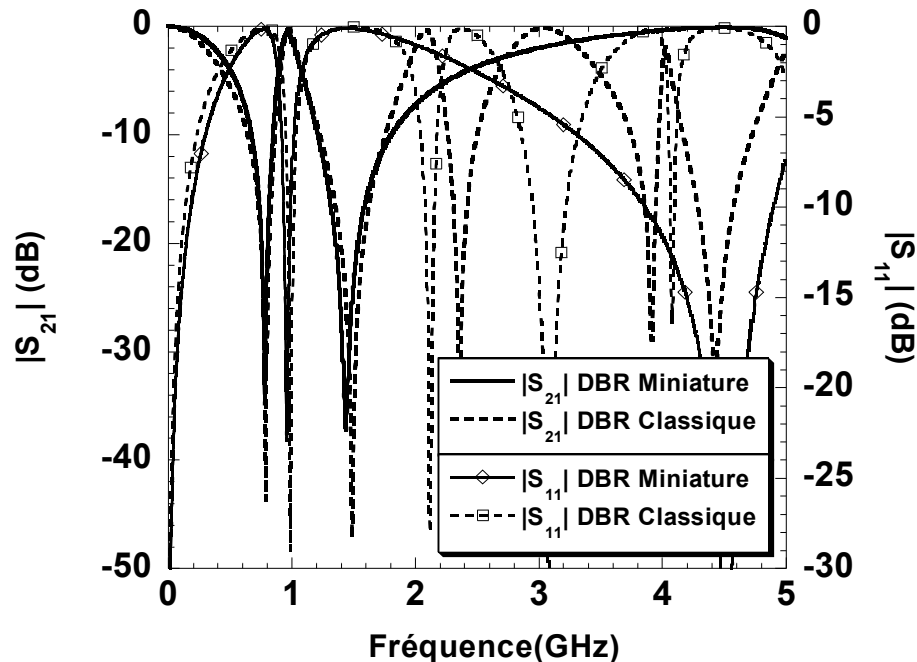


Figure 4-17. Réponse des deux DBRs, « classique » et miniature, sur le substrat RO4003.

La miniaturisation entre le DBR classique et le DBR miniature est égale à 76%. La réponse des deux DBRs est la même dans la bande passante et diverge hors bande passante. La réponse du DBR miniature avec capacité série (Figure 4-17) ressemble beaucoup à celle du DBR miniature avec capacité parallèle (Figure 4-5). La fréquence centrale se trouve toujours à 0,96 GHz ainsi que le zéro de transmission basse fréquence (0,8 GHz environ). Par contre le zéro de transmission haute fréquence est décalé de 40 MHz vers les basses fréquences par rapport aux simulations de départ, et se trouve à 1,44 GHz.

Le DBR simulé présente des pertes d'insertion de 0,4 dB (comme le DBR à capacités parallèles) et un facteur de qualité chargé de 5,7.

Réalisation et mesure

Le DBR a été réalisé sur le substrat RO4003. La Figure 4-18 montre le layout du DBR fabriqué. La miniaturisation est de 70% par rapport au DBR classique en comparaison avec 76% pour le DBR miniature avec capacité en parallèle. La miniaturisation est légèrement plus faible ici du fait que la capacité avec ses plots augmente la longueur de chaque stub.

Le DBR a été mesuré avec un analyseur vectoriel HP 8510C en utilisant un calibrage TRL. Le DBR est mesuré entre 45 MHz et 3 GHz. Les résultats de mesure et de simulation sont montrés sur la Figure 4-19. L'accord entre les simulations et les mesures

est très bon, meilleur que lorsque les capacités sont connectées en parallèle. Le décalage entre les deux gabarits (fréquence centrale et zéros de transmission) est négligeable. Les pertes d'insertion mesurées sont de 0,44 dB (0,4 dB en simulation). Le DBR mesuré est très bien adapté (-30 dB pour le module de S_{11} à la fréquence centrale).

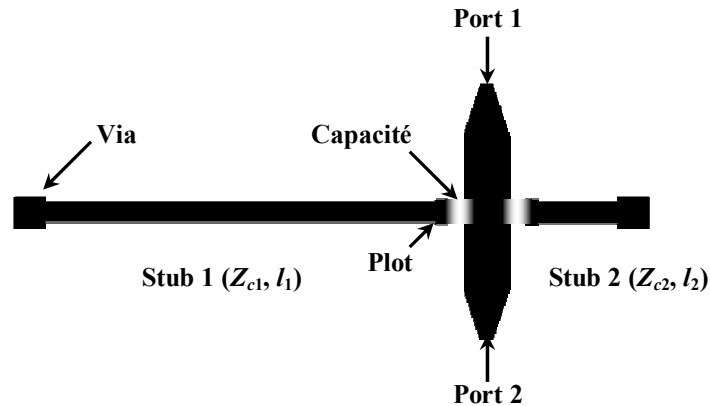


Figure 4-18. Layout du DBR miniature avec capacité en série, sur substrat RO4003.

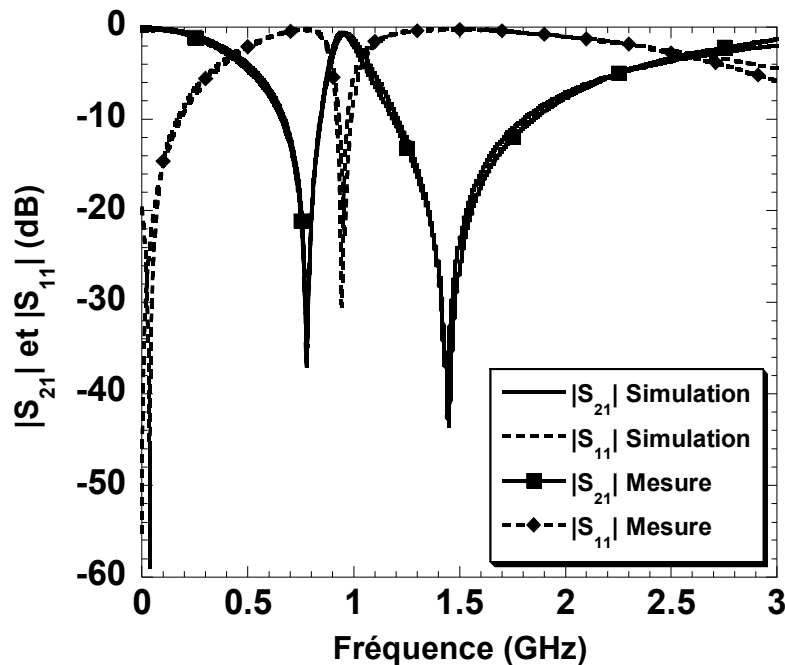


Figure 4-19. Résultats de mesure et de simulation du DBR miniature avec la capacité en série.

Comparaison

Le Tableau 4-6 présente une comparaison entre le DBR de référence « classique » et les deux DBRs miniatures, avec la capacité en parallèle ou en série. Le substrat employé est le RO4003. Les grandeurs comparées sont : le pourcentage de miniaturisation ($\%M$), les pertes d'insertion ($P.I$) et le facteur de qualité chargé (Q_l) et non chargé (Q_u).

DBRs mesurés		Capacités	%M	PI (dB)	Q_l	Q_u
Classique		-----	Réf.	0,39	6,3	137
Miniature capacité en :	Parallèle	$C_n = 5,6 \text{ pF}$ $n = 1-2$	76%	0,55	6,3	98
	Série	$C_n = 1,5 \text{ pF}$ $n = 1 \text{ à } 8$	70%	0,44	5,7	110

Tableau 4-6 : Comparaison entre les DBRs classique, miniature avec capacité en parallèle ou en série, réalisés sur RO4003.

Du Tableau 4-6, nous pouvons conclure que le DBR classique présente les pertes d'insertion les plus faibles (0,39 dB), correspondant au facteur de qualité à vide le plus élevé (137). Les pertes d'insertion mesurées des DBRs miniatures sont de 0,55 dB (capacité en parallèle) et 0,44 dB (capacité en série) pour un facteur de qualité chargé de 6,3 et 5,7 respectivement. En connectant la capacité en série, le facteur de qualité à vide du DBR est amélioré. Un autre avantage de cette topologie est que l'accord simulation/mesure est meilleur que dans le cas de la capacité connectée en parallèle.

Comme nous l'avons dit précédemment, les filtres DBRs classiques souffrent d'une faible rejection des lobes secondaires. Les lobes secondaires apparaissent à deux fois la fréquence de travail. Ce problème peut être partiellement réglé si l'on augmente l'ordre du filtre. Cependant, ceci induit une augmentation des dimensions et des pertes d'insertion, d'où l'importance de chercher une solution pour rejeter les lobes secondaires. Dans le paragraphe suivant, nous présentons la conception d'un filtre DBR miniature du deuxième ordre avec structures passe bas intégrées afin de « nettoyer » la bande haute.

4.5 Filtre DBR d'ordre deux

4.5.1 Introduction

Pour des raisons évidentes de coût du produit final, l'intégration des systèmes de transmission hyperfréquences va dans le sens d'une réduction de la place allouée à chaque élément constitutif de la chaîne d'émission-réception. Ainsi, la conception de filtres planaires présentant un encombrement faible, une bonne adaptation dans la bande passante ainsi qu'une bonne réponse hors bande constitue un axe de recherche important. Dans le but d'améliorer la réponse hors bande des filtres DBRs classiques, une solution proposée dans [53] consiste à intégrer un filtre passe bas de troisième ordre à éléments distribués (composé de deux lignes de transmission et d'un stub en circuit ouvert) dans le filtre DBR. Le « nettoyage » hors bande est réalisé jusqu'à une bande atténuée supérieure à environ trois fois la fréquence centrale du filtre.

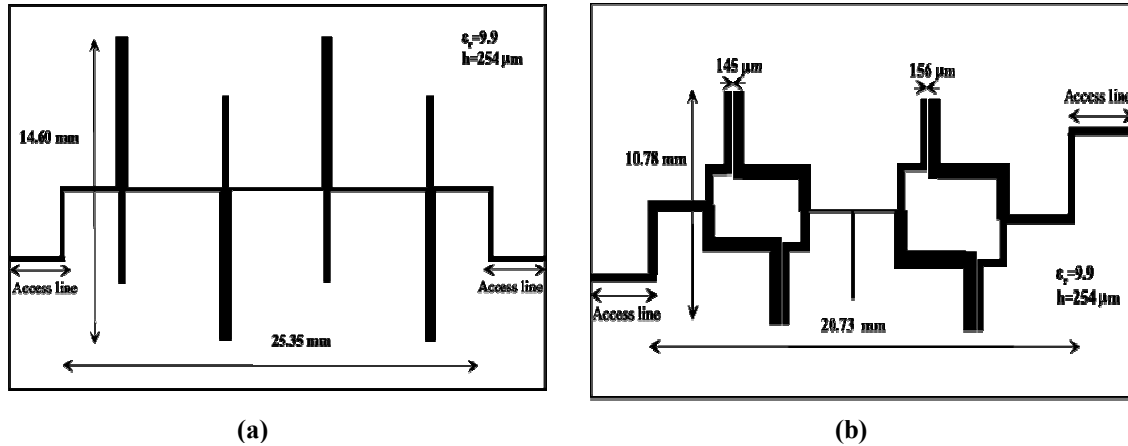


Figure 4-20. Filtre DBR classique d'ordre 4 publié dans [56] : (a) filtre classique (b) filtre modifié.

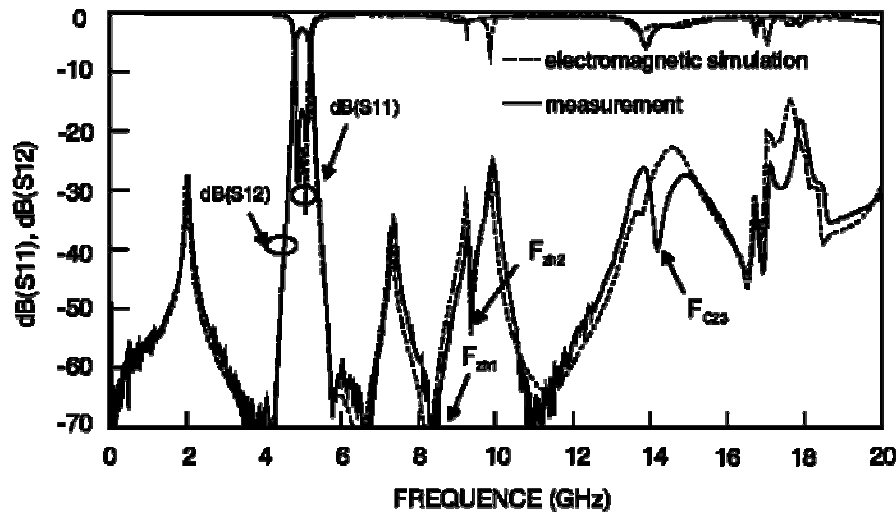


Figure 4-21. Coefficients de transmission et réflexion du filtre modifié de la Figure 4-20(b).

Une autre méthode de « nettoyage » hors bande est proposée dans [54] à [56]. Cette méthode est basée sur le couplage des DBRs entre eux. Le couplage réalisé est soit de type capacitif [54] et [56], soit de type croisé [55]. La Figure 4-20 montre les layouts des deux filtres DBR de quatrième ordre présentés dans [56] : le filtre DBR classique (Figure 4-20(a)) et son équivalent modifié (Figure 4-20(b)). Le gabarit est centré autour de 5 GHz et présente une bande passante de 5%. Le filtre classique a été modifié afin de coupler capacitivement les DBRs. Les résultats de mesure et de simulation du filtre à stubs couplés sont montrés sur la Figure 4-21. La réponse hors bande est « nettoyée » jusqu'à quatre fois la fréquence centrale. Cependant, la taille du filtre modifié reste importante.

Dans le paragraphe suivant, nous présentons un filtre DBR du deuxième ordre miniature, avec suppression des lobes secondaires (ou des pôles d'ordres supérieurs).

4.5.2 Conception et réalisation

4.5.2.1 Présentation

Un filtre DBR du deuxième ordre est réalisé par la mise en cascade de deux résonateurs DBRs. La Figure 4-22 montre un filtre DBR classique du deuxième ordre. Trois inverseurs d'impédance quart d'onde sont nécessaires, à l'entrée, entre les deux DBRs, et à la sortie. Une telle structure fournit deux couples de zéros de transmission. Afin d'élargir les bandes atténuées inférieure et supérieure, les couples des zéros de transmission créés par les deux DBRs en cascade peuvent être différenciés en choisissant des longueurs de stubs différentes pour les deux DBRs. Il faut noter que si l'on souhaite séparer les zéros de transmission dans la bande atténuée basse fréquence et ceux dans la bande atténuée haute fréquence, ceci rend le filtre asymétrique.

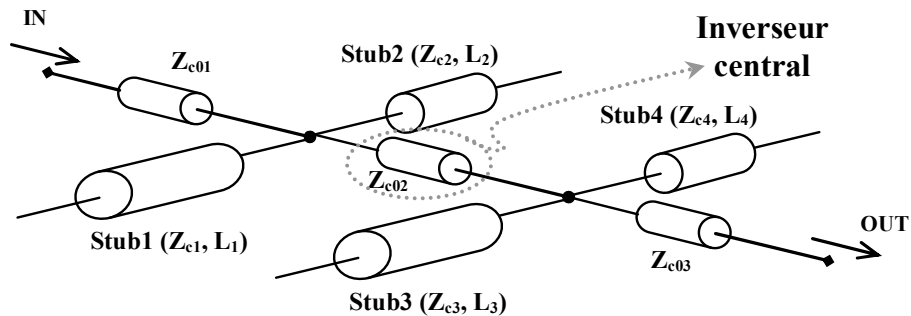


Figure 4-22. Circuit électrique du filtre DBR classique du deuxième ordre.

La Figure 4-23 montre le circuit électrique d'un filtre DBR du deuxième ordre miniature avec une seule capacité à l'extrémité de chaque stub. La miniaturisation est réalisée dans une seule dimension (largeur du filtre). Par la suite, nous appellerons ce filtre « Filtre DBR semi-miniature ».

Nous pourrions également choisir de connecter les capacités en série, comme nous l'avons fait dans le paragraphe 4.4. Pour séparer les couples de zéros de transmission introduits par les deux DBRs, le concepteur peut choisir soit de modifier la longueur d'un seul DBR, soit la valeur des capacités de charge (L'_3 et L'_4 ou C_3 et C_4).

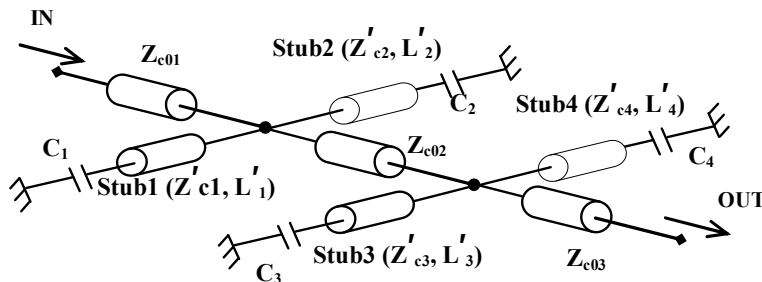


Figure 4-23. Circuit électrique du filtre DBR du deuxième ordre semi-miniature.

Pour augmenter encore la miniaturisation, nous proposons de miniaturiser également les inverseurs d'impédance, et donc de réduire la longueur du filtre DBR. Pour miniaturiser les inverseurs d'impédance, les lignes de propagation employées (Figure 4-24(a)) sont remplacées par leurs équivalentes miniatures (Figure 4-24(b)) où la miniaturisation est réalisée en chargeant les lignes en leur moitié par des capacités reliées à la masse. La ligne chargée par une capacité en sa moitié agit comme une structure filtrante (filtre passe bas) [61]. Ce filtre passe bas ainsi introduit remplace les inverseurs d'impédance dans le filtre semi-miniature. En intégrant le filtre passe bas ayant une fréquence de coupure prééglée dans le filtre DBR, nous atténuerons également les remontées parasites (lobes secondaires) du filtre. Le circuit électrique de la structure résultante est donné sur la Figure 4-24(c).

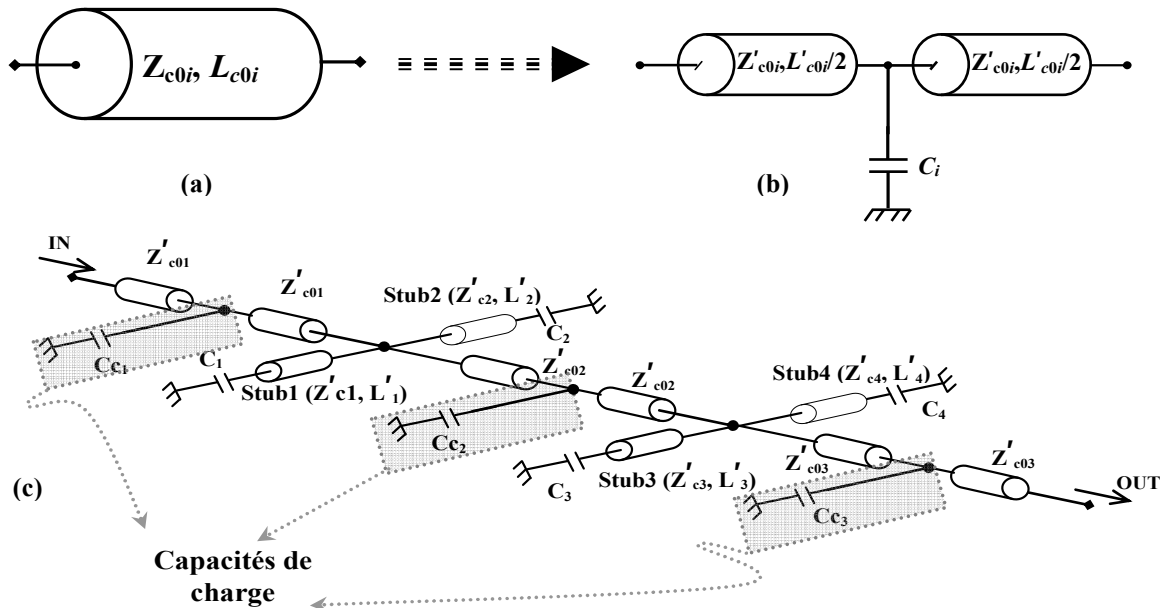


Figure 4-24. Circuits électriques pour : (a) Inverseur d'impédance classique, (b) Inverseur d'impédance miniature et (c) filtre DBR du deuxième ordre miniature.

Pour concevoir un filtre DBR miniature d'ordre n , le jeu consiste à concevoir n DBRs miniatures en utilisant les équations de synthèse dérivées précédemment (paragraphes 4.3.1 et 4.4.2), puis de les connecter par des lignes de propagation quart d'onde. Le filtre semi-miniature résultant est ensuite optimisé pour obtenir le gabarit exigé. Pour miniaturiser la longueur du filtre, les inverseurs d'impédance sont ensuite chargés par des capacités et les paramètres de conception du filtre miniature sont de nouveau ajustés pour retrouver la réponse souhaitée.

4.5.2.2 Conception

Nous utilisons une technologie microruban sur substrat RO4003. Le gabarit à respecter présente une fréquence centrale de 1 GHz et quatre zéros de transmission à respectivement 0,7 GHz, 0,8 GHz, 1,5 GHz et 1,8 GHz. La bande passante du filtre est de 18% environ.

Le filtre semi-miniature est conçu en partant du DBR miniature présenté au paragraphe 4.3.2.1. Ensuite, les capacités sont connectées au milieu des adaptateurs d'impédance et le filtre miniature est optimisé.

Le Tableau 4-7 résume les valeurs des différents paramètres de conception des deux DBRs constituant le filtre du second ordre. La Figure 4-25 montre la réponse obtenue en simulation circuit des deux DBRs.

DBRs miniatures 1 ^{er} ordre		C_i (pF)	l_i (mm)	$f_{z1,0}$ (GHz)
$Stub\ i$	$i = 1$	5,6	17,46	0,78
	$i = 2$	5,6	3,94	1,5
	$i = 3$	5,6	21	0,7
	$i = 4$	5,6	3,4	1,8

Tableau 4-7 : Valeur des paramètres de conception des deux DBRs miniatures qui seront utilisés pour réaliser le filtre semi-miniature d'ordre 2.

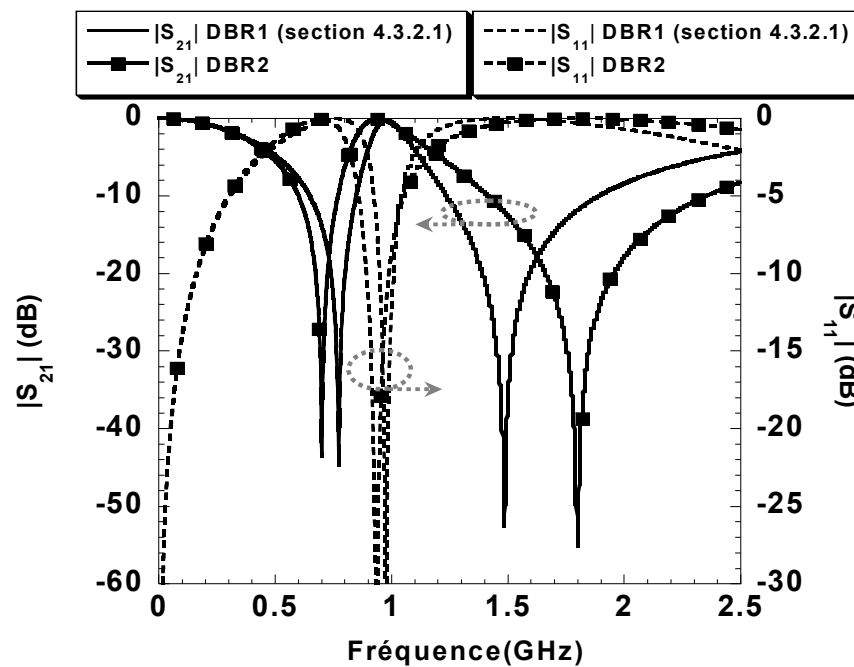


Figure 4-25. Réponse des deux DBRs miniatures utilisés pour réaliser le filtre semi-miniature d'ordre 2.

Les deux DBRs sont ensuite simplement connectés à travers un inverseur d'impédance quart d'onde d'impédance caractéristique $50\ \Omega$ (Figure 4-23). La Figure 4-26 montre la simulation du filtre semi-miniature ainsi conçu.

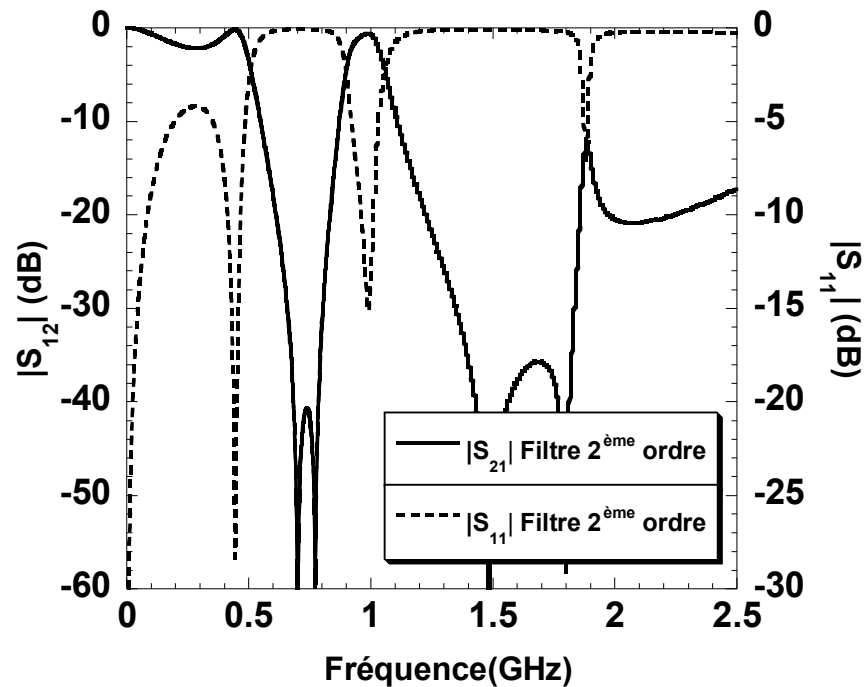


Figure 4-26. Réponse du filtre DBR semi-miniature.

Le gabarit souhaité semble a priori respecté. La fréquence centrale du filtre est de l'ordre de 0,99 GHz. Les zéros de transmission apparaissent respectivement à 0,7 GHz, 0,8 GHz, 1,5 GHz et 1,8 GHz environ. Cependant, la bande passante n'est pas respectée (14,5% contre 18% dans le cahier des charges) et l'adaptation du filtre est moyenne (-15 dB).

Afin de régler la bande passante à 18% en pratique, une optimisation du filtre, en prenant en compte le modèle des condensateurs CMS et des vias, est réalisée.

Les nouvelles valeurs sont résumées respectivement dans le Tableau 4-8 et le Tableau 4-9.

DBR semi-miniature 2 ^{ème} ordre		Z_{c0i} (Ω)	θ_{ci} ($^\circ$)	l_{ci} (mm)
<i>inverseur i</i>	$i = 1$	33	65	32
	$i = 2$	39	74	37
	$i = 3$	57	65	34

Tableau 4-8 : Valeur des paramètres de conception des inverseurs d'impédance du filtre semi-miniature.

DBR semi-miniature 2 ^{ième} ordre		C_i (pF)	l_i (mm)	Z_{ci} (Ω)
$Stub\ i$	$i = 1$	4,7	18,5	77
	$i = 2$	5,6	4,9	77
	$i = 3$	4,7	22	77
	$i = 4$	5,6	3,1	77

Tableau 4-9 : Valeurs des paramètres de conception des stubs des deux DBRs du filtre semi-miniature (Z_{ci} reste inchangée).

La simulation EM du filtre avec ces nouvelles valeurs donne la réponse montrée sur la Figure 4-27. Sur la même Figure est présentée la réponse d'un filtre DBR classique du même ordre. Le filtre classique constitue le filtre de référence.

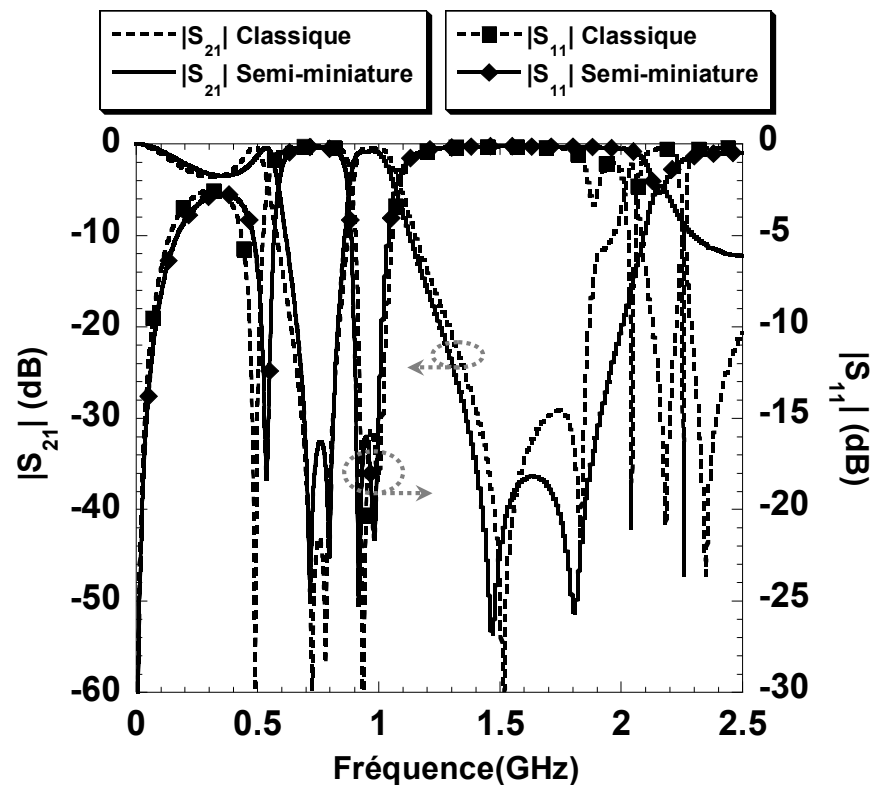


Figure 4-27. Simulation EM des deux filtres DBR du 2^{ème} ordre : classique et semi-miniature.

La réponse des deux filtres est très proche dans la bande passante. L'adaptation est meilleure que 30 dB pour les deux filtres. Le premier lobe secondaire ($|S_{21}| > -20$ dB) apparaît à moins de 2 GHz pour les deux filtres. Le filtre classique conçu occupe une

surface de $134 \times 94 \text{ mm}^2$, alors que le filtre semi-miniature occupe une surface de seulement $27 \times 103 \text{ mm}^2$. Le taux de miniaturisation obtenu est ainsi de 78%.

Ensuite le filtre miniature, avec inverseurs d'impédance chargés par une capacité, est optimisé. Le Tableau 4-10 résume la valeur des paramètres de conception du filtre miniature.

Le filtre occupe une surface de $26 \times 26 \text{ mm}^2$. Le taux de miniaturisation est donc à présent de 95% par rapport au filtre classique.

DBR semi-miniature 2 ^{ième} ordre		stubs	Inverseur d'impédance			
		l_i (mm)	Z_{c0i} (Ω)	θ_{ci} ($^\circ$)	l_{ci} (mm)	C_{ci} (pF)
Stub i / inverseur i	$i = 1$	18,5	120	7	8,2	3,6
	$i = 2$	3,9	105	14	15,8	2,7
	$i = 3$	22	120	1	2,4	0,6
	$i = 4$	2,5	----	----	----	----

Tableau 4-10 : Valeur des paramètres de conception des stubs des deux DBRs du filtre miniature (Z_{ci} reste inchangée).

La Figure 4-28 montre les résultats de simulation du filtre miniature ainsi conçu. La simulation effectuée tient compte du modèle réel des capacités de charge et des vias.

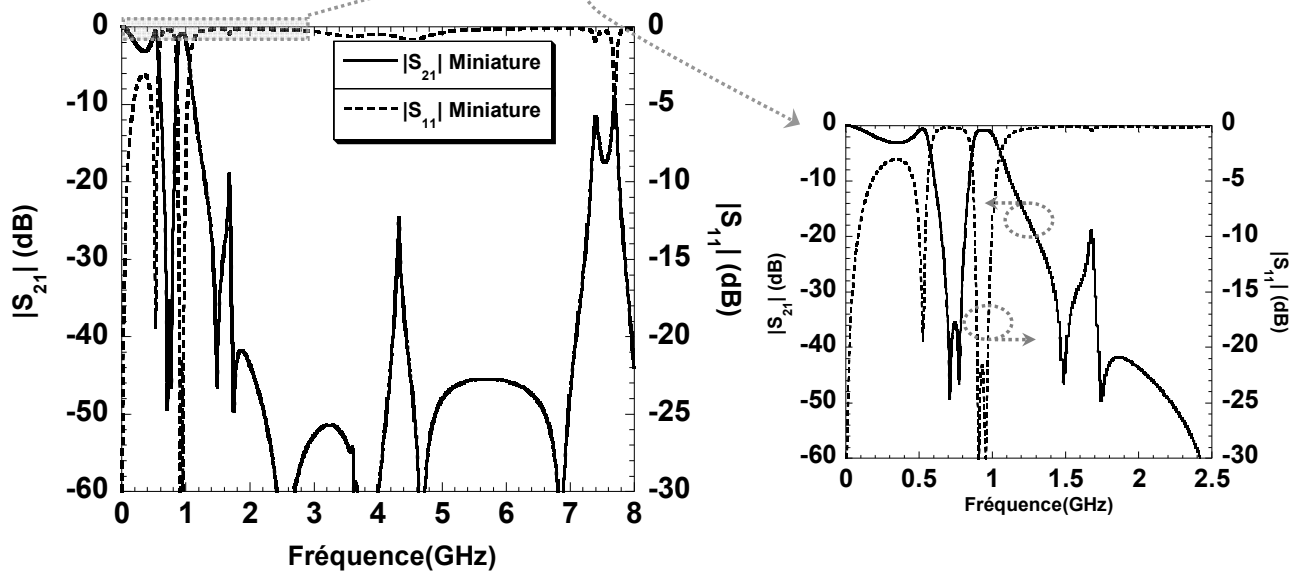


Figure 4-28. Simulation EM du filtre DBR miniature du 2^{ème} ordre : large bande (à gauche) et zoom autour de la bande passante (à droite).

Le gabarit est respecté avec une fréquence centrale autour de 1 GHz et des zéros de transmission comme prévu à 0,7 GHz, 0,8 GHz, 1,5 GHz et 1,8 GHz. La bande passante obtenue est bien de 18% environ (correspondant à un facteur de qualité non chargé $Q_u = 5,3$). Le filtre est bien adapté dans la bande passante avec $|S_{11}| < -20$ dB. Même si le filtre est asymétrique, les paramètres de réflexion vus des deux accès (S_{11} et S_{22}) restent très proches.

Le premier lobe secondaire ($|S_{21}| > -20$ dB) apparaît à 7,5 fois la fréquence centrale (7,5 GHz). Les inverseurs d'impédance chargés remplissent donc bien leur rôle de filtre passe-bas. La fréquence de coupure de ces lignes chargées peut être réglée en changeant les caractéristiques des lignes de propagation et/ou les capacités de charge C_{ci} .

Les pertes d'insertion simulées du filtre miniature sont de 0,8 dB (0,46 dB pour le filtre classique et 0,75 dB pour le filtre semi-miniature), ce qui correspond à un facteur de qualité non chargé égal à 58. Les pertes d'insertion sont principalement dues aux pertes des capacités et des vias. Le facteur de qualité du filtre classique est de 103 tandis que celui du filtre semi-miniature est de 64. Ainsi le « prix à payer » pour une miniaturisation maximum (respectivement 78% et 95% pour les filtres semi-miniature et miniature) est une augmentation sensible (0,3 à 0,4 dB) des pertes d'insertion.

4.5.2.3 Réalisation

La Figure 4-29 montre le layout des trois filtres réalisés sur le substrat RO4003.

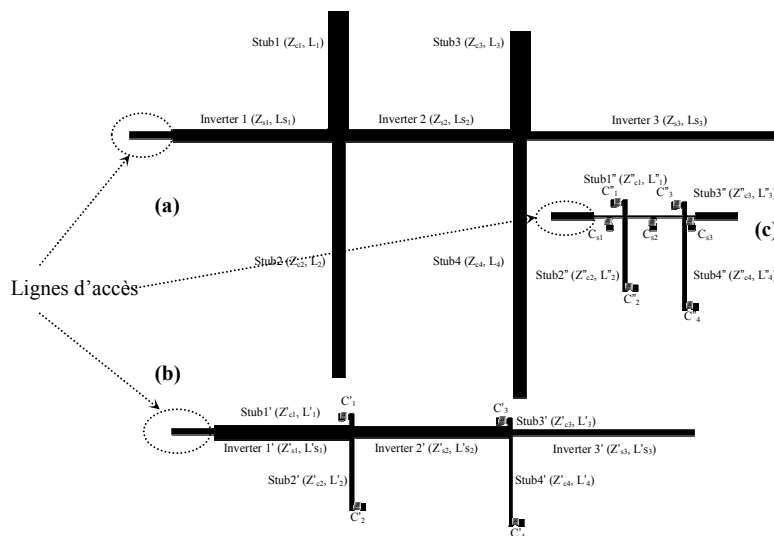


Figure 4-29. Layout des trois filtres DBR du 2^{ème} ordre réalisés sur substrat RO4003 : (a) Classique, (b) semi-miniature, et (c) miniature.

La Figure 4-30 montre une photographie des filtres réalisés. Les filtres classique et miniature ont été mis en boîtier. La hauteur des boîtiers est de 10 mm.

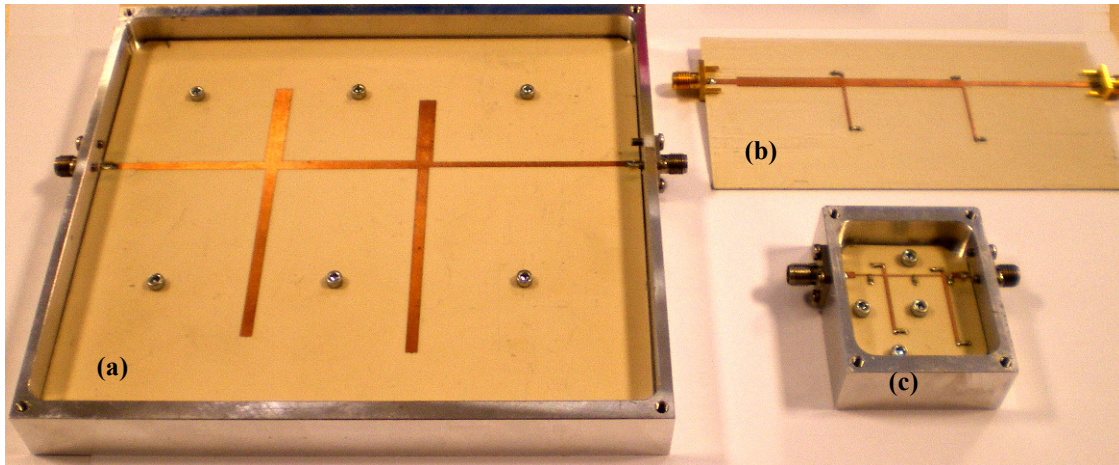
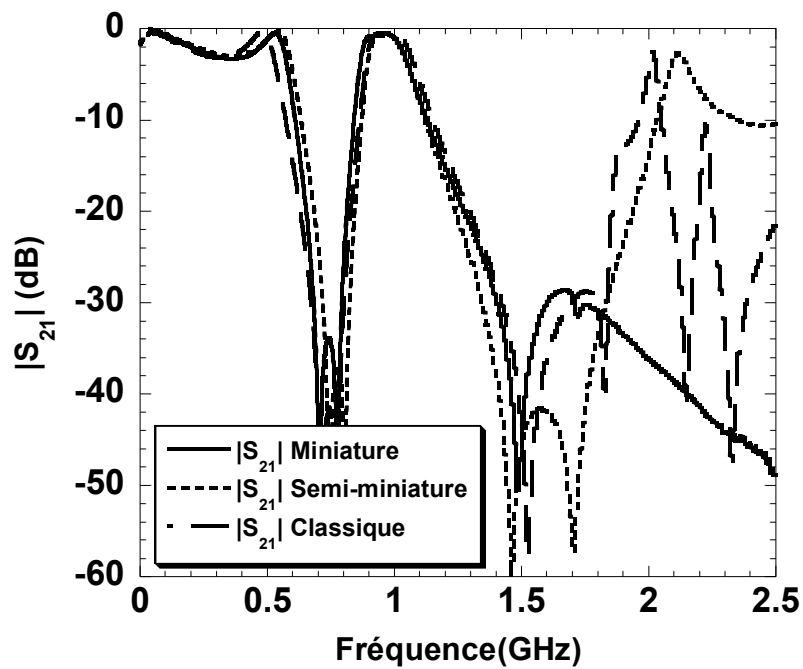


Figure 4-30. Photographie des filtres réalisés sur substrat RO4003 : (a) Classique (avec mise en boîtier), (b) semi-miniature, et (c) miniature (avec mise en boîtier).

4.5.3 Mesure

Les trois filtres ont été mesurés avec un analyseur vectoriel de réseaux HP 8510 en utilisant un calibrage TRL. La Figure 4-31 montre le résultat de la mesure des trois filtres, de 45 MHz à 2,5 GHz.



(a)

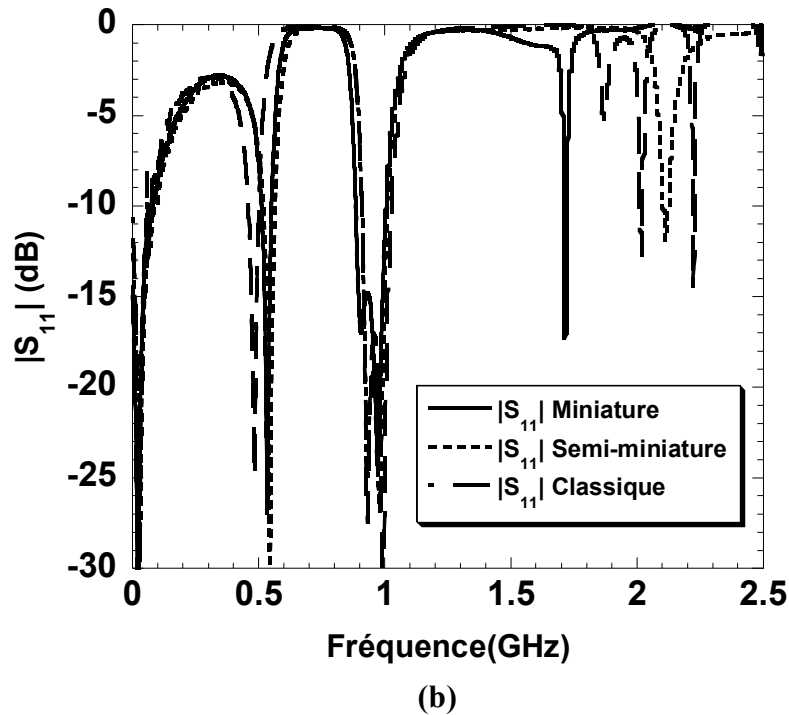


Figure 4-31. Résultat des mesures des trois filtres réalisés : (a) paramètre de transmission et (b) paramètre de réflexion.

Un décalage maximum de 30 MHz sur la fréquence centrale est obtenu entre les résultats de mesure et de simulation pour les trois filtres. Un meilleur accord peut probablement être obtenu si l'on utilise la topologie avec les capacités en série (paragraphe 4.4). Le « prix à payer » est une légère augmentation de la largeur des filtres (2,3 mm sur chaque stub).

Le filtre classique présente 0,43 dB de pertes d'insertion pour une bande passante de 17,3%. Les filtres semi-miniature et miniature présentent respectivement 0,7 dB et 0,6 dB de pertes d'insertion pour une bande passante de 16% et 18,7%. Cela correspond à un facteur de qualité en charge de 5,6, 6,3 et 5,3, respectivement pour le filtre classique, semi-miniature et miniature. Le facteur de qualité à vide est égal respectivement à 111, 75 et 74 pour les trois filtres. Ainsi les résultats expérimentaux sont meilleurs que les résultats de simulation en terme de facteur de qualité à vide, surtout pour le filtre miniature (74 au lieu de 58).

La Figure 4-32 montre les réponses en large bande des filtres classique et miniature. Nous pouvons noter que la bande atténuée haute fréquence est « nettoyée » jusqu'à 8 GHz pour le filtre miniature. Pour le « nettoyage » basse fréquence (bande atténuée basse), plusieurs approches peuvent être utilisées. Nous pouvons imaginer par exemple de connecter deux capacités en série à l'entrée et à la sortie du filtre pour supprimer la composante continue, ou de couper le passage du continu en remplaçant l'inverseur du centre par une ligne couplée, ou encore de coupler les stubs entre eux à travers des capacités. Ces piste de travail restent à valider.

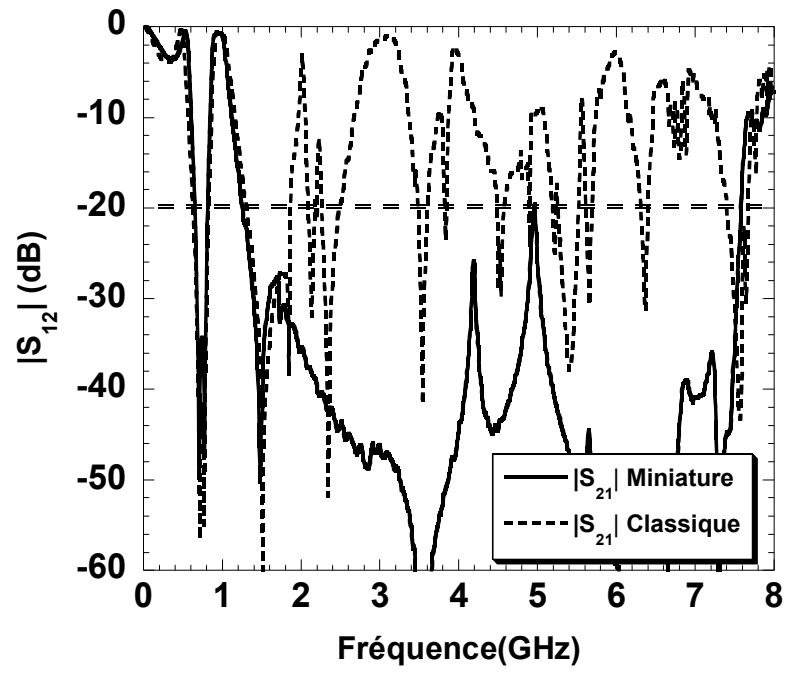


Figure 4-32. Réponse en large bande des filtres classique et miniature.

4.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons démontré les potentialités des ligne de propagation chargées par des capacités dans le cadre de la miniaturisation de filtres passe bande réalisés à l'aide de résonateurs DBR.

Dans une première partie, nous avons montré la réalisation d'un résonateur DBR seul, avec stubs chargés par une seule capacité connectée aux extrémités, présentant un taux de miniaturisation de 78% et des pertes d'insertion dégradées de seulement 0,16 dB sur substrat RO4003 par rapport à un résonateur DBR classique.

Nous avons ensuite montré qu'il était également pertinent d'utiliser une capacité placée en série au centre de chaque stub terminé en court-circuit. Cette solution présente l'intérêt de simplifier la conception des résonateurs du fait que nous n'avons plus à gérer l'inconvénient de la connexion des capacités parallèles à l'aide d'un Té. Les pertes d'insertion dans ce cas sont diminuées (gain de 0,1 dB dans le cas présenté), et surtout l'accord entre les simulations et les mesures est meilleur.

Dans la seconde partie, nous avons démontré la réalisation d'un filtre miniature d'ordre 2 (deux résonateurs DBR avec capacités à l'extrémité de chaque stub). Deux filtres miniatures ont été réalisées, le premier avec uniquement une miniaturisation des stubs (filtre « semi-miniature »), le second avec miniaturisation des stubs et des inverseurs d'impédance (filtre « miniature »). Le taux de miniaturisation obtenu atteint 78% pour le filtre semi-miniature et 95% pour le filtre miniature, avec des pertes d'insertion dégradées de 0,34 dB (soit des pertes d'insertion égales à 0,8 dB pour le filtre miniature et 0,46 dB pour le filtre classique).

Nous identifions quatre axes de développement à court terme, qui pourraient compléter le travail effectué :

- La répartition des capacités le long des stubs afin de diminuer les pertes d'insertion du filtre d'ordre 2, tout en maintenant un fort taux de miniaturisation.
- L'utilisation de capacités connectées en série au milieu des stubs afin de simplifier la synthèse pratique des stubs pour réaliser le filtre d'ordre 2.
- La réalisation du filtre d'ordre 2 sur substrat FR4. Nous devrions obtenir des pertes d'insertion de l'ordre de grandeur de celles obtenues pour le substrat RO4003, démontrant ainsi la possibilité d'utiliser un substrat faible coût.
- La mise en œuvre d'un filtrage passe-haut dans la structure du filtre, soit en utilisant des rubans chargés par des capacités couplés au niveau des inverseurs, soit en couplant les stubs à l'aide de capacités, soit en ajoutant simplement des capacités série si cette solution sévère satisfaisante en terme de pertes d'insertion et de rejection des basses fréquences.

Liste des Figures : Chapitre 4

Figure 4-1. Résonateur DBR : (a) Schéma (b) Circuit électrique équivalent.....	132
Figure 4-2. Circuit électrique d'un DBR : classique (haut) miniature (bas).	133
Figure 4-3. Réponse obtenue en simulation avec les valeurs obtenues des équations de conception du DBR miniature.	139
Figure 4-4. Connexion de la capacité parallèle au bout du stub.....	140
Figure 4-5. Réponse de deux DBRs, classique et miniature, sur le substrat RO4003. ...	141
Figure 4-6. Layout et photographie des DBRs classique et miniature réalisés sur FR4.	142
Figure 4-7. Résultats de mesure de deux DBRs « classique » et miniature sur substrat RO4003.....	143
Figure 4-8. Résultats de mesure de deux DBRs « classique » et miniature sur substrat FR4.	143
Figure 4-9. Répartition des capacités : paramètre de transmission large bande en fonction du nombre de capacités (à gauche) et zoom sur les pertes d'insertion dans la bande passante (à droite).	145
Figure 4-10. Répartition des capacités : paramètre de réflexion en fonction du nombre de capacités.	146
Figure 4-11. Répartition de la capacité : connexion des capacités reparties sur le stub i	147
Figure 4-12. Layout et photographie (substrat FR4) des DBRs : (a) classique et miniature avec : (b) une seule capacité à l'extrémité, (c) quatre capacités (d) et six capacités par stub.....	147
Figure 4-13. Mesure du paramètre $ S_{21} $ sur substrat RO4003.....	148
Figure 4-14. Mesure du paramètre $ S_{11} $ sur substrat RO4003.....	148
Figure 4-15. Circuit électrique du DBR miniature avec des capacités en série.....	151
Figure 4-16. Simulation du DBR avec capacités série.	155
Figure 4-17. Réponse des deux DBRs, « classique » et miniature, sur le substrat RO4003.	156
Figure 4-18. Layout du DBR miniature avec capacité en série, sur substrat RO4003. .	157
Figure 4-19. Résultats de mesure et de simulation du DBR miniature avec la capacité en série.	157
Figure 4-20. Filtre DBR classique d'ordre 4 publié dans [56] : (a) filtre classique (b) filtre modifié.	159
Figure 4-21. Coefficients de transmission et réflexion du filtre modifié de la Figure 4-20(b).	159
Figure 4-22. Circuit électrique du filtre DBR classique du deuxième ordre.....	160
Figure 4-23. Circuit électrique du filtre DBR du deuxième ordre semi-miniature.....	160
Figure 4-24. Circuits électriques pour : (a) Inverseur d'impédance classique, (b) Inverseur d'impédance miniature et (c) filtre DBR du deuxième ordre miniature.	161
Figure 4-25. Réponse des deux DBRs miniatures utilisés pour réaliser le filtre semi-miniature d'ordre 2.	162
Figure 4-26. Réponse du filtre DBR semi-miniature.	163
Figure 4-27. Simulation EM des deux filtres DBR du 2 ^{ème} ordre : classique et semi-miniature.	164

<i>Figure 4-28. Simulation EM du filtre DBR miniature du 2^{ème} ordre : large bande (à gauche) et zoom autour de la bande passante (à droite).</i>	165
<i>Figure 4-29. Layout des trois filtres DBR du 2^{ème} ordre réalisés sur substrat RO4003 : (a) Classique, (b) semi-miniature, et (c) miniature.</i>	166
<i>Figure 4-30. Photographie des filtres réalisés sur substrat RO4003 : (a) Classique (avec mise en boîtier), (b) semi-miniature, et (c) miniature (avec mise en boîtier).</i>	167
<i>Figure 4-31. Résultat des mesures des trois filtres réalisés : (a) paramètre de transmission et (b) paramètre de réflexion.</i>	168
<i>Figure 4-32. Réponse en large bande des filtres classique et miniature.</i>	169

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

Ce travail de thèse a été consacré au sujet d'actualité concernant la miniaturisation des circuits microondes et des filtres en particulier, ou du moins, si l'on ne souhaite pas parler de circuits miniatures dans un contexte actuel où les nano objets font la une des journaux (scientifiques ou non), au sujet de la réduction de leurs dimensions. Deux technologies ont été abordées, la technologie hybride ou « circuit imprimé », avec des réalisations utilisant deux types de substrats, l'un courant et peu cher (avec de médiocres performances électriques) d'une part et un second plus cher et plus performant d'autre part, et la technologie CMOS (technologie $0,35 \mu\text{m}$ de AMS). La miniaturisation ne devant pas être atteinte à n'importe quel prix, un circuit de faibles dimensions ne fonctionnant pas s'avérant inutile, je me suis attaché tout au long de mon travail à systématiquement analyser les performances, en terme de facteur de qualité, des circuits réalisés. Cela réduit bien sûr le champ d'investigation, et j'ai ainsi renoncé à l'étude des méta-matériaux, mais rend de fait l'étude plus proche de la réalité pratique.

Le chapitre 1 a été consacré à l'état de l'art concernant les différentes approches utilisées pour réduire la dimension des filtres microondes. Plusieurs techniques ne sont pas spécifiques aux filtres et revêtent un caractère général dans le contexte de la miniaturisation des circuits.

Dans le chapitre 2, j'ai développé les équations de synthèse de lignes de propagation chargées périodiquement par des capacités placées en parallèle. J'ai montré qu'un fort taux de miniaturisation, supérieur à 65% dans les cas traités, pouvait être atteint. J'ai également mis en évidence un compromis entre l'atténuation des lignes et le taux de miniaturisation. Ainsi le concepteur doit choisir, selon les objectifs du cahier des charges, entre une optimisation des dimensions ou de l'atténuation, ou faire un compromis. Alors que les lignes chargées sont souvent utilisées, c'est la première fois à ma connaissance que ces lignes chargées sont rigoureusement analysées et que des équations de synthèse, ainsi que des abaques, sont développées, en tenant compte de l'ensemble des paramètres de conception. L'étude des performances des lignes chargées a été menée sur des topologies microruban pour deux types de substrats, le FR4 faible coût et qualité médiocre ($tg\delta = 0,02$), et le Rogers RO4003™, cher mais de bonne qualité ($tg\delta = 0,0027$). Une étude comparative a été menée à la fréquence de 1 GHz. Elle montre que les lignes chargées sur substrat FR4, en utilisant des capacités de type CMS, permettent d'atteindre une atténuation égale à celle des lignes non chargées sur substrat RO4003, tout en atteignant un taux de miniaturisation de 50%. En outre, l'atténuation des lignes chargées peut être inférieure à celle des lignes non chargées, surtout pour le substrat FR4 pour lequel le gain peut être supérieur à 30%. Cela signifie qu'un substrat faible coût peut être utilisé lorsque l'on souhaite miniaturiser des lignes par chargement capacitif.

Le chapitre 3 a été consacré à l'étude de lignes CPW à ondes lentes sur une technologie CMOS 0,35 μm de AMS, sur substrat bulk, avec quatre couches de métallisation cuivre (couche supérieure épaisse 2,8 μm). Cette technologie a été choisie pour son (relatif) faible coût (environ 650 €/mm²), mais elle peut s'appliquer à tout type de technologie actuelle. Des études se poursuivent au sein de l'IMEP-LAHC sur les technologies 130 nm, 65 nm, voire bientôt 32 nm et 22 nm. Les lignes CPW à ondes lentes, nommées S-CPW pour « Slow-wave CPW » ou encore « Shielded CPW », présentent l'avantage de propager une onde lente (forte permittivité relative effective) sans détériorer les pertes par rapport à une lignes CPW ou microruban classique. Ainsi non seulement la ligne est plus courte pour une longueur électrique donnée, mais elle présente un meilleur facteur de qualité.

L'étude a été menée de 45 MHz à 40 GHz. Dans un premier temps, un simulateur électromagnétique basé sur la méthode des moments (SonnetTM) a été validé sur des résultats expérimentaux publiés dans la littérature utilisant une technologie IBM. Nous devons ces résultats à l'équipe de John Long, de TU Delft en Hollande, qui a été la première à démontrer la pertinence de ces lignes à ondes lentes sur les technologies CMOS actuelles, même si leur « invention » date de la fin des années 70.

Puis l'influence des paramètres de conception des lignes S-CPW a été étudiée afin de définir des règles de conception. A partir de ces règles, trois lignes de propagation S-CPW ont été conçues et réalisées, avec une impédance caractéristique proche de 50 Ω , mais avec des dimensions latérales différentes, afin de valider l'outil de simulation sur la technologie utilisée, et de pouvoir, lors d'un second run, commencer à implanter des circuits microondes particuliers.

Les résultats expérimentaux ont confirmé les tendances observées lors des études théoriques, mettant en évidence un fort taux de miniaturisation, une atténuation modérée, mais surtout un fort facteur de qualité, supérieur à 30 de 15 GHz à 40 GHz. A titre de comparaison, le facteur de qualité d'une ligne CPW se situe entre 5 et 10, du fait des fortes pertes dans le substrat bulk. Cependant les simulations sont relativement éloignées des mesures pour ce qui concerne la permittivité relative effective. On observe une permittivité relative effective 30% supérieure en mesures, avec des valeurs comprises entre 36 et 50, dépendant de la géométrie des lignes. La conséquence est une impédance caractéristique plus faible que 50 Ω (comprise en pratique entre 35 Ω et 43 Ω), mais un taux de miniaturisation très élevé correspondant à l'état de l'art actuel pour ce type de ligne. De même, les facteurs de qualité atteints correspondent à l'état de l'art actuel.

Enfin, deux stubs en circuit ouvert ont également été réalisés, en vue de la synthèse future de filtres à stubs, avec une fréquence de fonctionnement mesurée à 4,4 GHz et 7,5 GHz. Les résultats obtenus, avec une réjection supérieure à 20 dB, démontrent un réel potentiel pour la réalisation de filtres à stubs (DBRs), présentant une bande passante moyenne (entre 10% et 20%), pour lesquels le facteur de qualité des lignes S-CPW semble acceptable dans la perspective de limiter les pertes d'insertion.

Le dernier chapitre (chapitre 4) a été consacré à la conception et la réalisation de DBRs élémentaires, puis de filtres à DBR, en technologie circuit imprimé, en utilisant les équations de synthèse développées pour les lignes miniatures chargées par des capacités au sein du chapitre 2. De même que pour le chapitre 2, les deux substrats, FR4 et Rogers RO4003™, ont été utilisés. La fréquence de fonctionnement des filtres est de 1 GHz.

Les résultats obtenus sur les DBRs élémentaires ont montré que l'on pouvait atteindre un taux de miniaturisation de 76%, avec une légère dégradation des performances sur le substrat RO4003 (augmentation de 0,1 dB à 0,2 dB des pertes d'insertion par rapport à un DBR classique), mais une nette amélioration sur le substrat FR4 (diminution de 0,5 dB). En outre, les DBRs utilisant des stubs chargés sur substrat FR4 présentent des pertes d'insertion comparables à leurs homologues réalisés sur substrat RO4003, rejoignant ainsi les conclusions du chapitre 2, à savoir que le substrat FR4 est un très bon candidat pour la réalisation de dispositifs utilisant des lignes de propagation miniatures.

Afin de diminuer les pertes d'insertion, nous avons distribué plusieurs capacités réparties le long des stubs au lieu d'une seule capacité connectée à leur extrémité. Nous avons utilisé soit quatre, soit six capacités. Le taux de miniaturisation demeure légèrement supérieur à 50%, ce qui reste très intéressant. Le résultat marquant concerne les pertes d'insertion obtenues sur substrat FR4. On atteint des pertes d'insertion pratiquement égales (0,43 dB au lieu de 0,39 dB) à celles obtenues sur substrat RO4003 en utilisant des stubs classiques non chargés. Cela permet d'envisager des filtres à DBRs miniatures atteignant des performances proches des filtres à DBRs classiques en terme de pertes d'insertion.

Lorsque l'on utilise des lignes chargées par des capacités placées en parallèle, l'accord entre les simulations et les mesures est correct mais peut-être insuffisant pour garantir une synthèse précise de filtres possédant une faible bande passante relative (entre 5% et 10%). Plus la conception est simple et plus l'accord entre les simulations et les mesures sera bon. Aussi, afin de simplifier la structure pour éviter de connecter les capacités en parallèle sur les lignes avec plots de contact et vias à la masse, j'ai étudié la possibilité d'insérer les capacités en série à l'entrée des stubs, ceux-ci étant connectés à la masse en leur extrémité. Cette solution offre les mêmes taux de miniaturisation que celle utilisant les stubs placés en parallèle, mais d'une part les équations de synthèse sont plus simples, et d'autre part la connexion pratique des capacités est plus aisée et ne fait pas intervenir de vias. Les résultats expérimentaux montrent effectivement un excellent accord entre les simulations et les mesures, rendant cette approche tout à fait pertinente. Je n'ai pas pu l'approfondir par faute de temps pour l'instant.

Enfin, j'ai conçu et réalisé deux filtres miniatures à DBRs d'ordre deux. Le premier est réalisé avec miniaturisation des stubs uniquement (filtre « semi-miniature »), le second avec miniaturisation des stubs et des inverseurs d'impédance (filtre « miniature »). Le taux de miniaturisation obtenu atteint 78% pour le filtre semi-miniature et 95% pour le filtre miniature, avec des pertes d'insertion dégradées de 0,34 dB (soit des pertes d'insertion égales à 0,8 dB pour le filtre miniature et 0,46 dB pour le filtre classique).

En terme de perspectives concernant les filtres réalisés à partir de lignes chargées par des capacités, quatre axes de développement peuvent être identifiés à court terme :

- La répartition des capacités le long des stubs afin de diminuer les pertes d'insertion du filtre d'ordre 2, tout en maintenant un fort taux de miniaturisation.
- L'utilisation de capacités connectées en série au milieu des stubs afin de simplifier la synthèse pratique des stubs pour réaliser le filtre d'ordre 2.
- La réalisation du filtre d'ordre 2 sur substrat FR4. Nous devrions obtenir des pertes d'insertion de l'ordre de grandeur de celles obtenues pour le substrat RO4003, démontrant ainsi la possibilité d'utiliser un substrat faible coût.

La mise en œuvre d'un filtrage passe-haut dans la structure du filtre, soit en utilisant des rubans chargés par des capacités couplés au niveau des inverseurs, soit en couplant les stubs à l'aide de capacités, soit en ajoutant simplement des capacités série si cette solution sévère satisfaisante en terme de pertes d'insertion et de rejection des basses fréquences.

Concernant les lignes de propagation à ondes lentes en technologie CMOS, comme je l'ai mentionné plus haut, les études se poursuivent à l'IMEP-LAHC, avec l'utilisation de technologies CMOS avancées, et le développement de dispositifs microondes (rat-race, diviseurs de puissance, filtres, ...) aux fréquences millimétriques (60 GHz et 77 GHz).

```

*****\_/*****\_/*****\_/*****\_/*****
*****\_/*****\_/*****\_/*****\_/*****

```


ANNEXES

<u>Annexe I</u>	Abaque de synthèse pour $\theta_0 = 90^\circ$	181
<u>Annexe II</u>	Méthode des deux Lignes	182
<u>Annexe III</u>	Méthode matricielle	183
<u>Annexe IV</u>	Origine de la différence entre simulation circuit, EM et calcul	184

Annexe I Abaque de synthèse pour $\theta_0 = 90^\circ$

Taux de miniaturisation

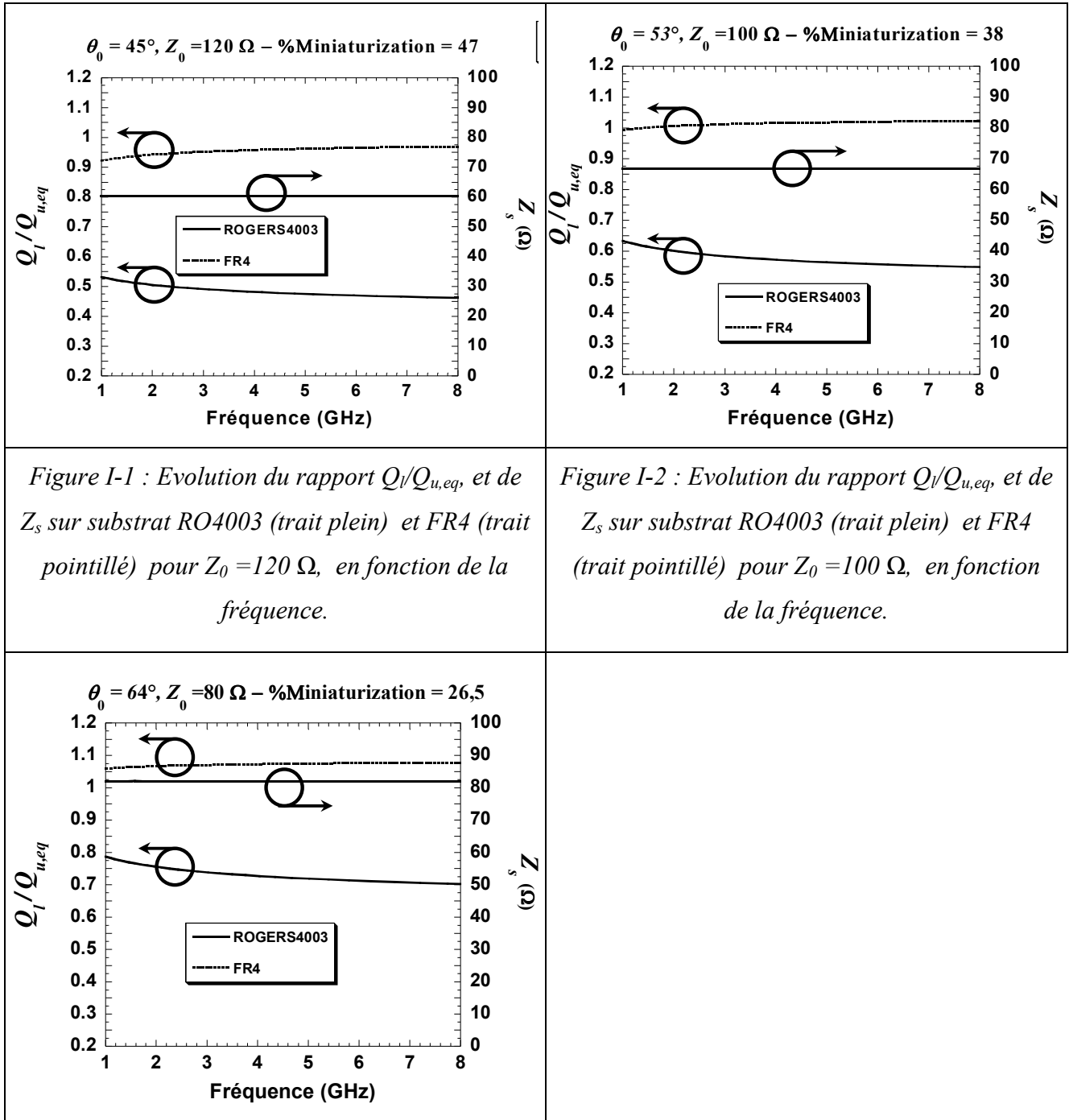
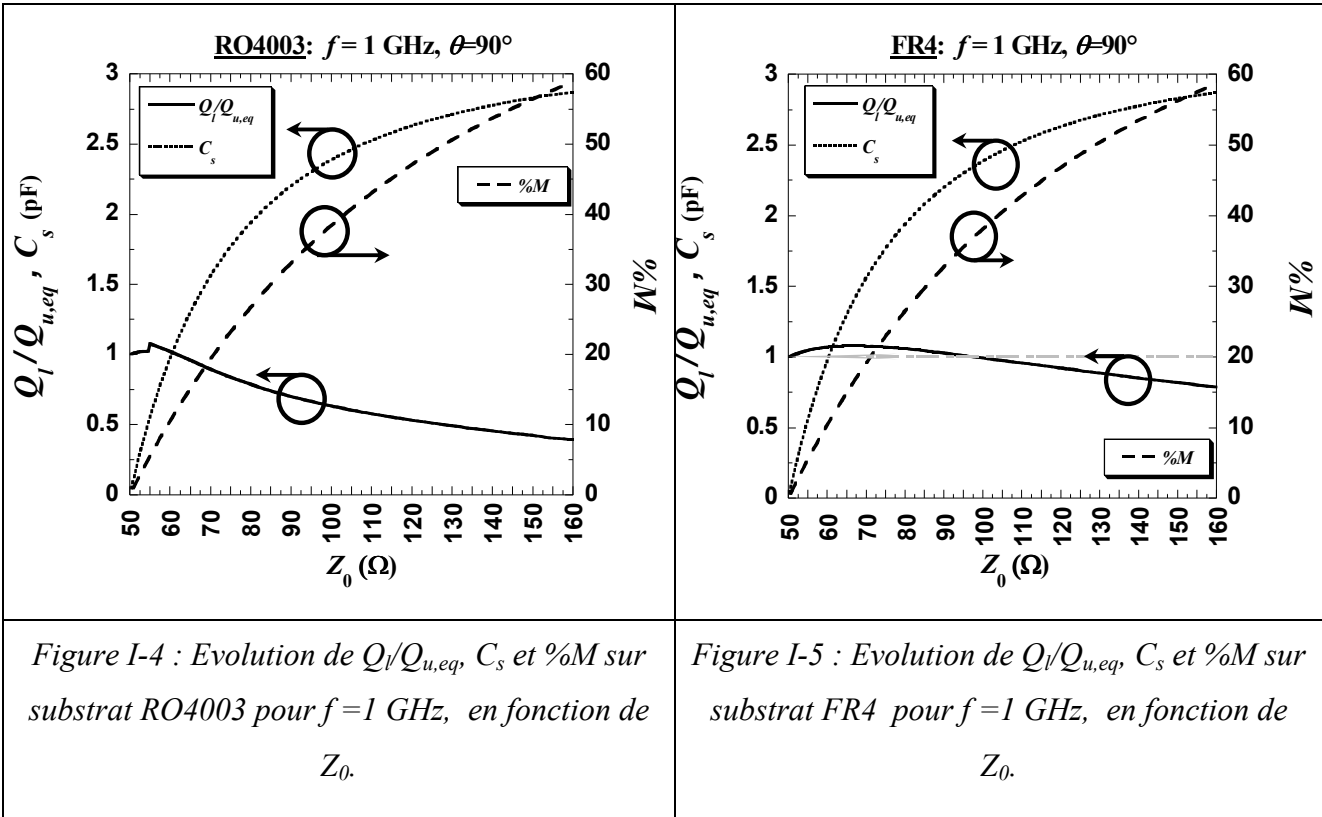


Figure I-3 : Evolution du $Q_l/Q_{u,eq}$, et de Z_s sur substrat RO4003 (trait plein) et FR4 (trait pointillé) pour $Z_0 = 80 \Omega$.

Cas typique pour une fréquence de travail particulière



```

*****\_/*****\_/*****\_/*****\_/*****
*****\_/*****\_/*****\_/*****\_/*****
    
```

Annexe II Méthode des deux Lignes

La méthode des deux lignes (ou la méthode de variation de longueurs) permet d'extraire le complexe exposant de propagation γ d'une ligne de propagation. Pour ça, les paramètres S des deux lignes de propagation ayant des longueurs différentes (L_1 et L_2) sont utilisés pour extraire γ .

Les équations permettant de calculer γ sont les suivantes :

$$\gamma = \frac{1}{\Delta l} \ln \left(\frac{A \pm \sqrt{A^2 - 4B}}{2} \right) \quad (\text{II-1})$$

Où Δl est la différence en longueurs des deux lignes et les variables A et B sont données par (II-2) et (II-3).

$$A = \frac{(S_{11L_2} - S_{11L_1})(S_{11L_2} - S_{11L_1}) + S_{12L_1} S_{12L_1} + S_{12L_2} S_{12L_2}}{S_{21L_2} S_{12L_1}} \quad (\text{II-2})$$

$$B = \frac{(S_{11L_2} S_{22L_1} - \Delta_{L_2})(S_{11L_1} S_{22L_2} - \Delta_{L_1}) - (S_{11L_1} \Delta_{L_2} - S_{11L_2} \Delta_{L_1})(S_{22L_1} - S_{22L_2})}{(S_{21L_2} S_{12L_1})^2} \quad (\text{II-3})$$

Avec $\Delta_{Li} = S_{11Li} S_{22Li} + S_{12Li} S_{21Li}$ ($i = 1$ ou 2).

L'exposant de propagation ainsi extraite permet de calculer l'exposant d'atténuation, α (Np/m), et l'exposant de phase β (rad/m) et, donc, de déduire le facteur de qualité Q .

```

*****\^/*****\^/*****\^/*****\^/*****
*****\^/*****\^/*****\^/*****\^/*****

```

Annexe III Méthode matricielle

Cette méthode est basée sur la matrice ABCD du quadripôle mesuré ou simulé. La matrice ABCD est obtenue à partir des paramètres S du quadripôle en utilisant des équations de conversion. Les équations utilisées sont les suivantes :

$$A = \frac{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \quad (\text{III-1})$$

$$B = Z_{eq} \frac{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \quad (\text{III-2})$$

$$C = \frac{1}{Z_{eq}} \frac{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \quad (\text{III-3})$$

$$D = \frac{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \quad (\text{III-4})$$

L'impédance équivalente des lignes de propagation chargées mesurées et simulées est extraite en utilisant cette méthode. L'impédance équivalente peut être calculée à partir de l'équation (III-5).

$$Z_{eq} = \sqrt{\frac{B}{C}} \quad (\text{III-5})$$

Cette méthode est utilisée dans le manuscrit pour extraire l'impédance équivalente des lignes chargées.

```

*****\_____/*****\_____/*****\_____/*****\_____/*****
*****\_____/*****\_____/*****\_____/*****\_____/*****

```

Annexe IV Origine de la différence entre simulation circuit, EM et calcul

Pour essayer de comprendre la différence qui existe entre la simulation circuit et la simulation EM d'ADS, nous prenons le cas de la ligne chargée ayant une impédance non chargée $Z_0 = 60 \Omega$. La ligne est simulée toute seule (sans sa capacité de chargement) sur ADS et sa matrice $ABCD$ est extraite. La matrice ainsi obtenue est comparée avec celle utilisée dans Mathematica pour nos calculs donnée par l'équation (2-3).

Les termes A et D ont la même valeur dans les deux procédés (simulation électrique et calcul). Cependant, ce n'est pas le cas pour les termes B et C . La raison est que dans le calcul nous prenons une impédance caractéristique réelle, ce qui n'est pas le cas pour ADS. En fait, ADS donne un modèle dispersif des lignes de propagation et donc une impédance caractéristique complexe.

Pour extraire le facteur de qualité d'une ligne seule (sans capacité de chargement), ça a aucune influence (nous ne utilisons que le terme A). Pourtant, lorsque nous utilisons la structure chargée de la Figure 2-1(a), le facteur de qualité Q_l est donnée par le terme A de la matrice totale (équation (2-2)) où intervient les termes A , B et C de chaque ligne. Comme l'impédance caractéristique contient une partie imaginaire et qui n'était pas pris en compte dans les calculs, la constante de propagation complexe totale va être différente que celle calculée. Tout ça reste une hypothèse à vérifier.

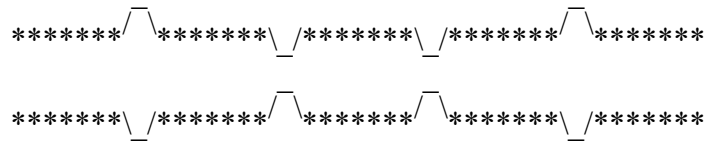
Pour vérifier cette hypothèse, nous avons fait des simulations sur ADS en remplaçant les lignes dispersives par des boîtes pour lesquelles la matrice $ABCD$ est précisée par l'utilisateur. En simulant telle structure, la même valeur du Q que celle calculée est obtenue. Ceci valide l'hypothèse proposée ainsi que les équations utilisées pour extraire Q_l .

Cette différence entre la valeur de l'impédance caractéristique utilisée pour les calculs, la simulation circuit et la simulation EM est à l'origine de la différence entre les valeurs de facteur de qualité correspondants. Cette différence pourrait être grande par fois comme dans le cas de la ligne chargée ayant une impédance caractéristique non chargée de 120Ω où la différence entre les deux types de simulations (circuit et EM) atteinte 40% (et 9% entre la simulation EM et le calcul).

Equation (IV-1) donne l'impédance caractéristique d'une ligne de propagation en fonction de ses paramètres linéiques (la résistance série linéique R , l'inductance série linéique L , la capacité parallèle linéique C et la conductance parallèle linéique G). De l'équation (2-2), pour une Z réelle, il y a deux solutions, soit d'utiliser une ligne idéale c'est-à-dire les pertes diélectriques et conductrices sont négligées, soit d'assurer que le rapport entre les paramètres linéiques séries égale celui des paramètres parallèles : $R/L = G/C$. Le dernier cas est un cas d'une ligne de propagation non dispersive. Dans ce cas, la ligne de propagation a une phase linéaire en fonction de la fréquence et une impédance réelle constante en fonction de la fréquence.

$$Z = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (\text{IV-1})$$

Plusieurs solutions sont envisagées pour résoudre ce problème pratiquement. Une solution est d'ajouter des inductances séries périodiquement réparties sur la ligne. Pour notre cas, ça sera mieux de tenir en compte, si possible, l'effet dispersif de la ligne.



BIBLIOGRAPHIE

Bibliographie

- [1] D.W. Lew, J.S. Park, D. Ahn, N.K. Kang, C.S. Yoo, and J.B. Lim, "A Design of Ceramic Chip Balun Using Multilayer Configuration," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 49, no. 1, pp. 220–224, Jan. 2001.
- [2] Y. Fujiki, H. Mandai, and T. Morikawa, "Chip Type Spiral Broadside-Coupled Directional Couplers and Baluns Using Low Temperature Co-Fired Ceramic," in *IEEE Electronic Comp. Tech. Conf.*, pp. 105–110, San Diego, CA, USA, June 1999.
- [3] L.K. Yeung and K.L. Wu, "A Compact Second-Order LTCC Bandpass Filter with Two Finite Transmission Zeros," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 51, no. 2, pp. 337–341, Feb. 2003.
- [4] A. Sutono, J. Laskar, and W. Smith, "Development of Integrated Three Dimensional Bluetooth Image Reject Filter," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 339–342, Boston, MA, USA, June 2000.
- [5] V. Piatnitsa, E. Jakku, and S. Leppaevuori, "Design of a 2-Pole LTCC Filter for Wireless Communications," *IEEE Trans. Wireless Comm.*, vol. 3, pp. 379–381, March 2004.
- [6] C.W. Tang, Y.C. Lin, and C.Y. Chang, "Realization of Transmission Zeros in Combine Filters Using an Auxiliary Inductively Coupled Ground Plane," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 51, no. 10, pp. 2112–2118, Oct. 2003.
- [7] J.W. Sheen, "LTCC-MLC duplexer for DCS-1800," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, no. 9, pp. 1883–1890, Sept. 1999.
- [8] M.C. Park, B.H. Lee, and D.S. Park, "A Laminated Balance Filter Using LTCC Technology," in *IEEE Asia-Pacific Microwave Conf.*, pp. 1–4, Suzhou, China, Dec. 2005.
- [9] L.K. Yeung and K.L. Wu, "An LTCC balanced-to-unbalanced extracted pole bandpass filter with complex load," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, no. 4, pp. 1512–1518, April 2006.
- [10] A.F. Sheta, K. Hettak, J.P. Coupez, C. Person, S. Toutain and J.P. Blot, "A New Semi Lumped Microwave Filter Structure," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 383–386, Orlando, FL, USA, May 1995.
- [11] W.Q. Xu, Z.Y. Chang, and M.H. Ho, "CPW Lumped Elements Combined Microstrip for a Bandpass Filter Design," in *IEEE Asia-Pacific Microwave Conf.*, pp. 1–4, Bangkok, China, Dec. 2007.
- [12] R.J. Mao, X.H. Tang, and F. Xiao, "Novel Compact Quarter-Wavelength Resonator Filter Using Lumped Coupling Elements," *IEEE Microwave and Wireless Component letters*, vol. 17, no. 2, pp. 112–114, Feb. 2007.
- [13] H. Oshi and W.J. Chappell, "Dual-Band Lumped-Element Bandpass Filter," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, no. 12, pp. 4169–4177, Dec. 2006.
- [14] L. Zhu, "Guided-Wave Characteristics of Periodic Coplanar Waveguides with Inductive Loading-Unit-Length Transmission Parameters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 51, no. 10, pp. 2133–2138, Oct. 2003.
- [15] G. Matthiae, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters Impedance-Matching Network and Coupling Structures*, McGraw-Hill, 1964.

- [16] S.B. Cohn, "Design Considerations for High-power Microwave Filters." *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.01, no.7, pp.154-162, Jan. 1959.
- [17] S.B. Cohn, "Parallel-Coupled Transmission Line Resonator Filters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.6, no.2, pp.223-231, April 1958.
- [18] J.H. Hong and M. J. Lancaster, *Microwave filters for RF Microwave applications*, Ed. John Wiley and Sons Inc., 2001.
- [19] D. Pozar, *Microwave Engineering*, 3rd edition, Willey New york, 2005.
- [20] P. Cheong, S.W. Fok, and K.W. Tam, "Miniaturized Parallel Coupled-Line Bandpass Filter with Spurious-Response Suppression," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 53, no. 5, pp. 1810-1816, May 2005.
- [21] S.S. Myoung, Y. Lee, and J.G. Yook, "Bandwidth Enhanced Miniaturization Method of parallel Coupled-Line Filter," in *IEEE Asia-Pacific Microwave Conf.*, pp. 1-4, Bangkok, China, Dec. 2007.
- [22] S.M. Wang, C.H. Chi, M.Y. Hsieh, and C.Y. Chang, "Miniaturized Spurious Passband Suppression Microstrip Filter Using Meandered Parallel Coupled Lines," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 53, no. 2, pp. 747-753, Feb. 2005.
- [23] 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.
- [24] C. Wang and K. Chang, "Microstrip Multiplexer with Four Channels for Broadband System Applications," *Int. J. RF Microwave Computer-Aided Eng.*, vol. 11, no. 1, pp. 48-54, Nov. 2000.
- [25] E.G.Cristal and S.Frankel, "Hairpin-Line and Hybrid Hairpin-Line Half-Wave Parallel-Coupled-Line Filters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.20, no.11, pp.719-728, Nov. 1972.
- [26] S.I. Kim, S.S. Myoung, J.S. Jang, and J.G. Yook, "Multilayer Meander Parallel Coupled-Line Microstrip Bandpass Filter," in *IEEE Asia-Pacific Microwave Conf.*, vol. 4, Suzhou, China, Dec. 2005.
- [27] K. Sagawa and M. Makimoto, "Miniaturized Hairpin Resonator Filters and Their Application to Receiver Front End MIC's," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 37, no. 12, pp. 1991-1997, Dec. 1989.
- [28] G.L. Matthaei, "Interdigital Band-Pass Filters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 10, no. 6, pp. 479-491, Nov. 1962.
- [29] R.J.Wenzel, "Exact Theory of Interdigital Band-Pass Filters and Related Coupled Band-Pass Structures," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 13, no. 5, pp. 559-575, Sept. 1965.
- [30] G.L. Matthaei, "Comb-Line Band-Pass Filters of Narrow or Moderate Bandwidth," *Microwave Journal*, vol. 6, pp. 82-91, August 1963.
- [31] G. Torregrosa-Penalva, G. Lopez-Risueno, and J.I. Alonso, "A Simple Method to Design Wideband Electronically Tunable Compline Filter," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, no. 1, pp. 172-177, Jan. 2002.
- [32] G.L. Matthaei, N.O. Fenzi, R. Forse, and S. Rohlfing, "Narrow-Band Hairpin-Comb Filters for HTS and Other Applications," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 457-460, San Francisco, CA, USA, June 1996.

- [33] J.R. Lee, J.H. Cho, and S.W. Yun, "New Compact Bandpass Filter Using Microstrip $\lambda/4$ Resonators with Open Stub Inverter," *Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 10, no 12, pp. 526-527, Dec. 2000.
- [34] J.S. Hong and M.J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, Wiley Editions, 2001.
- [35] A. Atia and A. Williams, "Narrow-Bandpass Waveguide Filters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 20, no. 4, pp. 258–265, April 1972.
- [36] A. Atia, A. Williams, and R. Newcomb, "Narrow-Bandpass Multiple Coupled Cavity Synthesis," *IEEE Transactions on circuits and systems*, vol. 21, no. 5, pp. 649–635, Sept. 1974.
- [37] R. Cameron, "General Coupling Matrix Synthesis Methods for Chebychev Filtering Functions," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, no. 4, pp. 433–442, April 1999.
- [38] J.S. Hong and M. Lancaster, "Canonical Microstrip Filter Using Square Open-Loop Resonators," *IEE Electronic letters*, vol. 31, no. 23, pp. 2020–2022, Nov. 1995.
- [39] J.S. Hong and M. Lancaster, "Couplings of Microstrip Square Open-Loop Resonators for Cross-Coupled Planar Microwave Filters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 44, no. 11, pp. 2099–2109, Nov. 1996.
- [40] J.S. Hong and M. Lancaster, "Cross-coupled Microstrip Hairpin-Resonator Filters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 46, no. 1, pp. 118–122, Dec. 1998.
- [41] J.S. Hong and M. Lancaster, "Microstrip Slow-Wave Open-Loop Resonator Filters," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 2, pp. 713-716, Denver, CO, USA, June 1997.
- [42] J.S. Hong and M. Lancaster, "Theory and Experiment of Novel Microstrip Slow-Wave Open-Loop Resonator Filters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 45, no. 12, pp. 2358–2365, Dec. 1997.
- [43] C.F. Chen, T.Y. Huang, and R.B. Wu, "Design of Microstrip Bandpass Filters with Multiorder Spurious-Mode Suppression," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 53, no. 12, pp. 3788–3793, Dec. 2005.
- [44] J.S. Hong and M. Lancaster, "Compact Microwave Elliptic Function Filter Using Novel Microstrip Meander Open-Loop Resonators," *IEE Electronic letters*, vol. 32, no. 6, pp. 563–564, March 1996.
- [45] S. Lee and C. Tsai, "New Cross-Coupled Filter Design Using Improved Hairpin Resonators," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 48, no. 12, pp. 2482–2490, Dec. 2000.
- [46] S. Lee and C. Tsai, "A New Network Model for Miniaturized Hairpin Resonators and its Applications," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 2, pp. 1161–1164, June 2000.
- [47] J.A. Curtis and S. Fiedziuski, "Miniature Dual Mode Microstrip Filters," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 2, pp. 443–446, Palo Alto, CA, USA, June 1991.
- [48] I. Wolff, "Microstrip Bandpass Filter Using Degenerate Modes of a Microstrip Ring Resonator," *IEE Electronics Letters*, vol. 8, no. 12, pp. 163–164, June 1972.
- [49] L. Zhu, P.M. Wecowski, and K. Wu, "New Planar Dual Mode Filter Using Cross Slotted Patch Resonator for Simultaneous Size and Loss Reduction", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, no. 5, pp. 650-654, May 1999.
- [50] P. Rizzi, *Microwave Engineering Passive Circuits*, Prentice Hall, 1988.

- [51] C. Quendo, E. Rius, and C. Person, "Narrow Bandpass Filter Using Dual-Behavior Resonators," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 51, no. 3, pp. 734-743, March 2003.
- [52] C. Quendo, E. Rius, and C. Person, "Narrow Bandpass Filters Using Dual-Behavior Resonators Based on Stepped-Impedance Stubs and Different-Length Stubs," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 52, no. 3, pp. 1034-1044, March 2004.
- [53] A. Manchec, C. Quendo, E. Rius, C. Person, and J.F. Favennec, "Synthesis of Dual Behavior Resonator (DBR) Filters With Integrated Low-Pass Structures for Spurious Responses Suppression," *IEEE Microwave and Wireless Component letters*, vol. 16, no. 1, pp. 1-4, Jan. 2006.
- [54] A. Manchec, C. Quendo, J.F. Favennec, E. Rius, and C. Person, "Synthesis of Capacitive-Coupled Dual-Behavior Resonator (CCDBR) Filters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, no. 6, pp. 2346-2355, June 2006.
- [55] A. Manchec, Y. Clavet, C. Quendo, E. Rius, J.F. Favennec, C. Person, "Cross-Coupled Microstrip Dual Behavior Resonator (DBR) Filter," in *36th European Microwave Conference*, pp. 556-559, Manchester, UK, Sept. 2006.
- [56] A. Manchec, C. Quendo, E. Rius, J.F. Favennec, and C. Person, "Dual-Behavior Resonator (DBR) Filters with Spurious Responses Suppression," in *IEEE Asia-Pacific Microwave Conf.*, pp. 1803-1806, Yokohama, Japan, Dec. 2006.
- [57] R.E. Collin and F.J. Zucker, *Antenna Theory*, McGraw-Hill Editions, 1969.
- [58] E. Yablonovitch, "Inhibited Spontaneous Emission in Solid-State Physics and Electronics," *Physical Review Letters*, vol. 58, pp. 2059-2062, May 1987.
- [59] V. Radisic, Y. Qian, R. Coccioli, and T. Itoh, "Novel 2-D Photonic Bandgap Structure for Microstrip Lines," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 8, no. 2, pp. 69-71, Feb. 1998.
- [60] N. Yang and Z.N. Chen, "Microstrip Line Periodic Structures with Capacitive and Resonant Element Loads," in *IEEE International Workshop on Antenna Technology*, pp. 391-394, Singapore, Malaysia, March 2005.
- [61] D. Kaddour, E. Pistono, J.M. Duchamp, J.D. Arnould, H. Eusèbe, P. Ferrari, and R.G. Harrison, "A Compact and Selective Low-Pass Filter with Reduced Spurious Responses, Based on CPW Tapered Periodic Structures," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, no. 6, pp. 2367-2375, June 2006.
- [62] E. Pistono, M. Robert, J.M. Duchamp, L. Duvillaret, A. Vilcot, and P. Ferrari, "Compact Fixed and Tune-All Bandpass Filters Based on Coupled Slow-Wave Resonators," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, no. 6, pp. 2790-2799, June 2006.
- [63] G. L. Matthaei, D. C. Park, Y. M. Kim, and D. L. Johnson, "A Study of the Filter Properties of Single and Parallel-Coupled Dielectric-Waveguide Gratings," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 31, no. 10, pp. 825-835, Oct. 1983.
- [64] C. Caloz and T. Itoh, "A Super-Compact Super-Broadband Tapered Uniplanar PBG Structure for Microwave and Millimeter-Wave Applications," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 3, pp. 1919-1922, Seattle, WA, USA, 2002.
- [65] Y. Yun, K.S. Lee, C.R. Kim, K.M. Kim, and J.W. Jung, "Basic RF Characteristics of the Microstrip Line Employing Periodically Perforated Ground Metal and Its Application to Highly Miniaturized On-Chip Passive Components on GaAs MMIC," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, no. 10, pp. 3805-3817, Oct. 2006.

- [66] Q. Meng, X. Zhang, F. Li, J. Huang, X. Zhu, D. Zheng, B. Cheng, Q. Luo, C. Gu, and Y. He, "An Impedance Matched Phase Shifter Using BaSrTiO₃ Thin Film," *IEEE Microwave and Wireless Component letters*, vol. 16, no. 6, pp. 345-347, June. 2006.
- [67] F. Domingue, A. B. Kouki, and R. R. Mansour, "Improved Distributed MEMS Matching Network for Low Frequency Applications Using a Slow-Wave Structure," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 1279-1282, Atlanta, GA, USA, June 2008.
- [68] L.H. Hsieh and C. Kai, "Slow-wave Bandpass Filters Using Ring or Stepped Impedance Hairpin Resonators," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, no. 7, pp. 1795-1800, July 2002.
- [69] J.T. Kuo and C.Y. Tsai, "Periodic Stepped Impedance Ring Resonator (PSIRR) Bandpass Filter with a Miniaturized Area And Desirable Upper Stopband Characteristics," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, no. 3, pp. 1107-1112, March 2006.
- [70] Y.C. Chiou, C.H. Tsai, J.S. Wu, and J.T. Kuo, "Miniaturization Design for Planar Hybrid Ring Couplers," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Workshop series (IMWS)*, pp. 19-22, Chengdu, China, Dec. 2008.
- [71] C. Zhou and H.Y.D. Yang, "Design considerations of Miniaturized Least Dispersive Periodic Slow Wave Structures," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 56, no. 2, pp. 467-474, Feb. 2008.
- [72] T. Fujii and I. Ohta, "Size-Reduction of Coupled-Microstrip 3 dB Forward Couplers by Loading with Periodic Shunt Capacitive Stubs," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 1235-1238, Long Beach, CA, USA, June 2005.
- [73] Y.S. Lin, W.H. Ku, C.H. Wang, and C.H. Chun, "Wideband Coplanar Waveguide Bandpass Filter with Good Stopband Rejection," *IEEE Microwave and Wireless Component letters*, vol. 14, no. 9, pp. 422-424, Sept. 2004.
- [74] Y.C. Chiou, M.H. Wu, and J.T. Kuo, "Periodic Stepped-Impedance Resonator (PSIR) Bandpass Filters with Multispurious Suppression," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 349-352, June 2006.
- [75] A. Gorur, C. Karpuz, J.M. Eryilmaz, and T. Tumer, "Miniature Dual-Mode Microstrip Bandpass Filters with Enhanced Parasitic Coupling," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Workshop series (IMWS)*, pp. 51-54, Dec. 2008.
- [76] J.H. Cho, T.S. Yun, K.B. Kim, T.J. Baek, B.S. Ko, D.H. Shin, and J.C. Lee "A Millimeter-wave Micromachined Slow-Wave Bandpass Filter Using Compact Microstrip Stepped-Impedance Hairpin Resonator," in *35th European Microwave Conference*, vol. 2, Paris, France, Oct. 2005.
- [77] H. Zhang and J.K. Chen, "Miniaturized Coplanar Waveguide Bandpass Filters Using Multisection Stepped-Impedance Resonators," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, no. 3, pp. 1090-1095, Oct. 2006.
- [78] W. Zhang, L. Han, X. Sun, and J. Mao, "Harmonic-Suppression Band-Pass Filter with Microstrip EBG," in *IEEE Asia-Pacific Microwave Conf.*, vol. 2, pp. 1-3, Suzhou, China, Dec. 2005.
- [79] G.S. Mao and Y.Z. Chueh, "Coplanar Waveguide Bandpass Filters with Compact Size and Wide Spurious-Free Stopband Using Electromagnetic Bandgap Resonators." *IEEE Microwave and Wireless Component letters*, vol. 17, no. 3, pp. 181-183, March 2007.

- [80] R. Duan, S. Huang, and Y. Lu, "Optimization of Broadband Bandpass Filter Using Tapered Electromagnetic Bandgap Structures," in *IEEE Asia-Pacific Microwave Conf.*, pp. 1–4, Bangkok, Thailand, Dec. 2007.
- [81] J. Garcia-Garcia, J. Bonache, and F. Martin, "Application of Electromagnetic Bandgaps to the Design of Ultra-Wide Bandpass Filters With Good Out-of-Band Performance," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, no. 12, pp. 4136-4140, Dec. 2006.
- [82] V. Zhurbenko, V. Krozer, and P. Meincke, "Miniature Microwave Bandpass Filter Based on EBG Structures," in *36th European Microwave Conference*, pp. 792-794, Manchester, UK, Sept. 2006.
- [83] Brian C. Wadell, *Transmission Line Design Handbook*, Artech House, 1991.
- [84] K. Gupta, R. Gang, and J. Bahl, *Microstrip Lines and Slotlines*, Artech House, 1996.
- [85] R. Goyal, Ed., *Monolithic Microwave Integrated Circuits: Technology & Design*, Artech House, 1989.
- [86] R.N. Simons, N.I. Dib, and L.P.B. Katehi, "Modeling of Coplanar Stripline Discontinuities," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 44, no. 5, pp. 711-716, May 1996.
- [87] T. Mandviwala, B. Lail, and G. Boreman, "Infrared-Frequency Coplanar Striplines: Design, Fabrication, and Measurements", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 47, no. 1, pp. 17-20, Jan. 2005.
- [88] G. Bindu, A. Lonappan, V. Thomas, J. Yohannan, V. Hamsakutty, C.K. Aanandan, and K.T. Mathew, "Coplanar Strip Line Fed Bowtie Antenna for Ground Penetrating Radar," in *Proceedings of the 28th Union Radio-Scientifique Internationale (URSI)*, New Delhi, Oct. 2005.
- [89] B. A. Kopp and A. S. Francomacaro, "Miniaturized Stripline Circuitry Utilizing Low Temperature Cofired Ceramic (LTCC) Technology," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 1513–1516, Albuquerque, NM, USA, June 1992.
- [90] T. Ishizaki, M. Fujita, H. Kagata, T. Uwano, and H. Miyake, "A Very Small Dielectric Planar Filter For Portable Telephones," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 42, no. 11, pp. 2017-2022, Nov. 1994.
- [91] T. Ishizaki, H. Miyake, T. Yamada, H. Kagata, H. Kushitani, and K. Ogawa, "A First Practical Model of Very Small and Low Insertion Laminated Duplexer Using LTCC Suitable for W-CDMA Portable Telephones," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 187–190, Boston, MA, USA, June 2000.
- [92] H. Miyake, S. Kitazawa, T. Ishizaki, M. Tsuchiyama, K. Ogawa, and I. Awai, "A New Circuit Configuration to Obtain Large Attenuation with a Coupled-Resonator Band Elimination Filter using Laminated LTCC," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 195–198, Boston, MA, USA, June 2000.
- [93] J.-W. Sheen, "LTCC-MLC Duplexer for DCS-1800," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, no. 9, pp. 1883–1890, Sept. 1999.
- [94] A. Sutono, J. Laskar, W.R. Smith, "Development of Integrated Three Dimensional Bluetooth Image Reject Filter," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 339–342, Boston, MA, USA, June 2000.
- [95] V. Kondratyev, M. Lahti, and T. Jaakola, "On the Design of LTCC Filter for Millimeter-Waves," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 1771-1773, Philadelphia, PA., USA, June 2003.

- [96] S.J. Fiedziusko, "Dual Mode Dielectric Resonator Loaded Cavity Filter", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 30, no. 9, pp. 1311-1316, Sept 1982.
- [97] Y.M.M Antar and Z. Fan, "Theoretical Investigation of Aperture-Coupled Rectangular Dielectric Resonator Antenna", *IEEE Proc. Microw. Antennas Propag.*, vol. 143, no. 2, pp. 113-118, Feb. 1996
- [98] D. Psychoudakis, K.C. Pillai S, J.H. Halloran, and J.L. Volakis, "Miniaturization of a Bow-Tie Antenna with Textured Dielectric Superstrates," in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symp.*, pp. 2572-2575, Monterey, California, USA, June 2004.
- [99] Y. Hwang, Y.P. Zhang, T.K.C. Lo, K.M. Luk, and E.K.N. Yung, "Miniaturization on Planar Antennas with Very High Permittivity Materials," in *IEEE Asia-Pacific Microwave Conf.*, vol. 1, pp. 217-220, Bangkok, Thailand, Dec. 2007.
- [100] 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.
- [101] A.J. Kennerley, I.C. Hunter, "Miniature Microwave Filters Using High Permittivity Ceramics," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 135-139, Vancouver, BC, Canada, Feb. 1995.
- [102] 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, Boston, MA, USA, July 1991.
- [103] C. Johansson and M. Robertsson, "Microstrip Stepped Impedance Filters with Variable Dielectric or Variable Width," *IEE Electronics Letters*, vol. 41, no. 13, pp. 745-746, June 2005.
- [104] D. Swanson, "Thin-Film Lumped-Element Microwave Filters," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. , pp. 671-674, Long Beach, CA, USA, June 1989.
- [105] D. G. Swanson, R. Forse, and B. J. L. Nilsson, "A 10 GHz Thin Film Lumped Element High Temperature Superconductor Filter," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 3, pp. 1191-1193, Albuquerque, NM, USA, June 1992.
- [106] Q. Huang, J.F. Liang, D. Zhang, and G.-C. Liang, "Direct Synthesis of Tubular Bandpass Filters with Frequency-Dependent Inductors," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 1, pp. 371-374, Baltimore, MD, USA, June 1998,.
- [107] G. L. Hey-Shipton, "Quasi-Lumped Element Bandpass Filters Using DC Isolated Shunt Inductors," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 3, pp. 1493-1496, San Francisco, CA, USA, June 1996.
- [108] T. Patzelt, B. Aschermann, H. Chaloupka, U. Jagodzinski, and B. Roas, "High-Temperature Superconductive Lumped-Element Microwave All-Pass Sections," *IEE Electronics Letters*, vol. 20, no. 17, pp. 1578-1580, Aug. 1993.
- [109] L.K. Yeung, K.L. Wu, and Y.E. Wang, "Low-Temperature Cofired Ceramic LC Filters for RF Applications," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 9, no. 5, pp. 118-128, Oct 2008.
- [110] K. Rambabu and J. Bornemann, "Simplified analysis technique for the initial design of LTCC filters with all capacitive coupling," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 53, no. 5, pp. 1787-1791, May 2005.

- [111] G.K. Fedder and T. Mukherjee, "CMOS-MEMS Filters," in *Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF)*, pp. 110-113, Jan. 2008.
- [112] K.C. Lin, C.F. Chang, M.C. Wu, and S.J. Chung, "Dual-Bandpass filters with serial configuration using LTCC technology," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, no. 6, pp. 2321-2328, June 2006.
- [113] J.A. Hou and Y.H. Wang, "A Compact Quadrature Hybrid Based on High-Pass and Low-Pass Lumped Elements," *IEEE Microwave and Wireless Component letters*, vol. 17, no. 8, pp. 595-597, Aug. 2007.
- [114] Y.H. Jeng, S.F.R. Chang, and H.K. Lin, "A High Stopband-Rejection LTCC Filter with Multiple Transmission Zeros," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, no. 2, pp. 633- 638, Feb. 2006.
- [115] K.W. Eccleston, "Shunt-Loaded Fractal-Meandered Microstrip," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 67-70, Chengdu, Chine, Dec. 2008.
- [116] J. S. Hong and M. Lancaster, "Microstrip Bandpass Filter Using Degenerate Modes of a Novel Meander Loop Resonator," *IEEE Microwave and guided wave letters*, vol. 5, no. 11, pp. 371-372, Nov. 1995.
- [117] P.Pribetich, Y.Combet, G.Giraud and P.Lepage, "Quasifractal Planar Microstrip Resonators for Microwave Circuits," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 21, no. 6, pp. 433-436, June 1999.
- [118] C.Puente, J.Romeu, R.Pous and A.Cardama, "On the Behavior of the Sierpinski Multiband Fractal Antenna," *IEEE Transactions on Antennas and propagation*, vol. 46, no. 4, pp. 517-524, April 1998.
- [119] M.J. Chiang, H.S. Wu, and C.-K.C. Tzuang, "A CMOS 3-dB Directional Coupler Using Edge-Coupled Meandered Synthetic Transmission Lines," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 771-774, Atlanta, GA, USA, June 2008.
- [120] A. Manchec, " *Définition de nouvelles solutions de filtrage en technologie plaquée*," Thèse de doctorat en Electronique, Université de Bretagne occidentale, Brest, Nov. 2006.
- [121] A. Manchec, E. Rius, C. Quendo, C. Person, J.F. Favennec, P. Moroni, J.C. Cayrou, and J.L. Cazaux, "Ku-Band Microstrip Diplexer Based on Dual Behavior Resonator Filter. in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Long Beach, CA, USA, June 2005.
- [122] S.S. Liao, H.K. Chen, Y.C. Chang, and K.T. Li, "Novel Reduced-Size Coplanar-Waveguide Bandpass Filter Using the New Folded Open Stub Structure," *IEEE Microwave and Wireless Component letters*, vol. 12, no. 12, pp. 476-478, 2002.
- [123] E. Rius, C. Quendo, Y. Clavet, A. Manchec, C. Person, J.F. Favennec, P. Moroni, J.C. Cayrou, and J.L. Cazaux, "Dual-Behavior Resonator (DBR) C-Band Planar Band-Pass Filter for a Space Application," in *IEEE Asia-Pacific Microwave Conf.*, pp. 1807-1810, Yokohama, Japan, Dec. 2006.
- [124] S.I. Kim, S.S. Myoung, J.S. Jang, and J.G. Yook, "Multilayer Meander Parallel Coupled-Line Microstrip Bandpass Filter," in *IEEE Asia-Pacific Microwave Conf.*, vol. 4, Suzhou, China, Dec. 2005.
- [125] T. Kitamura, K. Yoshida, M. Geshiro, and T. Ishizaki, "Proposal of a New Folded Compline Filter," *IEEE Microwave and Wireless Component letters*, vol. 13, no. 8, pp. 357-359, 2003.

- [126] 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.
- [127] B.S. Kim, J.W. Lee, and M.S. Song, "An Implementation of Harmonic Suppression Microstrip Filters with Periodic Grooves," *IEEE Microwave and Wireless Component Letters*, vol. 14, no. 9, pp. 413-415, Sept. 2004.
- [128] Lei Zhu, "Guided-Wave Characteristics of Periodic Coplanar Waveguides with Inductive Loading-Unit-Length Transmission Parameters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 51, no. 10, pp. 2133-2138, Oct. 2003.
- [129] J. Marimuthu and M. Esa, "Experimental Performance of Harmonic Suppressed Bandpass Filter," in *Asia Pasific conference on applied electromagnetics*, pp. 1-5, Melaka, Malaysia, Dec. 2007.
- [130] 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.
- [131] R. Phromlounsri, M. Chongcheawchamnan, and I.D. Robertson, "Inductively Compensated Parallel Coupled Microstrip Lines and Their Applications," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, no. 9, pp. 3571-3582, Sept. 2006.
- [132] J. Marimuthu and M. Esa, "Second Harmonic Suppression Characteristic of a Grooved Bandpass Filter," in *Asia Pasific conference on applied electromagnetics*, pp. 1-5, Jeju, South Korea, Dec. 2005.
- [133] Lei Zhu, "Periodically Loaded Transmission Line Media/Materials with Finite Extent on Coplanar Waveguide: Guided Wave Performances," in *IEEE Asia-Pacific Microwave Conf.*, pp. 363-370, Yokohama, Japan, Dec. 2006.
- [134] L. Zhu, B.C. Tan, and S.J. Quek, "Miniaturized Dual Mode Bandpass Filter Using Inductively Loaded Cross-Slotted Patch Resonator," *IEEE Microwave and Wireless Component letters*, vol. 15, no. 1, pp. 22-24, Jan. 2005.
- [135] Y.S. Lin and C.C. Cheng, "Miniature CPW Parallel Coupled Bandpass Filter Based on Inductive Loaded Coupled Lines and Lumped Element J-inverters," *IEEE Microwave and Wireless Component letters*, vol. 17, no. 5, pp. 343-345, May 2007.
- [136] M. Crespin, *Contribution à l'étude de la miniaturisation des circuits passifs radiofréquences : application aux circuits d'accès aux antennes*, Thèse de doctorat en Electronique, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, Nantes, Dec. 2006.
- [137] T.T. Boon, J.Y. Jong, T.C. Siou, M.S. Leong, and B.L. Ooi, "A Miniaturized Dual-Mode Ring Bandpass Filter with a New Perturbation," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 53, no. 1, pp. 343-348, Jan. 2005.
- [138] W.H. Tu and K. Chang, "Compact Second Harmonic-Suppressed Bandstop and Bandpass Filters Using Open Stubs," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, no. 6, pp. 2497-2502, June 2006.
- [139] T. Wuren, I. Sakagami, M. Fujii, and M. Tahara, "A Miniaturized Microstrip Ring Resonator Lowpass Filter with Sharp Attenuation," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 535-538, Atlanta, GA, USA, June 2008.
- [140] Ming-Lin Chuang, "Miniaturized Ring Coupler of Arbitrary Reduced Size," *IEEE Microwave and Wireless Component letters*, vol. 15, no. 1, pp. 16-18, Jan. 2005.

- [141] 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.
- [142] J.S. Hong and M. Lancaster, "End Coupled Microstrip Slow Wave Resonator Filter," *IEE Electronic letters*, vol. 32, no. 16, pp. 1494-1496, Aug. 1996.
- [143] K. U-yen, E.J. Wollack, T. Doiron, J. Papapolymerou, and J. Laskar, "The Design of a Compact, Wide Spurious-Free Bandwidth Bandpass Filter Using Stepped Impedance Resonators," in *35th European Microwave Conference*, vol. 2, Paris, France, Oct. 2005.
- [144] M. Makimoto and S. Yamashita, "Bandpass Filters Using Parallel Couples Stripline Stepped Impedance Resonators," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 28, no. 12, pp. 1413-1417, Dec. 1980.
- [145] C.W. Tang and H.H. Liang, "Parallel-Coupled Stacked SIR's Bandpass Filters with Open-Loop Resonators for Suppression of Spurious Responses," *IEEE Microwave and Wireless Component letters*, vol. 15, no. 11, pp. 802-804, Nov. 2005.
- [146] C.F. Chen, T.Y. Huang, and R.B. Wu, "Compact Microstrip Cross-Coupled Bandpass Filters Using Miniaturized Stepped Impedance Resonators," in *IEEE Asia-Pacific Microwave Conf.*, vol. 1, Suzhou, China, Dec. 2005.
- [147] Q.X. Chu and F.C. Chen, "A Compact Dual-Band Bandpass Filter Using Meandering Stepped Impedance Resonators," *IEEE Microwave and Wireless Component letters*, vol. 18, no. 5, pp. 320-322, May 2008.
- [148] C. Quendo, E. Rius, and C. Person, "Narrow Bandpass Filters Using Dual-Behavior Resonators Based on Stepped Impedance Stubs and Different-Length Stubs," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 52, no. 3, pp. 1034-1044, March 2004.
- [149] C. Quendo, E. Rius, C. Person, and M. Ney, "Integration of Optimized Low-Pass Filters in a Bandpass Filter For Out-of-Band Improvement," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 49, no. 12, pp. 2376-2383, Dec. 2001.
- [150] P. Cai, Z. MA, X. Guan, X. Yang, Y. Kobayashi, T. Anada, and G. Hagiwara, "A Compact UWB Bandpass Filter Using Two-Section Open-Circuited Stubs to Realize Transmission Zeros," in *IEEE Asia-Pacific Microwave Conf.*, vol. 1, Suzhou, China, Dec. 2005.
- [151] M. Sagawa and S. Yamashita, "Geometrical structures and fundamental characteristics of microwave stepped-impedance resonators," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 37, no. 12, pp. 1991-1997, Dec. 1997.
- [152] J. Zhu and Z. Feng, "Microstrip Interdigital Hairpin Resonator with an Optimal Physical Length," *IEEE Microwave and Wireless Component letters*, vol. 2, no. 16, pp. 672-674, Dec. 2006.
- [153] M. Lei and H. Wang, "An analysis of miniaturized dual- mode bandpass filter structure using shunt capacitance perturbation," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 53, no. 3, pp. 861-867, March 2005.
- [154] F. Martin, F. Falcone, J. Bonache, T. Lopetgi, M. A. Laso, M. Coderch, and M. Sorolla, "New Periodic-Loaded Electromagnetic Bandgap Coplanar Waveguides with Complete Spurious Passband Suppression," *IEEE Microwave and Wireless Component letters*, vol. 12, no. 11, pp. 435-437, Nov. 2002.
- [155] F. Martin, F. Falcone, J. Bonache, T. Lopetgi, M. Laso, M. Coderch, and M. Sorolla, "Periodic-Loaded Sinusoidal Patterned Electromagnetic Bandgap Coplanar

Waveguides,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 36, no. 3, pp. 181–184, Feb. 2003.

[156] J.W. Sheen, “A compact low pass filter for harmonics and spurious suppression,” *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 10, no. 3, pp. 92–93, March 2000.

[157] R. Li, D.I. Kim, and C.M. Choi, “Compact Low-Pass Filter for Harmonics Suppression,” in *IEEE Asia-Pacific Microwave Conf.*, pp. 1687-1690, Yokohama, Japan, Dec. 2006.

[158] D. Kaddour, J.D. Arould, and P. Ferrari, “Design of a Miniaturized Ultra Wideband Bandpass Filter Based on a Hybrid Lumped Capacitors–Distributed Transmission Lines Topology,” in *36th European Microwave Conference*, pp. 1264-1266, Manchester, UK, Sept. 2006.

[159] J. Drozd and W. Joines, “A Capacitively Loaded Half-Wavelength Tapped-Stub Resonator,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 45, no. 7, pp. 1100-1104, July 1997.

[160] A. Gorur, C. Karpuz, and M. Akpınar, “A Reduced-Size Dual-Mode Bandpass Filter with Capacitively Loaded Open-Loop Arms,” *IEEE Microwave and Wireless Component Letters*, vol. 13, no. 9, pp. 385–387, Sept. 2003.

[161] L. Zhu and K. Wu, “Accurate Circuit Model of Interdigital Capacitor and Its Application to Design of New Quasi-Lumped Miniaturized Filters with Suppression of Harmonic Resonance,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 48, no. 3, pp. 1593–1598, March 2000.

[162] Y.C. Chiou, J.T. Kuo, and J. Chen, “Compact Miniaturized Stepped Impedance Low Pass Filters with Broad Stopband,” in *IEEE Asia-Pacific Microwave Conf.*, vol. 1, Suzhou, China, Dec. 2005.

[163] W.H. Tu and K. Chang, “Compact Microstrip Low-Pass Filter with Sharp Rejection,” *IEEE Microwave and Wireless Component Letters*, vol. 15, no. 6, pp. 404-406, June 2005.

[164] M. Nosrati and Z. Atlasbaf, “A Compressed Planar Band-Pass Filter Using Microstrip Square Resonators with Interdigital Capacitor,” in *International symposium on Antennas, Propagation & EM Theory (ISAPE)*, pp. 1-5, Guilin, Chine, Oct. 2006.

[165] S. Huang and Y. Lee, “Compact U-Shaped Dual Planar EBG Microstrip Low-Pass Filter,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 53, no. 12, pp. 3799–3805, Dec. 2005.

[166] A. D’Orazio, M. D. Sario, V. Petruzelli, F. Prudenzano, and F. Renna, “Compact Tapered Photonic Bandgap Microstrip Low Pass Filter,” *IEE Electronics Letters*, vol. 38, no. 19, pp. 1107–1109, Sept. 2002.

[167] A. Griol, A. Mira, A. Martinez, J. Marti, and J. Corral, “Microstrip Multistage Coupled Ring Bandpass Filters Using Photonic Bandgap Structures for Harmonic Suppression,” *IEE Electronics Letters*, vol. 39, no. 1, pp. 68–70, Jan. 2003.

[168] A. Bozetti, A. D’Orazio, M. D. Sario, V. Petruzelli, F. Prudenzano, and F. Renna, “Tapered Photonic Bandgap Microstrip Low Pass Filters: Design and Realization,” in *Poceedings in Microwave Antennas Propagation*, vol. 150, no. 6, pp. 459–461, Dec. 2003.

[169] N. C. Karmakar and M. N. Mollah, “Investigations into Nonuniform Photonic-Bandgap Microstripline Low-Pass Filters,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 51, no. 2, pp. 564–572, Feb. 2003.

- [170] M. Karim, A. Liu, A. Alphones, and X. Zhang, "Low-Pass Filter Using a Hybrid EBG Structure," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 45, no. 2, pp. 95–98, April 2005.
- [171] Y.Q. Fu, G.H. Zhang, and N.C. Yuan, "A novel PBG coplanar waveguide," *IEEE Microwave and Wireless Component Letters*, vol. 11, no. 11, pp. 447–449, Nov. 2001.
- [172] M. Karim, A. Liu, A. Alphones, and X. Zhang, "CPW Bandstop Filter Using Unloaded and Loaded EBG Structures," in *IEEE Proceedings on Microwave Antenna propagation*, pp. 434–440, Dec. 2005.
- [173] K. Kim, S. Kim, H. Han, I.Park, and H.Lim, "Compact Microstrip Lowpass Filter Using Shunt Open Stubs and Coupled Slots on Ground Plane," *IEE Electronic Letters*, vol. 40, no. 5, pp. 313–314, March 2004.
- [174] J. P. Kim and W. S. Park, "Microstrip Lowpass Filter with Multislots on Ground Plane," *IEE Electronic Letters*, vol. 37, no. 25, pp. 1525–1526, Dec. 2001.
- [175] C. Caloz, H. Obake, T. Iwai, and T. Itoh, "A Simple and Accurate Model for Microstrip Structures with Slotted Ground Plane," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 14, no. 4, pp. 133–135, April 2004.
- [176] A. Abdel-Rahman, A. Verma, A. Boytedjar, and A. Omar, "Control of bandstop response of hi-lo microstrip low-pass filter using slot in ground plane," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 52, no. 3, pp. 1008–1013, March 2004.
- [177] 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.
- [178] T. Kim and C. Seo, "A Novel Photonic Bandgap Structure for Low-Pass Filter of Wide Stopband," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 10, no. 1, pp. 13–15, Jan. 2000.
- [179] D. Ahn, J.S. Park, C.S. Kim, J. Kim, Y. Qian, and T. Itoh, "A design of the Lowpass Filter Using the Novel Microstrip Defected Ground Structure," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 49, no. 1, pp. 86–92, Jan. 2001.
- [180] J.S. Lim, C.S. Kim, Y.T. Lee, D. Ahn, and S. Nam, "Design of Lowpass Filters Using Defected Ground Structure and Compensated Microstrip Line," *IEE Electronic Letters*, vol. 38, no. 22, pp. 1357–1358, Oct. 2002.
- [181] J.S. Lim, C.S. Kim, D. Ahn, Y.C. Jeong, and S. Nam, "Design of Lowpass Filters Using Defected Ground Structure," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 53, no. 8, pp. 2539–2545, Aug. 2005.
- [182] J.S. Lim, C.S. Kim, Y.T. Lee, D. Ahn, and S. Nam, "Design of Lowpass Filters Using Defected Ground Structure and Compensated Microstrip Line," *IEEE Microwave and Wireless Component Letters*, vol. 12, no. 9, pp. 330–332, Sept. 2002.
- [183] S.W. Ting, K.W. Tam, and R. Martins, "Miniaturized Microstrip Lowpass Filter with Wide Stopband Using Double Equilateral U-Shaped Defected Ground Structure," *IEEE Microwave and Wireless Component Letters*, vol. 16, no. 5, pp. 240–242, May 2006.
- [184] F. Falcone, T. Lopetegi, J. Baena, R. Marqués, F. Martin, and M. Sorolla, "Effective Negative Stopband Microstrip Lines Based on Complementary Split Ring Resonators," *IEEE Microwave and Wireless Component Letters*, vol. 14, no. 6, pp. 280–282, June 2004.

- [185] X. Ying and A. Alphones, "Propagation Characteristics of Complementary Split Ring Resonator (CSRR) Based EBG Structure," *Microwave And Optical Technology Letters*, vol. 47, no. 5, pp. 409–412, Dec. 2005.
- [186] J. Li, J. Chen, Q. Xue, J. Wang, W. Shao, and L. Xue, "Compact Microstrip Lowpass Filter Based on Defected Ground Structure and Compensated Microstrip Line," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Long Beach, CA, USA, 12-17 June 2005.
- [187] F.R. Yang, Y. Qian, R. Cociolli, and T. Itoh, "A Novel Low Loss Slow Wave Microstrip Structure," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 11, no. 8, pp. 372–374, Nov. 1998.
- [188] F.R. Yang, K.P. Ma, Y. Qian, and T. Itoh, "A Uniplanar Compact Photonic Bandgap (UC – PBG) Structure And Its Applications For Microwave Circuits," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, no. 8, pp. 1509–1999, Aug. 1999.
- [189] M. Abdelaziz, A.M.E. Safwat, F. Podevin, and A. Vilcot, "Narrow Bandpass Filter Based on the Modified DGS," in *37th European Microwave Conference*, pp. 75-78, Munich, Germany, Oct. 2007.
- [190] J. Yang, C. Gu, and W. Wu, "Design of Novel Compact Coupled Microstrip Power Divider with Harmonic Suppression," *IEEE Microwave and Wireless Component Letters*, vol. 18, no. 9, pp. 572-574, Sept. 2008.
- [191] H.B. El-Shaarawy, F. Coccetti, R. Plana, M. El Said, and E.A. Hashish, "Compact Bandpass Ring Resonator Filter with Enhanced Wide-Band Rejection Characteristics Using Defected Ground Structures," *IEEE Microwave and Wireless Component Letters*, vol. 18, no. 8, pp. 500-502, Aug. 2008.
- [192] P. F. Combes, *Micro-ondes: 1 Lignes, guides et cavités*, Edition Dunod, 1995.
- [193] K. C. Gupta, R. Garg, and R. Chadha, *Computer Aided Design of Microwave Circuits*, Edition Artech House, 1981.
- [194] R. A. Pucel, D. J. Masse, and C. P. Hartwig, "Losses in Microstrip", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 16, no. 6, pp. 342-350, June 1968.
- [195] H. A. Wheeler, "Formulas for the Skin Effect", in *proceeding of the I.R.E*, vol. 30, no. 9, pp. 412 - 424, Sept. 2000.
- [196] American Technical Ceramics, 600S series.
- [197] Sonnet, ver. 2004A, CST of America, NY, USA, Sonnet 11.52.
- [198] E. Hammerstad and O. Jensen, "Accurate Models for Microstrip Computer-Aided Design," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 80 , no. 1, pp. 407–409, May 1980.
- [199] V. Milanovic, M. Ozgur, D.C. DeGroot, J.A. Jargon, M. Gaitan, M.E. Zaghoul, "Characterization of Broad-Band Transmission for Coplanar Waveguides on CMOS Silicon Substrates," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 46, no. 5, pp. 632 – 640, May 1998.
- [200] F. Giancesello, D. Gloria, C. Raynaud, S. Montusclat, S. Boret, C. Clement, P. Benech, J.M. Fournier, and G. Dambrine, "State of the Art 200 GHz Passive Components and Circuits Integrated in Advanced Thin SOI CMOS Technology on High Resistivity Substrate," in *proceeding of IEEE International SOI Conference*, pp. 121–122, Niagara Falls, NY, USA, Oct. 2006
- [201] B. Kleveland, C.H. Diaz, D. Vook, L. Madden, T.H. Lee, and S.S. Wong, "Exploiting CMOS Reverse Interconnect Scaling in Multigigahertz Amplifier and

- Oscillator Design”, in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 36, no. 10, pp. 1480-1488, Oct. 2001.
- [202] H. Hasegawa, M. Furukawa, and H. Yanai, “Properties of Microstrip Line on Si-SiO₂ System,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 19, no. 11, pp. 869–881, Nov. 1971.
- [203] H. Hasegawa and H. Okizaki, “M.I.S. and Schottky Slow-Wave Coplanar Striplines on GaAs Substrates,” *IEE Electronics Letters*, vol. 13, no. 22, pp. 663–664, Oct. 1977
- [204] S. Seki and H. Hasegawa, “Cross-Tie Slow-Wave Coplanar Waveguide on Semi-Insulating GaAs Substrates », *IEE Electronics Letters*, vol. 17, no. 25, pp. 940–941, Dec. 1981.
- [205] T.H. Wang and T. Itoh, “Compact Grating Structure for Application to Filters and Resonators for Monolithic Microwave Integrated Circuits,” *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 87, no. 1, pp. 315–318, June 1987.
- [206] T.H. Wang and T. Itoh, “Confirmation of Slow Waves in a Crosstie Overlay Coplanar Waveguide and Its Applications to Band-Reject Gratings and Reflectors,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 36, no. 12, pp.1811–1818, Dec. 1988.
- [207] T.S.D. Cheung and J.R. Long, “Shielded Passive Devices for Silicon-Based Monolithic Microwave and Millimeter-Wave Integrated Circuits,” in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 41, no. 5, pp. 1183–1200, May 2006.
- [208] I.C.H. Lai and M. Fujishima, “High-Q Slow-Wave Transmission Line for Chip Area Reduction on Advanced CMOS Processes,” in *IEEE International Conference on Microelectronic Test Structures (ICMTS)*, pp. 192–195, Tokyo, Japan, March 2007.
- [209] M. Varonen, M. Karkkainen, M. Kantanen, and K. Halonen, “Millimeter-Wave Integrated Circuits in 65-nm CMOS,” in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 43, no. 9, pp. 1991–2002, Sept. 2008.
- [210] G. Wang, W. Woods, H. Ding, and E. Mina, “Novel Low-Cost on-Chip CPW Slow-Wave Structure for Compact RF Components and mm-Wave Applications,” in *proceeding of 58th Electronic Components and Technology Conference (ECTC)*, pp. 186–190, May 2008.
- [211] K. Woopoung and M. Swaminathan, “Simulation of Lossy Package Transmission Lines Using Extracted Data from One-Port TDR Measurements and Nonphysical RLGC Models,” in *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, vol. 28, no. 4, pp. 736–744, Nov. 2005
- [212] L.F. Tiemeijer, R.M.T. Pijper, R.J. Havens, and O. Hubert, “Low-Loss Patterned Ground Shield Interconnect Transmission Lines in Advanced IC Processes,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 55, no. 3, pp. 561–570, March 2007.
- [213] T. Masuda, N. Shiramizu, T. Nakamura, and K. Washio, “Characterization and Modeling of Microstrip Transmission Lines with Slow-Wave Effect,” *IEEE Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF)*, pp. 155–158, Orlando, FL, USA, Jan. 2008.
- [214] X. Wang, W.Y. Yin, and J.F. Mao, “Parameters Characterization of Silicon Based Pattern Shield and Patterned Ground Shield Coplanar Waveguides,” in *proceeding of Global Symposium on Millimeter Wave (GSMM)*, pp. 142-145, Nanjing, China, April 2008.

- [215] A. Sayag, D. Ritter, and D. Goren, "Compact Modeling and Comparative Analysis of Silicon-Chip Slow-Wave Transmission Lines With Slotted Bottom Metal Ground Planes," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 57, no. 4, pp. 840-847, April 2009.
- [216] A.M. Mangan, S.P. Voinigescu, M.T. Yang, and M. Tazlauanu, « De-embedding Transmission Line Measurements for Accurate Modelling of IC Designs,» *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 53, no. 2, pp. 235-241, Feb. 2006.
- [217] T. Hirota, A. Minakawa, and M. Muraguchi, "Reduced-Size Branch-Line and Rat-Race Hybrids for Uniplanar MMIC's," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 38, no. 3, pp. 270–275, Mars 1990.

```
*****\_____/*****\_____/*****\_____/*****\_____/*****\_____/*****
*****\_____/*****\_____/*****\_____/*****\_____/*****\_____/*****
```

Liste des travaux

Articles dans des revues à comité de lecture

1. D. Kaddour, H. Issa, A.-L. Franc, N. Corrao, E. Pistono, F. Podevin, J.-M. Fournier, J.-M. Duchamp, and P. Ferrari, « High-Q Slow-Wave Coplanar Transmission lines on 0.35- μm CMOS Process », *IEEE Microwave and Wireless Component letters*, Accepted.
2. M. Abdelaziz, 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*, Volume 51 Issue 2, pp. 352 - 358, Feb 2009.
3. D. Kaddour, H. Issa, M. Abdelaziz, F. Podevin, E. Pistono, J.-M. Duchamp, and P. Ferrari, « Design guidelines for low-loss slow-wave coplanar transmission lines in RF-CMOS technology », *Microwave and Optical Technology Letters*, Volume 50 Issue 12, pp. 3029 - 3036, Dec 2008.
4. H. Issa, J.M. Duchamp, S. Abou-Chahine and P. Ferrari, « Miniaturized DBR Filter: Formulation and Performances Improvement, » in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 671 - 674, June 2008.

Conférences internationales avec actes

5. A. Franc, D. Kaddour, H. Issa, E. Pistono, N. Corrao, J. Fournier, P. Ferrari, « Slow-wave High Performance Shielded CPW Transmission Lines: a Lossy Model», *39th European Microwave Conference*, Rome, Italy, Sept. 2009.
6. H. Issa, D. Kaddour, M. Abdelaziz, F. Podevin, E. Pistono, J.-M. Duchamp, and P. Ferrari, « Low-Loss Slow-Wave Shielded Coplanar Waveguides for RFIC Applications », *Design of Circuits and Integrated Systems*, Grenoble, France, Nov. 2008.
7. D. Kaddour, H. Issa, M. Abdelaziz, F. Podevin, E. Pistono, J.-M. Duchamp, and P. Ferrari, « Behaviour study of low-loss slow-wave coplanar transmission lines for RFIC applications », *23rd Symposium on Microelectronics Technology and Devices*, Gramado, Brasil, Sept. 2008.

8. H. Issa, J.M. Duchamp, and P. Ferrari, « Miniature DBR Filters Compatible with Low Cost Substrates: Formulation, » *14th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference*, Ajaccio, France, May 2008.
9. H. Issa, J.M. Duchamp, et P. Ferrari, « Miniaturisation de filtre à stubs et réduction des pertes à l'aide de capacités, » *19ème Colloque International d'Optique Hertzienne et Diélectriques*, Valence, France, Sept. 2007.

Conférences nationales avec actes

10. H. Issa, J.M. Duchamp, S. Abou-Chahine, et P. Ferrari, « Facteur de qualité de lignes de transmission miniatures », *16èmes Journées Nationales Microondes*, Grenoble, France, 2009.
11. H. Issa, J.M. Duchamp, S. Abou-Chahine, et P. Ferrari, « Méthode de synthèse de filtre DBR miniature », *16èmes Journées Nationales Microondes*, Grenoble, France, 2009.
12. H. Issa, J.M. Duchamp, S. Abou-Chahine, et P. Ferrari, « Filtre passe-bande miniature à résonateurs hybrides en court-circuit », *16èmes Journées Nationales Microondes*, Grenoble, France, 2009.
13. D. Kaddour, A.L. Franc, H. Issa, E. Pistono et P. Ferrari, « Lignes coplanaires à onde lente en technologie CMOS-0.35 μm », *16èmes Journées Nationales Microondes*, Grenoble, France, 2009.

```

*****\_/*****\_/*****\_/*****\_/*****
*****\_/*****\_/*****\_/*****\_/*****

```


Résumé

L'explosion des besoins et des attentes des équipements de radio communication, à l'exemple de la téléphonie mobile, a entraîné un accroissement exponentiel de la complexité des circuits électriques qui les composent, surtout les fonctions à base de composants passifs (filtre, coupleurs, ...). La technologie planaire reste une technologie attrayante pour la réalisation de filtres, en terme de coût, de volume, ainsi que des possibilités d'intégration. Dans ce contexte, le développement de circuits planaires (lignes de propagation, filtre, ...) performants et peu encombrants est à l'heure actuelle un domaine d'activité d'un intérêt fondamental.

Dans un premier temps nous présentons un panorama des différentes solutions technologiques pour la réalisation de circuits hyperfréquences et nous détaillons les techniques proposées pour réduire la taille des composants passifs hyperfréquences constituant les éléments de base des circuits hyperfréquences.

Nous proposons ensuite une méthode de synthèse d'une ligne de propagation miniaturisée à l'aide de l'ajout périodique d'une capacité localisée (ligne à onde lente). Des abaques de synthèse ont été développés et permettent au concepteur de choisir les différents paramètres de ces lignes pour obtenir le meilleur compromis miniaturisation - performances.

La troisième partie est consacrée à un nouveau type de ligne de propagation pour lesquelles la charge capacitive est cette fois répartie sur l'ensemble de la longueur de la ligne de propagation. Ceci est rendu possible grâce à la présence de doigts métalliques flottants sous la ligne est ensuite proposé. Cette topologie de ligne intégrée garantit à la fois une miniaturisation et de meilleures performances électriques.

Enfin, nous démontrons l'intérêt d'utiliser ces lignes à « ondes lentes » pour réaliser des filtres passe bande miniatures (plus particulièrement de filtres passe bande basés sur des résonateurs DBR) depuis la mise en équation jusqu'à leurs mesures.

Mots-clés : Filtre micro-onde, Filtre RF, filtre passe-bande, DBR, Synthèse de filtre, Technologie microruban, capacité CMS, Technologie CMOS, Ondes lentes, Remontées parasites.

Abstract

Due to the fast expansion of modern microwave communication systems, more and stronger constraints are being imposed on RF systems. A perfect topology would be the one satisfying all drastic requirements, particularly, system performance, size, and manufacturing cost. The research and development efforts put into exploiting planar circuits show their potential qualities of low cost, tiny weight and high integration degree. This thesis is placed in this context.

The first chapter briefly describes different technological solutions for realizing microwave filters and their basic key components as well as different miniaturization approaches.

The second chapter starts by deriving the general equations for the quality factor of an elementary section of a periodically loaded transmission line by lumped capacitors. The evolution of the quality factor in terms of design parameters is studied and synthesis charts are developed.

The third chapter is devoted to introduce new transmission line topology for which the capacitive load is distributed throughout the length of a CPW transmission line by the use of metallic floating strips. Based on accurate simulation results, design guidelines for these particular transmission lines (called S-CPW for shielded coplanar waveguide), are then derived. Using the design guidelines, a series of S- is fabricated using CMOS 0.35- μm and measured.

Finally, we demonstrate the interest of using "slow wave" transmission lines to make miniature bandpass filters based on resonators DBR starting from equation formulation until measurements.

Keywords: Microwave filter, Passband filter, DBR, Filter synthesis, Microstrip technology, SMC capacitors, CMOS technology, Slow wave structures.