



Contribution à la mise en oeuvre de synthèse de filtres accordables simultanément en fréquence et bande passante.: Application aux fréquences millimétriques et submillimétriques en technologie BiCMOS.

Pedro Rynkiewicz

► To cite this version:

Pedro Rynkiewicz. Contribution à la mise en oeuvre de synthèse de filtres accordables simultanément en fréquence et bande passante.: Application aux fréquences millimétriques et submillimétriques en technologie BiCMOS.. Electromagnétisme. Institut National Polytechnique de Toulouse - INPT, 2018. Français. NNT : 2018INPT0069 . tel-04215553

HAL Id: tel-04215553

<https://theses.hal.science/tel-04215553>

Submitted on 22 Sep 2023

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.



Université
de Toulouse

THÈSE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par :

Institut National Polytechnique de Toulouse (Toulouse INP)

Discipline ou spécialité :

Electromagnétisme et Systèmes Haute Fréquence

Présentée et soutenue par :

M. PEDRO RYNKIEWICZ

le vendredi 21 septembre 2018

Titre :

Contribution à la mise en oeuvre de synthèse de filtres accordables
simultanément en fréquence et bande passante. Application aux
fréquences millimétriques et submillimétriques en technologie BiCMOS.

Ecole doctorale :

Génie Electrique, Electronique, Télécommunications (GEET)

Unité de recherche :

Laboratoire Plasma et Conversion d'Energie (LAPLACE)

Directeur(s) de Thèse :

M. GAETAN PRIGENT

MME ANNE-LAURE FRANC

Rapporteurs :

M. CÉDRIC QUENDO, UNIVERSITE DE BRETAGNE OCCIDENTALE

M. EMMANUEL PISTONO, UNIVERSITE GRENOBLE ALPES

Membre(s) du jury :

M. THIERRY PARRA, UNIVERSITE TOULOUSE 3, Président

M. GAETAN PRIGENT, INP TOULOUSE, Membre

Mme ANNE-LAURE FRANC, INP TOULOUSE, Membre

M. SERGE VERDEYME, UNIVERSITE DE LIMOGES, Membre

Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier les entités sans qui cette thèse n'aurait pas pu se dérouler convenablement : L'Institut National Polytechnique de Toulouse et le LAPLACE qui m'ont respectivement employé et accueilli, et ce, dans de bonnes conditions. Je tiens à remercier tout particulièrement l'entreprise allemande Innovations for High Performance (IHP) Microelectronics pour son soutien, son expertise et sa confiance, danke schön !

Je remercie sincèrement Cédric Quendo, professeur à l'Université de Bretagne Occidentale et membre du LABSTICC, et Emmanuel Pistono, maître de conférences à l'Université Grenoble-Alpes et membre du RFIC-Lab, pour avoir rapporté mon manuscrit. Leurs retours ont été très pertinents et instructifs.

Je tiens à remercier mes examinateurs, Serge Verdeyme, professeur de l'université de Limoges et membre du laboratoire XLIM, et le président de mon jury Thierry Parra, professeur de l'université de Toulouse III Paul Sabatier et membre du LAAS, pour leur enthousiasme et leur expertise.

Je remercie sincèrement Hervé Leblond, ingénieur à Thalès Alenia Space, d'avoir accepté l'invitation à ma soutenance. Je remercie chaleureusement Ludovic Carpentier, ingénieur au CNES mais aussi ancien tuteur de stage, d'avoir participé activement pour la deuxième fois à l'obtention d'un diplôme important. Et je remercie énormément Fabio Coccetti, ingénieur à l'IRT Saint-Exupéry, d'être venu à ma soutenance mais surtout d'avoir été présent tout au long de ma thèse, ses retours et les opportunités qu'il m'a offertes ont été précieux.

Je remercie énormément Gaëtan Prigent de m'avoir fait confiance et d'avoir ainsi dirigé ma thèse, il a toujours su se rendre disponible malgré ses nouvelles responsabilités de chef de département. Bien qu'on puisse être tous les deux têtus, on s'est très bien entendu. Et merci infiniment à Anne-Laure Franc, je n'ai comme toujours pas assez de mots pour remercier cette patience, cette attention, cette disponibilité, ces conseils, CES RELECTURES,... Merci !

Je remercie l'ensemble de mon groupe de recherche en électromagnétisme du LAPLACE et particulièrement ceux de l'ENSEEIH qui, pour certain, ont suivi l'évolution mouvementée de ma professionnalisation. Je remercie aussi Catherine Montels et Danielle Andreu qui ont toujours été à l'écoute. Je profite de remercier ici ceux qui ont fait de ces années d'école d'ingénieur les années les plus enrichissantes (festives ?) de ma formation. Difficile de ne pas risquer l'incident diplomatique... Des bisous à Alice, Axel, Bapt, Bellou, Champi, Claire7, Cocher, Coralie, Dédé, Funshix, Geb, Gitan, Jrjj, Manu, Matthieu, Mélanie, les Muffinheads (François-Intense, Ivan et Léo), Noé, P. Matton, Papy, Pierral, PMG, Pierric, Rémy, Rosello, Sancho, Tourbot, Vincent et Yoan.

Je remercie infiniment mes collègues de bureau Jessica, Olivier, Satafa, Victor avec une mention particulière à Julien et Alex avec qui les discussions étaient toujours passionnantes et diversifiées, on s'est quand même bien marré pendant ces 3,x années! Je remercie tous mes collègues doctorants du labo ou non : Dr Ramasse, Gurvan, Jordan, Youness, Priscillia, Ahlem, Lucille, Bene, Andrea, Laura, Kamil, Joseph, Malik, Abdelkader, Khaled, Léo, Kepa, Arnaud, Clément et Vincent le breton. Je remercie aussi celui qui n'a pas été doctorant comme Nicolas, ou celui qui l'a été il n'y a pas si longtemps comme Clément, ou qui l'a été il y a un peu plus longtemps comme François. Je remercie bien sur Jeff et Fred pour les sessions jazz. Et en parlant musique et franche camaraderie je vais remercier ce bon vieux Lucas.

Je remercie la fine équipe de prépa Agathe, Elodie, Floriane, Gueric, Maxence, Nadim, Nelson et Valentin. Je remercie infiniment mes amis de toujours Adrien, Ben, David, Elodie la maman, Elodie mon compère, Emile (ami de toujours de son point de vue), Fred, Idris, Kathlène, Pascaline, Sonia, Stephen et Thomas.

Enfin je remercie l'équipe de l'émission « C'est pas sorcier » sans qui je ne serais pas arrivé jusque-là, je remercie infiniment ma famille qui m'ont supporté en toutes conditions et tous ceux et celle qui ont contribué et qui contribuent à ce, très, bon départ dans la vie post-thèse.

Introduction générale	1
Chapitre I. Le filtrage en télécommunications	3
I.A Introduction.....	3
I.A.1 Les nouveaux enjeux des télécommunications.....	3
I.A.2 Exemple d'applications présentes et futures en bande V et D	5
I.B Les filtres en hyperfréquences	6
I.B.1 Les filtres idéaux.....	6
I.B.2 Les approximations des prototypes passe-bas	6
I.B.3 Propriétés d'une réponse de filtre passe-bande.....	8
I.C Topologies de filtres	11
I.C.1 Filtres volumiques	11
I.C.1.a Guide d'onde	11
I.C.1.b Filtres SIW	12
I.C.2 Filtres planaires	14
I.C.2.a Filtres à éléments localisés.....	14
I.C.2.b Filtres à éléments distribués	15
I.D Technologies planaires pour le millimétrique.....	16
I.D.1 Technologies intégrées.....	16
I.D.1.a Les technologies III-V.....	16
I.D.1.b Les technologies Si.....	17
I.D.2 Etat de l'art des filtres intégrés en bande V et D	18
I.E Etat de l'art accordabilité en technologie planaire	20
I.E.1 Les éléments de contrôle aux ondes millimétriques.....	21
I.E.1.a Matériaux	21
I.E.1.b Varactors et transistors	22
I.E.1.c MEMS	23
I.E.2 Etat de l'art des filtres accordables en technologie planaire	24
I.E.2.a Filtres planaires accordables en fréquence.....	24
I.E.2.b Filtres planaires accordables en fréquence et en bande passante	26
I.F Conclusion	28

Chapitre II. Résonateur bi-mode en anneau à accès directs	45
II.A Introduction.....	45
II.B Résonateur en anneau	45
II.B.1 Anneau à accès couplés.....	45
II.B.2 Anneau à accès directs : synthèse nominale.....	47
II.B.2.a Détermination des admittances de modes pairs et impairs	48
II.B.2.b Contrôle de la position du premier zéro de transmission.....	49
II.B.2.c Contrôle de l'adaptation	50
II.B.2.d Limitations	51
II.B.3 Anneau à accès directs chargé de capacités	52
II.B.3.a Première approche.....	52
II.B.3.b Etude de la ligne chargée d'une admittance.....	55
II.B.3.c Adaptation de la synthèse existante	58
II.C Implémentation en technologie intégrée	59
II.C.1 Technologie utilisée.....	60
II.C.1.a La technologie IHP SiGe-BiCMOS 130nm	60
II.C.1.b Les lignes microrubans en technologie SG13.....	60
II.C.2 Implémentation à 140 GHz.....	61
II.C.2.a Anneau nominal du 2 nd ordre	62
II.C.2.b Anneaux chargés du 2 nd ordre	64
II.C.2.c Filtres en anneaux d'ordre 4	67
II.C.2.d Comparaison à l'état de l'art.....	68
II.D Conclusion	69

Chapitre III. Accordabilité en fréquence appliquée aux filtres planaires.....	75
III.A Introduction.....	75
III.B Elément de contrôle : MEMS.....	75
III.B.1 Caractéristiques électriques	76
IV.C Anneau à accès directs accordable	77
III.C.1 Résonateur chargé accordable	78
III.C.2 Implémentation en technologie intégrée	79
III.C.2.a Conception	79
III.C.2.b Résultats de simulation	80
III.C.2.c Mesures du filtre avec MEMS	81
III.D Anneau doublement accordable	83
III.D.1 Etude préliminaire : ligne de transmission chargée de capacités à position variable ..	84
III.D.1.a Ligne chargée symétriquement de deux capacités	85
III.D.1.b Calcul de la valeur des capacités en fonction de leur position	88
III.D.1.c Dissociation des valeurs de capacités d'accord.....	89
III.D.2 Synthèse de l'anneau doublement accordable	91
III.D.2.a Ajout de capacités autour de l'anneau : constat empirique	91
III.D.2.b Calcul de la capacité de correction par approximations	95
III.D.2.c Illustration de la synthèse	101
III.D.2.d Astuce de conception	103
III.D.3 Implémentation en technologie intégrée en bande D	105
III.D.3.a Conception de l'état haute fréquence	106
III.D.3.b Maintien de la bande passante relative à 13,5%	107
III.D.3.c Maintien de la bande passante naturelle à 17 GHz	110
III.D.3.d Maintien de la bande passante relative pour une même position P	111
III.D.3.e Effet de la position des capacités sur la bande passante	113
III.E Conclusion	115
Conclusion générale.....	119
Perspectives	121
Annexe	125
Exemples de topologies pouvant intégrer des zéros de transmission.....	125

Introduction générale

Comment augmenter le débit des systèmes de télécommunications ?

La limitation principale du débit est la bande passante disponible, plus la bande passante allouée est large plus le débit maximal optimal peut être important. Cependant, l'encombrement du spectre électromagnétique engendré par l'ensemble des applications (téléphonie, satellites, radiocommunications,...) pousse les nouvelles applications à monter en fréquence pour y trouver de larges bandes passantes disponibles.

Comment réduire les coûts et l'encombrement des systèmes de télécommunications ?

De très nombreux composants sont présents dans les systèmes de télécommunications. Chaque composant peut être encombrant et présenter un fonctionnement très similaire à d'autres composants optimisés pour des standards différents. Ainsi, une des préoccupations majeures est à la fois la miniaturisation de ces composants et la réduction de leur nombre en proposant un unique composant accordable ou reconfigurable.

Comment contribuer à une meilleure sélection des bandes de fréquences pour les nouvelles applications de télécommunications grand public ?

Le composant permettant la sélection des différentes bandes de fréquences est un filtre hyperfréquence. Afin de répondre aux contraintes de débit, de coût et d'encombrement, les fréquences centrales de ces filtres tendent à augmenter, leur miniaturisation est essentielle et l'accordabilité de leurs caractéristiques (en fréquence centrale et en bande passante par exemple) est recherchée. Le contexte grand public oriente la conception de ces filtres vers les technologies intégrées silicium, très compactes et peu coûteuses.

Le travail développé au cours de cette thèse contribue à la conception de filtres accordables en technologies intégrées silicium.

Dans le premier chapitre, les enjeux récents des systèmes de télécommunications sont présentés. Il s'agit en particulier de déterminer pourquoi les fréquences millimétriques (>30 GHz) sont utilisées et de comprendre la problématique de l'encombrement d'un système de télécommunications. Cette vision permet de mettre à jour l'importance du travail sur les fonctions de filtrage. Un état de l'art de filtres intégrés en bande V [40-75 GHz] est alors dressé en portant une attention particulière à la démarche de conception à travers la détermination de l'existence ou non d'une synthèse. Dans un souci de réduction de l'encombrement des systèmes, la fin du premier chapitre est dédiée à l'accordabilité des filtres planaires en fréquence centrale mais aussi en bande passante. Après présentation des différents éléments de contrôle aux ondes millimétriques, deux états de l'art sont dressés. Le premier réunit des filtres planaires accordables en fréquence fonctionnant aux ondes millimétriques et le second s'attache aux filtres planaires accordables en fréquence et en bande passante fonctionnant aux ondes millimétriques mais aussi radiofréquences car il existe encore peu de réalisations au-delà de quelques dizaines GHz.

Le deuxième chapitre est dédié à la topologie de filtre étudiée au cours de cette thèse : le résonateur en anneau à accès directs. Son étude théorique mène à différents inconvénients et limites, notamment la restriction sur les bandes passantes minimales accessibles sur une technologie donnée. Le chargement capacitif de la structure répond de manière efficace à cette limitation et la synthèse associée est alors détaillée. Afin de confirmer la théorie développée, plusieurs filtres autour de 140

GHz sont implémentés en technologie intégrée 130nm. Les mesures effectuées jusqu'à 170 GHz valident la démarche de conception proposée.

Le troisième et dernier chapitre est consacré à l'accordabilité du résonateur en anneau. Une première implémentation conduit à la mesure d'un anneau accordable en fréquence à deux états (74 GHz et 55 GHz) utilisant quatre MEMS intégrés proposés par la fonderie IHP. Les simulations et les mesures révèlent alors que l'excursion en fréquence entraîne une variation de la bande passante qui n'est pas contrôlable. Cette impossibilité de maîtriser indépendamment les bandes passantes de différents états fréquentiels est due à un manque de degré de liberté. Une alternative consiste à introduire des lignes chargées capacitivement qui permettent le contrôle indépendant de l'impédance caractéristique équivalente et de la longueur électrique équivalente en fonction de la position des capacités. Il devient ainsi possible de contrôler à la fois la fréquence centrale et la bande passante d'un résonateur en anneau chargé de capacités à position et valeur variables. La synthèse de l'anneau doublement accordable est alors déterminée et seule une variable, la position des capacités, est à régler par l'utilisateur afin d'ajuster les bandes passantes souhaitées. Une preuve de concept a été réalisée par l'implémentation en bande D [110-170 GHz] de plusieurs résonateurs dont seule la position et la valeur des capacités varient. Le très bon accord entre les simulations et les mesures confirme la pertinence de la synthèse, des simulations électromagnétiques et de la technologie employée.

Chapitre I. Le filtrage en télécommunications

I.A Introduction

I.A.1 Les nouveaux enjeux des télécommunications

Le rayonnement électromagnétique est une forme de transfert d'énergie prenant une part de plus en plus importante dans notre société. L'ensemble de ces rayonnements, caractérisés par leur fréquence par exemple, est classé au sein du spectre électromagnétique. Ce spectre est divisé en plusieurs bandes auxquelles sont attribuées un ensemble d'applications. Parmi ces applications, un des axes de recherche les plus porteurs est la télécommunication. En effet, ce besoin concerne aussi bien les grands instituts de recherches (pour des applications militaires, médicales, météorologiques,...) que le grand public (téléphonie, télévision, internet,...). L'industrie des télécommunications est donc une des industries les plus importantes au monde.

Historiquement, les premières communications à distance en temps réel s'effectuaient par le biais de sons ou de signaux visibles. Le terme de « télécommunication » est utilisé pour la première fois au début du XXème siècle pour désigner l'ensemble des réseaux créés tout au long du XIXème siècle pour assurer la diffusion des signaux écrits et sonores. Ces réseaux étaient majoritairement filaires comme le télégraphe mais sur la fin du XIXème siècle les premières communications par « liaison hertzienne » virent le jour.

De nos jours les systèmes de télécommunications sont plus ou moins compliqués suivant leur domaine d'application. La Figure I.1 représente une architecture simplifiée d'émetteur-récepteur de type hétérodyne. La structure est dite hétérodyne car, en suivant la chaîne de réception par exemple, le système est pourvu d'un mélangeur transposant la fréquence centrale de la porteuse à une fréquence intermédiaire (FI) qui sera, au sein du démodulateur I/Q, ramenée en bande de base puis démodulée pour le traitement numérique de l'information.

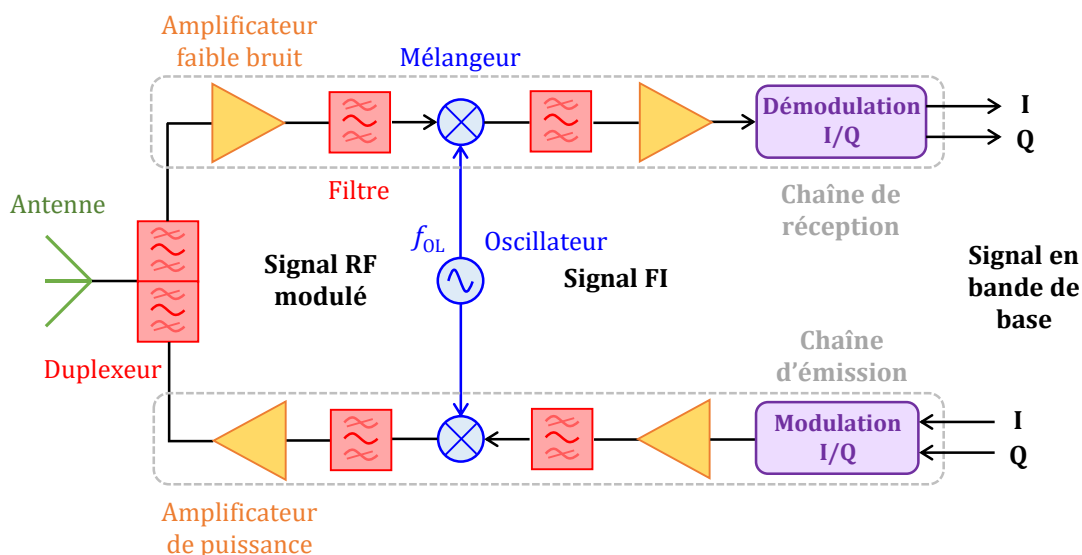


Figure I.1 Architecture simplifiée d'un système d'émission et de réception de type superhétérodyne.

L'avantage principal de la structure hétérodyne par rapport à une structure homodyne (signal RF ramené directement en bande de base) est d'utiliser une fréquence intermédiaire qui facilite le traitement du signal [I.1]. D'une part cela permet de réaliser une partie de la chaîne d'amplification à

une fréquence plus basse ce qui limite les coûts et les pertes. D'autre part, la précision de la fréquence de l'oscillateur local est moins contrainte. Enfin, dans le cadre de la gestion de plusieurs canaux, la fréquence de l'oscillateur est ajustée afin de conserver une valeur de fréquence intermédiaire fixe. Ainsi, du point de vue de la chaîne de réception, les composants situés après le mélangeur présentent des performances optimisées à une seule fréquence fixe FI, ils ne dépendent pas des fréquences RF. Cependant, en amont du mélangeur, les circuits dépendent des différentes fréquences RF considérées, il faudra ainsi dupliquer ces circuits en fonction des fréquences RF d'entrée potentielles. En effet, afin d'être plus polyvalents, les systèmes de télécommunications ont de plus en plus de chemins RF [I.1]. La Figure I.2 présente un schéma bloc d'un système de téléphonie mobile et donne une idée de l'importance de l'encombrement des systèmes modernes. Les fréquences d'intérêt de ces systèmes sont entre 800 MHz et 2,6 GHz avec des bandes de plusieurs dizaines de MHz. Dans le cas de la réception, les différents signaux sont aiguillés par les switches (SW) vers différents duplexeurs, ayant différentes caractéristiques RF, afin de traiter le signal.

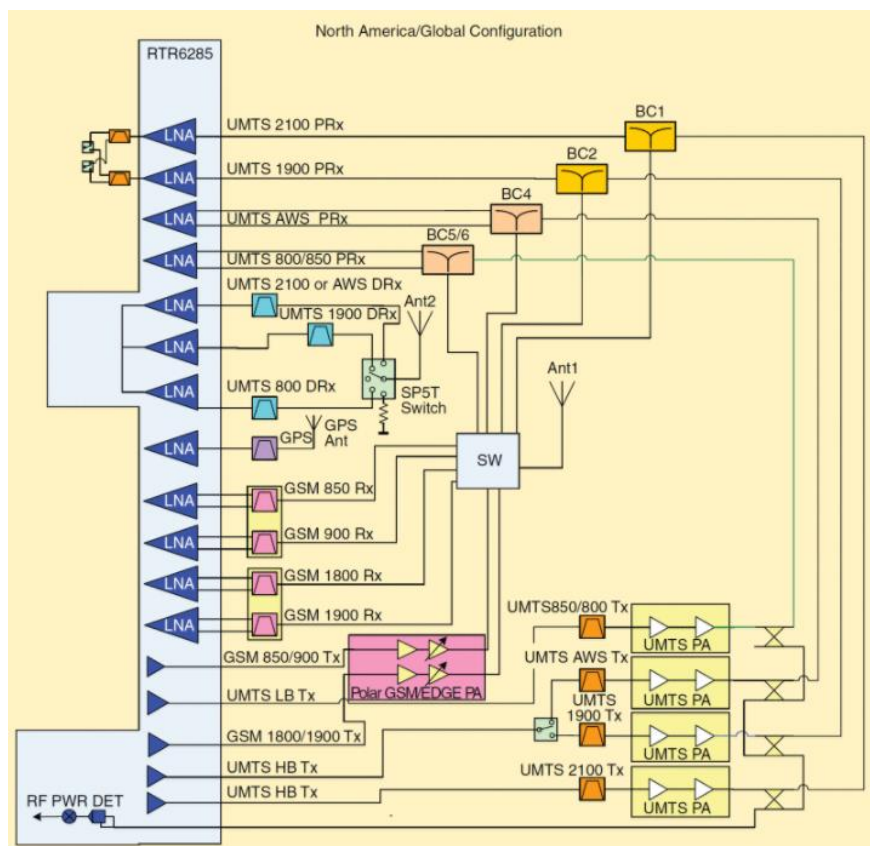


Figure I.2 Schéma bloc d'un système de téléphonie mobile, issu de [I.1].

L'encombrement des systèmes s'explique par le fait que, d'une part, un même système regroupe plusieurs standards de télécommunications différents donc plusieurs sous-systèmes, et d'autre part, chaque sous-système nécessite un certain nombre de composants.

De plus, le nombre de standards tend à augmenter pour faire face à la demande de débits plus importants, ainsi de nouvelles fréquences sont étudiées. En effet, au vu de l'encombrement du spectre électromagnétique en dessous de 6 GHz, la tendance est de monter en fréquence [I.2]-[I.4]. Ceci, dans le cadre de la future 5G, permettrait d'atteindre des pics de débit à plus de 10 Gb/s avec un débit moyen pour l'utilisateur entre 0,1 et 1 Gb/s [I.5].

Cependant, les pertes liées au milieu de propagation sont un des plus grands freins à la montée en fréquence. La Figure I.3 met en évidence l'augmentation de l'atténuation atmosphérique avec la fréquence ainsi que l'existence de fréquences précises pour lesquelles l'atténuation est encore plus importante à cause de la résonance des différentes particules composant l'atmosphère. Ainsi, ces fréquences spécifiques présentant un pic d'atténuation (28 GHz, 60 GHz, 120 GHz,...) seront privilégiées pour des liaisons sécurisées de courte-portée. Les gammes de fréquences présentant un minimum d'atténuation (80 GHz, 140 GHz,...) seront quant à elles plutôt choisies pour développer des liaisons point-à-point (backhauling) haut-débits [I.6].

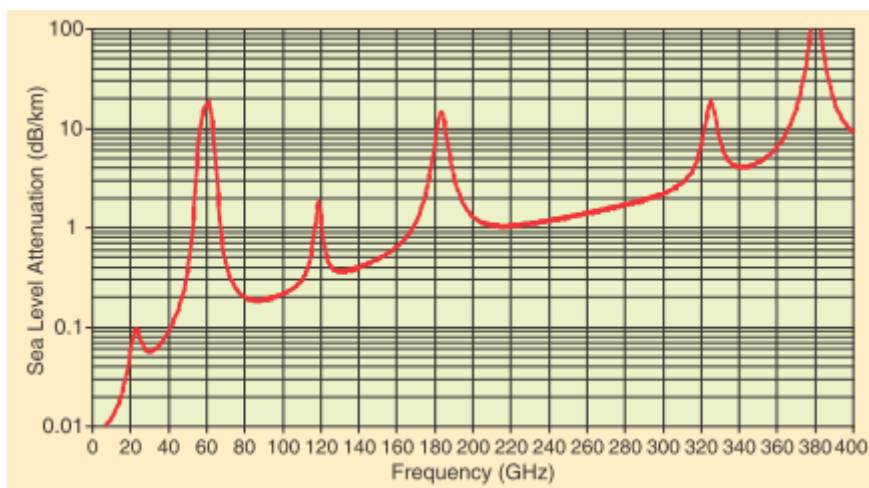


Figure I.3 Atténuation atmosphérique au niveau de la mer des ondes électromagnétiques en fonction de leur fréquence, issue de [I.7].

En résumé, les futurs systèmes de télécommunications incluront de plus en plus de standards dont une partie à des longueurs d'ondes dites millimétriques correspondant à des fréquences au-delà de 30 GHz. Les différentes bandes passantes mises en jeu devront être isolées de manière pertinente pour un traitement efficace de l'information. Ce traitement engendrera un nombre important de circuits. Donc il faut répondre à la fois à la montée en fréquence des applications et à la réduction de l'encombrement des systèmes.

I.A.2 Exemple d'applications présentes et futures en bande V et D

Ce travail se concentre sur les bandes V [40-75 GHz] et D [110-170 GHz], gammes de fréquences pour lesquelles diverses applications sont envisagées.

La bande V est particulièrement d'actualité puisqu'elle est au centre des recherches en télécommunications. En effet, parmi les bandes d'intérêt pour la 5G, la bande ISM (Industriel, scientifique et médicale) [57-64 GHz] est assez particulière puisqu'elle n'est pas sous licence et correspond à un maximum d'atténuation atmosphérique. Néanmoins, cette bande est de premier choix pour supporter des dizaines de Gb/s de débit. Ainsi de nombreux équipements se développent autour de 60 GHz : antennes, mélangeurs, amplificateurs, oscillateurs ou convertisseurs analogiques-numériques [I.8]. Des applications dans le domaine médical [I.9]-[I.11], liées à la sécurité [I.12]-[I.13] ou autres [I.14]-[I.15] sont aussi développées en bande V.

Les études en bande D sont plus prospectives, mais il existe déjà plusieurs applications en imagerie [I.16]-[I.20] mais aussi en télécommunications [I.21]-[I.24]. En effet, la bande D sera probablement au cœur des futurs systèmes de télécommunications très haut-débit après 2020 [I.2]. Quelques composants pouvant prendre un rôle important dans un émetteur/récepteur tels que les

boucles à verrouillage de phase [I.25], les antennes [I.26], les amplificateurs faible bruit [I.27]-[I.28], les oscillateurs [I.29] ou les sources de puissance [I.30] sont étudiés à ces fréquences.

Les télécommunications haut-débit citées précédemment comme la 5G ont un marché à venir très important auprès du grand public. Pour des soucis d'intégration et de production de masse les technologies intégrées sont au cœur des recherches dans ces bandes. Parmi les composants nécessaires à l'implémentation de systèmes de télécommunications ou plus généralement de traitement analogique de l'information, les filtres hyperfréquences sont des éléments clé. Comme le montre la Figure I.1, les fonctions de filtrage sont primordiales pour éliminer les différents parasites de la bande utile. Ainsi dans un contexte télécommunications, le besoin de filtres intégrés conçus aux ondes millimétriques devient important.

I.B Les filtres en hyperfréquences

I.B.1 Les filtres idéaux

Dans le domaine des hyperfréquences, un filtre électromagnétique est un circuit permettant de séparer le signal utile des différents signaux que l'on qualifie de parasites. Le filtre discrimine ces signaux par leur fréquence, ainsi il existe quatre fonctions de filtrage de base réunies sur la Figure I.4. Elles sont caractérisées par leur fonction de transfert ici appelée $F(j\omega)$. Cette fonction étant complexe, on représente graphiquement le gain du filtre $|F(j\omega)|$ en fonction de la pulsation ω .

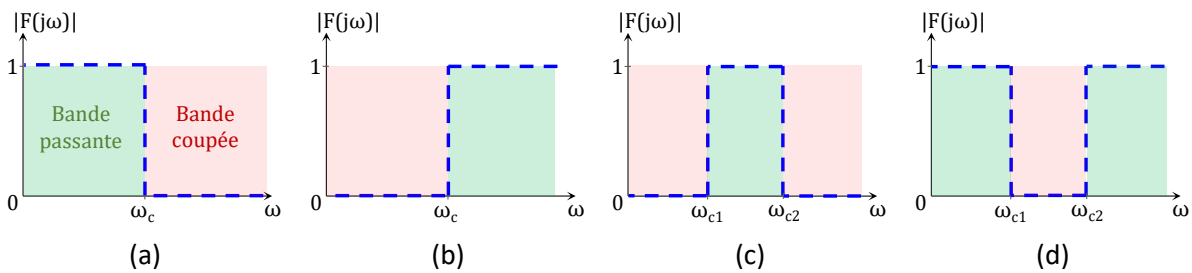


Figure I.4 Gabarits idéaux des filtres : (a) passe-bas, (b) passe-haut, (c) passe-bande et (d) coupe-bande.

Les gabarits présentés sur la Figure I.4 sont idéaux, c'est-à-dire qu'à une pulsation précise le filtre passe d'un état parfaitement passant ($|F(j\omega)|=1$) à un état parfaitement bloquant ($|F(j\omega)|=0$) et inversement. Il n'est pas possible de réaliser des filtres aussi idéaux, cependant il existe plusieurs approximations différentes de ces gabarits.

I.B.2 Les approximations des prototypes passe-bas

Trois approximations sont communément considérées, celles de Butterworth, de Chebychev et de Caier appelée souvent elliptique. La Figure I.5 met en évidence la réponse en fréquence du prototype passe-bas associé à chaque approximation. Les autres types de filtres (passe-haut, passe-bande et coupe-bande) peuvent être déterminés à partir des prototypes passe-bas.

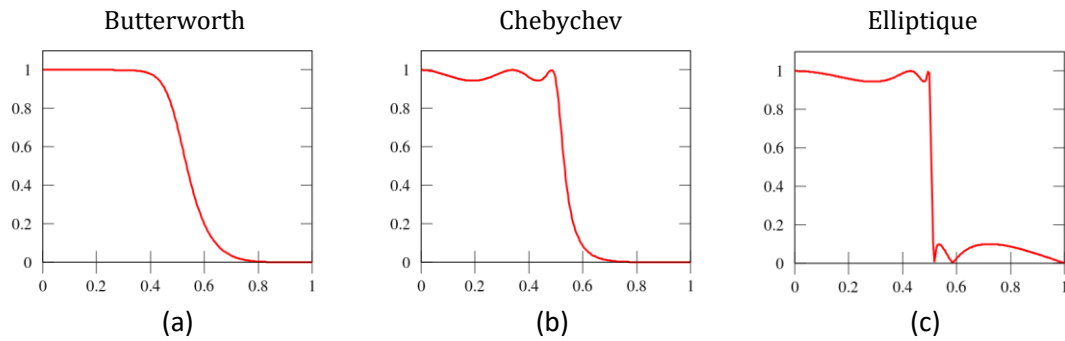


Figure I.5 Réponse en fréquence des prototypes passe-bas : (a) Butterworth, (b) Chebychev et (c) elliptique, issu de [I.31].

- **L'approximation de Butterworth** : Ce filtre voit sa réponse en atténuation continuellement décroissante en fréquence ce qui permet d'avoir un temps de propagation de groupe relativement constant et faible dans la bande. Le gain d'un filtre passe bas de Butterworth d'ordre n est :

$$G_n(\omega) = |F_n(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^{2n}}} \quad (I. 1)$$

avec ω_0 la pulsation de coupure du filtre. Cette coupure est déterminée à -3dB.

Le principal défaut de ce filtre est sa faible réjection. En effet, un ordre de filtre relativement important est souvent nécessaire ce qui implique une augmentation des pertes dans la bande passante.

- **L'approximation de Chebychev** : Ce filtre présente un *roll-off* important, c'est-à-dire que la transition entre les fréquences passantes et les fréquences coupées se fait de manière plus abrupte qu'avec l'approximation de Butterworth. Ainsi, le temps de propagation de groupe est un peu plus important autour de la pulsation de coupure.

Le principal défaut de cette approximation est la présence d'ondulations, d'amplitude fixe ϵ , dans la bande passante. Le gain du filtre passe bas de Chebychev d'ordre n s'exprime :

$$G_n(\omega) = |F_n(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \epsilon^2 T_n^2\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)}} \quad (I. 2)$$

$$\text{avec} \quad T_n(x) = \begin{cases} \cos(n \arccos x), & \text{si } |x| \leq 1 \\ \cosh(n \operatorname{arccosh} x), & \text{si } x \geq 1 \\ (-1)^n \cosh(n \operatorname{arccosh} -x), & \text{si } x \leq -1 \end{cases} \quad (I. 3)$$

Ici $\frac{\omega}{\omega_0}$ étant toujours positif, le dernier cas n'est pas à considérer.

- **L'approximation elliptique** : Le filtre elliptique est celui qui présente la pente la plus abrupte. Cette propriété est en partie due à la présence de zéros de transmission aux fréquences très proches de la coupure. Cependant cette raideur engendre un temps de propagation de groupe important autour de la coupure. Ce filtre présente des ondulations tant dans la bande passante que dans la bande atténuée.

Le principal défaut de cette approximation est qu'elle engendre des calculs très compliqués et est ainsi souvent difficile à implémenter pour certaines technologies, planaires par

exemple. Elle se base sur des fonctions elliptiques rationnelles que nous n'allons pas détailler dans ce manuscrit.

Les approximations de Butterworth et de Chebychev peuvent être implémentées sans problèmes mais ont le désavantage de ne pas présenter une coupure très abrupte. Afin d'améliorer la réjection sans avoir à utiliser un ensemble de fonctions trop compliqué ou sans augmenter l'ordre du filtre (ce qui engendrerait trop de pertes), les filtres avec une réponse **pseudo-elliptique** sont intéressants à étudier. Un filtre pseudo-elliptique introduit des zéros de transmission dans sa réponse sans utiliser pour autant des fonctions elliptiques.

Il est possible de calculer la fonction de transmission d'un filtre pseudo-elliptique à partir de l'approximation de Chebychev comme le montre l'équation (I. 4) [I.32].

$$G_n(\omega) = |F_n(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \epsilon^2 F_n^2\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)}} \quad (\text{I. 4})$$

$$\text{avec } F_n(x) = \begin{cases} \cos\left((n - n_z) \cdot \arccos x + \sum_{i=1}^{n_z} \arccos \frac{1 - x\omega_i}{x - \omega_i}\right) & \text{si } |x| \leq 1 \\ \cosh\left((n - n_z) \cdot \operatorname{arcosh} x + \sum_{i=1}^{n_z} \operatorname{arcosh} \frac{1 - x\omega_i}{x - \omega_i}\right) & \text{si } x \geq 1 \end{cases} \quad (\text{I. 5})$$

avec n l'ordre du filtre, n_z le nombre de zéros de transmission et ω_i la pulsation du $i^{\text{ème}}$ zéro de transmission.

Il s'agit d'une manière de synthétiser un polynôme comprenant des zéros de transmission mais il existe d'autres méthodes de calculs qui dépendent des possibilités propres aux topologies étudiées. Un court état de l'art développé en Annexe I présente quelques méthodes de réalisations de filtres pseudo-elliptiques.

I.B.3 Propriétés d'une réponse de filtre passe-bande

La Figure I.6 représente la réponse d'un filtre passe bande issue des approximations de Chebychev sans pertes. Elle est ainsi caractérisée par différents paramètres :

- La fréquence centrale f_0
- La bande passante à -3dB $\Delta f = f_2 - f_1$
- L'ondulation dans la bande ϵ
- Le niveau d'adaptation dans la bande y
- La réjection hors-bande. On peut la définir ponctuellement en associant une atténuation à une fréquence, -30 dB à la fréquence f_3 par exemple, ou la définir sur une bande de fréquence.

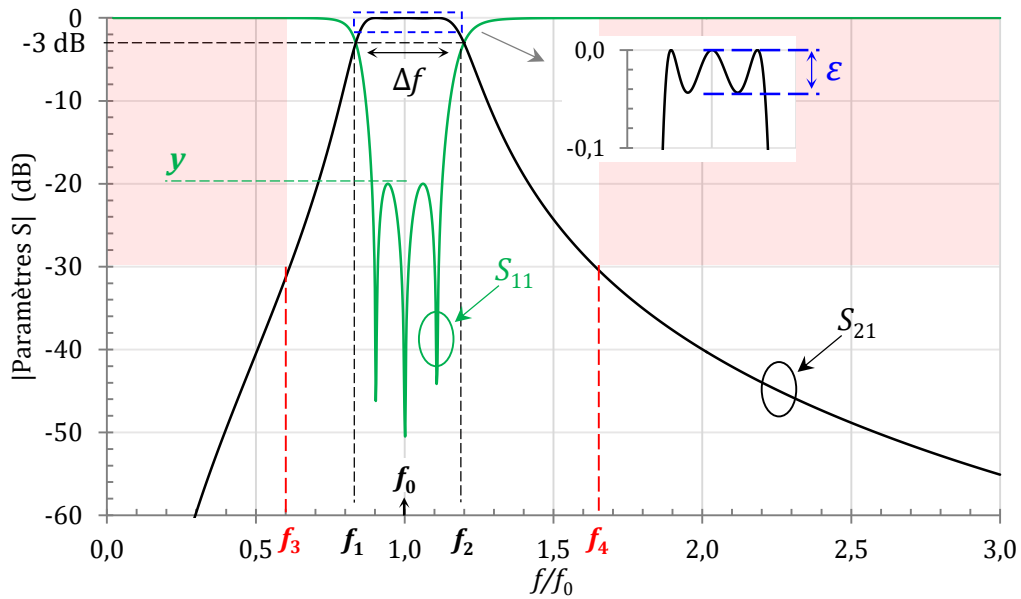


Figure 1.6 Réponse en fréquence d'un filtre passe bande de Chebychev idéal.

La réponse de filtre passe-bande présentée sur la Figure 1.6 est idéale, cependant dans la réalité la réponse électrique d'un filtre va subir des pertes conductrices, diélectriques et par rayonnement. Ces pertes sont imputables aussi bien à la topologie employée (structure du filtre, modes de propagation ou de résonance utilisés,...) qu'à la technologie d'implémentation (choix des matériaux, qualité de réalisation,...). En général, puisqu'un filtre se veut le moins rayonnant possible, les pertes par rayonnement sont négligeables.

Ainsi, une manière de quantifier les performances électriques d'un filtre passe-bande est l'utilisation du facteur de qualité. De manière générale, pour un résonateur, il est défini comme étant le rapport entre l'énergie stockée maximale et l'énergie dissipée à la pulsation considérée ω , le tout multiplié par la pulsation ω :

$$Q(\omega) = \omega \cdot \frac{\text{Energie stockée maximale à } \omega}{\text{Energie dissipée à } \omega} \quad (1.6)$$

Dans le cas d'un résonateur simple (type RLC), ce facteur de qualité s'extrait facilement de manière analytique. Cependant pour un résonateur hyperfréquence quelconque, le calcul du facteur de qualité s'effectue à partir de ses paramètres S. La Figure 1.7 représente la réponse en transmission de trois résonateurs avec des bandes passantes différentes (6%, 12% et 25%) et le même niveau de pertes à la fréquence centrale. On introduit ainsi le facteur de qualité en charge Q_L (Q -loaded) défini à partir de la fréquence centrale et de la bande passante à -3dB :

$$Q_L = \frac{f_0}{\Delta f_{3dB}} \quad (1.7)$$

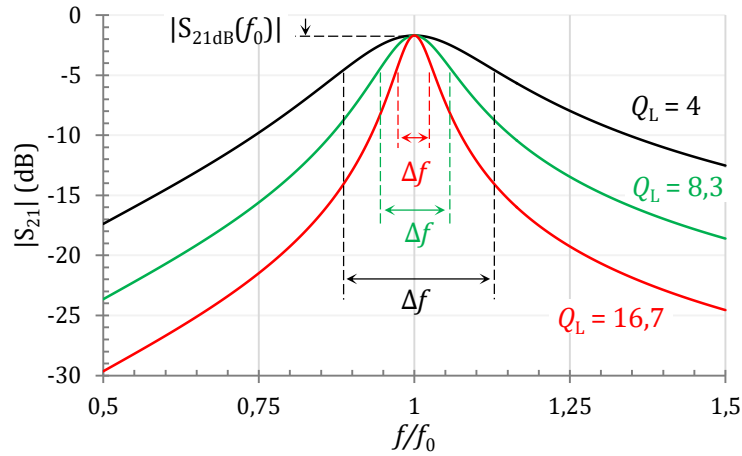


Figure I.7 Paramètres S_{21} d'un résonateur pour différentes valeurs de facteur de qualité en charge Q_L .

Le facteur de qualité en charge va dépendre des performances du résonateur à vide (ou non chargé), exprimées au travers du facteur de qualité non chargé Q_u (Q -unloaded), et de ses pertes liées au couplage du résonateur, exprimées à travers Q_{ex} (Q -external). La relation entre ces grandeurs est :

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_u} + \frac{1}{Q_{ex}} \quad (I. 8)$$

Le lien entre ces facteurs de qualité réside dans les pertes à la fréquence de résonance et s'exprime comme suit :

$$Q_u = \frac{Q_L}{1 - |S_{21}(f_0)|} \quad (I. 9)$$

$$Q_{ex} = \frac{Q_L}{|S_{21}(f_0)|} \quad (I. 10)$$

De ces relations découle une technique de mesure du facteur de qualité à vide qui consiste à volontairement coupler faiblement le résonateur pour ainsi limiter les pertes engendrées par ce couplage. Le coefficient $|S_{21}(f_0)|$ va alors prendre une valeur proche de 0 et ainsi on aura $Q_L \approx Q_u$, Q_L étant facilement mesurable.

Cependant pour des structures plus compliquées qu'un résonateur unique, comme le sont les filtres, il est très difficile d'avoir la valeur exacte du rapport entre l'énergie stockée et celle dissipée. Des estimations ont alors été introduites par Cohn [I.33] afin d'approximer le facteur de qualité en fonction de la réponse électrique du filtre. Il estime d'abord les pertes d'un filtre d'ordre n comme suit :

$$|S_{21dB}(f_0)| = 4.343 \cdot \frac{\Omega_1}{BP_{relative}} \sum_{i=1}^n \frac{g_i}{Q_{ui}} \text{ dB} \quad (I. 11)$$

Avec Ω_1 (égale à 1) la pulsation normalisée du prototype passe-bas correspondant aux fréquences de coupures f_1 et f_2 du filtre passe-bande associé (Figure I.6), $BP_{relative}$ la bande passante relative, g_i le $i^{\text{ème}}$ coefficient du prototype passe-bas et Q_{ui} le facteur de qualité du $i^{\text{ème}}$ résonateur à vide. Cohn estime que son approximation est correcte pour des pertes relativement faibles allant jusqu'à n dB et que l'approximation ne présente que de modestes imprécisions jusqu'à $|S_{21dB}(f_0)| = 2n$ dB.

En considérant que chaque résonateur composant le filtre présente le même facteur de qualité à vide, on peut en déduire l'approximation suivante :

$$Q_u = 4.343 \cdot \frac{\sum_{i=1}^n g_i}{|S_{21dB}(f_0)| \cdot BP_{relative}} \quad (I. 12)$$

La synthèse de beaucoup de topologies de filtres ne permet pas de retrouver la valeur des coefficients du prototype passe-bas normalisé, il faut donc toujours prendre des précautions vis-à-vis du calcul du facteur de qualité d'un filtre à partir de ses paramètres S . Malgré la difficulté pour obtenir une valeur exacte du facteur de qualité à vide, cette approximation permet de caractériser convenablement les performances électriques d'un filtre.

I.C Topologies de filtres

Afin de réaliser un filtre électromagnétique il existe deux principales familles de topologies : les filtres volumiques et les filtres planaires. Les filtres volumiques se basent sur l'exploitation de modes électromagnétiques résonants dans un volume pouvant être une cavité métallique ou un résonateur diélectrique. Pour la conception de filtres planaires, elle se fait en deux dimensions sur un ou plusieurs plans métalliques espacés de couches d'isolant.

Le choix d'une topologie particulière dépend du cahier des charges et donc de caractéristiques électriques comme la fréquence centrale, la bande passante souhaitée, les pertes, le facteur de qualité, le niveau de réjection mais aussi de caractéristiques diverses comme la taille, le poids, le niveau d'intégration, la reproductibilité, le coût...

Dans cette étude, l'importance des ondes millimétriques est mise en avant. Ainsi la présentation des différentes topologies existantes se fera dans ce contexte et occultera une partie des topologies qui s'inscrivent dans un contexte plus bas en fréquence.

I.C.1 Filtres volumiques

I.C.1.a Guide d'onde

Les filtres à base de guides d'onde sont composés de cavités résonantes délimitées par des parois généralement conductrices et couplées par des iris ou des éléments conducteurs par exemple. A des fréquences inférieures à 30 GHz, ces filtres sont difficilement compatibles avec les technologies intégrées puisqu'ils sont en guide d'onde et volumineux comme le montre la Figure I.8. L'avantage principal que ces structures présentent est d'avoir un facteur de qualité très important pouvant être supérieur à quelques milliers.

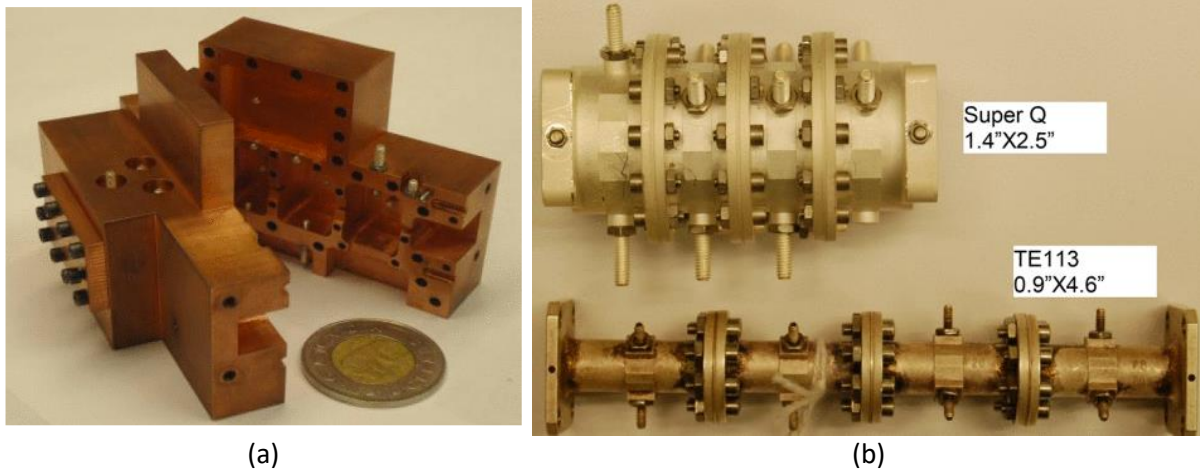


Figure I.8 (a) Duplexeur volumique en bande Ku [I.34] et (b) Filtres volumiques en bande Ka [I.35].

Dans le domaine des ondes millimétriques les dimensions étant réduites, la précision de réalisation devient essentielle pour garantir le bon fonctionnement du filtre. Différentes techniques de micro-usinage sont alors développées afin de répondre à la demande de filtres sélectifs à grand facteur de qualité pouvant aller jusqu'au domaine des terahertz : la gravure contrôlée par ordinateur (CNC-milling) [I.36]-[I.37], la gravure à base de radiation synchrotron [I.38], la gravure profonde à base d'ions réactifs (DRIE) [I.39], l'utilisation de la résine photosensible SU-8 [I.40]-[I.41] ou de la gravure à base de Tetramethyl ammonium hydroxide (TMAH) par exemple [I.42].

Un exemple de filtre micro-usiné est présenté sur la Figure I.9. Cependant ces filtres micro-usinés ne sont pas compatibles avec la partie active des systèmes de télécommunications.



Figure I.9 Filtre en bande W micro-usiné : (a) Photographie, (b) paramètres S, issu de [I.41].

I.C.1.b Filtres SIW

Les guides d'onde intégrés au substrat (*Substrate Integrated Waveguide*) présentent un bon compromis entre les performances électriques et l'intégrabilité. En général pour une structure SIW, comme le montre la Figure I.10, les parois horizontales sont des plans conducteurs et les verticales sont constituées d'un réseau de vias dont les dimensions (diamètre d et espacement p) sont choisies afin d'éviter toute fuite de champ [I.43].

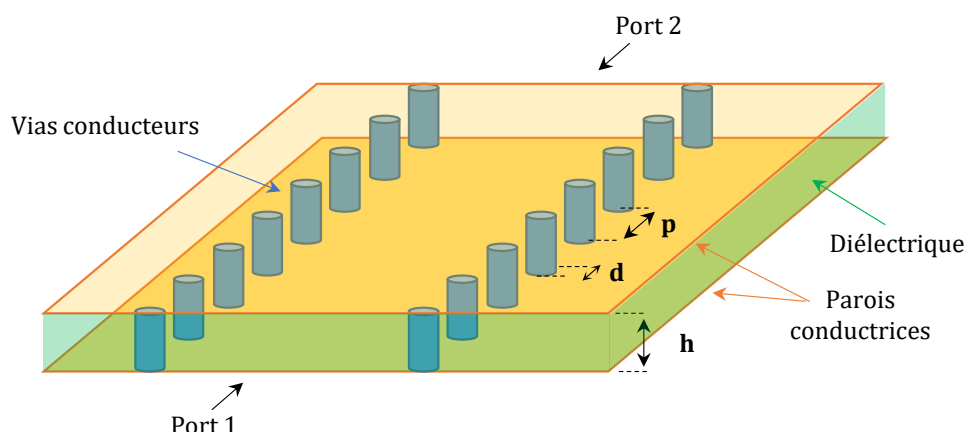


Figure I.10 Représentation schématique d'un guide intégré dans un substrat.

Pour la réalisation de filtres, différents substrats peuvent être employés : les PCB (*Printed circuit board*) [I.44], la céramique LTCC (*Low temperature co fired ceramic*) [I.45], le polymère LCP (*Liquid crystal polymer*) [I.46],.... La Figure I.11 et Figure I.12 représente deux filtres ainsi que leur réponse en paramètres S associées.

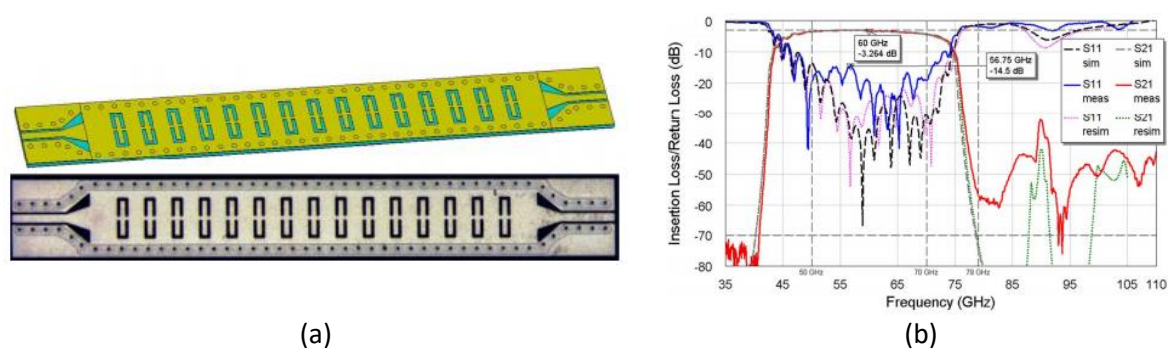


Figure I.11 (a) Vue d'un filtre SIW en technologie PCB, et sa réponse électrique, issus de [I.44].



Figure I.12 Filtre SIW en technologie LTCC : (a) photographie et (b) paramètres S, issus de [I.45].

Malgré une intégrabilité facilitée par rapport à des guides volumiques classiques [I.47], la taille des SIW reste importante et il faut prendre en compte les différentes transitions entre les lignes planaires classiques (microruban ou coplanaires par exemple) et le mode de propagation TE_{10} généralement utilisé dans un guide SIW [I.43]. Les technologies proposées précédemment pour la réalisation de guides SIW ne sont pas compatibles directement avec les circuits intégrés et doivent généralement être connectés à la partie active à l'aide de fils extérieurs (*wire-bonding*) [I.48].

Afin d'augmenter l'intégration des guides SIW (et des circuits passifs en général), l'intégration hétérogène est de plus en plus étudiée [I.49]-[I.50]. Le principe est d'optimiser la connexion entre des composants provenant de technologies différentes, PCB et MMIC par exemple. Pour cela des

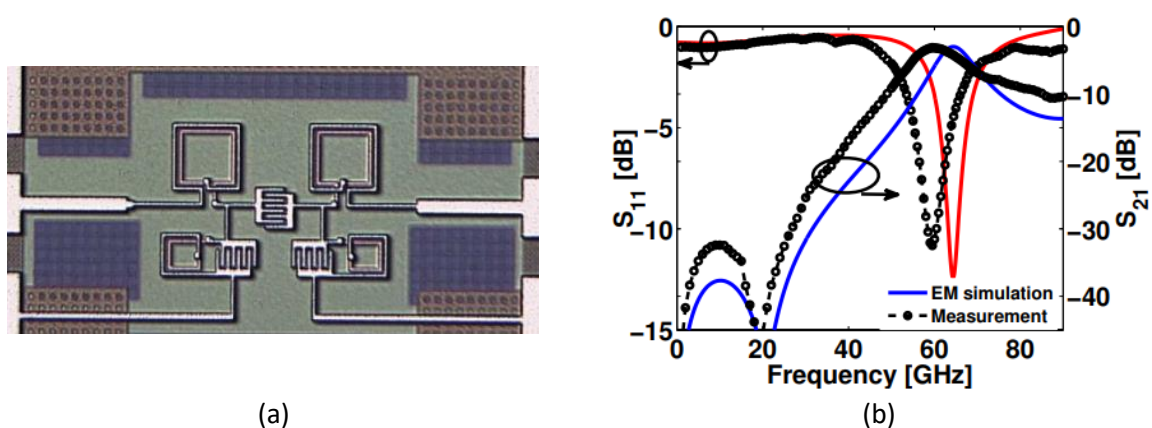
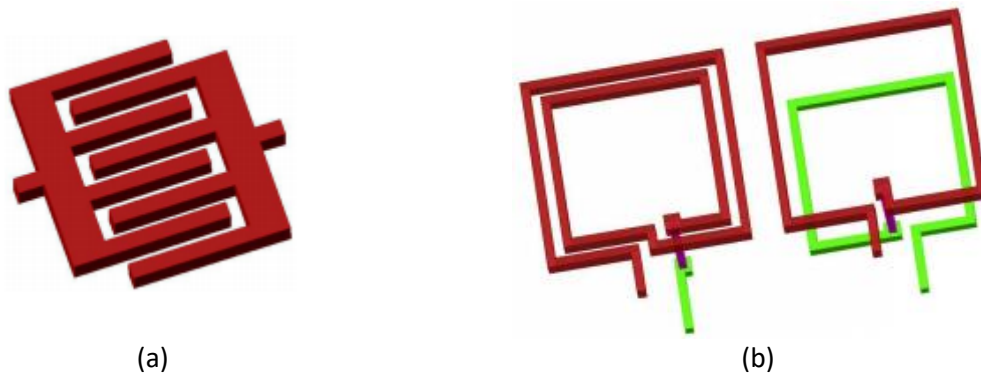
interposeurs peuvent être utilisés entre les composants afin de permettre leur connexion au moyen de TSV (*Through-Substrate-Vias*) [I.51]-[I.53]. Il est aussi possible d'augmenter la compatibilité entre actifs et passifs en réalisant un substrat qui va comporter des socles sur-mesure pour les composants actifs comportant de larges vias permettant de minimiser l'effet des diverses connexions [I.54].

Cependant malgré la possibilité d'intégrer plus efficacement les SIW, ils restent volumineux et relativement coûteux à implémenter. Dans un contexte d'intégration maximale et de faibles puissances à véhiculer, les structures planaires restent les solutions privilégiées pour les systèmes aux ondes millimétriques.

I.C.2 Filtres planaires

I.C.2.a Filtres à éléments localisés

A de très hautes fréquences, les éléments localisés vont être réalisés directement sur le substrat d'implémentation. Par exemple, les capacités peuvent être interdigitées et les bobines implémentées en spirale comme l'illustre la Figure I.13. Leur avantage est de pouvoir réaliser directement les filtres synthétisés à l'aide d'un prototype passe-bas par exemple. C'est le cas du filtre représenté Figure I.14.



Cependant à des fréquences aussi élevées, l'utilisation des éléments localisés est relativement difficile notamment à cause des pertes engendrées et de la complexité de l'implémentation [I.8]. Les filtres planaires millimétriques sont ainsi majoritairement implémentés au moyen d'éléments distribués.

I.C.2.b Filtres à éléments distribués

Les lignes de transmission planaires sont un vecteur de choix pour les applications millimétriques intégrées à faibles puissances. Les principales technologies employées sont les lignes microruban et les lignes coplanaires appelées aussi CPW (*Coplanar waveguide*).

Les lignes microruban, Figure I.15, sont constituées d'un ruban conducteur séparé du plan de masse par une couche diélectrique. Le mode propagé peut être considéré comme quasi-TEM [I.56].

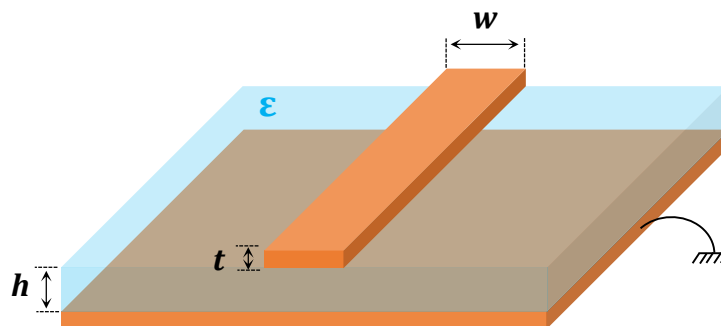


Figure I.15 Représentation 3D d'une ligne microruban.

Les lignes microruban sont simples et bien modélisées donc leur utilisation est relativement aisée. Les inconvénients principaux sont la limitation technologique de la gamme d'impédances caractéristiques réalisables et la nécessité d'introduire des trous métallisés (vias) pour connecter des éléments localisés entre le signal et la masse.

Les lignes coplanaires, Figure I.16 (a), sont constituées d'un ruban conducteur central placé entre deux plans de masse coplanaires. Le champ électrique des deux modes, pair et impair, pouvant se propager sur une ligne coplaire est représenté sur la Figure I.16 (b) et (c). Afin de ne conserver que le mode quasi-TEM (qui coïncide avec le mode pair), l'excitation de la ligne doit être symétrique en tout plan. Il s'agit donc d'ajouter des ponts entre les deux plans de masse à chaque discontinuité afin de les mettre au même potentiel [I.57].

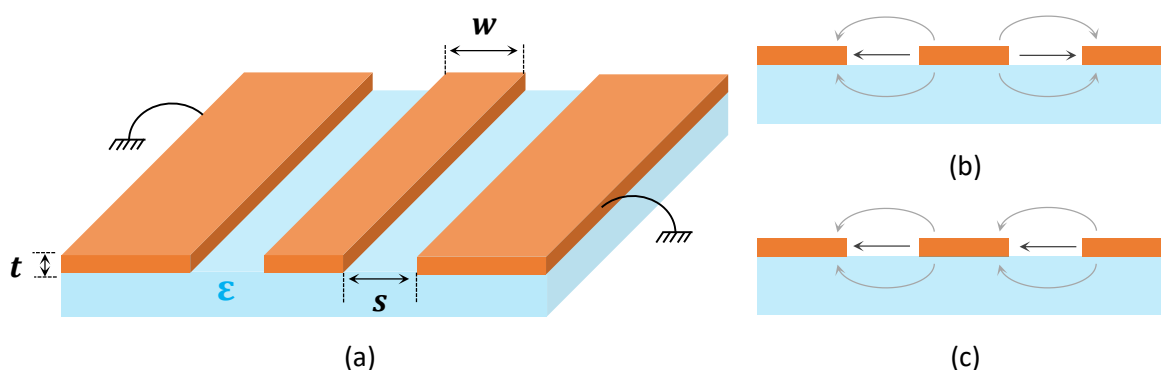


Figure I.16 (a) Représentation 3D d'une ligne coplaire et lignes de champ électrique pour le mode (b) pair et (c) impair.

Contrairement aux lignes microruban, les lignes coplanaires présentent une flexibilité plus importante au niveau de la gamme d'impédances caractéristiques réalisables car la distance entre le signal et la masse peut être contrôlée. De plus, l'ajout d'un élément localisé entre le signal et la masse s'effectue sans vias simplifiant ainsi l'implémentation technologique. Cependant, les modèles de lignes coplanaires sont plus compliqués et l'isolation du mode impair nécessite d'ajouter des ponts reliant les plans de masse de part et d'autre du ruban signal.

Ces technologies sont relativement compactes et permettent une grande flexibilité des designs de filtres. Bien qu'elles présentent des facteurs de qualité très faibles comparativement aux technologies volumiques, elles constituent un axe prioritaire pour l'étude des systèmes entièrement intégrés.

Remarque : Il existe d'autres technologies planaires dont l'implémentation aux ondes millimétriques pour des filtres est plus rare. En effet, les slotlines [I.58] sont relativement dispersives et présentent un faible facteur de qualité, et les striplines [I.59]-[I.60] sont plus complexes et présentent des difficultés de réalisation lorsque la technologie n'a pas au moins 3 couches de métallisation.

I.D Technologies planaires pour le millimétrique

I.D.1 Technologies intégrées

Les technologies intégrées nécessitent un substrat qui sert de support mécanique et dont la partie supérieure est traitée par dopage afin de réaliser le front-end, c'est-à-dire l'ensemble des composants intégrés comme les transistors, les diodes,... Au-dessus du front-end est réalisé le back-end par croissance, dépôt et gravure successifs des différentes couches d'oxydes et de métallisations. Les interconnexions (trous métallisés) et structures passives dont les filtres intégrés sont réalisées dans le back-end.

Les technologies permettant la réalisation de circuits monolithiques se décomposent en différentes familles et principalement deux : les technologies III-V et les technologies silicium.

I.D.1.a Les technologies III-V

Les semi-conducteurs III-V sont fabriqués à partir d'un ou plusieurs éléments de la 3^{ème} colonne du tableau périodique comme l'aluminium, le gallium ou l'indium et d'un ou plusieurs éléments de la 5^{ème} colonne de ce tableau comme l'azote, le phosphore et l'arsenic.

Parmi les différentes possibilités de combinaison entre les éléments de la 3^{ème} et 5^{ème} colonne, les plus répandues sont l'arséniure de gallium (AsGa), le nitrure de gallium (GaN) et le phosphore d'indium (InP). Les front-ends à base de GaN et d'InP sont très spécifiques, ils sont utilisés respectivement pour la puissance ou pour les très hautes fréquences (GaN) et l'émission de lumière (InP). L'AsGa est plus polyvalent et permet de réaliser des amplificateurs faible bruit, des amplificateurs de puissance, des mélangeurs, des atténuateurs,... [I.61].

Ces technologies permettent de réaliser des éléments actifs très performants mais sont très coûteuses au mm². Ainsi, le coût introduit par l'implantation d'éléments passifs est un problème majeur lorsqu'un système est considéré. Il existe néanmoins dans la littérature quelques filtres planaires réalisés sur substrat d'arséniure de gallium [I.62]-[I.70]. La Figure I.17 représente ainsi deux exemples de filtres intégrés en technologie III-V : un filtre tri-bande à modes d'aux très compact pour des applications autour de 60, 77 et 100 GHz sur les Figure I.17 (a) et (c) et un filtre large bande introduisant des zéros de transmission de part et d'autre de sa bande passante.

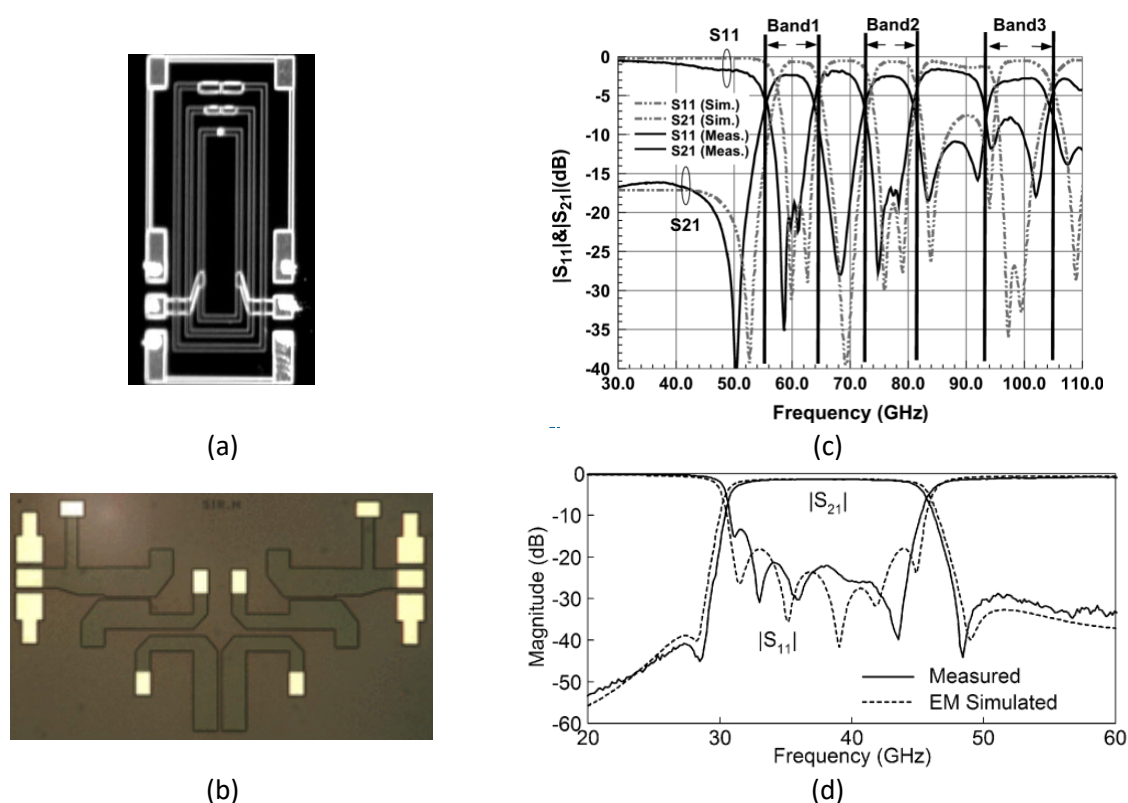


Figure I.17 (a) Filtre tri-bande [I.62] et (b) passe-bande [I.63] sur substrat AsGa avec leur réponse en paramètre S respective (c) et (d).

I.D.1.b Les technologies Si

Le silicium est un semi-conducteur qui a l'avantage d'être le deuxième matériau le plus disponible sur terre derrière l'oxygène. Ce matériau est utilisé depuis longtemps afin de réaliser des transistors, des diodes,... Le premier transistor sur silicium a été présenté en 1954 [I.71] et la technologie silicium est depuis très largement utilisée pour répondre au besoin croissant de microprocesseurs performants et peu chers. Si elles ont longtemps été limitées aux fréquences inférieures à 20 GHz, la réduction des nœuds technologiques et donc la montée en fréquence associée et le faible coût de production de ces technologies permettent de les envisager comme une alternative intéressante aux technologies III-V dans des applications grand public.

Cependant, l'intégration de structures passives sur leur BEOL reste délicate à cause des pertes engendrées par le silicium qui présente généralement une résistivité de l'ordre de quelques dizaines de $\Omega \cdot \text{cm}$. Afin de limiter les pertes du substrat pour les passifs, il existe différentes solutions. La plus simple consiste à isoler le substrat de l'élément passif par l'utilisation d'un blindage ou plan de masse. Il est également possible de modifier le substrat afin d'obtenir un silicium à haute résistivité [I.72] ou du SOI (ajout des fines couches de silicium déposées sur un isolant) [I.73]. La gravure du silicium en face arrière [I.74] est également possible afin de réduire les pertes du substrat. Par ailleurs, des solutions de technologies additives Above-IC [I.75] permettent d'éloigner les passifs du substrat en les dessinant sur un empilement spécifique avec des matériaux aux propriétés conductrices et diélectriques appropriées, comme par exemple du cuivre déposé sur du benzocyclobutène [I.76]. Ces techniques sont efficaces mais introduisent des étapes technologiques supplémentaires et présentent donc un surcoût important (à l'exception du blindage).

Le silicium est donc une technologie dont il faut optimiser les propriétés RF mais qui a l'avantage d'être très intégrée et relativement peu coûteuse. Elle voit ainsi la réalisation de systèmes entiers sur une même puce (SoC : System-on-Chip) [I.77] comprenant toute la chaîne d'émission-réception ainsi

que le traitement numérique du signal. La frontière étant encore grande entre les composants de puissance, la RF et le traitement numérique [I.78], les évolutions récentes tendent vers une volonté de diversification des technologies silicium (More than Moore [I.79]). Des Systems-in-Package (SiP) sont alors envisagés afin de réaliser de l'intégration hétérogène pour profiter pleinement des avantages des différentes technologies (rapidité des transistors, passifs RF performants, tenue en puissance, ajout de capteurs,...). La connexion des différentes puces est assurée soit par embedded wafer-level ball-grid-array (eWLB) package [I.80] soit à travers des interposers utilisant des through substrate vias (TSV). L'ensemble de ces perspectives font de la technologie silicium le centre d'intérêt des circuits intégrés aux ondes millimétriques.

I.D.2 Etat de l'art des filtres intégrés en bande V et D

• Bande V

Cette partie propose un état de l'art des filtres intégrés en bande V dont certains résultats de cette thèse, Tableau I. 1. En plus des performances électriques et de la taille de chaque circuit présenté, il est précisé si le circuit est développé à partir d'une synthèse publiée. Une synthèse est un ensemble d'équations permettant de déterminer les grandeurs électriques d'un filtre en fonction d'éléments de son cahier des charges. En effet, le temps de conception d'un filtre est à prendre en compte dans son coût et une synthèse de filtre permet de diminuer fortement le temps de réalisation.

Remarque : Le filtre présenté dans [I.94] présente des performances qui semblent intéressantes et compétitives devant l'AsGa mais la réponse en fréquence relativement distordue ne permet pas de placer ce filtre dans le tableau et les résultats sont remis en question notamment dans [I.69].

Tableau I. 1 Etat de l'art des filtres intégrés aux ondes millimétriques.

Technologie		Synthèse utilisée	Fréquence centrale	Pertes	Bande passante relative à -3 dB	Taille	Réf
AsGa		Lignes couplées	65 GHz	1,5 dB	22 %	1,4 mm ²	[I.68] 2003
		N/A	60 GHz	3,5 dB	9,2 %	0.26mm ²	[I.69] 2011
		N/A	60 GHz	2,1 dB	24,8 %	0.41 mm ²	[I.70] 2011
CMOS	180 nm	N/A	64 GHz	4,9 dB	19 %	0.504 mm ²	[I.81] 2008
	130 nm	N/A	62 GHz	5,9 dB	13,6 %	0.35 mm ²	[I.82] 2008
	180 nm	Lignes couplées	60 GHz	9,3 dB	10,4 %	0.14 mm ²	[I.83] 2008
	180 nm	N/A	70 GHz	3,6 dB	26 %	0.436 mm ²	[I.84] 2008
	130 nm	N/A	61.7 GHz	2,8 dB	22 % *	0.21 mm ²	[I.85] 2009
			62 GHz	1,5 dB	26 % *		
	90 nm	N/A	59 GHz	4,2 dB	14.5 %	0.12 mm ²	[I.86] 2011
	180 nm	N/A	60 GHz	2,8 dB	24.3 %	0.46 mm ²	[I.87] 2011
	130 nm	DBR	60 GHz	4,1 dB	17 %	0.29 mm ²	[I.88] 2012
	65 nm	N/A	53.4 GHz	5,5 dB	16 % *	0.087 mm ²	[I.89] 2012

	180 nm	N/A	60 GHz	3.5 dB	30 %	0.034 mm ²	[I.90] 2014
	180 nm	N/A	60 GHz	2.5 dB	21 %	0.024 mm ²	[I.91] 2016
	180 nm	N/A	59.5 GHz	3.3 dB	21.7 %	0.054 mm ²	[I.92] 2017
	130 nm	Anneau à accès direct	60 GHz	4.3 dB	20.1 %	0.51 mm ²	[I.93] <i>Ce travail</i>
		Anneau chargé		5.8 dB	12.5 %	0.61 mm ²	
				5.6 dB	11.8 %	0.39 mm ²	
				5.6 dB	11.3 %	0.18 mm ²	
				7.7 dB	9.3 %	0.47 mm ²	
				8.7 dB	8 %	0.38 mm ²	

* Bande passante calculée à partir des courbes de l'article

La Figure I.18 présente leurs pertes à la fréquence centrale en fonction de leur bande passante relative. Deux courbes au produit *pertes · bande passante* constant sont également représentées afin de donner une indication des facteurs de qualité atteint par deux structures spécifiques implémentées dans deux technologies différentes : [I.69] et [I.93]. La première est réalisée sur un substrat d'arséniure de gallium avec des métallisations en or et présente le meilleur produit *pertes · bande passante*. La seconde se base sur un filtre réalisé au cours de cette thèse dans une technologie moins favorable puisque les métallisations sont en aluminium, métal moins conducteur que l'or mais sur un substrat de silicium plus abordable que l'AsGa. La différence de propriétés des matériaux employés dans la réalisation d'un substrat en AsGa maintient une avance au niveau des performances RF. Cependant, cet écart tend à se réduire au fur et à mesure des évolutions des technologies silicium motivées par la demande en circuits intégrés à coût réduit.

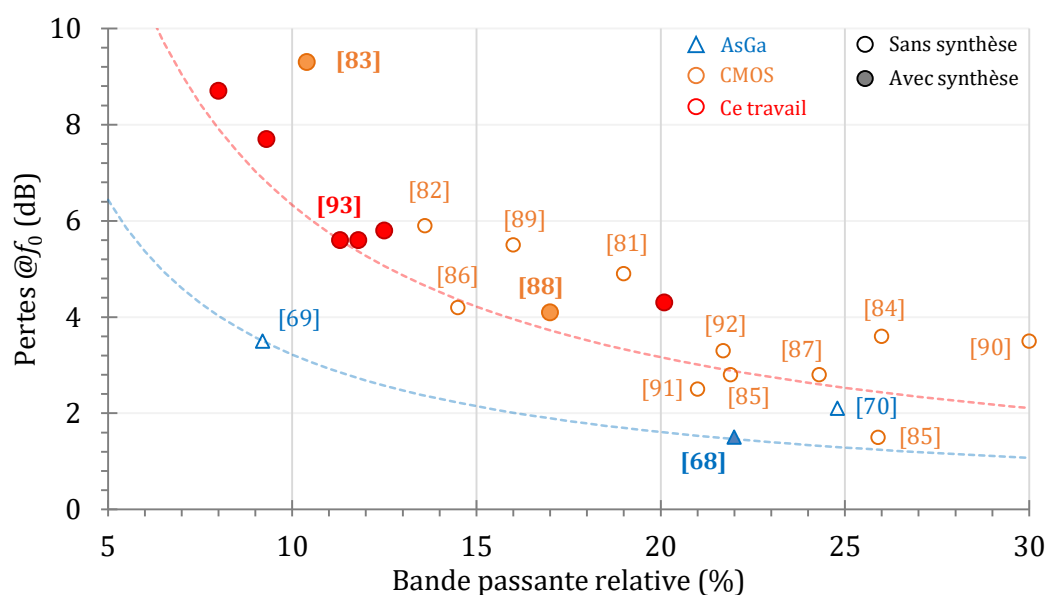


Figure I.18 Pertes d'insertion en décibel des filtres présentés sur le Tableau I. 1 en fonction de leur bande passante relative.

Par ailleurs, la réduction des coûts passe aussi par la miniaturisation des composants passifs. Cette tendance s'observe sur la Figure I.19 qui représente la surface des filtres en fonction de leur fréquence centrale. De plus, la tendance va à la réduction de la taille des filtres ainsi la réalisation de méandres complexifie d'autant plus la conception. L'utilisation de lignes à ondes lentes permet aussi la réduction de la taille des circuits. Les filtres présentés dans le Tableau I. 1 qui ont été développés au cours de cette thèse [I.93] ne présentent pas de méandres, n'ont nécessité pas plus de 10 simulations full-wave sur HFSS et utilisent une seule technique de miniaturisation qui se base sur le chargement

de capacités. Cette technique de miniaturisation est compatible avec d'autres comme les méandres par exemple mais le filtre nécessitera alors plus de temps d'optimisation.

Pour ne parler que des filtres en technologie CMOS, la plupart des filtres ne se base pas sur une synthèse de filtre complète publiée.

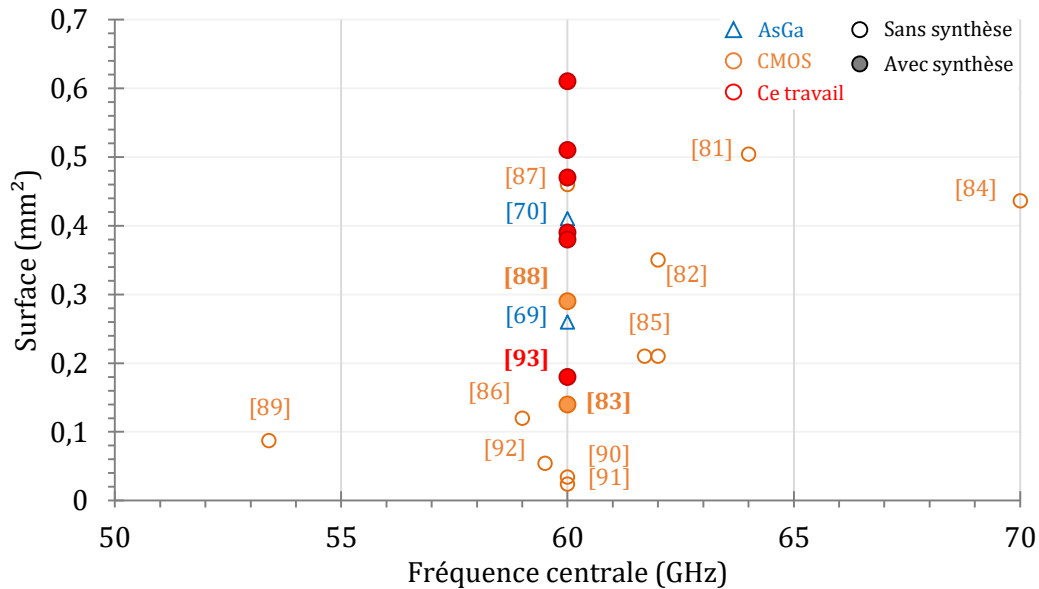


Figure I.19 Surface des filtres de l'état de l'art en fonction de leur fréquence centrale.

• Bande D

Concernant l'état de l'art autour de la bande D, contexte des chapitres 2 et 3, il est assez succinct. Les filtres passe-bande présentés dans ce manuscrit font partis des premiers à être conçus autour de la bande D en technologie intégrée CMOS/BiCMOS avec par exemple [I.95]. Les autres filtres passe-bande conçus autour de la bande D utilisent du BCB déposé sur du silicium [I.96], de l'arséniure de gallium [I.64] ou sont volumiques [I.97]-[I.101]. Il existe néanmoins d'autres filtres intégrés sur silicium autour de la bande G [I.102] et même jusqu'à 430 GHz [I.103].

I.E Etat de l'art accordabilité en technologie planaire

Comme explicité au début de ce chapitre, un système regroupe plusieurs sous-systèmes qui vont eux-mêmes nécessiter plusieurs composants de base tels que les filtres passe-bande. Dans cette thèse, la demande de miniaturisation des systèmes passe par la réduction du nombre de circuits implémentés grâce à l'accordabilité de leur réponse électrique (fréquence centrale, bande passante,...). La Figure I.20 présente un exemple de système de téléphonie mobile accordable qui est nettement plus compact que la solution conventionnelle de la Figure I.2.

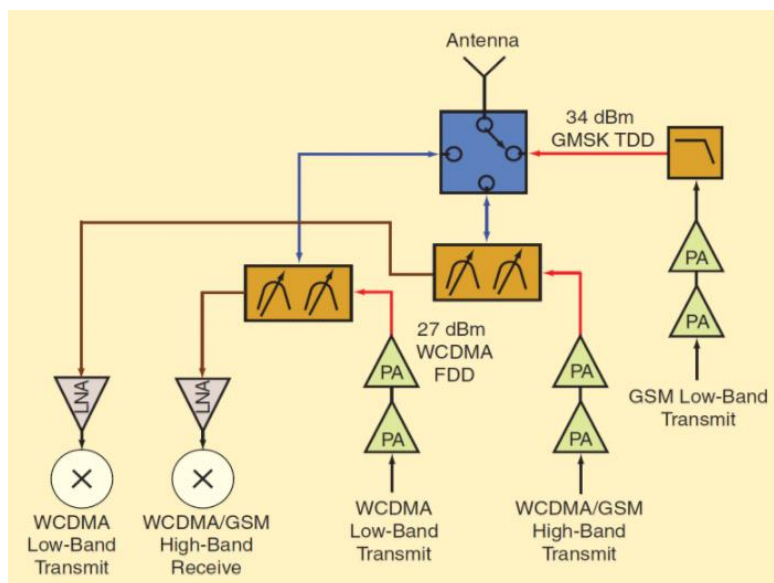


Figure I.20 Exemple de front-end de téléphonie mobile (0,8 à 2,2 GHz) accordable à base de filtres accordables [I.1].

I.E.1 Les éléments de contrôle aux ondes millimétriques

Le concept d'accordabilité a d'abord été abordé de manière très macroscopique puisque les premiers dispositifs de filtres hyperfréquences étaient principalement à base de guides d'onde. Ainsi, comme la fréquence de résonance d'une cavité est définie par ses dimensions physiques et les propriétés diélectriques du milieu, on a pensé à faire varier les unes ou les autres mécaniquement [I.104].

Dans un contexte millimétrique planaire, les éléments de contrôle sont un axe de recherche important. En effet, la réalisation des futurs systèmes accordables nécessite des éléments d'accord présentant une large gamme possible pour leurs propriétés électriques tout en assurant une faible consommation d'énergie, de faibles tensions d'activation, l'introduction de peu de pertes, une bonne linéarité et une compacité voire une intégration la plus optimale.

Un élément de contrôle peut être de différentes natures et son comportement est généralement contrôlé par une source électrique ou magnétique extérieure. Il en existe une grande variété si on considère toutes les applications et toutes les fréquences. Nous allons ici présenter ceux qui sont utilisés pour des applications aux ondes millimétriques et principalement planaires.

I.E.1.a Matériaux

Les matériaux en tant qu'élément de contrôle voient leurs propriétés électromagnétiques changées à l'aide de l'application d'un champ électrique ou magnétique.

Les éléments de contrôle **ferromagnétiques** tels que le grenat d'yttrium et de fer (YIG pour *Yttrium Iron Garnet*) ont été largement étudiés. Leur perméabilité peut être modifiée sous l'effet d'un champ magnétique. Des ferrites ont été récemment étudiées afin de réaliser des filtres accordables à des fréquences supérieures à 30 GHz [I.105]. L'inconvénient principal de ces matériaux est la nécessité d'avoir un générateur capable de créer un champ magnétique conséquent qui engendre un encombrement et une consommation importante. De plus, ces matériaux présentent beaucoup de pertes.

Récemment, des éléments **ferroélectriques** tels que le BST (Titanate de Baryum et de Strontium) semblent assez prometteurs. Ces matériaux ont deux phases dépendant de la température de Curie

(T_c), la phase ferroélectrique ($T < T_c$) et la phase paramagnétique ($T > T_c$). Pour l'accordabilité en fréquence c'est la phase paramagnétique qui est intéressante car les pertes diélectriques sont plus faibles et la commande en tension ne présente pas d'hystérésis. Pour des tensions d'activation variant de 0V à quelques dizaines voire centaines de volts, la permittivité relative de cette céramique peut varier d'environ 400 jusqu'à 100, comme montré dans [I.107]. L'utilisation du BST en tant que substrat mince est découragée à cause des fortes pertes diélectriques néanmoins l'utilisation en tant qu'isolant pour capacité MIM (Métal-Isolant-Métal) est intéressante au vu de sa forte permittivité relative. Ainsi [I.107] présente des capacités MIM avec une accordabilité 1:5. Des capacités à base de BST ont conduit à la réalisation de filtres en bande Ka [I.108]. Les temps de commutations sont assez faibles, de l'ordre de plusieurs nanosecondes, cependant la sensibilité de la permittivité à la température est très importante, surtout pour des tensions de polarisations faibles, donc le contrôle de la température de l'environnement est nécessaire.

A des fréquences élevées, les **cristaux liquides** sont également un élément d'accord intéressant. Il s'agit d'un matériau anisotrope dont l'organisation des molécules peut être perturbée par l'application d'un champ électrique. Cette réorganisation implique un changement de la permittivité diélectrique. Celle-ci est de l'ordre de quelques unités et sa variation est relativement donc, afin d'observer un effet significatif, un effet distribué est privilégié (contrairement aux MIM localisées en BST). La tension d'activation varie entre 0V et 30V environ pour une épaisseur de $1\mu\text{m}$. Ainsi, un déphaseur accordable a été réalisé et caractérisé jusqu'à 45 GHz [I.109] ainsi qu'un filtre autour de 50 GHz présentant une accordabilité d'environ 6% [I.110]. Bien que le conditionnement du cristal liquide soit relativement complexe, le principal défaut des cristaux liquides pour les applications hyperfréquences est le temps de commutation. Il est de l'ordre de la milliseconde lorsqu'un champ électrique d'environ $1\text{V}/\mu\text{m}$ est appliqué mais lorsque ce champ est désactivé, les forces viscoélastiques prennent environ 1 seconde pour faire revenir le cristal liquide à un état d'équilibre.

L'étude des matériaux à caractéristiques variables offre de bonnes perspectives pour la conception de circuits accordables cependant les pertes, le temps de commutation ou le temps d'application sont encore un frein à leur utilisation.

I.E.1.b Varactors et transistors

Un **varactor** est une diode qui présente une capacité dont la valeur dépend de la tension de polarisation inverse appliquée à ses bornes. La polarisation inverse va engendrer une variation de la zone de charge d'espace qui va ainsi engendrer une variation de la capacité. La jonction P-N ou métal-oxyde (Schottky) utilisée peut aussi être celle d'un transistor et présente donc l'avantage de pouvoir être réalisée en technologie intégrée. Cette technologie a été largement étudiée à des fréquences de l'ordre du GHz et quelques réalisations existent aux ondes millimétriques développées en technologie III-V telle que l'InP avec des oscillateurs accordables [I.111] ou un filtre volumique accordable [I.112]. Mais face à l'intérêt grandissant du silicium, des méthodes plus complètes de modélisation de varactors se développent [I.113] et l'étude de résonateurs à compensation de facteur de qualité en bande E apparaît [I.114].

Si les exemples précédents montrent une utilisation des diodes pour une accordabilité en continu, il est également possible d'utiliser des jonctions de manière binaire un peu comme des interrupteurs avec des **diodes PIN** ou des transistors. Ainsi une ligne de transmission accordable à deux états est proposée dans [I.115] et des transformateurs à coefficient de couplage accordables sont mesurés autour de 28 GHz dans [I.116].

Bien que facilement intégrables et présentant des temps de commutation assez faibles (de l'ordre de la nanoseconde), les varactors et les diodes ne semblent pas être une technologie de choix

pour les applications aux ondes millimétriques à cause notamment de leurs pertes. La diode PIN présente une résistance série de l'ordre de quelques Ohm et le facteur de qualité des varactors diminue avec la fréquence : il est de l'ordre de quelques dizaines à 10 GHz et autour de 10 à 100 GHz [I.117].

I.E.1.c MEMS

Les **Micro-Electro-Mechanical Systems** (MEMS) sont des structures métalliques pouvant être mises en mouvement grâce à une force extérieure principalement électrostatique mais pouvant être magnétique, thermique ou piézoélectrique. Ils peuvent être micro-usinés sur un substrat quelconque ou intégrés au sein d'une fabrication CMOS comme dans [I.118] avec un MEMS fonctionnant à 140 GHz.

Il existe principalement deux familles de MEMS RF à actionnement électrostatique : les MEMS ohmiques et les MEMS capacitifs. Les premiers sont constitués d'une poutre qui sera commandée de manière électrostatique afin de réaliser un contact ohmique avec la membrane inférieure comme le montre la Figure I.21 (a). Les MEMS capacitifs quant à eux sont constitués d'un pont souvent relié à la masse RF, le signal RF étant alors placé sur une couche inférieure comme le montre la Figure I.21 (b). Ainsi, le MEMS ohmique présente une capacité en série alors que le MEMS capacitif introduit une capacité parallèle qui, une fois le MEMS activé, peut suffire à réaliser un court-circuit à la fréquence d'utilisation.

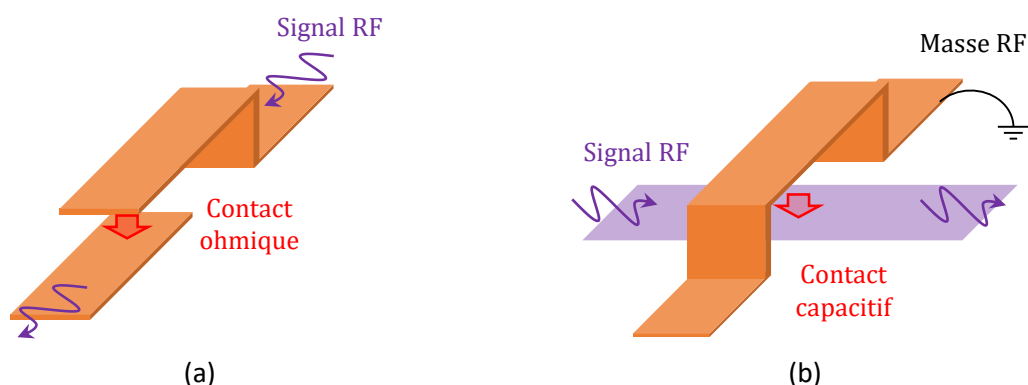


Figure I.21 Représentation schématique d'un (a) MEMS ohmique et d'un (b) MEMS capacitif.

Le MEMS est devenu incontournable pour la réalisation de dispositifs passifs accordables aux ondes millimétriques, il existe des déphaseurs actifs [I.118]-[I.119], des guides d'ondes accordables [I.120], des antennes reconfigurables [I.121] et des filtres accordables [I.122]-[I.127].

Les MEMS présentent l'avantage d'avoir une consommation presque nulle. En effet, bien qu'ils nécessitent des tensions d'activation allant de quelques volts à presque 100 volts, le courant continu est presque nul grâce à une couche d'isolant au niveau du contact RF. De plus, leurs pertes sont relativement faibles puisqu'ils sont réalisés dans un substrat ayant de faibles pertes diélectriques avec des conducteurs épais. Les MEMS peuvent atteindre des facteurs de qualité de quelques centaines jusqu'à 100 GHz et sont très linéaires.

Leurs inconvénients principaux sont des temps de commutation un peu plus faibles (de l'ordre de la microseconde), une tension de commande importante pouvant être relativement difficile à assumer pour quelques systèmes et une fiabilité variable dépendant en grande partie de la qualité de l'encapsulation hermétique (une bonne encapsulation engendre des coûts importants). Il est à noter aussi que l'accord continu est plus difficile à réaliser que l'accord discret [I.128].

I.E.2 Etat de l'art des filtres accordables en technologie planaire

I.E.2.a Filtrés planaires accordables en fréquence

Comme montré précédemment, les filtres accordables planaires aux ondes millimétriques ne sont pas très nombreux pour l'instant et utilisent principalement des MEMS. Afin d'illustrer différents principes d'accordabilité, l'état de l'art présenté dans le Tableau I. 2 s'intéresse à des fréquences plus basses avant de présenter les solutions au-delà de 30 GHz. Les filtres considérés voient leur fréquence centrale évoluer entre $f_{\min}$ et $f_{\max}$. La plage d'accord est alors quantifiée par la grandeur Δf définie telle que :

$$\Delta f = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{\frac{f_{\max} + f_{\min}}{2}} \quad (\text{I. 13})$$

Remarque : Ce tableau confirme que les varactors sont des éléments d'accord très utilisés pour des fréquences inférieures à 5 GHz alors que les MEMS sont préférés aux ondes millimétriques.

Le filtre présenté dans [I.130] est composé de 3 résonateurs chargés chacun de 8 MEMS actionnés deux à deux. Ce filtre « 4-bits » réalise un accord discret tout au long de la bande Ku mais on peut observer une réduction de la bande passante au fur et à mesure que la fréquence centrale diminue. Cette observation est assez commune pour les filtres dont l'accord se concentre sur la variation seule de la fréquence propre des résonateurs.

Tableau I. 2 Etat de l'art des filtres planaires accordables.

Elément d'accord	Technologie	Fréquences centrales	Bandes Passantes @-3 dB	Pertes	Nombre d'états	Réf
RF MEMS	Au + Si ₃ N ₄ sur verre	12,2 – 17,8 GHz $\Delta f = 37\%$	[650 MHz ; 1086 MHz] ([5,3 % ; 6,1 %])	[5,5 dB ; 8,2 dB]	16	[I.130] 2005
Varactors	Cu + Taconic TLC 32	1,88 – 2,12 GHz* $\Delta f = 12\%$	[97 MHz ; 103 MHz] ([4,7 % ; 5,3 %])	[5 dB ; 6,3 dB] *	continu	[I.131] 2004
Varactors	N/A : $\varepsilon = 6.03$ $\tan\delta = 0.0018$	630 – 930 MHz $\Delta f = 38,5\%$	[76,5 MHz ; 83,5 MHz] ^{1dB} ([8,6 % ; 12,7 %] ^{1dB})	[1,2 dB ; 1,5 dB]	continu	[I.133] 2010
			[57 MHz ; 63 MHz] ^{1dB} ([6,5 % ; 9,5 %] ^{1dB})	[1,6 dB ; 2 dB]		
Varactors et diodes PIN	Cu + Rogers Duroid	0,55 – 1,9 GHz $\Delta f = 110\%$	[86 MHz ; 98 MHz] (BPr N/A)	[3,2 dB ; 4,4 dB]	continu	[I.134] 2016
Varactors	Cu + Rogers Duroid	0,76-1,78 GHz puis 1,6-2,63 GHz	[70 MHz ; 88 MHz] ^{1dB} puis [4,8 % ; 5,3 %] ^{1dB}	[2,2 dB ; 4,2 dB] et [2 dB ; 4,8 dB]	continu	[I.135] 2018
Filtres planaires accordables aux ondes millimétriques						
RF MEMS	Au + alumine sur BCB sur verre	33 - 34,4 GHz $\Delta f = 4,2\%$	[4 GHz ; 4,3 GHz] * ([12,1 % ; 12,5 %]) *	[4 dB ; 4,8 dB] *	continu	[I.122] 2001
RF MEMS	Au + Si ₃ N ₄ sur quartz	47,5 – 51,7 GHz $\Delta f = 8,5\%$	[3 GHz ; 4,4 GHz] ^{1dB} ([6,4 % ; 8,5 %] ^{1dB})	[2,6 dB ; 3,5 dB]	continu	[I.123] 2002
		59 – 65,5 GHz $\Delta f = 10,4\%$	[4,5 ; 6,9 GHz] ^{1dB} ([7,6 % ; 10,5 %] ^{1dB})	[2,9 dB ; 3,8 dB]		
RF MEMS	Au + alumine sur quartz	33,1 - 34,7 GHz $\Delta f = 4,7\%$	2,9 GHz $\pm 0,5\%$ ([8,4 % ; 8,8 %])	~ 3.6 dB	continu	[I.124] 2003
RF MEMS	Au + alumine sur quartz	41,6 – 44,1 GHz $\Delta f = 5,8\%$	~ 2,8 GHz ([6,3 % ; 6,7 %])	[3,2 dB ; 3,5 dB]	continu	[I.125] 2004
Cristaux liquides (E7)	Cu + Rogers Duroid	49 - 52,2 GHz $\Delta f = 6,3\%$	~ 10 GHz ([19,2 % ; 20,4 %])	~ 4,7 dB	2	[I.110] 2014

RF MEMS	Cu + Si-BCB	63 - 104 GHz $\Delta f = 49\%$	$\sim 4,1$ GHz * ([3,9 % ; 6,5 %]) *	[4,7 dB ; 7,1 dB]	2	[I.126] 2014
RF MEMS intégré	130 nm BiCMOS (Al)	56 - 74 GHz $\Delta f = 27,7\%$	[4,5 GHz ; 8,1 GHz] ([8,2 % ; 11 %])	[6,2 dB ; 10 dB]	2	[I.127] <i>Ce travail</i>

* Donnée calculée à partir des courbes de l'article.

^{1dB} Bande passante mesurée à -1dB.

Ainsi, de nombreux filtres accordables fonctionnant à quelques GHz proposent un certain contrôle de la bande passante tout au long de l'accord en fréquence. Ce contrôle peut être effectué par le choix d'une topologie minimisant la variation du couplage inter-résonateurs lors du décalage en fréquence et assurant donc une bande passante absolue stable [I.131].

Il est possible aussi de pré-dimensionner le filtre afin de choisir l'évolution (augmentation, diminution ou stabilité) de la bande passante lors de l'accord en fréquence [I.132]-[I.133]. Afin d'élargir la plage d'accord tout en contrôlant l'évolution de la bande passante, le filtre présenté dans [I.134] propose de réaliser un résonateur qui a deux modes de fonctionnement commutables. Le premier état « haute-fréquence » présente des fréquences centrales entre 0,99 GHz et 1,9 GHz et, lorsqu'il atteint sa limite, il est relayé par un second état « basse-fréquence » entre 0,55 GHz et 0,99 GHz, comme le montre la Figure I.22.

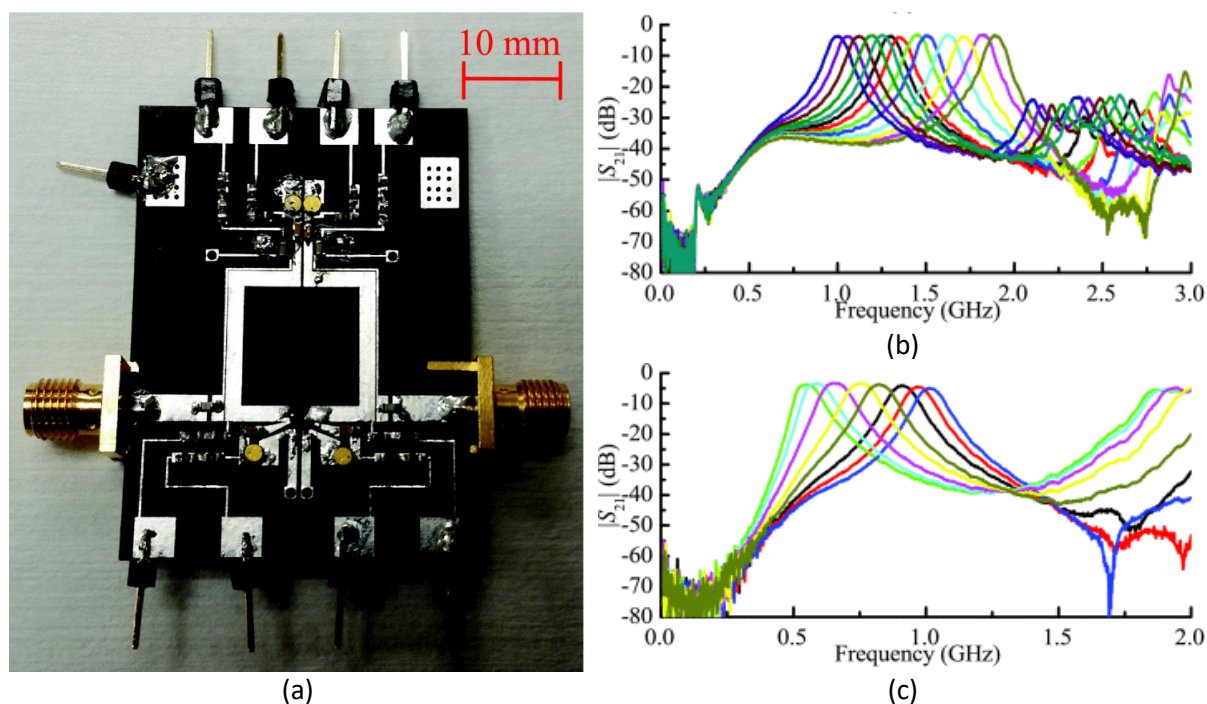


Figure I.22 Photographie d'un filtre accordable en fréquence à deux état (a) avec les mesures des paramètres de transmission de l'état haute-fréquence (b) et basse-fréquence (c) [I.134].

Enfin, [132] propose un filtre bi-bande dont la fréquence de chaque sous-bande est accordable et permet un contrôle continu de 0,76 à 2,63 GHz comme représenté sur Figure I.23. De plus, l'évolution des bandes passantes de chaque sous-bande est déterminée par le pré-dimensionnement du filtre.

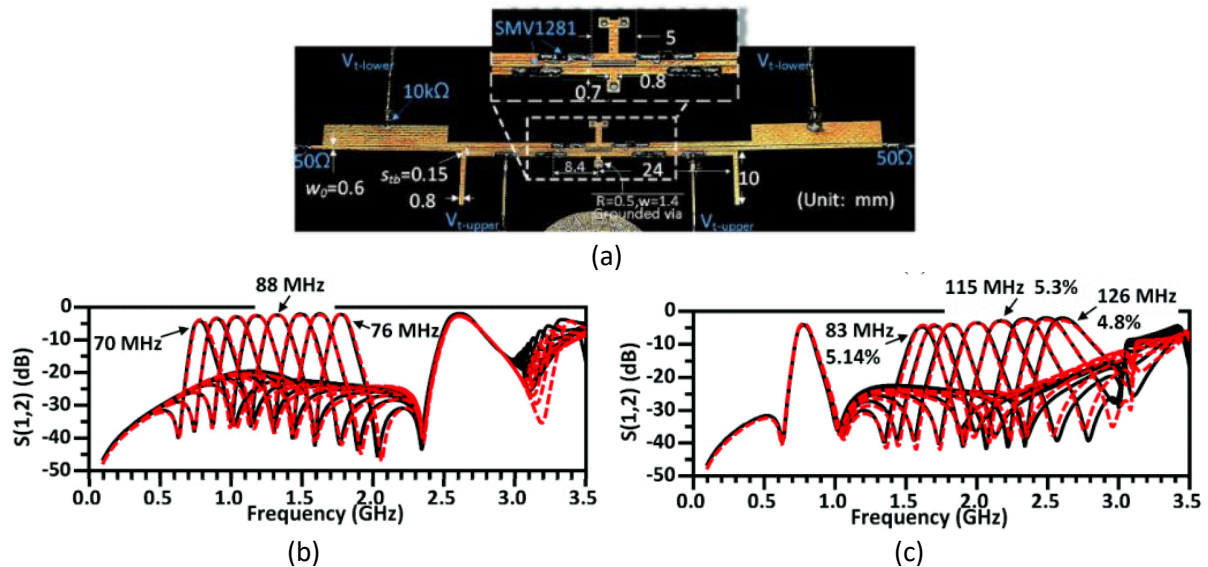


Figure I.23 Photographie d'un filtre accordable en fréquence bi-bande (a) avec les mesures mettant en valeur l'accord en fréquence de la sous-bande basse-fréquence (b) et celle haute-fréquence (c) [132].

Il est à noter que bien qu'il soit plus difficile de réaliser un contrôle de la bande passante aux ondes millimétriques, les filtres [I.124] et [I.125] le proposent. Ils vont même relativement loin puisqu'ils proposent une accordabilité en fréquence centrale et en bande passante, la partie suivante va proposer un petit état de l'art des solutions « doublement » accordables.

I.E.2.b Filtrés planaires accordables en fréquence et en bande passante

Dans des systèmes de télécommunications par exemple, les bandes utiles peuvent être de largeur variable. Les filtres « basse-fréquence » présentés dans le tableau précédent [I.131]-[I.135] proposent un contrôle de la bande passante mais seulement sur l'évolution qu'elle aura au fur et à mesure du décalage en fréquence. C'est-à-dire que lors de la conception du filtre certaines dimensions physiques seront déterminées afin de « prédire » l'évolution de la bande passante en fonction du décalage en fréquence donc le contrôle de la bande passante ne se fait pas par un élément de contrôle mais par des pré-dimensionnements qui resteront figés une fois le circuit réalisé. Ces méthodes sont intéressantes lorsque l'on veut maintenir une bande passante constante en absolu ou en relatif mais cela ne permet pas de sortir du cadre de la relation linéaire entre la bande passante et de la fréquence centrale. Une meilleure flexibilité des systèmes nécessite donc le contrôle indépendant de la fréquence centrale et de la bande passante. Ces filtres, présentés Tableau I. 3, seront appelés doublement accordables dans la suite de ce mémoire.

Différents principes peuvent permettre ce double accord : ajustement de longueurs électriques judicieusement choisies et ajustement de coefficients de couplage (par contrôle des impédances des modes pair et impair par exemple).

La solution la plus simple est certainement l'accordabilité de longueurs électriques et est mise en œuvre dans [I.124], [I.136] et [I.137]. Dans [I.137], la mise en cascade de deux filtres (un passe-haut et un passe-bas) dont seules les fréquences de coupure sont accordables conduit à réaliser un double accord. L'article [I.124] présente le principe et les simulations d'un dual-behavior resonator (DBR) à double accord autour de 30 GHz. Seul l'accord en fréquence est démontré en mesure. L'implémentation d'un DBR a aussi été réalisée dans [I.136] à quelques GHz. Deux zéros de transmission indépendants sont introduits par deux stubs et la bande passante est générée par interférence constructive entre ces zéros. Ainsi, la fréquence centrale et la bande passante dépendent

de la position des zéros et leur accord nécessite la modification de la longueur électrique des deux stubs.

Une seconde solution pour le double accord consiste à contrôler le niveau de couplage entre les résonateurs. Il est possible de proposer un accord de la bande passante à fréquence fixe en contrôlant le couplage inter-résonateur, [I.138]-[I.139]. Afin de réaliser un filtre doublement accordable, il est donc envisageable de commuter entre deux filtres accordables en bande passante qui résonnent à des fréquences différentes comme dans [I.140].

Mais en associant la possibilité d'accorder la fréquence propre des résonateurs et les couplages, il est possible de réaliser un unique filtre doublement accordable [I.125], [I.141]-[I.150]. Enfin il est possible aussi de réaliser des filtres doublement accordables avec des résonateurs à modes duaux ou multimodes en contrôlant les perturbations des modes pairs et impairs [I.151]-[I.153].

Tableau I. 3 Etat de l'art des filtres planaires accordables en bande passante et en fréquence.

Elément d'accord	Technologie	Fréquences centrales	Bandes Passantes @-3 dB	Pertes	Nombre d'états	Réf
RF MEMS	HR silicon	9 - 12 GHz Δf = 28,6 %	De 1 à 4 GHz	~ 10 dB	16	[I.137] 2005
Diodes PIN	Cu + RT-Duroid 6010	1,03 – 1,6 GHz Δf = 43,3 %	30 ou 90 MHz	[3 dB ; 7 dB]	4	[I.140] 2009
Varactors	Cu + RT-Duroid 5880	0,57 - 0,83 GHz Δf = 37,1 %	De 50 à 78 MHz	<5 dB	continu	[I.141] 2006
	Cu + Rogers Duroid	1,55 – 2,1 GHz Δf = 30,1 %	De 40 à 120 MHz	[5,2 dB ; 10 dB]		[I.146] 2013
	Cu + RT-Duroid 5880	1,7 – 2,7 GHz Δf = 45,5 %	De 50 à 110 MHz ^{1dB}	[3,8 dB ; 9dB]		[I.147] 2015
	Cu + 2 couches de RT-Duroid 6010	1,25 – 2,1 GHz Δf = 50,7 %	De 54 à 162 MHz @ f_0 = 1,8 GHz	[3,5 dB ; 8,5 dB]		[I.148] 2015
	Cu + RT-Duroid 6010	0,56 – 1,15 GHz Δf = 69 %	De 65 à 180 MHz ^{1dB}	[1,4 dB ; 4,5 dB]		[I.150] 2017
	Cu + Rogers 3210	2,9 – 3,5 GHz Δf = 18,8 %	De 4% à 12 %	<3 dB		[I.151] 2012
	Cu + Rogers 4003	0,6 – 1,45 GHz Δf = 82,9 %	De 120 à 950 MHz	[1 dB ; 3,5 dB]		[I.152] 2013
	Cu + RT-Duroid 5880	0,8 – 1,42 GHz 55,9 %	De 50 à 500 MHz ^{1dB}	<3,8 dB		[I.153] 2018
Filtres planaires doublement accordables aux ondes millimétriques						
RF MEMS	Au + alumine sur quartz	33,1 - 34,7 GHz Δf = 4,7 %	2,9 GHz $\pm$ 0,5 % ([8,4 % ; 8,8 %])	~ 3.6 dB	continu	[I.124] 2003
	Au + alumine sur quartz	41,6 – 44,1 GHz Δf = 5,8 %	2,8 GHz ([6,3 % ; 6,7%])	[3,2 dB : 3,5 dB]	continu	[I.125] 2004

* Donnée calculée à partir des courbes de l'article.

^{1dB} Bande passante mesurée à -1dB.

La plupart de ces filtres n'utilise pas de synthèse complète publiée afin de simplifier la réalisation. Les filtres présentés dans [I.124], [I.140], [I.141] et [I.153] en proposent une. Le dernier chapitre développé dans cette thèse proposera une nouvelle synthèse de filtre en anneau doublement accordable, le concept de la synthèse est validé avec plusieurs filtres non-accordables dont seules les caractéristiques des capacités changent.

I.F Conclusion

De nos jours les télécommunications représentent un des plus grands marchés du début du XXI^{ème} siècle. Les enjeux et ainsi la concurrence poussent à optimiser ces systèmes toujours plus ambitieux que ce soit en débit, en coût réduit ou en intégration.

Dans ce chapitre il a d'abord été montré qu'il était important d'augmenter la fréquence de fonctionnement des systèmes de télécommunications pour à la fois répondre à l'encombrement du spectre électromagnétique mais aussi pour permettre une augmentation des débits. Pour rendre possible la réalisation de systèmes de télécommunications performants et haut-débit, les fonctions de filtrage millimétriques sont des circuits clés. De plus, afin de réduire la taille des systèmes, l'étude de leur accordabilité prend une part grandissante dans le développement des futurs circuits hyperfréquences.

Après avoir présenté ce qu'est un filtre et ses principales caractéristiques, diverses topologies de filtres ont été présentées pour se concentrer enfin sur les solutions les plus intégrables aux ondes millimétriques. Ensuite, plusieurs technologies permettant de réaliser des circuits intégrés planaires sont détaillées : les technologies III-V et les technologies silicium. Dans un but de réduction des coûts les technologies silicium seront au centre de notre étude.

Par la suite, plusieurs états de l'art ont été développés en commençant par les filtres intégrés en silicium comparés avec quelques filtres en technologies III-V pour montrer que les performances des filtres CMOS et BiCMOS deviennent comparables à celles des technologies comme l'arséniure de gallium. On s'est ensuite focalisés sur l'accordabilité en présentant les différents éléments d'accord envisageables avant de présenter quelques exemples de filtres accordables à des fréquences millimétriques mais aussi à des fréquences plus basses.

Enfin, un des plus grands défis concernant la réalisation de filtres accordables a été présenté : la double accordabilité c'est-à-dire le contrôle indépendant de la fréquence et de la bande passante. Différentes techniques ont été présentées avant de proposer un état de l'art relativement détaillé qui montre qu'il existe plusieurs solutions malgré la complexité du problème. Le travail qui est présenté tout au long de ce manuscrit aboutit au développement d'une synthèse de filtre accordable en fréquence et en bande passante pouvant contribuer à l'avenir à cet état de l'art qui, pour l'instant, n'est pas très corpulent.

Références

- [I.1] **G. M. REBEIZ, K. ENTESARI, I. C. REINES, S.-J. PARK, M. A. EL-TANANI, A. GRICHENER ET A. R. BROWN**
« TUNING IN TO RF MEMS »
IEEE MICROWAVE MAGAZINE, VOL. 10, NO. 6, PP. 55-72, OCT. 2009.
- [I.2] **ERICSSON, STOCKHOLM, SUÈDE**
« MICROWAVE TOWARDS 2020 REPORT », 28 SEPT. 2015
DISPONIBLE: <https://www.ericsson.com/assets/local/news/2015/9/microwave-2020-report.pdf>
- [I.3] **OFCOM, LONDRES, ROYAUME-UNI**
« SPECTRUM ABOVE 6 GHZ FOR FUTURE MOBILE TELECOMMUNICATIONS », 16 JANV. 2015
DISPONIBLE: https://www.ofcom.org.uk/data/assets/pdf_file/0023/69422/spectrum_above_6_ghz_cfi.pdf
- [I.4] **M. J. MARCUS**
« 5G AND "IMT FOR 2020 AND BEYOND" [SPECTRUM POLICY AND REGULATORY ISSUES] »
IEEE WIRELESS COMMUNICATIONS, VOL. 22, NO. 4, PP. 2-3, AUG. 2015.
- [I.5] **W. HONG, Z. H. JIANG, C. YU, J. ZHOU, P. CHEN, Z. YU, H. ZHANG, B. YANG, X. PANG, M. JIANG, Y. CHENG, M. K. TAHER AL-NUAIMI, Y. ZHANG, J. CHEN ET S. HE**
« MULTIBeam ANTENNA TECHNOLOGIES FOR 5G WIRELESS COMMUNICATIONS »
IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 65, NO. 12, PP. 6231-6249, DEC. 2017.
- [I.6] **P. J. PICONE**
« PASSIVE MILLIMETRE WAVE IMAGING: A REVIEW »
SRL, SALISBURY, SA, REP SRL-0144-RR, FEB 1994.
- [I.7] **J. WELLS**
« FASTER THAN FIBER: THE FUTURE OF MULTI-G/S WIRELESS »
IEEE MICROWAVE MAGAZINE, VOL. 10, NO. 3, PP. 104-112, MAY 2009.
- [I.8] **T. S. RAPPAPORT, J. N. MURDOCK ET F. GUTIERREZ**
« STATE OF THE ART IN 60 GHZ INTEGRATED CIRCUITS AND SYSTEMS FOR WIRELESS COMMUNICATIONS »
PROCEEDING OF THE IEEE, VOL. 99, NO. 8, PP. 1390-1436, AUG 2011.
- [I.9] **J. WAN, C. ZOU, S. ULLAH, C. F. LAI, M. ZHOU ET X. WANG**
« CLOUD-ENABLED WIRELESS BODY AREA NETWORKS FOR PERVASIVE HEALTHCARE »
IEEE NETWORK, VOL. 27, NO. 5, PP. 56-61, OCT. 2013.
- [I.10] **H. DINIS, M. ZAMITH ET P. M. MENDES**
« PERFORMANCE ASSESSMENT OF AN RFID SYSTEM FOR AUTOMATIC SURGICAL SPONGE DETECTION IN A URGERY ROOM »
2015 37TH ANNUAL INTERNATIONAL CONFERENCE OF THE IEEE ENGINEERING IN MEDICINE AND BIOLOGY SOCIETY (EMBC), MILAN, 2015, PP. 3149-3152.
- [I.11] **Y. GAO ET R. ZOUGHI**
« MILLIMETER WAVE REFLECTOMETRY AND IMAGING FOR NONINVASIVE DIAGNOSIS OF SKIN BURN INJURIES »
TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, VOL. 66, NO. 1, PP. 77-84, JAN. 2017.

-
- [I.12] **B. FRIEDERICH, D. DAMYANOV, T. SCHULTZE ET I. WILLMS**
 « POLARIMETRIC IMAGING METHOD FOR A SURFACE ADAPTIVE PERMITTIVITY ESTIMATION FOR 60 GHz FMCW RADAR »
 2016 10TH EUROPEAN CONFERENCE ON ANTENNAS AND PROPAGATION (EuCAP), DAVOS, JUIN 2016.
- [I.13] **B. KUMAR, R. UPADHYAY ET D. SINGH**
 « CRITICAL ANALYSIS OF SIGNAL PROCESSING TECHNIQUES FOR CONCEALED WEAPON IDENTIFICATION WITH MMW (60 GHz) IMAGING RADAR SYSTEM »
 2015 IEEE 10TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRIAL AND INFORMATION SYSTEMS (ICIIS), PERADENIYA, PP. 463-468, DEC. 2015.
- [I.14] **L. CHUSSEAU, P. PAYET ET J. RAOULT**
 « MILLIMETER WAVE NEAR-FIELD IMAGERY WITH MICROMETER SPATIAL RESOLUTION »
 2016 41ST INTERNATIONAL CONFERENCE ON INFRARED, MILLIMETER, AND TERAHERTZ WAVES (IRMMW-THz), COPENHAGEN, DEC. 2016.
- [I.15] **J. HELANDER, A. ERICSSON, D. SJÖBERG, M. GUSTAFSSON, T. MARTIN ET C. LARSSON**
 « 60 GHz IMAGING OF PANELS FOR DEFECT DETECTION USING PLANAR SCANNING »
 2016 IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ANTENNAS AND PROPAGATION (APSURSI), FAJARDO, PP. 1025-1026, OCT. 2016.
- [I.16] **G. OK, K. PARK, M.-C. LIM, H.-J. JANG ET S.-W. CHOI**
 « 140-GHZ SUBWAVELENGTH TRANSMISSION IMAGING FOR FOREIGN BODY INSPECTION IN FOOD PRODUCTS »
 JOURNAL OF FOOD ENGINEERING, VOL. 221, MARS 2018, PP 124-131.
- [I.17] **Y. AKIYAMA ET S. KIDERA**
 « ACCELERATION FOR RPM-BASED THREE-DIMENSIONAL IMAGING FOR 140 GHz-BAND MILLIMETER WAVE RADAR »
 2017 INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ANTENNAS AND PROPAGATION (ISAP), PHUKET, THAILAND, NOV. 2017.
- [I.18] **T. SPRENG, S. YUAN, V. VALENTA, H. SCHUMACHER, U. SIART ET V. ZIEGLER**
 « WIDEBAND 120 GHz TO 140 GHz MIMO RADAR: SYSTEM DESIGN AND IMAGING RESULTS »
 2015 EUROPEAN MICROWAVE CONFERENCE (EuMC), PARIS, DEC. 2015, PP. 430-433.
- [I.19] **S. A. KUZNETSOV, S. N. MAKAROV, V. N. KOSHELENKO, M. A. ASTAFEV ET A. V. ARZHANNIKOV**
 « 140 GHz ACTIVE IMAGING SYSTEMS BASED ON FMCW RADAR »
 2014 39TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON INFRARED, MILLIMETER, AND TERAHERTZ WAVES (IRMMW-THz), TUCSON, AZ, SEPT. 2014.
- [I.20] **S. KOCH, M. GUTHOERL, I. KALLFASS, A. LEUTHER ET S. SAITO**
 « A 140 GHz HETERODYNE RECEIVER CHIPSET FOR PASSIVE MILLIMETER WAVE IMAGING APPLICATIONS »
 2009 ANNUAL IEEE COMPOUND SEMICONDUCTOR INTEGRATED CIRCUIT SYMPOSIUM, GREENSBORO, NC, NOV. 2009.
- [I.21] **K. NALLAPPAN, H. GUERBOUKHA, C. NERGUIZIAN ET M. SKOROBOGATY**
 « PRACTICAL IMPLEMENTATION OF LIVE UNCOMPRESSED 4K VIDEO TRANSMISSION AT 140 GHz USING PHOTONICS TECHNOLOGIES »
 2017 42ND INTERNATIONAL CONFERENCE ON INFRARED, MILLIMETER, AND TERAHERTZ WAVES (IRMMW-THz), CANCUN, SEPT. 2017.

-
- [I.22] **I. ANDO, M. TANIO, M. ITO, T. KUWABARA, T. MARUMOTO ET K. KUNIHIO**
« WIRELESS D-BAND COMMUNICATION UP TO 60 GBIT/S WITH 64QAM USING GAAS HEMT TECHNOLOGY »
2016 IEEE RADIO AND WIRELESS SYMPOSIUM (RWS), AUSTIN, TX, JAN. 2016.
 - [I.23] **C. WANG, C. LIN, Q. CHEN, B. LU, X. DENG, ET J. ZHANG**
« A 10-GBIT/S WIRELESS COMMUNICATION LINK USING 16-QAM MODULATION IN 140-GHz BAND »
IEEE TRANSACTION ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQS, VOL. 61, NO. 7, JULY 2013.
 - [I.24] **S. T. NICOLSON, A. TOMKINS, K. W. TANG, A. CATHELIN, D. BELOT ET S. P. VOINIGESCU**
« A 1.2V, 140GHz RECEIVER WITH ON-DIE ANTENNA IN 65NM CMOS »
2008 IEEE RADIO FREQUENCY INTEGRATED CIRCUITS SYMPOSIUM, ATLANTA, GA, JUL. 2008.
 - [I.25] **S. SHAHRAMIAN, A. HART, A. TOMKINS, A. CHAN CARUSONE, P. GARCIA, P. CHEVALIER ET S. P. VOINIGESCU**
« DESIGN OF A DUAL W- AND D-BAND PLL »
IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, VOL. 46, NO. 5, PP. 1011-1022, MAY 2011.
 - [I.26] **B. ZHANG, C. KÄRNFELT, H. GULAN, T. ZWICK ET H. ZIRATH**
« A D-BAND PACKAGED ANTENNA ON ORGANIC SUBSTRATE WITH HIGH FAULT TOLERANCE FOR MASS PRODUCTION »
IEEE TRANSACTIONS ON COMPONENTS, PACKAGING AND MANUFACTURING TECHNOLOGY, VOL. 6, NO. 3, PP. 359-365, MARCH 2016.
 - [I.27] **R. B. YISHAY, E. SHUMAKER ET D. ELAD**
« A 122-150 GHz LNA WITH 30 dB GAIN AND 6.2 dB NOISE FIGURE IN SiGE BICMOS TECHNOLOGY »
2015 IEEE 15TH TOPICAL MEETING ON SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUITS IN RF SYSTEMS, SAN DIEGO, CA, JUIN 2015, PP. 15-17.
 - [I.28] **R. CLERITI, W. CICCOGNANI, S. COLANGELI, A. SERINO, E. LIMITI, P. FRIJLINK, M. RENVOISE, R. DOERNER ET M. HOSSAIN**
« D-BAND LNA USING A 40-NM GAAS MHEMT TECHNOLOGY »
2017 12TH EUROPEAN MICROWAVE INTEGRATED CIRCUITS CONFERENCE (EUMIC), NUREMBERG, DEC. 2017, PP. 105-108.
 - [I.29] **Y. SHANG, H. YU, Y. LIANG, X. BI ET M. ANNAMALAI**
« MILLIMETER-WAVE SOURCES AT 60 AND 140 GHz BY MAGNETIC-PLASMON-WAVEGUIDE-BASED IN-PHASE COUPLED OSCILLATOR NETWORK IN 65-NM CMOS »
IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 64, NO. 5, PP. 1560-1571, MAY 2016.
 - [I.30] **A. BOSSUET, T. QUEMERAIS, C. GAQUIERE, E. LAUGA-LARROZE, J.-M. FOURNIER, S. LEPILLIET ET D. GLORIA**
« A 10 DBM OUTPUT POWER D-BAND POWER SOURCE WITH 5 dB CONVERSION GAIN IN BICMOS 55NM »
IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS, VOL. 26, NO. 11, PP. 930-932, NOV. 2016.
 - [I.31] https://en.wikipedia.org/wiki/Electronic_filter
 - [I.32] **O. ROQUEBRUN**
« FILTRES MICROONDES RECTANGULAIRES BIMODES UTILISANT DES MODES SUPERIEURS »
MEMOIRE DE DOCTORAT EN ELECTRONIQUE, UNIVERSITE DE BORDEAUX, OCT. 2001.

-
- [I.33] **S. B. COHN**
 « DISSIPATION LOSS IN MULTIPLE-COUPLED-RESONATOR FILTERS »
 PROCEEDINGS OF THE IRE, VOL. 47, NO. 8, PP. 1342-1348, AUG. 1959.
- [I.34] **L. ZHU, R. R. MANSOUR ET M. YU**
 « COMPACT WAVEGUIDE DUAL-BAND FILTERS AND DIPLEXERS »
 IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 65, NO. 5, PP. 1525-1533, MAY 2017.
- [I.35] **B. YASSINI ET M. YU**
 « KA-BAND DUAL-MODE SUPER Q FILTERS AND MULTIPLEXERS »
 IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 63, NO. 10, PP. 3391-3397, OCT. 2015.
- [I.36] **J. Q. DING, S. C. SHI, K. ZHOU, D. LIU ET W. WU**
 « ANALYSIS OF 220-GHZ LOW-LOSS QUASI-ELLIPTIC WAVEGUIDE BANDPASS FILTER »
 IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS, VOL. 27, NO. 7, PP. 648-650, JULY 2017.
- [I.37] **J. CUI, C. AI, Y. ZHANG, J. HU, B. YAN ET R. XU**
 « A 420 GHZ WAVEGUIDE FILTER BASED ON MEMS TECHNOLOGY »
 2017 IEEE MTT-S INTERNATIONAL MICROWAVE SYMPOSIUM (IMS), HONOLULU, HI, 2017.
- [I.38] **M. KISHIHARA, R. SASAKI, T. YAMAMOTO, A. YAMAGUCHI, Y. UTSUMI ET I. OHTA**
 « FABRICATION OF 180 GHZ PTFE-FILLED WAVEGUIDE AND ITS BANDPASS FILTERS BY SR DIRECT ETCHING »
 2014 ASIA-PACIFIC MICROWAVE CONFERENCE, SENDAI, JAPAN, 2014, PP. 49-51.
- [I.39] **Z. XING-HAI, S. GUANG-CUN, D. YI-JIA, B. JING-FU, Z. HAO-SHEN, Z. YING-BIN, S. CHAN-HUNG ET C. YONG-SHENG**
 « G-BAND RECTANGULAR WAVEGUIDE FILTER FABRICATED USING DEEP REACTIVE ION ETCHING AND BONDING PROCESSES »
 IET MICRO & NANO LETTERS, VOL. 7, NO. 12, PP. 1237-1240, DECEMBER 2012.
- [I.40] **Y. WANG, M. KE ET M. J. LANCASTER**
 « MICROMACHINED 60 GHZ AIR-FILLED INTERDIGITAL BANDPASS FILTER »
 INTERNATIONAL WORKSHOP ON MICROWAVE FILTERS. PROCEEDINGS OF THE 2009 INTERNATIONAL WORKSHOP ON MICROWAVE FILTERS, TOULOUSE, FRANCE.
- [I.41] **B. QIONG, Z. BINZHEN ET D. JUNPING**
 « DESIGN OF W BAND RECTANGULAR WAVEGUIDE FILTER »
 2017 IEEE 9TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMMUNICATION SOFTWARE AND NETWORKS (ICCSN), GUANGZHOU, 2017.
- [I.42] **R. HAJJ, M. CHATRAS, P. BLONDY, L. RIGAudeau ET J. PUECH**
 « TWO-POLE MICROMACHINED BANDPASS FILTER AT 150 GHZ WITH 4% 3 DB BANDWIDTH »
 ELECTRONICS LETTERS, VOL. 46, NO. 12, PP. 843-845, JUNE 10 2010.
- [I.43] **D. DESLANDES ET KE WU**
 « ACCURATE MODELING, WAVE MECHANISMS, AND DESIGN CONSIDERATIONS OF A SUBSTRATE INTEGRATED WAVEGUIDE »
 IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 54, NO. 6, PP. 2516-2526, JUNE 2006.

-
- [I.44] **F. X. RÖHRL, R. SAMMER, J. JAKOB, W. BOGNER, R. WEIGEL, U. HASSEL ET S. ZORN**
 « COST-EFFECTIVE SIW BAND-PASS FILTERS FOR MILLIMETER WAVE APPLICATIONS A METHOD TO COMBINE LOW TOLERANCES AND LOW PRICES ON STANDARD PCB SUBSTRATES »
 2017 47TH EUROPEAN MICROWAVE CONFERENCE (EUMC), NUREMBERG, 2017.
- [I.45] **S. W. WONG, K. WANG, Z. N. CHEN ET Q. X. CHU**
 « ELECTRIC COUPLING STRUCTURE OF SUBSTRATE INTEGRATED WAVEGUIDE (SIW) FOR THE APPLICATION OF 140-GHZ BANDPASS FILTER ON LTCC »
 IEEE TRANSACTIONS ON COMPONENTS, PACKAGING AND MANUFACTURING TECHNOLOGY, VOL. 4, NO. 2, PP. 316-322, FEB. 2014.
- [I.46] **S. LI, M. YI, S. PAVLIDIS, H. YU, M. SWAMINATHAN ET J. PAPAPOLYMEROU**
 « INVESTIGATION OF SURFACE ROUGHNESS EFFECTS FOR D-BAND SIW TRANSMISSION LINES ON LCP SUBSTRATE »
 2017 IEEE RADIO AND WIRELESS SYMPOSIUM (RWS), PHOENIX, AZ, 2017.
- [I.47] **T. DJERAFI ET K. WU**
 « MULTILAYER INTEGRATION AND PACKAGING ON SUBSTRATE INTEGRATED WAVEGUIDE FOR NEXT GENERATION WIRELESS APPLICATIONS »
 2016 46TH EUROPEAN MICROWAVE CONFERENCE (EUMC), LONDON, 2016.
- [I.48] **H. ZHANG ET W. HONG**
 « A WIRE BONDING STRUCTURE DIRECTLY BASED ON SUBSTRATE INTEGRATED WAVEGUIDE TECHNOLOGY »
 IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS, VOL. 24, NO. 11, PP. 757-759, NOV. 2014.
- [I.49] **F. LIU, V. SUNDARAM, S. MIN, V. SRIDHARAN, H. CHAN, N. KUMBHAT, B.-W. LEE, R. TUMMALA, D. BAARS, S. KENNEDY ET S. PAUL**
 « CHIP-LAST EMBEDDED ACTIVES AND PASSIVES IN THIN ORGANIC PACKAGE FOR 1–110 GHz MULTI-BAND APPLICATIONS »
 2010 PROCEEDINGS 60TH ELECTRONIC COMPONENTS AND TECHNOLOGY CONFERENCE (ECTC), LAS VEGAS, NV, USA, 2010.
- [I.50] **R. OIKAWA**
 « A FEASIBILITY STUDY ON 100GBPS-PER-CHANNEL DIE-TO-DIE SIGNAL TRANSMISSION ON SILICON INTERPOSER-BASED 2.5-D LSI WITH A PASSIVE DIGITAL EQUALIZER »
 2016 IEEE 66TH ELECTRONIC COMPONENTS AND TECHNOLOGY CONFERENCE (ECTC), LAS VEGAS, NV, 2016.
- [I.51] **J. ZHOU, J. YANG ET Y. SHEN**
 « 3D HETEROGENEOUS INTEGRATION TECHNOLOGY USING HOT VIA MMIC AND SILICON INTERPOSER WITH MILLIMETER WAVE APPLICATION »
 2017 IEEE MTT-S INTERNATIONAL MICROWAVE SYMPOSIUM (IMS), HONOLULU, HI, 2017.
- [I.52] **M. V. PELEGRINI, J. M. PINHEIRO, L. G. GOMES, G. P. REHDER, A. L. C. SERRANO, F. PODEVIN ET P. FERRARI**
 « INTERPOSER BASED ON METALLIC-NANOWIRE-MEMBRANE (MNM) FOR MM-WAVE APPLICATIONS »
 2016 11TH EUROPEAN MICROWAVE INTEGRATED CIRCUITS CONFERENCE (EUMIC), LONDON, 2016.
- [I.53] **O. E. BOUAYADI, L. DUSSOPT, Y. LAMY, C. DEHOS, C. FERRANDON, A. SILIGARIS, B. SOULIER, G. SIMON ET P. VINCENT**
 « SILICON INTERPOSER: A VERSATILE PLATFORM TOWARDS FULL-3D INTEGRATION OF WIRELESS SYSTEMS AT MILLIMETER-WAVE FREQUENCIES »
 2015 IEEE 65TH ELECTRONIC COMPONENTS AND TECHNOLOGY CONFERENCE (ECTC), SAN DIEGO, CA, 2015.

-
- [I.54] **K. K. SAMANTA ET I. D. ROBERTSON**
 « SURFING THE MILLIMETER-WAVE: MULTILAYER PHOTOIMAGEABLE TECHNOLOGY FOR HIGH PERFORMANCE SOP COMPONENTS IN SYSTEMS AT MILLIMETER-WAVE AND BEYOND »
 IEEE MICROWAVE MAGAZINE, VOL. 17, NO. 1, PP. 22-39, JAN. 2016.
- [I.55] **V. N. R. VANUKURU**
 « MILLIMETER-WAVE BANDPASS FILTER USING HIGH-Q CONICAL INDUCTORS AND MOM CAPACITORS »
 2016 IEEE RADIO FREQUENCY INTEGRATED CIRCUITS SYMPOSIUM (RFIC), SAN FRANCISCO, CA, 2016.
- [I.56] **J.-S. HONG ET M. J. LANCASTER**
 « MICROSTRIP FILTERS FOR RF/MICROWAVE APPLICATIONS »
 2001 JOHN WILEY & SONS, INC.
- [I.57] **N. H. L. KOSTER, S. KOBLOWSKI, R. BERTENBURG, S. HEINEN ET I. WOLFF**
 « INVESTIGATIONS ON AIR BRIDGES USED FOR MMICs IN CPW TECHNIQUE »
 19TH EUROPEAN MICROWAVE CONFERENCE, LONDON, UK, 1989.
- [I.58] **R. LI, C. JIN, M. TANG, K. F. CHANG, S. W. HO, Z. CHEN ET B. ZHENG**
 « LOW LOSS SUSPENDED MEMBRANE ON LOW RESISTIVITY SILICON AND ITS APPLICATIONS TO MILLIMETRE-WAVE PASSIVE CIRCUITS »
 IEEE TRANSACTIONS ON COMPONENTS, PACKAGING AND MANUFACTURING TECHNOLOGY, VOL. 4, NO. 7, PP. 1237-1244, JULY 2014.
- [I.59] **F. PARMENT, A. GHOTTO, T. P. VUONG, L. CARPENTIER ET K. WU**
 « SUBSTRATE INTEGRATED SUSPENDED LINE TO AIR-FILLED SIW TRANSITION FOR HIGH-PERFORMANCE MILLIMETER-WAVE MULTILAYER INTEGRATION »
 2017 IEEE MTT-S INTERNATIONAL MICROWAVE SYMPOSIUM (IMS), HONOLULU, HI, 2017.
- [I.60] **YINQIAO LI, JIANHUA JI, YUANCHUN FEI, JIANMING ZHOU ET LE HU**
 « AN EMBEDDED LTCC STRIPLINE BANDPASS FILTER FOR MILLIMETER-WAVE SYSTEM ON PACKAGE »
 2009 INTERNATIONAL CONFERENCE ON MICROWAVE TECHNOLOGY AND COMPUTATIONAL ELECTROMAGNETICS (ICMTCE 2009), BEIJING, 2009.
- [I.61] **A. K. EZZEDDINE**
 « ADVANCES IN MICROWAVE & MILLIMETER-WAVE INTEGRATED CIRCUITS »
 2007 NATIONAL RADIO SCIENCE CONFERENCE, CAIRO, 2007.
- [I.62] **C. L. YANG, M. C. CHIANG, H. C. CHIU ET Y. C. CHIANG**
 « DESIGN AND ANALYSIS OF A TRI-BAND DUAL-MODE CHIP FILTER FOR 60-, 77-, AND 100-GHZ APPLICATIONS »
 IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 60, NO. 4, PP. 989-997, APRIL 2012.
- [I.63] **Y. S. LIN, Y. S. HSIEH, C. C. CHIONG ET Y. J. HWANG**
 « Q-BAND GAAS BANDPASS FILTER DESIGNS FOR ALMA BAND-1 »
 IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS, VOL. 19, NO. 6, PP. 353-355, JUNE 2009.
- [I.64] **G. WOLF, G. PRIGENT, E. RIUS, S. DEMICHEL, R. LEBLANC, G. DANBRINE ET H. HAPPY**
 « BAND-PASS COPLANAR FILTERS IN THE G-FREQUENCY BAND »
 IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS, VOL. 15, NO. 11, PP. 799-801, NOV. 2005.

-
- [I.65] **Y. YANG, X. ZHU ET Q. XUE**
« DESIGN OF AN ULTRACOMPACT ON-CHIP BANDPASS FILTER USING MUTUAL COUPLING TECHNIQUE »
IEEE TRANSACTIONS ON ELECTRON DEVICES, VOL. 65, NO. 3, PP. 1087-1093, MARCH 2018.
 - [I.66] **M.-G. LEE, T.-S. YUN, K.-B. KIM, D.-H. SHIN, T.-J. BAET ET J.-C. LEE**
« DESIGN OF MILLIMETER-WAVE BANDPASS FILTERS WITH $\lambda_g/4$ SHORT STUBS USING GAAS SURFACE MICROMACHINING »
2005 EUROPEAN MICROWAVE CONFERENCE, 2005.
 - [I.67] **H. L. KAO, X. DAI, X. Y. ZHANG, C. L. CHO, C. S. YEH ET H. C. CHIU**
« ON-CHIP DUAL-BAND BANDPASS FILTER ON A GAAS SUBSTRATE »
ELECTRONICS LETTERS, VOL. 49, NO. 18, PP. 1157-1159, AUGUST 29 2013.
 - [I.68] **E. RIUS, G. PRIGENT, H. HAPPY, G. DAMBRINE, S. BORET ET A. CAPPY**
« WIDE- AND NARROW-BAND BANDPASS COPLANAR FILTERS IN THE W-FREQUENCY BAND »
IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 51, NO. 3, PP. 784-791, MAR 2003.
 - [I.69] **W. C. CHIEN, C.-M. LIN, P. K. SINGH, S. BASU, C.-H. HSIAO, G.-W. HUANG ET Y.-H. WANG**
« MMIC COMPACT FILTERS WITH THIRD HARMONIC SUPPRESSION FOR V-BAND APPLICATIONS »
IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS, VOL. 21, NO. 6, PP. 295-297, JUNE 2011.
 - [I.70] **B. Y. KE, H. C. CHIU, J. S. FU ET Q. XUE**
« A V-BAND LOW INSERTION LOSS GAAS BANDPASS CHIP FILTER USING CMRC TECHNOLOGY »
ASIA-PACIFIC MICROWAVE CONFERENCE 2011, MELBOURNE, VIC, 2011.
 - [I.71] **M. RIORDAN**
« THE LOST HISTORY OF THE TRANSISTOR »
IEEE SPECTRUM, VOL. 41, NO. 5, PP. 44-49, MAY 2004.
 - [I.72] **B. RONG, J. N. BURGHARTZ, L. K. NANVER, B. REJAEI ET M. VAN DER ZWAN**
« SURFACE-PASSIVATED HIGH-RESISTIVITY SILICON SUBSTRATES FOR RFICs »
IEEE ELECTRON DEVICE LETTERS, VOL. 25, NO. 4, PP. 176-178, APRIL 2004.
 - [I.73] **S. CRISTOLOVEANU ET F. BALESTRA**
« TECHNOLOGIE SILICIUM SUR ISOLANT (SOI) »
TECHNIQUES DE L'INGENIEUR, REF : E2380 V2.
 - [I.74] **M. KAYNAK, F. KORNDORFER, C. WIPF, R. SCHOLZ, B. TILLACK, W.-G. LEE, Y. S. KIM, J. J. YOO ET J. W. KIM**
« HIGH-Q PASSIVES FOR MM-WAVE SiGe APPLICATIONS »
2009 IEEE BIPOLAR/BICMOS CIRCUITS AND TECHNOLOGY MEETING, CAPRI, 2009.
 - [I.75] **S. PRUVOST, R. CUCHET, D. PELLISSIER, I. TELLIEZ, M. DEVULDER, X. GAGNARD, P. ANCEY, M. AID, F. DANNEVILLE, G. DAMBRINE, N. ROLLAND ET S. LEPIILLIET**
« 40GHZ LOW NOISE RECEIVER CIRCUITS USING BCB ABOVE-SILICON TECHNOLOGY OPTIMIZED FOR MILLIMETER-WAVE APPLICATIONS »
2007 IEEE RADIO FREQUENCY INTEGRATED CIRCUITS (RFIC) SYMPOSIUM, HONOLULU, HI, 2007.

-
- [I.76] **G. PRIGENT, E. RIUS, F. LE PENNEC, S. LE MAGUER, C. QUENDO, G. SIX ET H. HAPPY**
 « DESIGN OF NARROW-BAND DBR PLANAR FILTERS IN SI-BCB TECHNOLOGY FOR MILLIMETER-WAVE APPLICATIONS »
 IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 52, NO. 3, PP. 1045-1051, MARCH 2004.
- [I.77] **G. MARTIN ET H. CHANG**
 « SYSTEM-ON-CHIP DESIGN »
 ASICON 2001. 2001 4TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON ASIC PROCEEDINGS, SHANGHAI, 2001.
- [I.78] **P. GUPTA**
 « PACKAGING DESIGN CONSIDERATIONS FOR MOBILE AND INTERNET OF THINGS (IOT) »
 2017 IEEE ELECTRON DEVICES TECHNOLOGY AND MANUFACTURING CONFERENCE (EDTM), TOYAMA, 2017.
- [I.79] **M. M. WALDROP**
 « THE CHIPS ARE DOWN FOR MOORE'S LAW »
 NATURE 530, 144–147, 11 FEBRUARY 2016.
- [I.80] **A. HAGELAUER, M. WOJNOWSKI, K. PRESSEL, R. WEIGEL ET D. KISSINGER**
 « INTEGRATED SYSTEMS-IN-PACKAGE: HETEROGENEOUS INTEGRATION OF MILLIMETER-WAVE ACTIVE CIRCUITS AND PASSIVES IN FAN-OUT WAFER-LEVEL PACKAGING TECHNOLOGIES »
 IEEE MICROWAVE MAGAZINE, VOL. 19, NO. 1, PP. 48-56, JAN.-FEB. 2018.
- [I.81] **C. Y. HSU, C. Y. CHEN ET H. R. CHUANG**
 « A 60-GHZ MILLIMETER-WAVE BANDPASS FILTER USING 0.18- μ M CMOS TECHNOLOGY »
 IEEE ELECTRON DEVICE LETTERS, VOL. 29, NO. 3, PP. 246-248, MARCH 2008.
- [I.82] **B. YANG, E. SKAFIDAS ET R. J. EVANS**
 « 60 GHZ COMPACT INTEGRATED CROSS-COUPLED SIR-MH BANDPASS FILTER ON BULK CMOS »
 ELECTRONICS LETTERS, VOL. 44, NO. 12, PP. 738-740, JUNE 5 2008.
- [I.83] **L. NAN, K. MOUTHAAN, Y. Z. XIONG, J. SHI, S. C. RUSTAGI ET B. L. OOI**
 « DESIGN OF 60- AND 77-GHZ NARROW-BANDPASS FILTERS IN CMOS TECHNOLOGY »
 IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS II: EXPRESS BRIEFS, VOL. 55, NO. 8, PP. 738-742, AUG. 2008.
- [I.84] **C. Y. HSU, C. Y. CHEN ET H. R. CHUANG**
 « 70 GHZ FOLDED LOOP DUAL-MODE BANDPASS FILTER FABRICATED USING 0.18 μ M STANDARD CMOS TECHNOLOGY »
 IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS, VOL. 18, NO. 9, PP. 587-589, SEPT. 2008.
- [I.85] **B. YANG, E. SKAFIDAS ET R. J. EVANS**
 « DESIGN OF 60 GHZ MILLIMETRE-WAVE BANDPASS FILTER ON BULK CMOS »
 IET MICROWAVE ANTENNAS PROPAGATION VOL. 3, NO. 6, PP. 943-949, 2009.
- [I.86] **H. C. LU, C. S. YEH ET S. A. WEI**
 « MINIATURISED 60 GHZ RECTANGULAR RING BANDPASS FILTER IN 90 NM CMOS TECHNOLOGY »
 ELECTRONICS LETTERS, VOL. 47, NO. 7, PP. 448-450, MARCH 31 2011.

-
- [I.87] **R. K. POKHAREL, X. LIU, R. DONG, A. B. A. DAYANG, H. KANAYA ET K. YOSHIDA**
 « 60GHZ-BAND LOW LOSS ON-CHIP BAND PASS FILTER WITH PATTERNED GROUND SHIELDS FOR MILLIMETER WAVE CMOS SoC »
 2011 IEEE MTT-S INTERNATIONAL MICROWAVE SYMPOSIUM, BALTIMORE, MD, 2011.
- [I.88] **A. L. FRANC, E. PISTONO, D. GLORIA ET P. FERRARI**
 « HIGH-PERFORMANCE SHIELDED COPLANAR WAVEGUIDES FOR THE DESIGN OF CMOS 60-GHZ BANDPASS FILTERS »
 IEEE TRANSACTIONS ON ELECTRON DEVICES, VOL. 59, NO. 5, PP. 1219-1226, MAY 2012.
- [I.89] **B. YANG, E. SKAFIDAS ET R. J. EVANS**
 « SLOW-WAVE SLOT MICROSTRIP TRANSMISSION LINE AND BANDPASS FILTER FOR COMPACT MILLIMETRE-WAVE INTEGRATED CIRCUITS ON BULK COMPLEMENTARY METAL OXIDE SEMICONDUCTOR »
 IET MICROWAVES, ANTENNAS & PROPAGATION, VOL. 6, NO. 14, PP. 1548-1555, NOVEMBER 20 2012.
- [I.90] **Y. C. CHEN, L. K. YEH ET H. R. CHUANG**
 « DESIGN OF ULTRA-COMPACT 60-GHZ MILLIMETER-WAVE CMOS ON-CHIP BANDPASS FILTER WITH TWO CONTROLLABLE TRANSMISSION ZEROS »
 2014 ASIA-PACIFIC MICROWAVE CONFERENCE, SENDAI, JAPAN, 2014.
- [I.91] **N. MAHMOUD, A. BARAKAT, A. B. ABDEL-RAHMAN, A. ALLAM ET R. K. POKHAREL**
 « COMPACT SIZE ON-CHIP 60 GHZ H-SHAPED RESONATOR BPF »
 IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS, VOL. 26, NO. 9, PP. 681-683, SEPT. 2016.
- [I.92] **A. S. A. EL-HAMEED, A. BARAKAT, A. B. ABDEL-RAHMAN, A. ALLAM ET R. K. POKHAREL**
 « ULTRACOMPACT 60-GHZ CMOS BPF EMPLOYING BROADSIDE-COUPLED OPEN-LOOP RESONATORS »
 IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS, VOL. 27, NO. 9, PP. 818-820, SEPT. 2017.
- [I.93] **P. RYNKIEWICZ, A. FRANC, F. COCCETTI, M. WIETSTRUCK, C. WIPF, S. TOLUNAY WIPF, M. KAYNAK ET G. PRIGENT**
 « RING FILTER SYNTHESIS AND ITS BICMOS 60 GHZ IMPLEMENTATION »
 INTERNATIONAL JOURNAL OF MICROWAVE AND WIRELESS TECHNOLOGIES, PP. 1-10, FEB. 2018.
- [I.94] **BO YANG, EFSTRATIOS SKAFIDAS ET R. EVANS**
 « DESIGN OF INTEGRATED MILLIMETRE WAVE MICROSTRIP INTERDIGITAL BANDPASS FILTERS ON CMOS TECHNOLOGY »
 2007 EUROPEAN MICROWAVE CONFERENCE, MUNICH, 2007.
- [I.95] **X. WANG, H. S. WU ET C. K. C. TZUANG**
 « CMOS 170 GHZ COMBLINE BANDPASS FILTER »
 2015 IEEE MTT-S INTERNATIONAL CONFERENCE ON MICROWAVES FOR INTELLIGENT MOBILITY (ICMIM), HEIDELBERG, 2015.
- [I.96] **R. LI, T. G. LIM, S. W. HO, Y. Z. XIONG ET Y. M. KHOO**
 « WIDEBAND BANDPASS FILTER DESIGN FOR D-BAND APPLICATION »
 2010 IEEE ELECTRICAL DESIGN OF ADVANCED PACKAGE & SYSTEMS SYMPOSIUM, SINGAPORE, 2010.
- [I.97] **F. DAVID, C. DALMAY, M. CHATRAS, A. POTHIER, L. CARPENTIER, L. LAPIERRE ET P. BLONDY**
 « 3D MICRO-FABRICATED HIGH-Q 140 GHZ FILTER »
 2017 IEEE MTT-S INTERNATIONAL MICROWAVE SYMPOSIUM (IMS), HONOLULU, HI, 2017.

-
- [I.98] **Y. LI, L. A. YANG, L. DU, K. ZHANG ET Y. HAO**
 « DESIGN OF MILLIMETER-WAVE RESONANT CAVITY AND FILTER USING 3-D SUBSTRATE-INTEGRATED CIRCULAR WAVEGUIDE »
 IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS, VOL. 27, NO. 8, PP. 706-708, AUG. 2017.
- [I.99] **K. WANG, S. W. WONG, G. H. SUN, Z. N. CHEN, L. ZHU ET Q. X. CHU**
 « SYNTHESIS METHOD FOR SUBSTRATE-INTEGRATED WAVEGUIDE BANDPASS FILTER WITH EVEN-ORDER CHEBYSHEV RESPONSE »
 IEEE TRANSACTIONS ON COMPONENTS, PACKAGING AND MANUFACTURING TECHNOLOGY, VOL. 6, NO. 1, PP. 126-135, JAN. 2016.
- [I.100] **W. CHENG, L. BIN, L. JIE ET D. XIANJIN**
 « 140GHZ WAVEGUIDE H LADDER BANDPASS FILTER »
 2012 INTERNATIONAL CONFERENCE ON MICROWAVE AND MILLIMETER WAVE TECHNOLOGY (ICMMT), SHENZHEN, 2012.
- [I.101] **Y. X. GUO, B. ZHANG ET R. LI**
 « A METALLIC 3-D MASK PRINTED D-BAND IRIS BANDPASS FILTER »
 2017 10TH GLOBAL SYMPOSIUM ON MILLIMETER-WAVES, HONG KONG, 2017, PP. 40-41.
- [I.102] **F. GIANESELLO, D. GLORIA, S. MONTUSCLAT, C. RAYNAUD, S. BORET, G. DAMBRINE, S. LEPIILLIER, B. MARTINEAU ET R. PILARD**
 « 1.8 DB INSERTION LOSS 200 GHZ CPW BAND PASS FILTER INTEGRATED IN HR SOI CMOS TECHNOLOGY »
 2007 IEEE/MTT-S INTERNATIONAL MICROWAVE SYMPOSIUM, HONOLULU, HI, 2007.
- [I.103] **X. WANG, H. S. WU ET C. K. C. TZUANG**
 « 430 GHZ BANDPASS FILTER INCORPORATING SYNTHETIC TRANSMISSION LINES IN STANDARD 0.13 MM CMOS »
 2014 IEEE INTERNATIONAL WIRELESS SYMPOSIUM (IWS 2014), X'IAN, 2014.
- [I.104] **W. SICHAK ET H. AUGENBLICK**
 « TUNABLE WAVEGUIDE FILTERS »
 PROCEEDINGS OF THE IRE, VOL. 39, NO. 9, PP. 1055-1059, SEPT. 1951.
- [I.105] **M. A. POPOV, D. V. B. MURTHY, I. V. ZAVISLYAK ET G. SRINIVASAN**
 « MAGNETIC FIELD TUNABLE 18-36 GHZ DIELECTRIC BANDPASS FILTER »
 ELECTRONICS LETTERS, VOL. 48, NO. 2, PP. 98-99, JANUARY 19 2012.
- [I.106] **R. DE PAOLIS, S. PAYAN, M. MAGLIONE, G. GUEGAN ET F. COCCETTI**
 « HIGH-TUNABILITY AND HIGH-Q-FACTOR INTEGRATED FERROELECTRIC CIRCUITS UP TO MILLIMETER WAVES »
 IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 63, NO. 8, PP. 2570-2578, AUG. 2015.
- [I.107] **R. DE PAOLIS, F. COCCETTI, S. PAYAN, M. MAGLIONE ET G. GUEGAN**
 « CHARACTERIZATION OF FERROELECTRIC BST MIM CAPACITORS UP TO 65 GHZ FOR A COMPACT PHASE SHIFTER AT 60 GHZ »
 2014 44TH EUROPEAN MICROWAVE CONFERENCE, ROME, 2014.
- [I.108] **S. COURREGES, Y. LI, Z. ZHAO, K. CHOI, A. HUNT ET J. PAPAPOLYMEROU**
 « FERROELECTRIC TUNABLE BANDPASS FILTERS FOR KA-BAND APPLICATIONS »
 2008 38TH EUROPEAN MICROWAVE CONFERENCE, AMSTERDAM, 2008.

-
- [I.109] **A. L. FRANC, O. H. KARABEY, G. REHDER, E. PISTONO, R. JAKOBY ET P. FERRARI**
 « COMPACT AND BROADBAND MILLIMETER-WAVE ELECTRICALLY TUNABLE PHASE SHIFTER COMBINING SLOW-WAVE EFFECT WITH LIQUID CRYSTAL TECHNOLOGY »
 IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 61, NO. 11, PP. 3905-3915, NOV. 2013.
- [I.110] **M. YAZDANPANAH, P. DEO ET D. MIRSHEKAR-SYAHKAL**
 « TUNABLE LIQUID-CRYSTAL MILLIMETER-WAVE BANDPASS FILTER USING PERIODICAL STRUCTURE »
 2014 IEEE RADIO AND WIRELESS SYMPOSIUM (RWS), NEWPORT BEACH, CA, 2014.
- [I.111] **M. SCHEFER, U. LOTT, H. BENEDICKTER, B. U. KLEPSE, W. PATRICK ET W. BACHTOLD**
 « MONOLITHIC COPLANAR, VARACTOR TUNABLE V-BAND HEMT OSCILLATOR WITH INJECTION LOCKING CAPABILITY »
 ELECTRONICS LETTERS, VOL. 32, NO. 20, PP. 1899-1900, 26 SEP 1996.
- [I.112] **J. A. HIGGINS, HAO XIN ET A. SAILER**
 « TUNABLE MILLIMETER WAVE BAND PASS FILTER USING ELECTROMAGNETIC CRYSTAL SIDEWALLS »
 2004 IEEE MTT-S INTERNATIONAL MICROWAVE SYMPOSIUM DIGEST (IEEE CAT. No.04CH37535), VOL.3.
- [I.113] **F. SONNERAT, R. DEBROUCKE, Y. MORANDINI, D. GLORIA, J. D. ARNOULD ET C. GAQUIÈRE**
 « SILICON HIGH FREQUENCY TEST STRUCTURES IMPROVEMENT FOR MILLIMETER WAVE VARACTORS CHARACTERIZATION OPTIMIZATION AND MODELING »
 2011 IEEE ICMTS INTERNATIONAL CONFERENCE ON MICROELECTRONIC TEST STRUCTURES, AMSTERDAM.
- [I.114] **N. SINGH ET T. STANDER**
 « ACTIVE ENHANCED TUNABLE HIGH-Q ON-CHIP E-BAND RESONATORS IN 130NM SiGe BICMOS »
 2015 IEEE MTT-S INTERNATIONAL MICROWAVE AND RF CONFERENCE (IMARC), HYDERABAD, 2015.
- [I.115] **D. DAWN, S. SARKAR, P. SEN, S. PINEL ET J. LASKAR**
 « 60 GHz SILICON-BASED TUNABLE AMPLIFIER »
 2008 38TH EUROPEAN MICROWAVE CONFERENCE, AMSTERDAM, PP. 452-455, JAN. 2009.
- [I.116] **S. N. ALI, P. AGARWAL, L. RENAUD, R. MOLAVI, S. MIRABBASI, P. PRATIM PANDE ET D. HEO**
 « A 40% PAE FREQUENCY-RECONFIGURABLE CMOS POWER AMPLIFIER WITH TUNABLE GATE-DRAIN NEUTRALIZATION FOR 28-GHz 5G RADIOS »
 IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. PP, NO. 99, PP. 1-15, JAN. 2018.
- [I.117] **T. QUEMERAIS, D. GLORIA, D. GOLANSKI ET S. BOUVOT**
 « HIGH-Q MOS VARACTORS FOR MILLIMETER-WAVE APPLICATIONS IN CMOS 28-NM FDSOI »
 IEEE ELECTRON DEVICE LETTERS, VOL. 36, NO. 2, PP. 87-89, FEB. 2015.
- [I.118] **S. TOLUNAY WIPF, A. GÖRITZ, M. WIETSTRUCK, C. WIPF, B. TILLACK ET M. KAYNAK**
 « D-BAND RF-MEMS SPDT SWITCH IN A 0.13 μm SiGe BICMOS TECHNOLOGY »
 IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS, VOL. 26, NO. 12, PP. 1002-1004, DEC. 2016.
- [I.119] **E. OZTURK, M. H. NEMATI, M. KAYNAK, B. TILLACK ET I. TEKIN**
 « SiGe PROCESS INTEGRATED FULL-360° MICROELECTROMECHANICAL SYSTEMS-BASED ACTIVE PHASE SHIFTER FOR W-BAND AUTOMOTIVE RADAR »
 IET MICROWAVES, ANTENNAS & PROPAGATION, VOL. 8, NO. 11, PP. 835-841, AUGUST 19 2014.

-
- [I.120] **N. VAHABISANI ET M. DANESHMAND**
 « MONOLITHIC MILLIMETER-WAVE MEMS WAVEGUIDE SWITCH »
 IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 63, NO. 2, PP. 340-351, FEB. 2015.
- [I.121] **E. SIEW, K. Y. CHAN, Y. CAI, Y. YANG, R. RAMER ET A. DZURAK**
 « RF MEMS-INTEGRATED FREQUENCY RECONFIGURABLE QUASI-YAGI FOLDED DIPOLE ANTENNA »
 ASIA-PACIFIC MICROWAVE CONFERENCE 2011, MELBOURNE, VIC, 2011.
- [I.122] **D. MERCIER, P. BLONDY, D. CROS ET P. GUILLON**
 « DISTRIBUTED MEMS TUNABLE FILTERS »
 2001 31ST EUROPEAN MICROWAVE CONFERENCE, LONDON, ENGLAND, 2001.
- [I.123] **HONG-TEUK KIM, JAE-HYOUNG PARK, YONG-KWEON KIM ET YOUNGWOON KWON**
 « LOW-LOSS AND COMPACT V-BAND MEMS-BASED ANALOG TUNABLE BANDPASS FILTERS »
 IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS, VOL. 12, NO. 11, PP. 432-434, NOV. 2002.
- [I.124] **E. FOURN, C. QUENDO, E. RIUS, A. POTHIER, P. BLONDY, C. CHAMPEAUX, J.-C. ORLIANGES, A. CATHERINOT, G. TANNE, C. PERSON ET F. HURET**
 « BANDWIDTH AND CENTRAL FREQUENCY CONTROL ON TUNABLE BANDPASS FILTER BY USING MEMS CANTILEVERS »
 IEEE MTT-S INTERNATIONAL MICROWAVE SYMPOSIUM DIGEST, 2003, PHILADELPHIA, PA, USA, 2003.
- [I.125] **D. MERCIER, J.-C. ORLIANGES, T. DELAGE, D. CHAMPEAUX, A. CATHERINOT, D. CROS ET P. BLONDY**
 « MILLIMETER-WAVE TUNE-ALL BANDPASS FILTERS »
 IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 52, NO. 4, PP. 1175-1181, APRIL 2004.
- [I.126] **G. PRIGENT, T. M. VU ET M. K. MOHD SALLEH**
 « PLANAR TUNABLE FILTERS IN MM-FREQUENCY RANGE »
 2014 IEEE ASIA-PACIFIC CONFERENCE ON APPLIED ELECTROMAGNETICS (APACE), JOHOR BAHRU, 2014.
- [I.127] **P. RYNKIEWICZ, A. FRANC, F. COCCETTI, M. WIETSTRUCK, S. TOLUNAY WIPF, M. KAYNAK ET G. PRIGENT**
 « TUNABLE DUAL-MODE RING FILTER BASED ON BICMOS EMBEDDED MEMS IN V-BAND »
 2017 IEEE ASIA PACIFIC MICROWAVE CONFERENCE (APMC), KUALA LUMPUR, 2017.
- [I.128] **G. KAHMEN, M. WIETSTRUCK, M. KAYNAK, B. TILLACK ET H. SCHUMACHER**
 « STATIC AND DYNAMIC CHARACTERISTICS OF A MEMS VARACTOR WITH BROAD ANALOG CAPACITIVE TUNING RANGE FOR WIDEBAND RF VCO APPLICATIONS »
 2015 EUROPEAN MICROWAVE CONFERENCE (EUMC), PARIS, 2015, PP. 1011-1014.
- [I.129] **G. M. REBEIZ, K. ENTESARI, I. C. REINES, S.-J. PARK, M. A. EL-TANANI, A. GRICHENER ET A. R. BROWN**
 « TUNING IN TO RF MEMS »
 IEEE MICROWAVE MAGAZINE, VOL. 10, NO. 6, PP. 55-72, OCT. 2009.
- [I.130] **K. ENTESARI ET G. M. REBEIZ**
 « A 12-18-GHZ THREE-POLE RF MEMS TUNABLE FILTER »
 IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 53, NO. 8, PP. 2566-2571, AUG. 2005.

-
- [I.131] **BYUNG-WOOK KIM ET SANG-WON YUN**
 « VARACTOR-TUNED COMBLINE BANDPASS FILTER USING STEP-IMPEDANCE MICROSTRIP LINES »
 IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 52, NO. 4, PP. 1279-1283, APRIL 2004.
- [I.132] **S. J. PARK ET G. M. REBEIZ**
 « LOW-LOSS TWO-POLE TUNABLE FILTERS WITH THREE DIFFERENT PREDEFINED BANDWIDTH CHARACTERISTICS »
 IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 56, NO. 5, PP. 1137-1148, MAY 2008.
- [I.133] **X. Y. ZHANG, Q. XUE, C. H. CHAN ET B. J. HU**
 « LOW-LOSS FREQUENCY-AGILE BANDPASS FILTERS WITH CONTROLLABLE BANDWIDTH AND SUPPRESSED SECOND HARMONIC »
 IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 58, NO. 6, PP. 1557-1564, JUNE 2010.
- [I.134] **F. LIN ET M. RAIS-ZADEH**
 « CONTINUOUSLY TUNABLE 0.55–1.9-GHZ BANDPASS FILTER WITH A CONSTANT BANDWIDTH USING SWITCHABLE VARACTOR-TUNED RESONATORS »
 IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 65, NO. 3, PP. 792-803, MARCH 2017.
- [I.135] **D. LU, X. TANG, N. S. BARKER ET Y. FENG**
 « SINGLE-BAND AND SWITCHABLE DUAL-/SINGLE-BAND TUNABLE BPFs WITH PREDEFINED TUNING RANGE, BANDWIDTH, AND SELECTIVITY »
 IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 66, NO. 3, PP. 1215-1227, MARCH 2018.
- [I.136] **KUNIHIRO KAWAI, HIROSHI OKAZAKI ET SHOICHI NARAHASHI**
 « RING RESONATORS FOR BANDWIDTH AND CENTER FREQUENCY TUNABLE FILTER »
 2007 EUROPEAN MICROWAVE CONFERENCE, MUNICH, 2007.
- [I.137] **B. PILLANS, A. MALCZEWSKI, R. ALLISON ET J. BRANK**
 « 6-15 GHz RF MEMS TUNABLE FILTERS »
 IEEE MTT-S INTERNATIONAL MICROWAVE SYMPOSIUM DIGEST, LONG BEACH, CA, USA, 2005.
- [I.138] **C. RAUSCHER**
 « RECONFIGURABLE BANDPASS FILTER WITH A THREE-TO-ONE SWITCHABLE PASSBAND WIDTH »
 IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 51, NO. 2, PP. 573-577, FEB. 2003.
- [I.139] **F. GENTILI, F. CACCIAMANI, V. NOCELLA, R. SORRENTINO ET L. PELLICCIA**
 « RF MEMS HAIRPIN FILTER WITH THREE RECONFIGURABLE BANDWIDTH STATES »
 2013 EUROPEAN MICROWAVE CONFERENCE, NUREMBERG, 2013.
- [I.140] **P. W. WONG ET I. C. HUNTER**
 « ELECTRONICALLY RECONFIGURABLE MICROWAVE BANDPASS FILTER »
 IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 57, NO. 12, PP. 3070-3079, DEC. 2009.

-
- [I.141] **E. PISTONO, M. ROBERT, L. DUVILLARET, J. M. DUCHAMP, A. VILCOT ET P. FERRARI**
 « COMPACT FIXED AND TUNE-ALL BANDPASS FILTERS BASED ON COUPLED SLOW-WAVE RESONATORS »
 IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 54, NO. 6, PP. 2790-2799, JUNE 2006.
- [I.142] **K. KAWAI, H. OKAZAKI ET S. NARAHASHI**
 « CENTER FREQUENCY AND BANDWIDTH TUNABLE FILTER EMPLOYING TUNABLE COMB-SHAPED TRANSMISSION LINE RESONATORS AND J-INVERTERS »
 2006 EUROPEAN MICROWAVE CONFERENCE, MANCHESTER, 2006.
- [I.143] **Y. C. CHIOU ET G. M. REBEIZ**
 « A TUNABLE THREE-POLE 1.5–2.2-GHZ BANDPASS FILTER WITH BANDWIDTH AND TRANSMISSION ZERO CONTROL »
 IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 59, NO. 11, PP. 2872-2878, NOV. 2011.
- [I.144] **C. C. CHENG ET G. M. REBEIZ**
 « HIGH-Q 4–6-GHZ SUSPENDED STRIPLINE RF MEMS TUNABLE FILTER WITH BANDWIDTH CONTROL »
 IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 59, NO. 10, PP. 2469-2476, OCT. 2011.
- [I.145] **Y. C. CHIOU ET G. M. REBEIZ**
 « A QUASI ELLIPTIC FUNCTION 1.75–2.25 GHZ 3-POLE BANDPASS FILTER WITH BANDWIDTH CONTROL »
 IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 60, NO. 2, PP. 244-249, FEB. 2012.
- [I.146] **Y. C. CHIOU ET G. M. REBEIZ**
 « TUNABLE 1.55 - 2.1 GHZ 4-POLE ELLIPTIC BANDPASS FILTER WITH BANDWIDTH CONTROL AND > 50 DB REJECTION FOR WIRELESS SYSTEMS »
 IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 61, NO. 1, PP. 117-124, JAN. 2013.
- [I.147] **P. L. CHI, T. YANG ET T. Y. TSAI**
 « A FULLY TUNABLE TWO-POLE BANDPASS FILTER »
 IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS, VOL. 25, NO. 5, PP. 292-294, MAY 2015.
- [I.148] **T. YANG ET G. M. REBEIZ**
 « TUNABLE 1.25–2.1-GHZ 4-POLE BANDPASS FILTER WITH INTRINSIC TRANSMISSION ZERO TUNING »
 IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 63, NO. 5, PP. 1569-1578, MAY 2015.
- [I.149] **H. ZHU ET A. ABBOSH**
 « COMPACT TUNABLE BANDPASS FILTER WITH WIDE TUNING RANGE OF CENTRE FREQUENCY AND BANDWIDTH USING COUPLED LINES AND SHORT-ENDED STUBS »
 IET MICROWAVES, ANTENNAS & PROPAGATION, VOL. 10, NO. 8, PP. 863-870, 6 5 2016.
- [I.150] **G. ZHANG, Y. XU ET X. WANG**
 « COMPACT TUNABLE BANDPASS FILTER WITH WIDE TUNING RANGE OF CENTRE FREQUENCY AND BANDWIDTH USING SHORT COUPLED LINES »
 IEEE ACCESS, VOL. 6, PP. 2962-2969, 2018.

-
- [I.151] **A. L. C. SERRANO, F. S. CORRERA, T. P. VUONG ET P. FERRARI**
« SYNTHESIS METHODOLOGY APPLIED TO A TUNABLE PATCH FILTER WITH INDEPENDENT FREQUENCY AND BANDWIDTH CONTROL »
IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 60, NO. 3, PP. 484-493, MARCH 2012.
- [I.152] **J. R. MAO, W. W. CHOI, K. W. TAM, W. Q. CHE ET Q. XUE**
« TUNABLE BANDPASS FILTER DESIGN BASED ON EXTERNAL QUALITY FACTOR TUNING AND MULTIPLE MODE RESONATORS FOR WIDEBAND APPLICATIONS »
IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 61, NO. 7, PP. 2574-2584, JULY 2013.
- [I.153] **D. LU, X. TANG, N. S. BARKER, M. LI ET T. YAN**
« SYNTHESIS-APPLIED HIGHLY SELECTIVE TUNABLE DUAL-MODE BPF WITH ELEMENT-VARIABLE COUPLING MATRIX »
IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 66, NO. 4, PP. 1804-1816, APRIL 2018.

Chapitre II. Résonateur bi-mode en anneau à accès directs

II.A Introduction

Dans un contexte de télécommunication grand public en bande V ou D, ici autour de 60GHz et 140 GHz, il est important de disposer de filtres robustes afin de ne pas trop subir la dispersion technologique à ces fréquences et ainsi, avoir une forte reproductibilité. De plus, le temps de conception étant primordial, les filtres disposant d'une synthèse présentent un avantage conséquent. En effet, une synthèse est un ensemble de calculs permettant de déterminer les caractéristiques électriques du filtre (valeurs de composants, impédances caractéristiques, longueurs électriques, couplages,...) en fonction des spécifications souhaitées (fréquence centrale, bande passante, réjection hors bande,...).

Par ailleurs, les facteurs de qualité des filtres planaires intégrés étant relativement faibles, les structures permettant de réaliser des fonctions pseudo-elliptiques, améliorant la réjection en ajoutant des zéros de transmissions, constituent un axe de recherche intéressant notamment pour la mise en œuvre de filtres intégrés en bande V et D.

Le filtre en anneau étudié dans ce chapitre rassemble les divers critères cités ci-dessus afin de répondre aux exigences des filtres planaires intégrés aux ondes millimétriques. Les études ont été menées en bande V et D. Les résultats en bande V sont présentés dans [II.1].

II.B Résonateur en anneau

II.B.1 Anneau à accès couplés

Un résonateur en anneau est une ligne de transmission longue d'une longueur d'onde bouclée sur elle-même. Il a été d'abord introduit par Troughton en 1969 [II.2] afin de mesurer la dispersion et la longueur d'onde dans les lignes microrubans. Ce dispositif de caractérisation, représenté à la Figure II.1, se compose d'un anneau ainsi que deux accès réalisant un faible couplage capacitif de part et d'autre de ce dernier. Ce dispositif a l'avantage d'avoir un résonateur ne présentant aucun effet lié aux terminaisons.

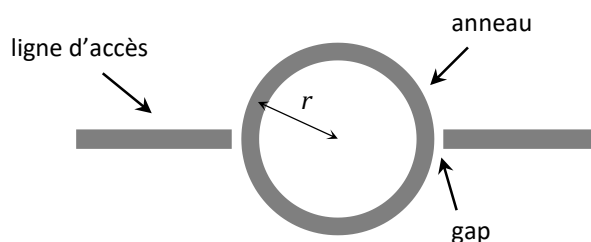


Figure II.1 Dispositif de mesure comportant un résonateur en anneau présenté dans [II.2]

La structure résonne lorsque la longueur de l'anneau est égale à un multiple de la longueur d'onde guidée, soit :

$$2\pi r = n\lambda_g, \quad \text{avec } n = 1, 2, 3, \dots \quad (\text{II. 1})$$

où $2\pi r$ est la longueur physique de l'anneau, r le rayon de l'anneau, et λ_g la longueur d'onde guidée.

Après avoir étudié le résonateur en anneau [II.3], Wolff propose une première utilisation de ce résonateur en tant que filtre [II.4]. L'auteur montre que deux modes duaux peuvent être excités au sein de l'anneau. Cependant si la structure est symétrique, comme illustré à la Figure II.1, alors seulement un mode est excité. La Figure II.2 montre deux solutions permettant d'ajouter des dissymétries afin de coupler ces modes : une consistant à perturber localement l'anneau en y introduisant une discontinuité (« notch » par exemple) et une consistant à briser la colinéarité des accès.



Figure II.2 Illustration des dissymétries permettant l'excitation des deux modes duaux de l'anneau.

Quelques travaux autour du résonateur en anneau ont été présentés par la suite afin de mieux comprendre les modes pouvant être excités et d'appréhender l'influence des dimensions physiques [II.5]-[II.7]. Suite à ces travaux, le résonateur est tout d'abord exploité pour la possibilité de coupler deux pôles dans sa bande passante [II.8]-[II.9]. Après une première expérimentation en 1990 [II.10], il a été montré que le résonateur peut générer un zéro de transmission de part et d'autre de la bande passante. Une étude plus approfondie [II.11] établit une synthèse du résonateur présenté à la Figure II.3 permettant un contrôle de la position des zéros de transmission et de la fréquence centrale.

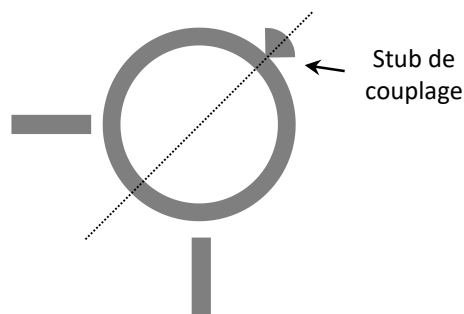


Figure II.3 Topologie d'un filtre en anneau à modes duaux intégrant des zéros de transmission dans la réponse [II.11].

Dans les années 90, plusieurs études ont permis d'étendre les possibilités du résonateur à accès couplés en introduisant des sauts d'impédance, des capacités ou des varactors [II.11]-[II.16]. Cependant le couplage des accès par de simples gaps présente plusieurs inconvénients tels que de fortes pertes, un couplage parfois insuffisant et une sensibilité aux tolérances de fabrication [II.16]. Dans [II.16], une étude sur l'optimisation des accès à l'aide de modèles est développée mais elle ne propose pas de synthèse. Mohd Salleh propose en 2008 [II.17] la synthèse d'un anneau comportant des accès par lignes couplées quart-d'onde, illustré Figure II.4, répondant au besoin de maîtrise plus importante des couplages d'entrée et de sortie.

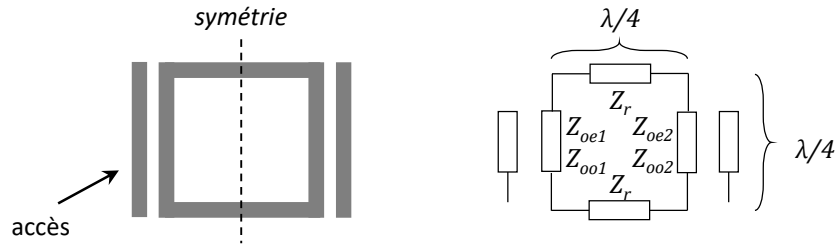


Figure II.4 Résonateur en anneau à accès couplés latéraux.

Dans sa thèse [II.18], Mohd Salleh propose plusieurs travaux autour de l'anneau à accès couplés latéraux pour en augmenter les possibilités : intégration de saut d'impédances, cascade de résonateurs et évolution de la structure pour obtenir un résonateur accordable par exemple. Cependant, ce résonateur demande un temps d'optimisation important lorsque l'on effectue des simulations électromagnétiques basées sur la méthode des éléments finis (HFSS par exemple). Ces difficultés sont principalement liées à l'optimisation des lignes couplées, compte-tenu de la différence entre les vitesses de phase des modes pairs et impairs.

II.B.2 Anneau à accès directs : synthèse nominale

La suite de ce chapitre détaillera la synthèse du nouveau résonateur à accès direct permettant de supprimer les contraintes liées aux accès couplés. En effet, comme illustré à la Figure II.5, les accès au résonateur en anneau se font directement et les paramètres à déterminer sont alors réduits aux seules impédances caractéristiques Z_1 , des lignes verticales, et Z_2 , des lignes horizontales. La réponse en fréquence de ce résonateur est représentée Figure II.6. Elle comporte deux pôles dans la bande ainsi qu'un zéro de transmission de part et d'autre de la bande passante.

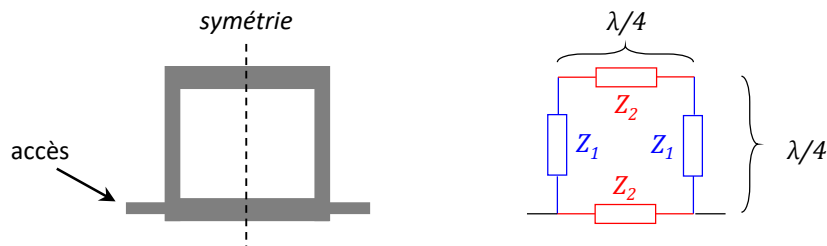
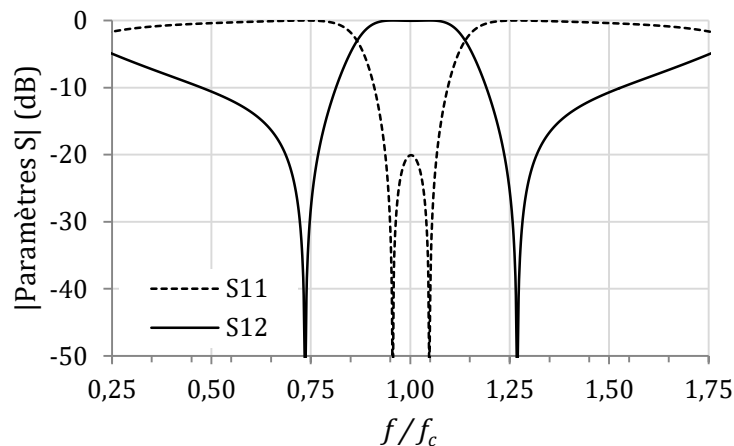


Figure II.5 Résonateur en anneau à accès directs.

Figure II.6 Réponse électrique de l'anneau à accès directs en fonction de la fréquence normalisée par la fréquence centrale f_c .

En contrepartie, l'accès se faisant directement, le filtre est passant en continu. La synthèse que nous avons développée [II.19] permet d'exprimer les impédances Z_1 et Z_2 en fonction de la fréquence centrale f_c , de la position du zéro de transmission situé à une fréquence inférieure à f_c , et du niveau d'adaptation y à la fréquence centrale.

II.B.2.a Détermination des admittances de modes pairs et impairs

Grâce à sa symétrie, la structure sera étudiée par l'analyse des modes pair et impair. Tout d'abord, nous allons poser les trois grandeurs ci-dessous : θ_1 la longueur électrique de la ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_1 , θ_2 celle de la demi-ligne d'impédance caractéristique Z_2 et le rapport d'impédance r_Z .

$$\theta_1 = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{f}{f_c} \quad (\text{II. 2})$$

$$\theta_2 = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{f}{f_c} \quad (\text{II. 3})$$

$$r_Z = \frac{Z_2}{Z_1} \quad (\text{II. 4})$$

Considérons le mode pair, le plan de symétrie se comporte comme un circuit ouvert, le schéma électrique équivalent est alors représenté sur la Figure II.7.

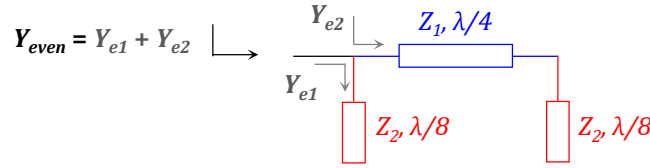


Figure II.7 Schéma équivalent du résonateur pour le mode pair.

L'admittance du mode pair Y_{even} correspond donc à la mise en parallèle des admittances ramenées Y_{e1} et Y_{e2} soit $Y_{even} = Y_{e1} + Y_{e2}$ avec

$$Y_{e1} = j \cdot Y_2 \cdot \tan \theta_2 \quad (\text{II. 5})$$

et

$$Y_{e2} = j \cdot Y_1 \cdot \frac{\frac{1}{r_Z} \tan \theta_2 + \tan \theta_1}{1 - \frac{1}{r_Z} \cdot \tan \theta_2 \cdot \tan \theta_1} \quad (\text{II. 6})$$

Finalement, l'admittance du mode pair vaut

$$Y_{even} = Y_{e1} + Y_{e2} = j \cdot Y_1 \cdot \left(\frac{1}{r_Z} \cdot \tan \theta_2 + \frac{\frac{1}{r_Z} \cdot \tan \theta_2 + \tan \theta_1}{1 - \frac{1}{r_Z} \cdot \tan \theta_2 \cdot \tan \theta_1} \right) \quad (\text{II. 7})$$

Considérons à présent le mode impair. Le plan de symétrie se comporte comme un mur électrique. Le modèle électrique équivalent est alors décrit à la Figure II.8.

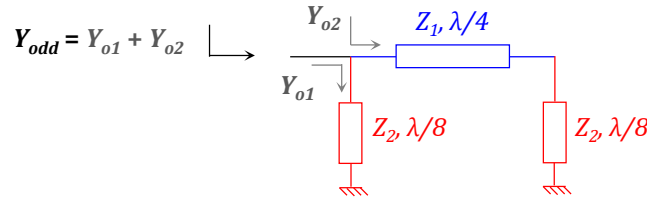


Figure II.8 Schéma équivalent du résonateur pour le mode impair.

De même, $Y_{odd} = Y_{o1} + Y_{o2}$ avec

$$Y_{o1} = -j \cdot Y_2 \cdot \cotan \theta_2 \quad (\text{II. 8})$$

et

$$Y_{o2} = j \cdot Y_1 \cdot \frac{-\frac{1}{r_Z} \cotan \theta_2 + \tan \theta_1}{1 + \frac{1}{r_Z} \cdot \cotan \theta_2 \cdot \tan \theta_1} \quad (\text{II. 9})$$

L'admittance du mode impair est donc la suivante :

$$Y_{odd} = j \cdot Y_1 \cdot \left(-\frac{1}{r_Z} \cdot \cotan \theta_2 + \frac{-\frac{1}{r_Z} \cdot \cotan \theta_2 + \tan \theta_1}{1 + \frac{1}{r_Z} \cdot \cotan \theta_2 \cdot \tan \theta_1} \right) \quad (\text{II. 10})$$

II.B.2.b Contrôle de la position du premier zéro de transmission

L'expression de la fonction de transmission va nous permettre d'établir l'équation permettant le contrôle de la position des zéros de transmission. Le paramètre de transmission est

$$S_{21} = \frac{\Gamma_{even} - \Gamma_{odd}}{2} = Y_0 \cdot \frac{Y_{odd} - Y_{even}}{(Y_0 + Y_{odd}) \cdot (Y_0 + Y_{even})} \quad (\text{II. 11})$$

Ainsi, à la fréquence du premier zéro de transmission f_{TZ} , telle que $f_{TZ} < f_c$, il vient

$$Y_{odd} - Y_{even} = 0 \quad (\text{II. 12})$$

Les longueurs électriques des lignes de transmission sont donc :

$$\theta_{1z} = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{f_{TZ}}{f_c} \quad (\text{II. 13})$$

$$\theta_{2z} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{f_{TZ}}{f_c} \quad (\text{II. 14})$$

Le développement de l'équation (II. 12) donne ainsi le rapport d'impédance r_Z :

$$r_Z = \left[\cotan \theta_{1z} \cdot \left(\cotan^2 2\theta_{2z} + \sqrt{2 + \tan^2 \theta_{1z} + \cotan^2 2\theta_{2z}} \right) \right]^{-1} \quad (\text{II. 15})$$

La Figure II.9 illustre la réponse en transmission du filtre en fonction de la fréquence et ce pour différentes valeurs du rapport d'impédances r_Z . Seule la position des zéros de transmission est affectée par la variation de r_Z .

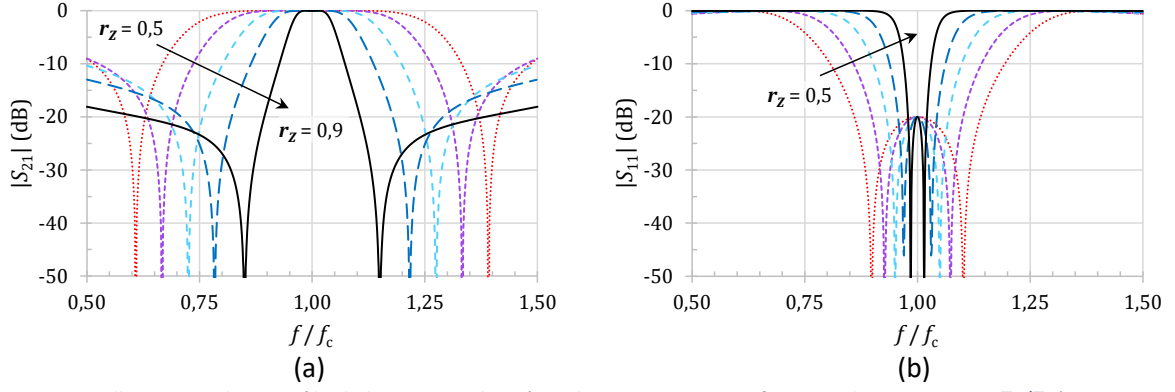


Figure II.9 Illustration du contrôle de la position des zéros de transmission en fonction du rapport $r_z = Z_2/Z_1$ (avec une adaptation fixée à $y = -20$ dB à la fréquence centrale). (a) représente la transmission S_{21} et (b) représente la réflexion S_{11} .

II.B.2.c Contrôle de l'adaptation

Le contrôle de l'adaptation se fait à la fréquence centrale f_c , on a ainsi :

$$\theta_1(f_c) = \frac{\pi}{2} \quad \text{et} \quad \theta_2(f_c) = \frac{\pi}{4} \quad (\text{II. 16})$$

On a ainsi :

$$Y_{\text{even}}(f_c) = j \cdot Y_1 \cdot \left(\frac{1}{r_z} - r_z \right) = -j \cdot Y_1 \cdot B \quad (\text{II. 17})$$

$$\text{et} \quad Y_{\text{odd}}(f_c) = j \cdot Y_1 \cdot \left(-\frac{1}{r_z} + r_z \right) = j \cdot Y_1 \cdot B \quad (\text{II. 18})$$

$$\text{avec} \quad B = r_z - \frac{1}{r_z} \quad (\text{II. 19})$$

La fonction de transmission s'écrit ici :

$$S_{21}(f_c) = j \cdot Y_1 \cdot Y_0 \cdot \frac{2B}{(Y_0 + j \cdot Y_1 \cdot B)(Y_0 - j \cdot Y_1 \cdot B)} = j \cdot Y_1 \cdot Y_0 \cdot \frac{2B}{Y_0^2 + B^2 \cdot Y_1^2} \quad (\text{II. 20})$$

Soit l'adaptation à la fréquence centrale y en dB, l'ondulation à la fréquence centrale est alors définie comme : $x = \sqrt{1 - 10^{-y/10}}$. La résolution du polynôme en Y_1 de l'équation (II. 20) nous donne :

$$\frac{1}{Y_1} = Z_1 = \left[\frac{Y_0}{x \cdot |B|} \cdot (1 \pm \sqrt{1 - x^2}) \right]^{-1} \quad (\text{II. 21})$$

Les deux solutions pour l'impédance caractéristique Z_1 sont illustrées sur la Figure II.10. La solution avec le signe moins est sur-couplée nous choisissons donc la solution avec le signe plus.

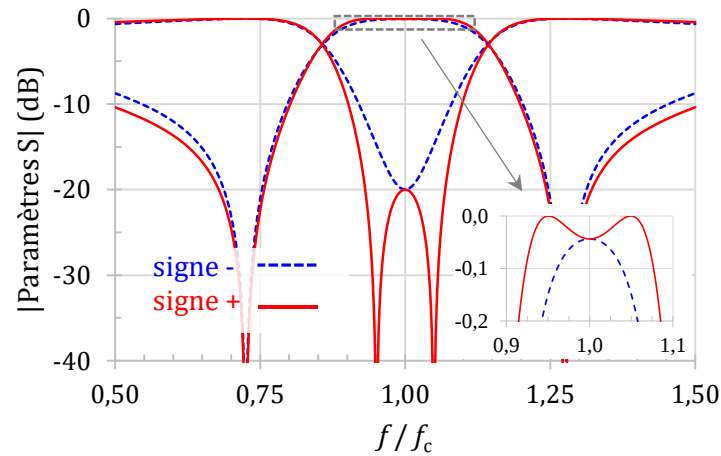


Figure II.10 Réponses électriques correspondant aux deux solutions possibles de Z_1 .

La Figure II.11 représente la réponse du filtre en anneau pour différentes valeurs d'adaptation.

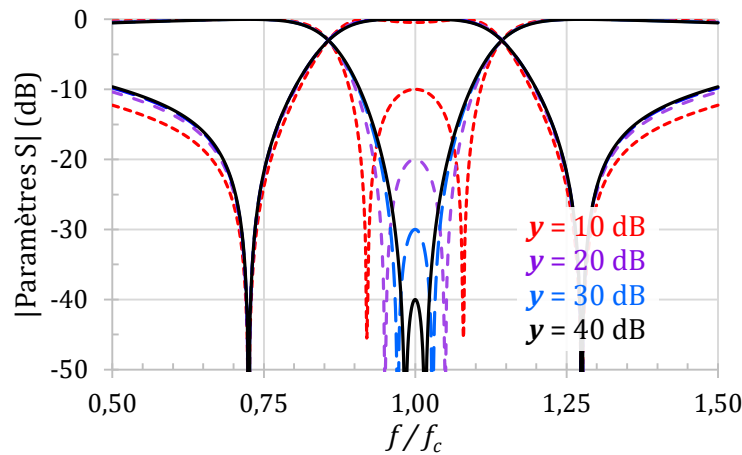


Figure II.11 Illustration du contrôle de l'adaptation pour différentes valeurs de l'impédance Z_1 (avec $f_{TZ}=0,725 \cdot f_c$).

L'application de la synthèse est donc simple : l'adaptation souhaitée fixe la valeur de l'impédance caractéristique Z_1 et le zéro de transmission est contrôlé par le rapport d'impédance r_z ce qui permet la détermination de l'impédance caractéristique Z_2 .

II.B.2.d Limitations

La synthèse développée permet un contrôle important de la réponse du filtre autour de sa bande passante. Cependant, les performances atteignables par le résonateur en anneau sont tributaires des limites technologiques. En effet, la dynamique en bande passante va être déterminée en fonction de la gamme d'impédances réalisables.

La Figure II.12 représente l'ensemble des bandes passantes accessibles en fonction des impédances caractéristiques de lignes microrubans réalisables dans une technologie BiCMOS 130 nm qui sera détaillée plus loin dans ce chapitre. Ainsi, avec des impédances caractéristiques comprises entre 11Ω à 91Ω dans cette technologie, il est possible de réaliser des résonateurs en anneau ayant une bande passante à 3 dB de 11% à 66%. La suite de ce chapitre proposera une évolution de la topologie en anneau afin de parvenir à repousser ces limites et en particulier atteindre des bandes passantes plus étroites

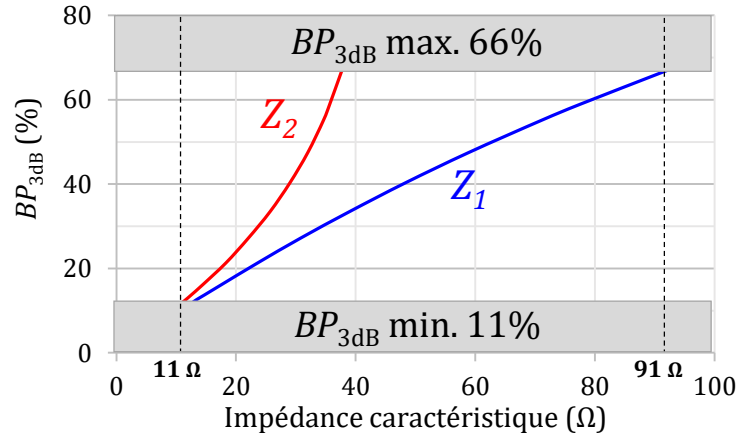


Figure II.12 Bandes passantes accessibles en fonction des impédances caractéristiques Z_1 et Z_2 (pour une adaptation fixée à $y=20$ dB).

II.B.3 Anneau à accès directs chargé de capacités

Dans le contexte du filtrage à bande étroite ou modérée, il est intéressant d'envisager des solutions afin de réduire la bande passante réalisable et pour cela une modification de la topologie doit être envisagée. Cette bande passante étant directement liée au rapport d'impédance r_Z , il convient de trouver une solution permettant de modifier artificiellement cette valeur. La modification proposée consiste en l'ajout de capacités au milieu des lignes d'impédances caractéristiques Z_1 et Z_2 .

Dans un premier temps, nous illustrerons l'impact du chargement capacitif de l'anneau sur la bande passante accessible et la réduction de l'encombrement du filtre. Cette première étude appuyée par des simulations servira à l'implémentation technologique de ce chapitre.

Par la suite, il a été choisi de mieux maîtriser le chargement capacitif pour de futures implémentations. L'étude théorique de la ligne de transmission chargée d'une admittance quelconque a permis de compléter l'étude de l'anneau chargé de capacité. L'ensemble des équations développées dans cette dernière partie théorique servira à la mise en œuvre des circuits dans le troisième chapitre.

II.B.3.a Première approche

Une ligne de transmission sans pertes peut être schématisée comme sur la Figure II.13. L'impédance caractéristique de la ligne de transmission est alors :

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (\text{II. 22})$$

Ainsi, pour diminuer l'impédance caractéristique de la ligne de transmission il faut soit diminuer la valeur de l'inductance linéique, soit augmenter la valeur de la capacité linéique. Cette propriété va donc être étudiée au sein du résonateur en anneau car, en chargeant les lignes de transmission par des capacités, leur impédance diminue et il devient alors possible de diminuer la bande passante minimale accessible du résonateur.

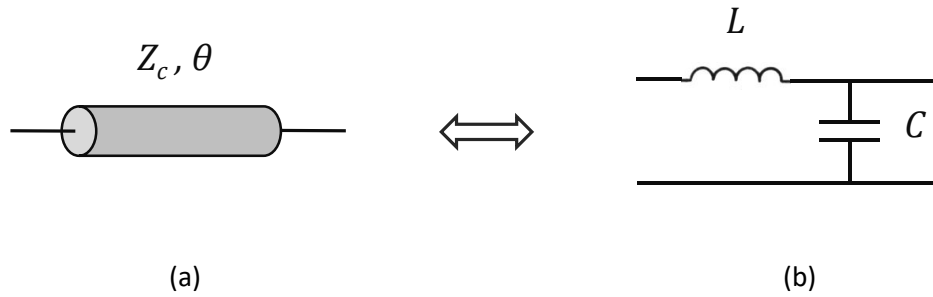


Figure II.13 Représentation d'une ligne de transmission (a) et de son schéma électrique équivalent sans pertes (b).

Soit un anneau, représenté sur la Figure II.14, chargé de capacités identiques C . Les longueurs électriques des lignes de transmission θ_{1C} et θ_{2C} suivent l'équation (II. 23) pour maintenir la fréquence du résonateur en anneau à f_c [II.19]. Ainsi plus la valeur de la capacité C implémentée est grande plus les longueurs électriques nécessaires des lignes de transmission sont petites.

$$\theta_{iC} = \frac{1}{2} \arctan \frac{2}{C \cdot \omega_c \cdot Z_i} \quad (\text{II. 23})$$

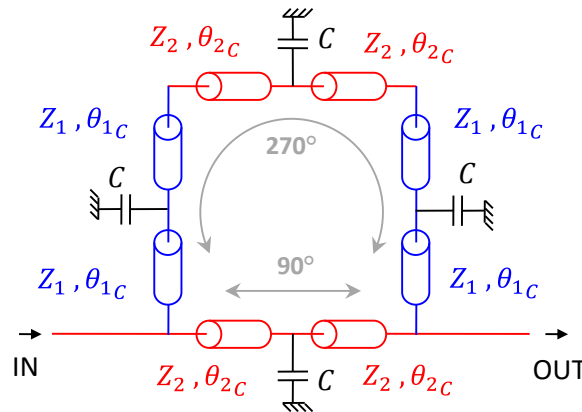


Figure II.14 Schéma du résonateur en anneau chargé de capacités de valeur C .

Par exemple, pour un filtre présentant une bande passante relative à 3dB de 28,7%, la synthèse nominale donne des impédances de 23 Ω et 32,7 Ω respectivement pour Z_1 et Z_2 . Afin d'étudier l'effet de l'ajout d'une capacité, ces valeurs sont conservées et les longueurs électriques recalculées suivant l'équation (II. 23). L'effet de réduction de bande passante est clairement illustré à la Figure II.15 qui représente la variation de bande passante en fonction de la capacité normalisée choisie ($C_n = C \omega_c Z_0$). La miniaturisation est quant à elle présentée à la Figure II.16 qui expose la variation de θ_{iC} en fonction de cette même capacité.

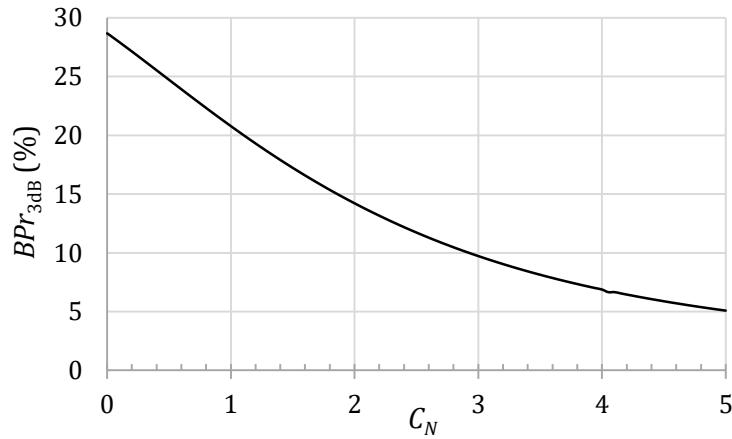


Figure II.15 Evolution de la bande passante relative à 3-dB du résonateur en anneau en fonction de la capacité normalisée $C_n = C \omega_c Z_0$.

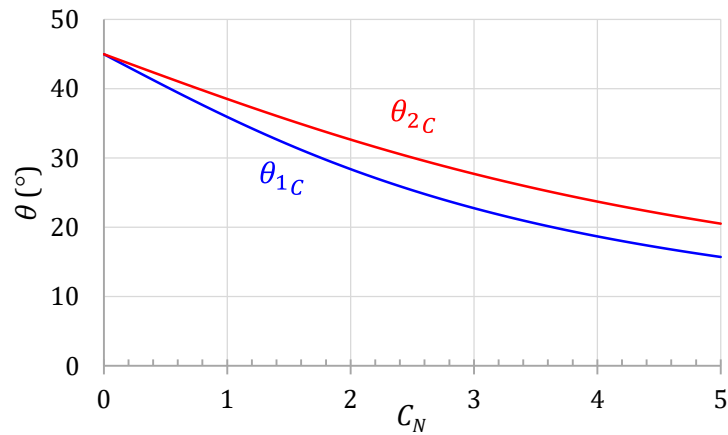


Figure II.16 Evolution des longueurs électriques θ_{1C} et θ_{2C} en fonction de la capacité normalisée $C_n = C \omega_c Z_0$.

Cette première approche montre que l'on peut diminuer la bande passante minimale accessible du résonateur en anneau. Afin d'envisager une implémentation technologique il est important d'illustrer comment utiliser cette approche car, contrairement à la synthèse nominale, elle ne permet pas un contrôle direct de la position des zéros de transmission ni de l'adaptation à la fréquence centrale. La méthodologie, avec ses étapes numérotées de (1) à (5), est illustrée par le diagramme sur la Figure II.17.

Etape (1) : La méthode commence tout d'abord par initialiser la synthèse nominale avec la fréquence centrale f_c souhaitée (en bleu sur le diagramme car elle n'a pas besoin d'être ajustée par la suite), une fréquence du premier zéro de transmission d'initialisation (f_{z_init}) et une valeur de l'adaptation d'initialisation ($y_{init} = 20$ dB par exemple). L'application de la synthèse nominale donne les impédances des lignes de transmission.

Etape (2) : On intègre une capacité C qui modifie la bande passante (Figure II.15). Les longueurs électriques sont recalculées à l'aide de l'équation (II. 23).

Etape (3) : Afin d'obtenir la bande passante souhaitée il faut donc ajuster la fréquence f_z si nécessaire.

Etape (4) : Il faut alors vérifier si l'adaptation répond au cahier des charges car les capacités influencent cette dernière. Le seul paramètre dans cette approche permettant de corriger l'adaptation est la valeur de l'adaptation initiale y_{init} . Il y a donc une différence entre l'adaptation implémentée dans la synthèse et l'adaptation finale du filtre obtenu.

Etape (5) : Enfin, si les spécifications conviennent, il faut vérifier si les impédances données par la synthèse sont réalisables si elles ne le sont pas il faut alors modifier la valeur des capacités C et reprendre les différentes optimisations.

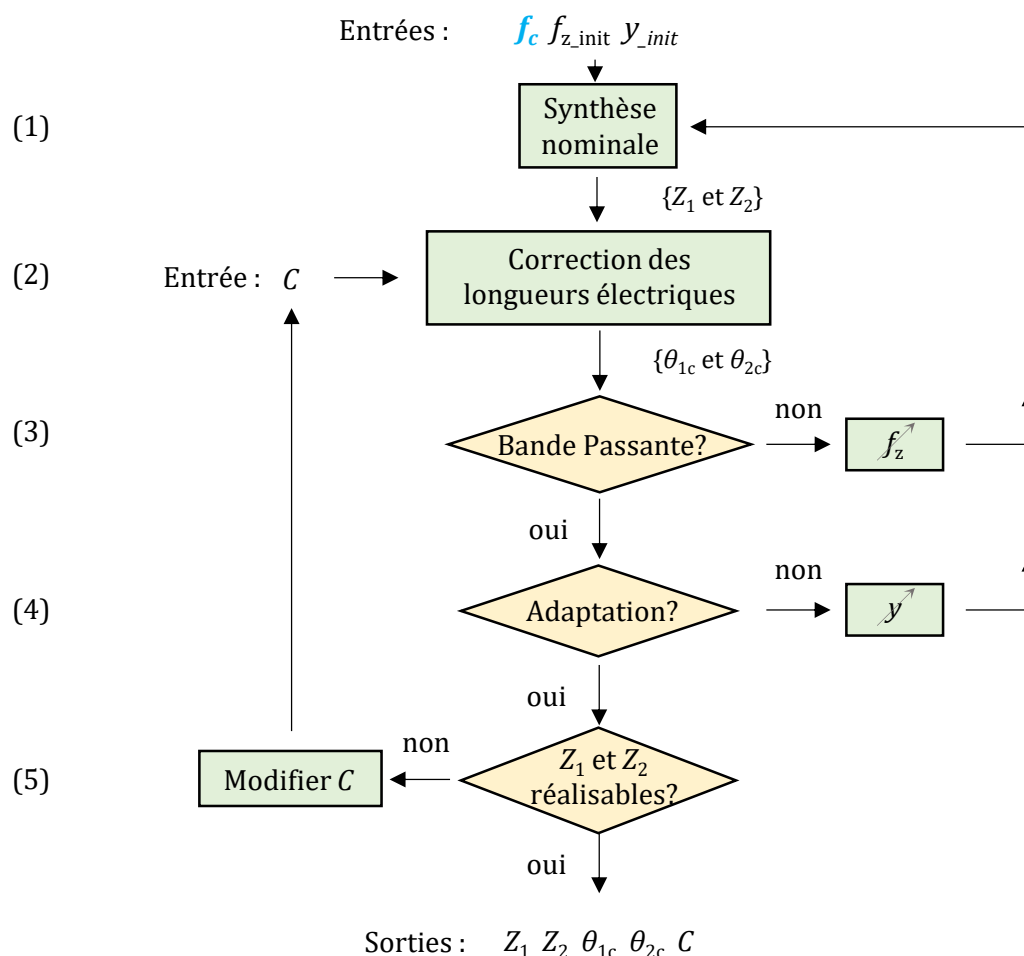


Figure II.17 Diagramme représentant la première approche de synthèse du résonateur intégrant des capacités C .

Cette méthodologie est efficace mais assez lourde à mettre en place car elle demande beaucoup d'ajustements et s'éloigne du principe d'une synthèse de filtre se voulant relativement rapide à appliquer. Ce constat a mené au développement d'une méthodologie plus directe détaillée dans la partie suivante.

II.B.3.b Etude de la ligne chargée d'une admittance

La structure que nous allons étudier est représentée sur la Figure II.18. Il s'agit d'une ligne de transmission chargée d'une admittance quelconque. Le but de cette étude est de quantifier l'influence de cette admittance sur les paramètres électriques équivalents de la ligne.

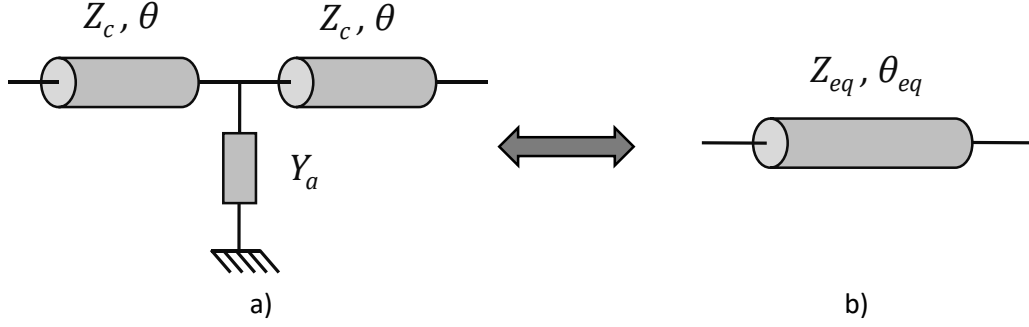


Figure II.18 Schéma de la ligne de transmission chargée d'une admittance Y_a (a) et représentation de sa ligne de transmission équivalente d'impédance Z_{eq} et de longueur électrique θ_{eq} (b).

Cette structure correspond à la mise en cascade de trois éléments, sa matrice chaîne, appelée également ABCD, se calcule donc comme le produit des trois matrices chaînes soit :

$$\begin{aligned}
 ABCD &= \begin{bmatrix} \cos \theta & j \cdot Z_c \sin \theta \\ j \cdot Y_c \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_a & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & j \cdot Z_c \sin \theta \\ j \cdot Y_c \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} \cos 2\theta + j \cdot \frac{Y_a Z_c}{2} \sin 2\theta & j \cdot Z_c \sin 2\theta - \frac{Y_a Z_c^2}{2} (1 - \cos 2\theta) \\ j \cdot Y_c \sin 2\theta + \frac{Y_a}{2} (1 + \cos 2\theta) & \cos 2\theta + j \cdot \frac{Y_a Z_c}{2} \sin 2\theta \end{bmatrix} \quad (II. 24)
 \end{aligned}$$

Par ailleurs, la matrice chaîne de la ligne de transmission équivalente, s'exprime comme suit

$$ABCD_{eq} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{eq} & j \cdot Z_{eq} \sin \theta_{eq} \\ j \cdot \frac{\sin \theta_{eq}}{Z_{eq}} & \cos \theta_{eq} \end{bmatrix}$$

Dans le contexte de l'anneau à accès direct, cette matrice se simplifie en (II. 25) à la fréquence centrale car la longueur électrique θ_{eq} est alors de 90° .

$$ABCD_{eq} = \begin{bmatrix} 0 & j \cdot Z_{eq} \\ j \cdot \frac{1}{Z_{eq}} & 0 \end{bmatrix} \quad (II. 25)$$

En égalisant le coefficient (1,1) des matrices ABCD et $ABCD_{eq}$, il vient

$$\cos 2\theta + j \cdot \frac{Y_a Z_c}{2} \sin 2\theta = 0 \quad (II. 26)$$

$$\Rightarrow \quad \theta = \frac{1}{2} \arctan \frac{2j}{Y_a Z_c} \quad (II. 27)$$

De même pour le coefficient (1,2), on en déduit une condition sur l'impédance équivalente à la fréquence f_c :

$$Z_{eq} = Z_c \sin 2\theta + j \frac{Y_a Z_c^2}{2} (1 - \cos 2\theta) \quad (II. 28)$$

Dans notre contexte, l'impédance équivalente Z_{eq} est indiquée par la synthèse nominale. Ainsi en combinant (II. 27) et (II. 28), il vient

$$Y_a = j \cdot \frac{1 - \frac{Z_{eq}^2}{Z_c^2}}{Z_{eq}} \quad (II. 29)$$

$$Z_c = \frac{Z_{eq}}{\sqrt{1 + j \cdot Y_a Z_{eq}}} \quad (\text{II. 30})$$

La Figure II.19 illustre la dépendance de Z_{eq} en fonction de l'admittance Y_a souhaitée.

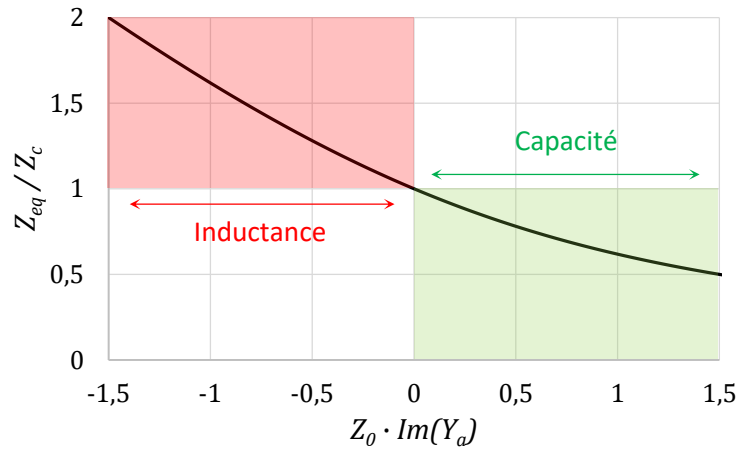


Figure II.19 Représentation de l'impédance équivalente normalisée de la ligne chargée Z_{eq}/Z_c en fonction de l'admittance normalisée $Z_0 \cdot \text{Im}(Y_a)$ (pour ce tracé, on a fixé $Z_c = Z_0$).

On remarque que pour réaliser des impédances équivalentes Z_{eq} plus faibles que l'impédance caractéristique de la ligne chargée Z_c , il faut que Y_a soit une capacité. Inversement pour atteindre des impédances plus élevées il faut que Y_a soit de nature inductive.

L'équation (II. 27) montre que pour maintenir une longueur électrique équivalente θ_{eq} de 90° à la fréquence centrale f_c , il faut modifier la longueur électrique de la ligne chargée θ en fonction de la charge Y_a . La Figure II.20 montre que, suivant la nature de Y_a , cette modification induit une réduction ou une augmentation de la longueur électrique θ .

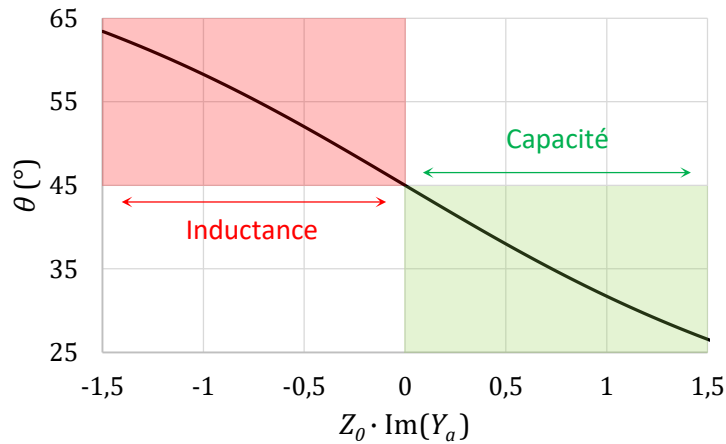


Figure II.20 Evolution de la longueur électrique des lignes de transmission pour maintenir une longueur électrique équivalente θ_{eq} de 90° à f_c en fonction de l'admittance normalisée $Z_0 \cdot \text{Im}(Y_a)$.

On peut donc conclure que si l'admittance chargée au milieu de la ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_c est de nature inductive alors l'impédance équivalente est augmentée ($Z_{eq} > Z_c$). De plus, la ligne chargée nécessite de présenter une longueur électrique plus importante pour maintenir une longueur électrique équivalente θ_{eq} de 90° à la fréquence centrale f_c . A l'inverse, si cette ligne de transmission est chargée par une admittance de nature capacitive, l'impédance équivalente est plus faible ($Z_{eq} < Z_c$) et la longueur électrique de la ligne non-chargée doit être diminuée.

pour maintenir une longueur électrique équivalente θ_{eq} de 90° à f_c . En d'autres termes, le chargement capacitif permettra, en plus d'atteindre des impédances plus faibles, de réduire la taille des circuits.

II.B.3.c Adaptation de la synthèse existante

Considérons l'anneau représenté sur la Figure II.21, identique à celle présentée en Figure II.14. Cette fois-ci nous proposons un calcul automatique des impédances caractéristiques des lignes de transmission chargées. Ce calcul se fait en fonction des impédances données par la synthèse nominale, de la capacité de charge et de la fréquence de travail. Afin de traiter un cas général tout en maintenant la symétrie, deux valeurs de capacités C_1 et C_2 sont envisagées.

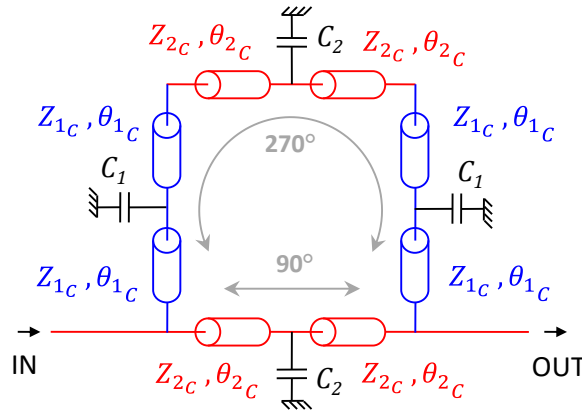


Figure II.21 Schéma du résonateur en anneau chargé de capacités de valeur C .

Ainsi, d'après les besoins de réduction de bande passante et l'étude de la ligne de transmission chargée, les équations précédentes incluant une capacité comme admittance de charge sont directement utilisées comme suit pour adapter la synthèse de l'anneau :

$$Z_{i_c} = \frac{Z_i}{\sqrt{1 - 2\pi \cdot f_c C_i Z_i}} \quad (\text{II. 31})$$

ou

$$C_i = \frac{1 - \frac{Z_i^2}{Z_{i_c}^2}}{2\pi \cdot f_c Z_i} \quad (\text{II. 32})$$

La correction des longueurs électriques en fonction de la capacité et de l'impédance caractéristique de la ligne s'exprime donc :

$$\theta_{i_c} = \frac{1}{2} \arctan \frac{2}{C_i \cdot 2\pi \cdot f_c Z_{i_c}} \quad (\text{II. 33})$$

Avec l'indice i étant égal à 1 ou 2. Les impédances caractéristiques Z_i sont celles données par la synthèse nominale et les impédances caractéristiques Z_{i_c} sont celles des lignes de transmission à réaliser.

Deux possibilités s'offrent alors au concepteur : pour chaque bras il est possible soit 1) de définir préalablement la valeur des impédances caractéristiques Z_{i_c} puis déterminer la charge à positionner en parallèle au centre de la ligne de transmission suivant (II.32) soit 2) d'imposer la capacité C et en déduire l'impédance caractéristique des lignes chargées Z_{i_c} à réaliser à l'aide de la relation (II.31). Dans les deux cas, les longueurs électriques doivent être ajustées avec (II. 33). Ces deux méthodes, illustrées sur les Figure II.22 et la Figure II.23, permettent de maintenir la fréquence centrale, la position du premier zéro de transmission et l'adaptation à la fréquence centrale sans rétroactions de la part de l'utilisateur.

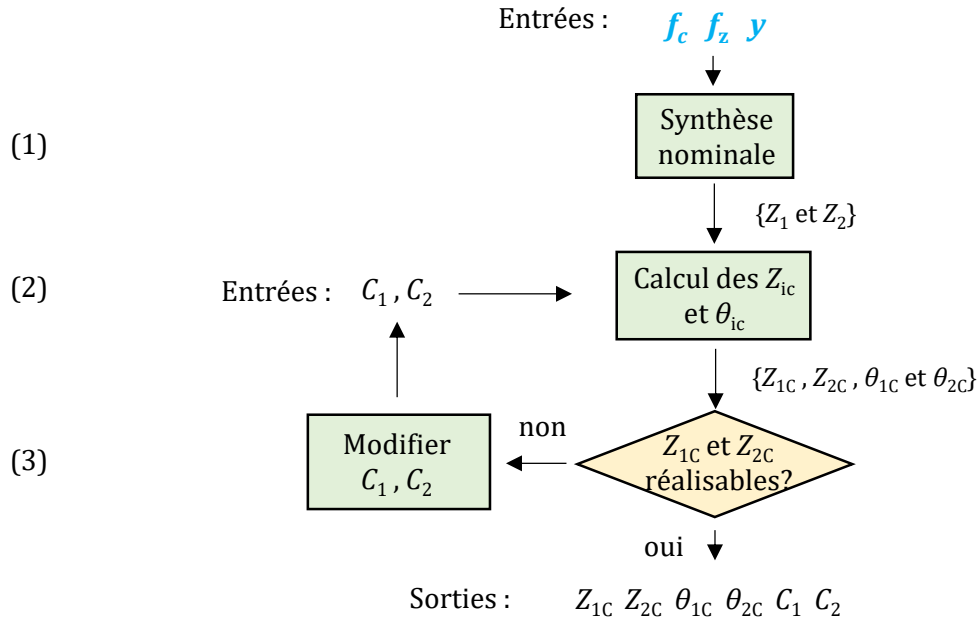


Figure II.22 Diagramme représentant la synthèse du résonateur en anneau chargé de capacités pour des capacités déterminées par l'utilisateur.

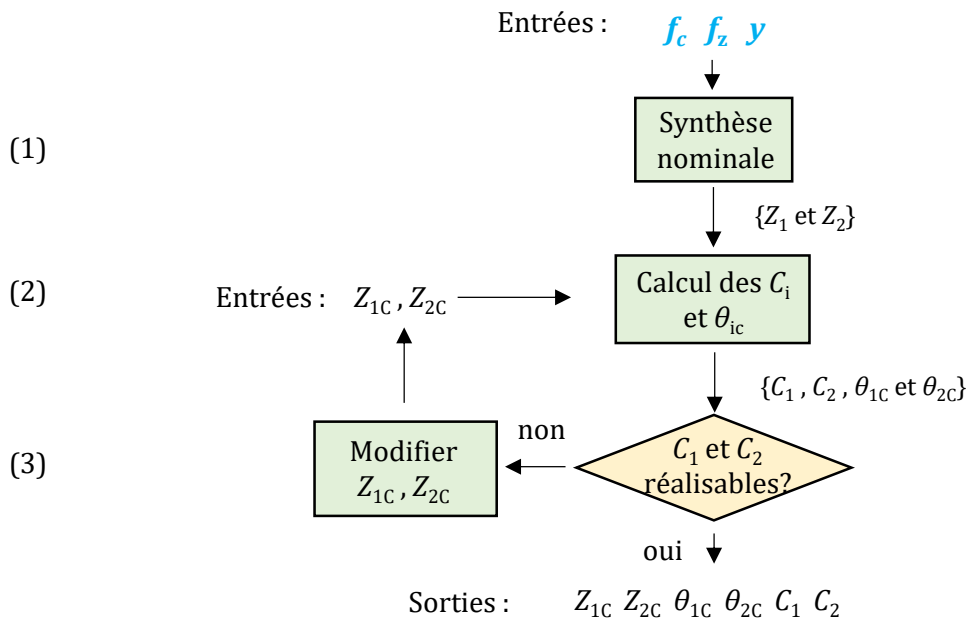


Figure II.23 Diagramme représentant la synthèse du résonateur en anneau chargé de capacités pour des impédances caractéristiques déterminées par l'utilisateur.

II.C Implémentation en technologie intégrée

Dans cette partie nous allons implémenter plusieurs filtres en anneau réalisés en technologie intégrée BiCMOS 130nm. Des filtres en anneau nominaux et des anneaux chargés de capacités illustreront les propriétés étudiées précédemment avec en particulier la diminution de la bande passante minimale et parallèlement la réduction de l'encombrement du circuit.

II.C.1 Technologie utilisée

II.C.1.a La technologie IHP SiGe-BiCMOS 130nm

L'ensemble des circuits réalisés et mesurés au cours de cette thèse a été fait avec la collaboration du fondeur allemand IHP, « Innovation for High Performance », basé à Frankfurt (Oder). Cette fonderie développe différentes technologies en filière silicium. La technologie utilisée pour la suite de ce chapitre est une technologie BiCMOS 130 nm, nommée SG13. La technologie peut être divisée en deux parties, une partie active (front-end) et une partie passive (back-end). Cette technologie est réputée pour proposer des transistors avec une fréquence de transition élevée pouvant atteindre 500 GHz [II.20], ce qui a conduit à l'élaboration de plusieurs travaux autour de la conception de circuits actifs [II.20]-[II.24]. Au cours de cette thèse, nous nous sommes concentrés sur le design de circuits passifs.

L'empilement (stack) utilisé pour réaliser les circuits est représenté sur la Figure II.24. Sur un wafer de silicium sont déposés différentes couches de dioxyde de silicium (SiO_2) et d'aluminium. Sept couches métalliques sont disponibles : les cinq premières sont fines (Metal 1 à Metal 5), suivies par deux couches épaisses (Top Metal 1 et Top Metal 2). L'épaisseur importante de $3\ \mu\text{m}$ du Top Metal 2 permet d'envisager l'implémentation de fonctions passives hyperfréquences. Les différentes couches métalliques sont connectées à l'aide de trous métallisés (vias) en tungstène. Par ailleurs, la technologie offre la possibilité d'intégrer des capacités métal-isolant-métal (MIM) entre le Metal 5 et le Top Metal 1. Ces capacités peuvent s'inclure facilement dans un circuit, en particulier si on utilise une technologie microruban où la couche de la MIM se trouve entre le ruban signal et le plan de masse. La valeur minimale de la capacité MIM dans cette technologie est de 2,2 fF. Enfin, la puce est recouverte d'une couche de passivation en nitrure de silicium (Si_3N_4) pour éviter son oxydation.

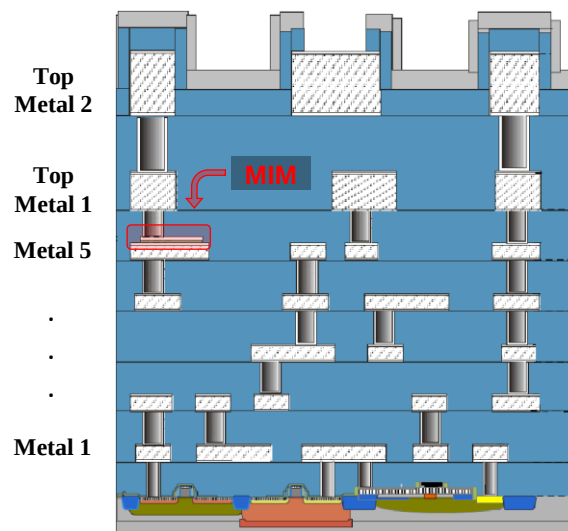


Figure II.24 Empilement (Back-End-of-Line) de la technologie 130nm SiGe BiCMOS de IHP.

Toutes ces couches suivent des règles de dessin liées à des contraintes technologiques. Celles-ci conduisent à des limitations sur les caractéristiques électriques (en particulier la gamme d'impédances caractéristiques réalisables) et limitent donc les performances des circuits implémentés.

II.C.1.b Les lignes microrubans en technologie SG13

Tous les circuits implémentés dans ce travail utilisent des lignes de transmission en technologie microruban. Dans un souci de réduction des pertes essentiellement conductrices, la couche supérieure, la plus épaisse (Top Metal 2), est privilégiée pour le ruban signal et le plan de masse est,

quant à lui, implémenté sur la couche inférieure (Metal 1). D'après les règles de fabrication données par le fondeur, le ruban signal ne peut pas être plus fin que $2\text{ }\mu\text{m}$. Afin de conserver un rapport de forme convenable on considère qu'on n'implémentera pas de lignes microruban avec un ruban signal plus large que $140\text{ }\mu\text{m}$, soit $\lambda_g/8$ à 140 GHz . La simulation électromagnétique conduit aux performances présentées sur la Figure II.25. La gamme d'impédances réalisables est $[11\text{ }\Omega ; 91\text{ }\Omega]$ et la constante d'atténuation vaut environ $0,7\text{ dB/mm}$ à 140 GHz .

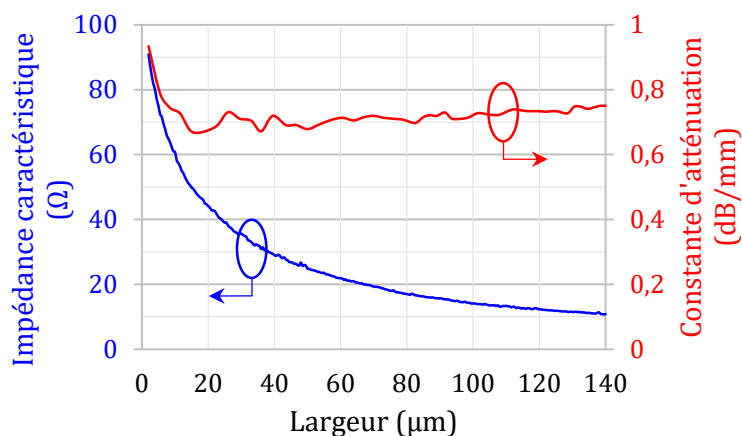


Figure II.25 Simulation à 140 GHz des impédances caractéristiques réalisables et de la constante d'atténuation des lignes microruban en SG13.

II.C.2 Implémentation à 140 GHz

Sept filtres implémentés à 140 GHz vont être présentés dans cette partie : cinq filtres en anneau d'ordre 2 et deux filtres en anneau d'ordre 4. Les filtres sans capacités sont basés sur la synthèse nominale détaillée dans la partie II.B.2. Les filtres comportant des capacités ont été conçus à partir de la méthode nécessitant plusieurs rétroactions de l'utilisateur (partie II.B.3.a et II.B.2.b). Les simulations électromagnétiques ont alors été effectuées avec le logiciel HFSS basé sur la méthode des éléments finis.

Les mesures ont été effectuées au sein de l'entreprise IHP. Une photographie du setup de mesure de 110 GHz à 170 GHz est présentée sur la Figure II.26. Une calibration LRRM sur puce est effectuée à l'aide du kit ISS 138-356 fourni par CascadeMicrotech.

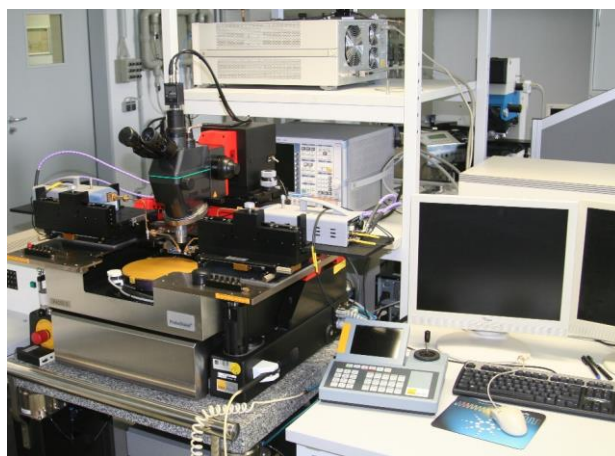


Figure II.26 Setup de mesure utilisé pour les mesures allant de 110 GHz à 170 GHz .

Un kit de calibration Thru-Reflect-Line (TRL), présenté à la Figure II.27, a été implémenté à chaque run et a permis un post traitement TRL [II.25] afin de retirer les parasites apportés par les plots et les lignes d'accès.

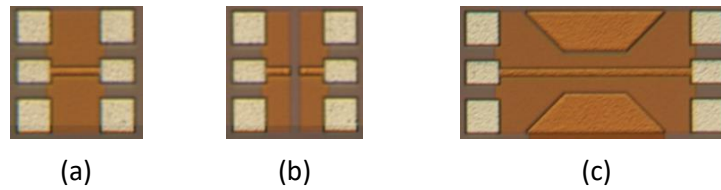


Figure II.27 Kit de calibration TRL utilisé pour deembedder les mesures : (a) « thru », (b) « short » en tant que « reflect » et (c) ligne la ligne quart d'onde à 140 GHz.

II.C.2.a Anneau nominal du 2nd ordre

Comme présenté précédemment (partie II.B.2.d), le filtre en anneau nominal est contraint par les limites propres à la technologie utilisée. Pour une application à 140 GHz, la technologie SG13 permet de réaliser des impédances pouvant aller de 11 Ω à 91 Ω . Cette gamme d'impédances permet de réaliser des résonateurs en anneau ayant une bande passante relative à 3dB (BPR_{3dB}) de 11% à 66% (Figure II.12).

Dans un contexte de filtrage faible-moyenne bande, nous allons présenter deux filtres en anneau nominaux centrés à 140 GHz ayant 18% et 12% de bande passante relative à 3dB. Les deux filtres ont été réalisés en utilisant la synthèse nominale (partie II.B.2). L'adaptation à la fréquence centrale de 140 GHz a été fixée à 20 dB et les fréquences des zéros de transmission ont été légèrement ajustées pour atteindre les bandes passantes relatives souhaitées après les simulations électromagnétiques sur HFSS. Les paramètres électriques des deux résonateurs nominaux sont présentés sur la Figure II.28. Il est à noter que le résonateur dont la bande passante est 12% conduit à une impédance Z_2 faible et donc très proche de la limitation que nous avons fixée à 11 Ω .

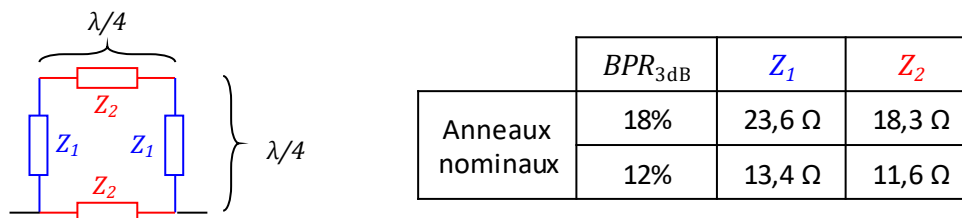


Figure II.28 Paramètres électriques des filtres en anneau nominaux à 140 GHz.

(filtre à 18% : $f_c = 140$ GHz, $f_z = 105,5$ GHz, $y = 20$ dB,
filtre à 12% : $f_c = 140$ GHz, $f_z = 115,2$ GHz, $y = 20$ dB)

A l'aide des abaques d'impédances caractéristiques en fonction des largeurs de ligne microruban, on peut déduire les paramètres physiques de chaque ligne de transmission: largeur et longueur. Cependant, comme les impédances caractéristiques requises sont faibles, les largeurs de lignes sont importantes et un ajustement de la longueur quart d'onde devient nécessaire pour prendre en compte les jonctions et les angles. Après une optimisation sur HFSS, les dimensions physiques finales des filtres sont représentées sur la Figure II.29. Des variations de longueurs inférieures à 10% ont été requises donc l'optimisation est rapide et seules quelques simulations sont nécessaires pour atteindre les performances visées.

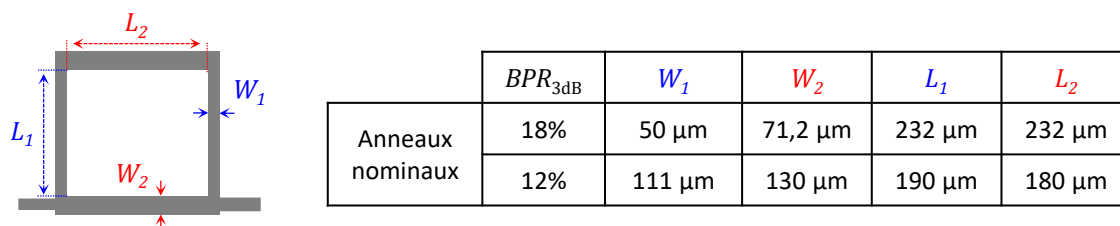


Figure II.29 Dimensions physiques optimisées des filtres en anneau nominaux à 140 GHz.

Les photos des circuits réalisés sont présentées sur la Figure II.30. Afin de répondre aux règles de densité, plusieurs couches de métaux ont été ajoutées au layout. Il a été vérifié en simulation que celles-ci n'ont pas d'influence sur les performances électriques des filtres. Les plots de mesure ont un pitch de 100 μm . L'empreinte des résonateurs est de 0,12 mm² pour le filtre de BPR_{3dB} 18% et de 0,18 mm² pour le filtre à 12%.

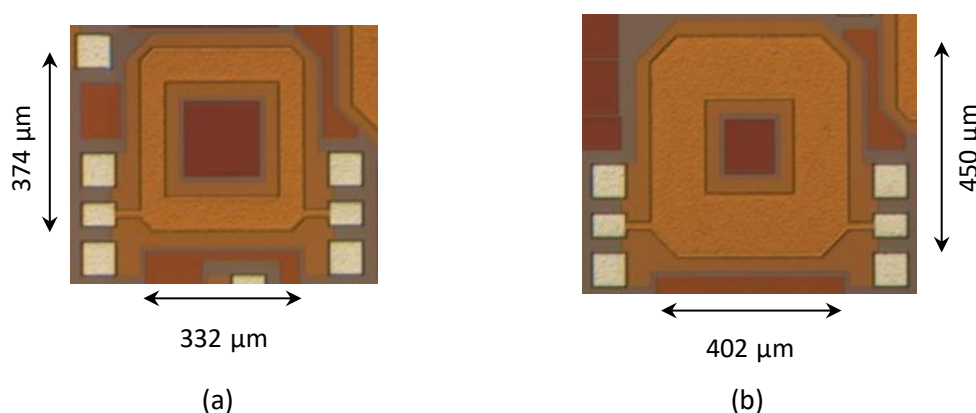


Figure II.30 Photographies des filtres à 140 GHz de bande passante relative 18% (a) et 12% (b).

Les résultats de mesures superposés aux simulations électromagnétiques sont représentés sur la Figure II.31.

Les mesures du filtre de bande passante relative 18% sont présentées sur la Figure II.31 (a) et montrent un bon accord avec la simulation. L'adaptation est supérieure à 15 dB, la bande passante mesurée est de 20% avec 2,2 dB de pertes à la fréquence centrale 144 GHz contre 2,6 dB en simulation.

De même, un bon accord avec la simulation est obtenu sur la Figure II.31 (b) pour les mesures du filtre avec une bande passante de 12%. La bande passante relative mesurée est de 13,5% autour de 142 GHz pour des pertes de 3,8 dB et l'adaptation est meilleure que 15 dB autour de la fréquence centrale.

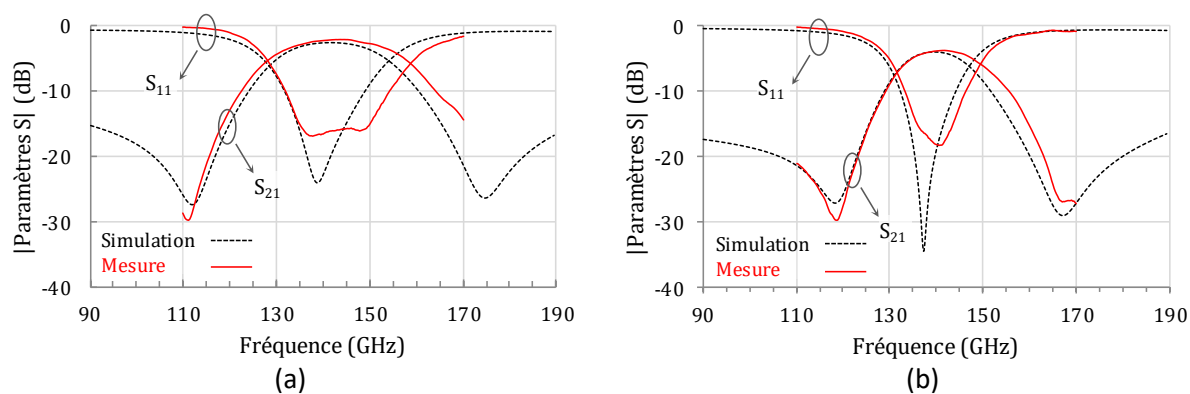


Figure II.31 Simulation et mesure des résonateurs nominaux à 140 GHz : (a) bande passante à 18%, et (b) 12%.

On a montré ici la possibilité d'atteindre des bandes passantes relatives de 18% et 12% avec une très bonne prédiction des résultats de mesure grâce à une technologie et une méthode de simulation fiables. Le résonateur à 12% présente un encombrement supérieur dû à ses lignes microruban très larges et proches des limites technologiques que nous nous sommes fixées (environ $\lambda/8$ à 140 GHz). La partie suivante présentera des filtres qui sont à la fois plus compacts mais qui peuvent également atteindre des bandes passantes plus faibles.

II.C.2.b Anneaux chargés du 2nd ordre

La partie II.B.3 a montré que le chargement capacitif peut réduire l'encombrement ainsi que la bande passante accessible. Nous avons ici décidé d'implémenter trois anneaux chargés capacitivement prouvant ces deux concepts. Deux sont conçus à partir des mêmes spécifications que l'anneau nominal à 12% afin de mettre en évidence la miniaturisation et un autre présentant une bande passante relative de 8%, valeur inatteignable pour l'anneau nominal de 8% (des impédances caractéristiques de 7,6 Ω et 8,4 Ω seraient alors nécessaires conduisant à des lignes nettement trop larges). La méthode de design utilisée est celle de la partie II.B.3.a c'est-à-dire celle nécessitant l'intervention de l'utilisateur pour réajuster la bande passante et l'adaptation dans la bande.

• Miniaturisation

Pour illustrer la miniaturisation du filtre, deux filtres chargés de capacités ayant les mêmes spécifications que l'anneau nominal à 12% de bande passante relative à 3dB ont été implémentés. La valeur des capacités implémentées a été fixée à $C_1=C_2=50$ fF car elle permet de mettre suffisamment en évidence l'effet de miniaturisation. Les filtres diffèrent seulement par l'adaptation y_{init} choisie lors de l'application de la synthèse. On rappelle qu'avec la méthode de design utilisée il n'y a pas de contrôle direct de la position du zéro de transmission et de l'adaptation à la fréquence centrale. Les valeurs implémentées dans la synthèse sont donc différentes des valeurs obtenues en simulation et mesure. Le premier filtre est réalisé avec un coefficient y_{init} égal à 20 dB alors que le deuxième est choisi avec un coefficient y_{init} de 100dB. Les propriétés électriques sont présentées sur la Figure II.32.

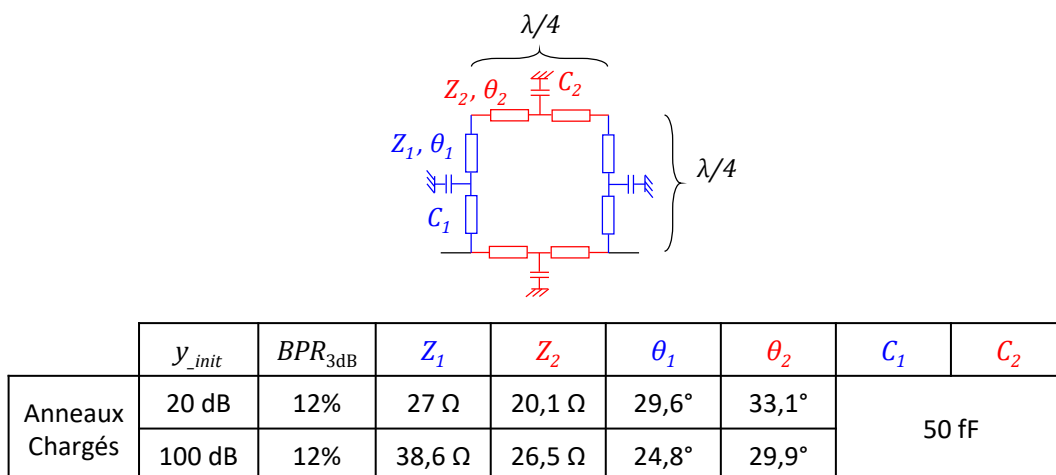


Figure II.32 Paramètres électriques à 140 GHz des filtres en anneau chargés de capacités.

(premier filtre : $f_c = 140$ GHz, $f_z = 105,1$ GHz, $y_{init} = 20$ dB

deuxième filtre : $f_c = 140$ GHz, $f_z = 100,2$ GHz, $y_{init} = 100$ dB)

Les deux anneaux implémentés sont présentés sur la Figure II.33 (a) et (b). On remarque que pour atteindre la même bande passante que l'anneau nominal, les impédances caractéristiques Z_1 et Z_2 des anneaux chargés sont plus importantes, les lignes sont donc physiquement plus fines. De plus, grâce au chargement capacitif, les longueurs électriques sont aussi réduites permettant une réduction

de taille significative. L'empreinte de ces anneaux (Figure II.33) est respectivement de 0,070 mm² pour $y_{init}=20\text{dB}$ et de 0,046 mm² pour $y_{init}=100\text{dB}$ soit jusqu'à 3,9 fois plus petit que le filtre en anneau nominal. Les capacités MIM de 50 fF n'étant pas visibles, des croix blanches ont été dessinées afin de visualiser leur positionnement. La dimension des capacités est de 5,2x5,2 µm².



Figure II.33 Photographies des filtres chargés présentant une bande passante de 12% et centrés à 140 GHz. Le paramètre d'adaptation y_{init} de la synthèse vaut 20 dB pour (a) et 100 dB pour (b) .

Les simulations superposées aux mesures des filtres Figure II.33 (a) et (b) sont respectivement représentées sur les Figure II.34 (a) et (b). L'accord entre la simulation et la mesure est très bon. La différence principale est la différence d'environ 1 dB entre les pertes simulées et les pertes mesurées et ce pour les deux filtres.

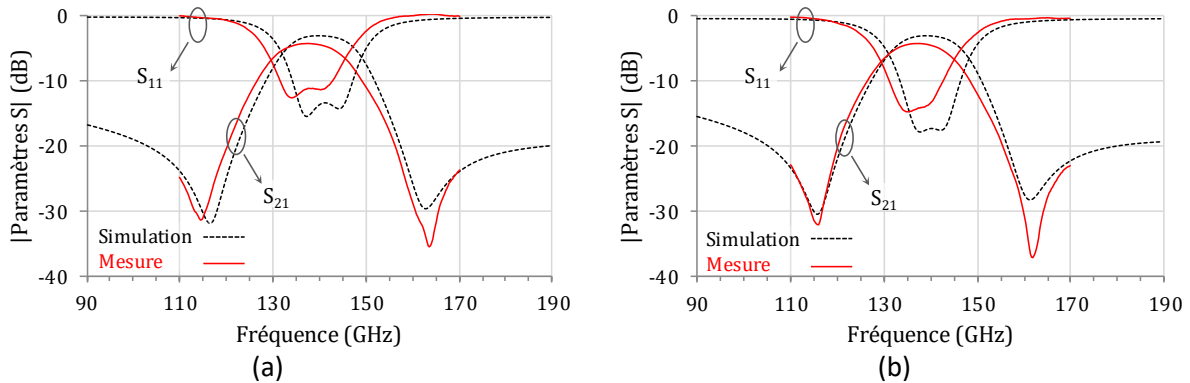


Figure II.34 Simulations et mesures des filtres en anneau à 12% chargés de capacités (a) $y_{init}=20\text{ dB}$, (b) $y_{init}=100\text{ dB}$.

Le Tableau II.1 résume l'ensemble des performances des filtres en anneau réalisés jusqu'à présent avec la même bande passante de 12% : fréquences centrales, bandes passantes, pertes, surface des résonateurs mais aussi approximation du facteur de qualité. Cette dernière a été introduite par Cohn dans [II.26], son expression est donnée à l'équation (II. 34). Elle permet une approximation du facteur de qualité pour un filtre d'ordre n ayant une réponse pouvant être traduite par une fonction de Butterworth dont les coefficients sont les g_k .

$$Q_{nth} = 4,343 \cdot \frac{\sum_{k=1}^n g_k}{BPR_{3dB} \cdot Pertes(dB)} \quad (\text{II. 34})$$

Dans la suite de ce travail, cette expression sera utilisée pour comparer des filtres présentant une réponse de Butterworth d'ordre 2. La formulation (II.35) est alors utilisée.

$$Q_{2nd} = \frac{14,8}{BPR_{3dB} \cdot Pertes(dB)} \quad (\text{II. 35})$$

Tableau II.1 Performances des filtres en anneau centrés à 140 GHz avec une bande passante de 12% en technologie SG13.

			f_c	BPR_{3dB}	Pertes	Q_{2nd}	Surface
Anneau nominal	$y = 20$ dB	Mesure	142 GHz	13,5%	3,8 dB	28,8	0,181 mm ²
		Simulation	140 GHz	11,9%	4,0 dB	31,1	
Anneaux Chargés $C=50$ fF	$y_{init} = 20$ dB	Mesure	138 GHz	12,5%	4,2 dB	28,2	0,070 mm ²
		Simulation	140 GHz	12,3%	3,1 dB	38,8	
	$y_{init} = 100$ dB	Mesure	138 GHz	12,1%	4,3 dB	28,4	0,046 mm ²
		Simulation	139 GHz	12,1%	3,0 dB	40,8	

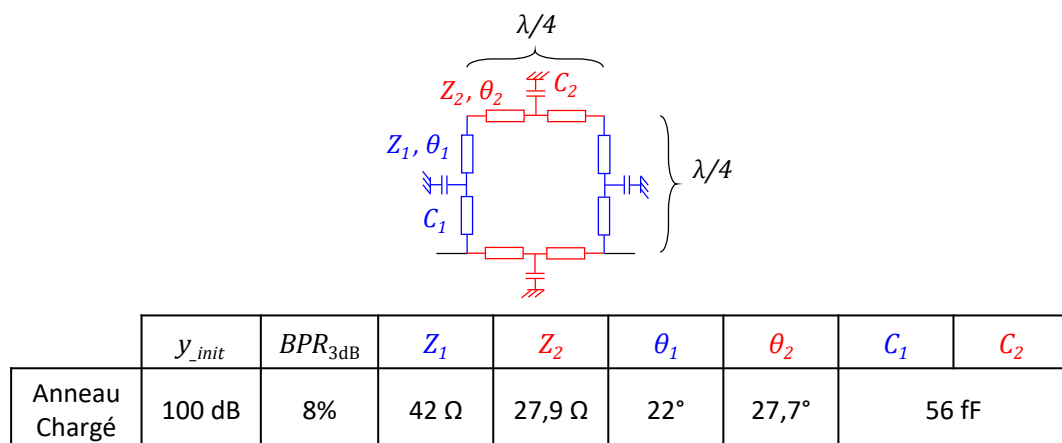
L'anneau nominal présente un facteur de qualité très proche entre les simulations et la mesure (Tableau II.1), cela montre que les simulations des lignes de transmission sont fiables. Pour les anneaux chargés de capacités, la différence de performances peut être donc expliquée par la modélisation des capacités MIM qui a été trop optimiste. En effet, pour des raisons d'efficacité et afin de réduire le temps de simulation et la mémoire utilisée, les trous métallisés ont été décrits avec une géométrie simplifiée (blocs uniformes).

D'après le Tableau II.1, les trois filtres en anneau présentant une bande passante à 12% ont des performances similaires puisque le calcul de l'approximation du facteur de qualité Q_{2nd} donne des valeurs très proches. Les filtres chargés présentent l'avantage d'être nettement moins encombrants. Comme nous l'avons évoqué précédemment, le paramètre y_{init} permet d'aboutir à des solutions différentes et en particulier à une miniaturisation importante pouvant aller jusqu'à 75% par rapport à la solution nominale.

- Réduction de la bande passante

Nous allons maintenant illustrer l'impact du chargement capacitif du filtre sur la réduction des bandes passantes (BPR_{3dB} limitée à 11% dans la technologie considérée pour le filtre nominal).

Un filtre en anneau présentant une BPR_{3dB} de 8% à 140 GHz a ainsi été réalisé en le chargeant à l'aide de quatre capacités identiques d'une valeur de 56 fF. La valeur de l'adaptation implémentée dans la synthèse est de 100 dB. Les paramètres électriques donnés par la synthèse sont résumés sur la Figure II.35.

Figure II.35 Paramètres électriques à 140 GHz du filtre en anneau à 8% chargé de capacités (Paramètres d'entrée de la synthèse : $f_c = 140$ GHz, $f_{z_{init}} = 98,5$ GHz, $y_{init} = 100$ dB).

Ce filtre nécessite une surface de 0,034 mm², Figure II.36 (a). Les simulations et les mesures sont présentées sur la Figure II.36 (b). Les mesures montrent une fréquence centrale de 135 GHz au lieu de

140 GHz. Les pertes mesurées sont de 7,0 dB contre 5,2 dB en simulation. Cet écart peut aussi être expliqué par la simulation imprécise de la capacité MIM. Les bandes passantes par contre sont très proches puisqu'on mesure 8,7% de bande passante relative à 3 dB contre 8,2% en simulation. Il serait théoriquement possible d'atteindre des bandes passantes encore plus faibles mais au prix de pertes d'insertion plus importantes qui deviennent alors rédhibitoires.

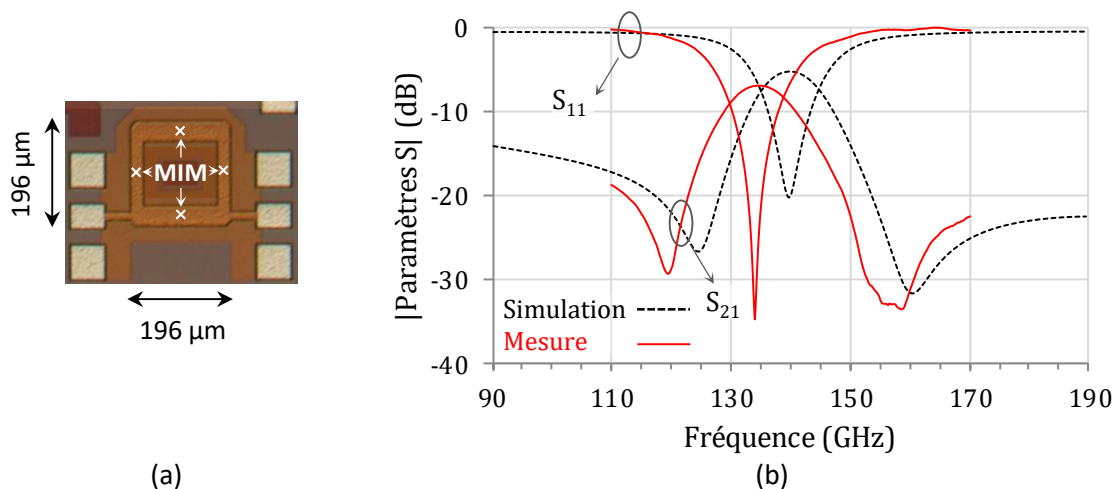


Figure II.36 (a) Photographie du résonateur chargé de bande passante 8% et (b) comparaison des simulations et mesures.

II.C.2.c Filtres en anneaux d'ordre 4

Afin d'améliorer la réjection hors bande, nous avons conçu deux filtres d'ordre 4 constitués d'anneaux identiques cascades et séparés par des inverseurs quart d'onde. Pour la mise en œuvre de ces filtres, présentés à la Figure II.37, deux circuits ont été retenus : l'un utilisant deux anneaux nominaux à 12% ($f_c=140$ GHz, $y=20$ dB) et l'autre est réalisé à partir de deux résonateurs chargés de capacités également à 12% ($f_c=140$ GHz, $y_{\text{init}}=20$ dB, $C_1=C_2=50$ fF).

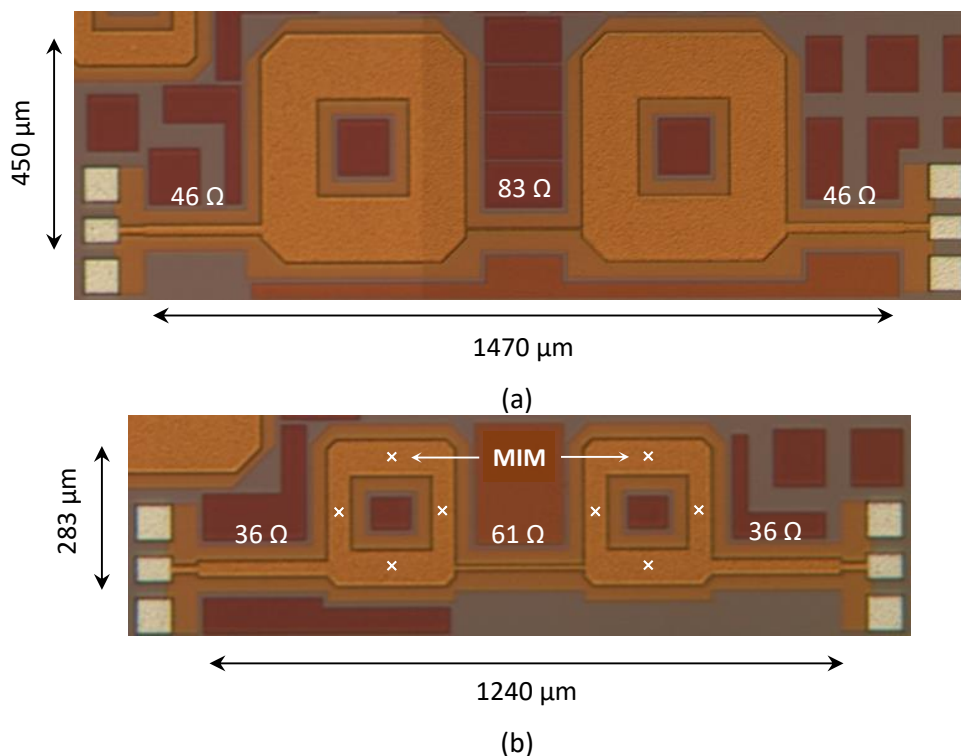


Figure II.37 Photographies des filtres d'ordre 4 implantés en technologie SG13 : (a) filtre nominal, (b) filtre chargé de capacités.

Les mesures des paramètres S sont comparées aux simulations sur la Figure II.38 (a) et (b). Les mesures du filtre nominal d'ordre 4 montrent une bande passante relative à 3 dB de 9,6% avec 9,1 dB de pertes tout en ayant une adaptation supérieure à 14 dB. Les mesures du filtre chargé de capacités d'ordre 4 présentent une bande passante similaire de 9,5% avec 10,7 dB de pertes, le filtre est par ailleurs très bien adapté.

Au prix d'un encombrement et de pertes plus importantes, l'augmentation de l'ordre est une solution afin d'améliorer la réjection hors-bande, tel que mis en évidence sur la Figure II.39 qui compare chaque filtre d'ordre 4 avec son résonateur associé d'ordre 2.

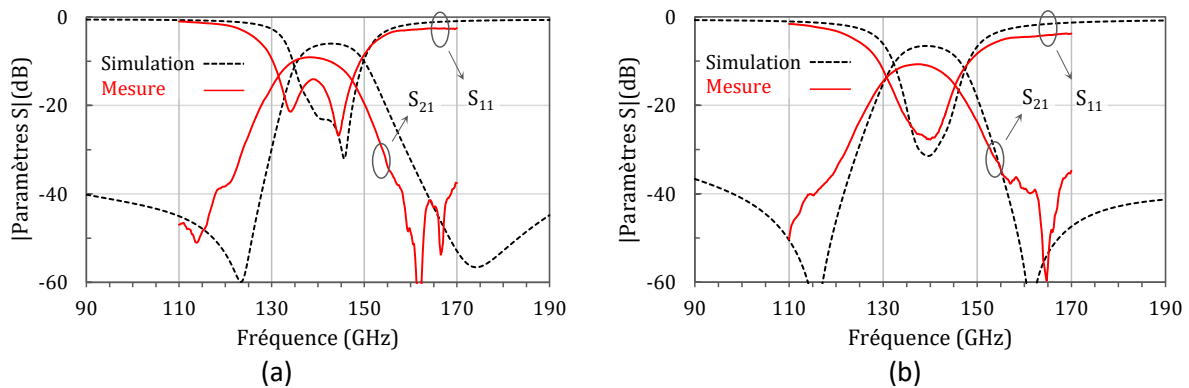


Figure II.38 Paramètres S mesurés et simulés des filtres en anneau d'ordre 4 : (a) composé de résonateurs en anneaux nominaux et (b) de résonateurs en anneaux chargés de capacités.

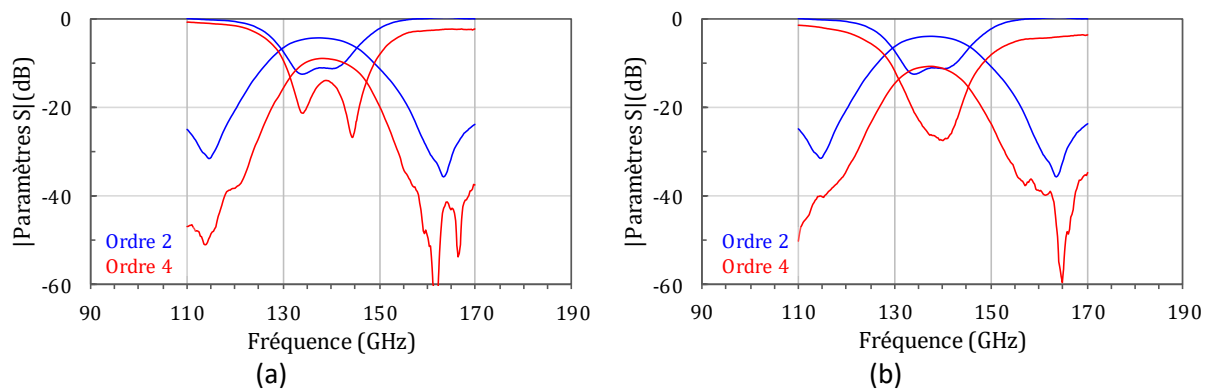


Figure II.39 Comparaison des paramètres S mesurés entre les filtres d'ordre 4 et leur résonateur seul : (a) les filtres nominaux et (b) les filtres chargés.

II.C.2.d Comparaison à l'état de l'art

Le Tableau II.2 compare l'ensemble de nos circuits avec plusieurs filtres de la littérature. Nous allons considérer seulement les filtres autour de la bande D et dont le procédé technologique est compatible avec les technologies intégrées. Ce contexte reste prospectif donc le nombre de filtres présents dans la littérature est limité.

Tableau II.2 Performances de filtres passe-bande en bande D.

Techno.	Topologie			Surface		f_c	BPR_{3dB}	Pertes	Q^{**}	Ref.
LTCC	SIW d'ordre 4			1,36 mm ²	N/A	140 GHz	18 %	2,44 dB	105	[II.27]
GaAs	Filtre à stubs CPW d'ordre 3			0,27 mm ²	0,54 λ_g^2 *	165 GHz	57 %	1,33 dB	34,4	[II.28]
HR SOI CMOS 65 nm				N/A	N/A	170 GHz	40 %	2,3 dB	28,3	[II.29]
BiCMOS 130nm	Nominal	Ordre 2	Anneau	0,12 mm ²	0,09 λ_g^2	144 GHz	20 %	2,6 dB	28,5	Ce travail
				0,18 mm ²	0,14 λ_g^2	142 GHz	13,5 %	3,8 dB	28,8	
	Chargé			0,07 mm ²	0,05 λ_g^2	138 GHz	12,5 %	4,2 dB	28,2	
				0,05 mm ²	0,04 λ_g^2	138 GHz	12,1%	4,3 dB	28,4	
				0,04 mm ²	0,03 λ_g^2	135 GHz	8,7 %	7,0 dB	24,3 [†]	
	Nominal	Ordre 4		0,66 mm ²	0,50 λ_g^2	138 GHz	9,6 %	9,1 dB	52,8 [†]	
	Chargé			0,35 mm ²	0,26 λ_g^2	138 GHz	9,5 %	10,7 dB	45,4 [†]	

* λ_g a été recalculée en effectuant des simulations conformes aux données de l'article.

** Q est calculé avec l'équation (II. 34) en considérant que les filtres ont une réponse proche d'un filtre de Butterworth.

[†] Calcul du facteur de qualité donné à titre indicatif mais inexact puisque les pertes sont supérieures à deux fois l'ordre du filtre

Un seul filtre en technologie LTCC (Low Temperature Co-fired Ceramics) autour de la bande D est présenté dans ce tableau bien qu'il en existe d'autres : le [II.30] fait par la même équipe que le [II.27] et le [II.31] par exemple. Le plus récent est traité ici afin de pouvoir se situer mais la technologie LTCC est relativement éloignée des technologies intégrées III-V ou silicium qui nous intéressent plus dans cette étude. La solution développée en LTCC dans [II.27] est un filtre SIW du 4^{ème} ordre qui présente peu de pertes pour une bande passante relative à 3dB de 18%. Cependant il est très encombrant avec une surface de 1,36 mm².

Les filtres à stubs coplanaires d'ordre trois tirés de [II.28] et [II.29] sont en technologie intégrées. Ils présentent tous les deux moins de pertes que les solutions en anneau développées dans cette thèse. Ceci est dû à deux facteurs principaux. En effet, ces filtres utilisent des conducteurs réalisés en or, métal qui présente une conductivité plus élevée que l'aluminium utilisé au cours de notre étude. De plus, leur bande passante est nettement plus large ce qui conduit à des pertes beaucoup plus faible. Finalement, les performances électriques de ces filtres à stubs sont relativement similaires à celles développées dans ce travail car les facteurs de qualité sont proches.

Les circuits de ce travail présentent un avantage important au niveau de la compacité puisque les anneaux chargés de capacités atteignent une taille d'environ 0,04 λ_g^2 . De plus, l'utilisation de la synthèse a réduit considérablement le temps de conceptions. En effet, un maximum de 5 simulations est nécessaire pour obtenir un filtre satisfaisant le cahier des charges. Enfin, la technologie utilisée est suffisamment fiable pour permettre d'atteindre un bon niveau d'accord entre la simulation et la mesure.

II.D Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre un résonateur en anneau à accès direct pouvant répondre aux demandes grandissantes en télécommunication grand public aux ondes millimétriques. En effet, dans ce contexte, il est nécessaire d'utiliser des circuits flexibles et robustes pouvant être réalisés à partir d'un cahier des charges en peu de simulations. La synthèse du résonateur en anneau développée dans ce chapitre permet de réduire au maximum le temps de conception du filtre. La topologie proposée a montré des performances intéressantes mais subit les limitations en termes de bande

passante minimale réalisable inhérente à la gamme d'impédances accessible dans la technologie employée.

Afin d'augmenter la dynamique en bande passante du résonateur en anneau des capacités ont été intégrées permettant en plus de réduire l'encombrement du filtre. L'ensemble des filtres réalisés à 140 GHz présente un très bon accord entre la simulation et la mesure prouvant tant la fiabilité du procédé de conception que la qualité de la filière technologique utilisée.

A partir du concept d'anneau chargé de capacités, il est naturel de penser que la réalisation de résonateurs accordables est possible si l'on considère non plus des capacités à valeurs fixes mais des capacités variables. Les aspects d'accordabilité aussi bien en fréquence qu'en bande passante seront abordés dans le chapitre suivant.

Références

- [II.1] **P. RYNKIEWICZ, A. FRANC, F. COCCETTI, M. WIETSTRUCK, C. WIPF, S. TOLUNAY WIPF, M. KAYNAK ET G. PRIGENT**
« RING FILTER SYNTHESIS AND ITS BICMOS 60 GHz IMPLEMENTATION »
INTERNATIONAL JOURNAL OF MICROWAVE AND WIRELESS TECHNOLOGIES, PP. 1-10, FEB. 2018.
- [II.2] **P. TROUGHTON**
« MEASUREMENT TECHNIQUES IN MICROSTRIP »
ELECTRONICS LETTERS, VOL. 5, PP. 25-26, JAN. 1969.
- [II.3] **I. WOLFF ET N. KNOPPIK**
« MICROSTRIP RING RESONATOR AND DISPERSION MEASUREMENT ON MICROSTRIP LINES »
ELECTRONICS LETTERS, VOL. 7, PP. 779-781, DÉC. 1971.
- [II.4] **I. WOLFF**
« MICROSTRIP BANDPASS FILTER USING DEGENERATE MODES OF A MICROSTRIP RING RESONATOR »
ELECTRONICS LETTERS, VOL. 8, PP. 302-303, JUIN 1972.
- [II.5] **Y.S. WU ET F.J. ROSENBAUM**
« MODE CHART FOR MICROSTRIP RING RESONATORS »
ELECTRONICS LETTERS, VOL. 8, PP. 302-303, JUIL. 1972.
- [II.6] **R. P. OWENS**
« CURVATURE EFFECT IN MICROSTRIP RING RESONATORS »
ELECTRONICS LETTERS, VOL. 12, PP. 356-357, JUIL. 1972.
- [II.7] **S. G. PINTZOS ET R. PREGLA**
« A SIMPLE METHOD FOR COMPUTING THE RESONANT FREQUENCIES OF MICROSTRIP RING RESONATORS »
IEEE TRANSACTION ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 26, ISSUE 10, PP. 809-813, OCT. 1978.
- [II.8] **K. CHANG, T. S. MARTIN, F. WANG ET J.L. KLEIN**
« ON THE STUDY OF MICROSTRIP RING AND VARACTOR-TUNED RING CIRCUITS »
IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 35, ISSUE 12, PP. 1288-1295, DÉC. 1987.
- [II.9] **T. SCOTT, F. WANG ET K. CHANG**
« THEORETICAL AND EXPERIMENTAL INVESTIGATION OF NOVEL VARACTOR-TUNED RING SWITCHABLE MICROSTRIP RING RESONATOR CIRCUITS »
IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 36, ISSUE 12, PP. 1733-1739, DÉC. 1988.
- [II.10] **M. GUGLIELMI ET G. GATTI**
« EXPERIMENTAL INVESTIGATION OF DUAL-MODE MICROSTRIP RING RESONATORS »
PROCEEDING OF THE 20TH EUROPEAN MICROWAVE CONFERENCE, BUDAPEST, SEPT. 1990, PP. 901-906.
- [II.11] **K. K. M. CHENG**
« DESIGN OF DUAL-MODE RING RESONATORS WITH TRANSMISSION ZEROS »
ELECTRONICS LETTERS, VOL. 33, PP. 1392-1393, JUIL. 1997.

-
- [II.12] **J. A. CURTIS ET S. J. FIEDZIUSZKO**
 « MINIATURE DUAL MODE MICROSTRIP FILTERS »
 IEEE MTT-S INTERNATIONAL MICROWAVE SYMPOSIUM DIGEST, BOSTON, MA, USA, 1991, PP. 443-446
 - [II.13] **U. KARACAOGLU, I. D. ROBERTSON AND M. GUGLIELMI**
 « A DUAL-MODE MICROSTRIP RING RESONATOR FILTER WITH ACTIVE DEVICES FOR LOSS COMPENSATION »
 IEEE MTT-S INTERNATIONAL MICROWAVE SYMPOSIUM DIGEST, ATLANTA, GA, USA, 1993, PP. 189-192
 - [II.14] **U. KARACAOGLU, I. D. ROBERTSON AND M. GUGLIELMI**
 « AN IMPROVED DUAL-MODE MICROSTRIP RING RESONATOR FILTER WITH SIMPLE GEOMETRY »
 ELECTRONICS LETTERS, VOL. 33, PP. 1392-1393, JUL. 1997.
 - [II.15] **H. YABUKI, M. SAGAWA, M. MATSUO ET MITSUO MAKIMOTO**
 « STRIPLINE DUAL-MODE RING RESONATORS AND THEIR APPLICATION TO MICROWAVE DEVICES »
 ELECTRONICS LETTERS, VOL. 33, PP. 1392-1393, JUL. 1997.
 - [II.16] **L. ZHU ET K. WU**
 « A JOINT FIELD/CIRCUIT MODEL OF LINE-TO-RING COUPLING STRUCTURES AND ITS APPLICATION TO THE DESIGN OF MICROSTRIP DUAL-MODE FILTERS AND RING RESONATOR CIRCUITS »
 IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 47, ISSUE 10, PP. 1938-1948, OCT. 1999.
 - [II.17] **M. K. MOHD SALLEH, G. PRIGENT, O. PIGAGLIO, ET R. CRAMPAGNE**
 « QUARTER-WAVELENGTH SIDE-COUPLED RING RESONATOR FOR BANDPASS FILTERS »
 IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 56, ISSUE 1, PP. 156-162, JAN. 2008.
 - [II.18] **M. K. MOHD SALLEH**
 « CONTRIBUTION A LA SYNTHÈSE DE RÉSONATEURS PSEUDO-ELLIPTIQUES EN ANNEAU. APPLICATION AU FILTRAGE PLANAIRE MILLIMÉTRIQUE »
 MÉMOIRE DE DOCTORAT EN ÉLECTRONIQUE, INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE TOULOUSE, OCT. 2008.
 - [II.19] **A.-L. FRANC, AND G. PRIGENT**
 « COMPACT CAPACITIVE LOADED RING FILTER WITH SIMPLIFIED FEEDING LINES »
 44TH EUROPEAN MICROWAVE CONFERENCE, 6-9 OCT. 2014, ROME, ITALY.
 - [II.20] **P. CHEVALIER ET AL.**
 « Si/SiGe:C AND InP/GaAsSb HETEROJUNCTION BIPOLAR TRANSISTORS FOR THz APPLICATIONS »
 PROCEEDINGS OF THE IEEE, VOL. 105, NO. 6, PP. 1035-1050, JUNE 2017.
 - [II.21] **C. T. COEN ET AL.**
 « DESIGN AND ON-WAFER CHARACTERIZATION OF G-BAND SiGe HBT LOW-NOISE AMPLIFIERS »
 IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 64, NO. 11, PP. 3631-3642, NOV. 2016.
 - [II.22] **M. SEYYED-ESFAHLAN, E. ÖZTÜRK, M. KAYNAK ET I. TEKIN**
 « 77-GHz FOUR-ELEMENT PHASED-ARRAY RADAR RECEIVER FRONT END »
 IEEE TRANSACTIONS ON COMPONENTS, PACKAGING AND MANUFACTURING TECHNOLOGY, VOL. 6, NO. 8, PP. 1162-1173, AUG. 2016.

-
- [II.23] **M. DAVULCU, E. ÖZEREN, M. KAYNAK ET Y. GURBUZ**
 « A NEW 5–13 GHz SLOW-WAVE SPDT SWITCH WITH REVERSE-SATURATED SiGe HBTs »
 IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS, VOL. 27, NO. 6, PP. 581-583, JUNE 2017.
- [II.24] **D. YOON, J. KIM, J. YUN, M. KAYNAK, B. TILLACK ET J. S. RIEH**
 « 300-GHz DIRECT AND HETERODYNE ACTIVE IMAGERS BASED ON 0.13-MM SiGe HBT TECHNOLOGY »
 IEEE TRANSACTIONS ON TERAHERTZ SCIENCE AND TECHNOLOGY, VOL. PP, NO. 99, PP. 1-10.
- [II.25] **G. F. ENGEN AND C. A. HOER**
 « "THRU-REFLECT-LINE": AN IMPROVED TECHNIQUE FOR CALIBRATING THE DUAL SIX-PORT AUTOMATIC NETWORK ANALYSER »
 IEEE TRANSACTIONS MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. MTT-27, NO. 12, DEC. 1979.
- [II.26] **S.B. COHN**
 « DISSIPATION LOSS IN MULTIPLE-COUPLED-RESONATOR FILTERS »
 PROCEEDINGS OF THE IRE, VOL. 47, NO. 8, PP. 1342-1348, AUG. 1959.
- [II.27] **K. WANG ET AL.**
 « SYNTHESIS METHOD FOR SUBSTRATE-INTEGRATED WAVEGUIDE BANDPASS FILTER WITH EVEN-ORDER CHEBYSHEV RESPONSE »
 IEEE TRANSACTIONS ON COMPONENT, PACKAGING AND MANUFACTURING TECHNOLOGY, VOL. 6, NO. 1, PP. 126-135, JAN. 2016.
- [II.28] **G. WOLF ET AL.**
 « BAND-PASS COPLANAR FILTERS IN THE G-FREQUENCY BAND »
 IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS, VOL. 15, NO. 11, PP. 799-801, NOV. 2005.
- [II.29] **F. GIANESELLO ET AL.**
 « 1,8 DB INSERTION LOSS 200 GHz CPW BAND PASS FILTER INTEGRATED IN HR SOI CMOS TECHNOLOGY »
 IEEE INTERNATIONAL MICROWAVE SYMPOSIUM, HONOLULU, HI, JUNE 2007, PP. 453-456.
- [II.30] **S. W. WONG, K. WANG, Z. N. CHEN ET Q. X. CHU**
 « ELECTRIC COUPLING STRUCTURE OF SUBSTRATE INTEGRATED WAVEGUIDE (SIW) FOR THE APPLICATION OF 140-GHz BANDPASS FILTER ON LTCC »
 IEEE TRANSACTIONS ON COMPONENTS, PACKAGING AND MANUFACTURING TECHNOLOGY, VOL. 4, NO. 2, PP. 316-322, FEB. 2014.
- [II.31] **A. H. KHALIL ET AL.**
 « QUASI-ELLIPTIC AND CHEBYCHEV COMPACT LTCC MULTIPOLE FILTERS FUNCTIONING IN THE SUBMILLIMETRIC WAVE REGION AT 150 GHz »
 IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 58, NO. 12, PP. 3925-3935, DEC. 2010.

Chapitre III. Accordabilité en fréquence appliquée aux filtres planaires

III.A Introduction

L'augmentation du nombre d'applications et de standards au sein des systèmes de télécommunication pousse à accroître le nombre de circuits au détriment de l'encombrement. En effet, un équipement est généralement dimensionné pour chaque fonction à réaliser au sein du système. Afin de réduire l'encombrement de ces systèmes, l'utilisation d'équipements pouvant englober plusieurs fonctions est envisageable. Ces équipements intègrent un élément de contrôle permettant de changer ses caractéristiques électriques suivant le besoin. Ce dernier principe confère une propriété d'accordabilité et peut s'appliquer aux circuits actifs ou passifs : des amplificateurs [III.1]-[I.2], des oscillateurs [I.3], des coupleurs [I.4] ou encore des antennes [III.5]. Nous allons dans ce chapitre nous intéresser aux filtres accordables.

Un état de l'art des filtres planaires accordables aux ondes millimétriques a été présenté à la fin du premier chapitre. Il a été montré qu'il existe, à ce jour, peu de filtres accordables en fréquence dans ce contexte et que très peu de solutions accordables à la fois en fréquence centrale et en bande passante ont été développées. De plus, les solutions de filtres accordables sont souvent empiriques et à de très rares exceptions [III.6]-[III.7] régies par des synthèses. Pourtant, nous avons pu illustrer lors du chapitre précédent l'importance de la synthèse pour améliorer tant la maîtrise de conception du dispositif que sa compréhension. Cet aspect est primordial dans le contexte des filtres accordables puisqu'il est nécessaire de maîtriser l'évolution des performances du filtre quelle que soit la flexibilité recherchée (excursion en fréquence et/ou en bande passante). La détermination de la nature des éléments d'accord, de leur valeur et de leur intégration (position dans le circuit) sont des points essentiels.

Ce chapitre propose tout d'abord une solution directe pour rendre accordable le résonateur en anneau chargé de capacités. L'admittance ramenée au milieu de chaque bras de l'anneau est rendue variable grâce à un élément d'accord. Ainsi, la fréquence centrale pourra être contrôlée mais les bandes passantes ne pourront pas être ajustées. L'implémentation technologique sera réalisée à l'aide de MEMS (Micro Electro Mechanical System).

La suite de ce chapitre sera consacrée à une nouvelle méthode de réalisation de filtre en anneau accordable à la fois en fréquence et en bande passante. Cette méthodologie, inspirée de l'anneau chargé de capacités, expose une synthèse permettant un réglage rapide des différents états de l'anneau. Comme preuve de concept, des solutions fixes sans intégration d'éléments d'accord seront implémentées en technologie intégrée.

III.B Élément de contrôle : MEMS

Les circuits accordables réalisés au cours de cette étude utilisent un MEMS intégré issu de la technologie SG13 du fondeur IHP dont les spécifications ont été présentées dans le Chapitre II. La structure du MEMS est représentée sur la Figure III.1. De type pont capacitif, le MEMS est composé d'une membrane actionnée par deux électrodes distribuées de part et d'autre de la ligne RF, il se comporte comme un commutateur capacitif RF. En effet, à l'état OFF, lorsque les électrodes ne sont pas polarisées ($V_{DC}=0V$), le switch est passant (capa OFF faible de 42.5 fF). A l'état ON, la forte capacité associée à l'inductance du MEMS créent un comportement coupe bande que nous pouvons assimiler à un état bloquant du commutateur. La tension d'activation à appliquer sur les pads DC connectés aux

électrodes (HV sur la Figure III.1. a) est de l'ordre de 30 V. Sa valeur varie suivant la topologie et les dimensions exactes du MEMS employé. Le MEMS est encapsulé grâce à la couche métallique épaisse supérieure (TM2) afin de protéger le circuit et des ouvertures sont nécessaires pour permettre la libération de la membrane à la fin du process technologique.

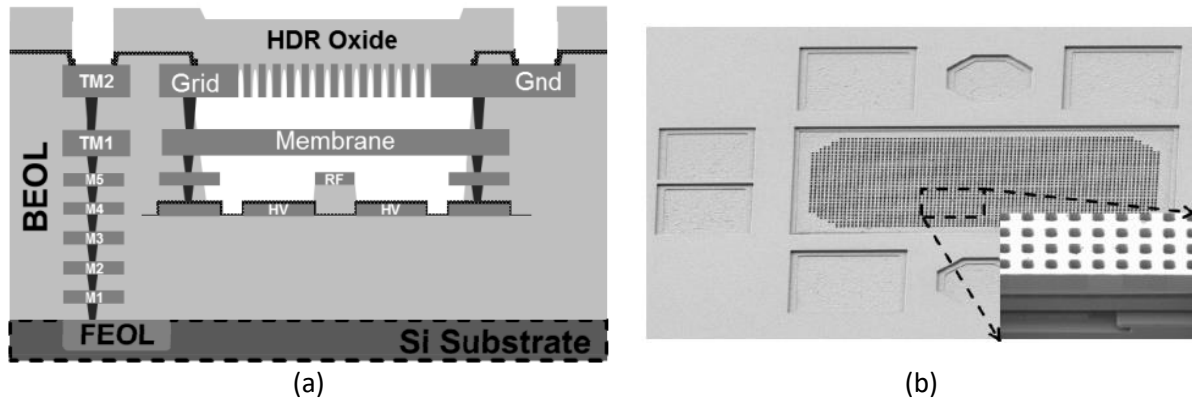


Figure III.1 Architecture du MEMS intégré en technologie SiGe BiCMOS 130nm du fondeur IHP [III.6] avec (a) la coupe verticale du MEMS et (b) une photo du MEMS.

III.B.1 Caractéristiques électriques

Le layout du MEMS utilisé au cours de cette étude est présenté sur la Figure III.2 comprenant d'une part le layout détaillé avec la membrane visible et d'autre part une image du MEMS encapsulé.

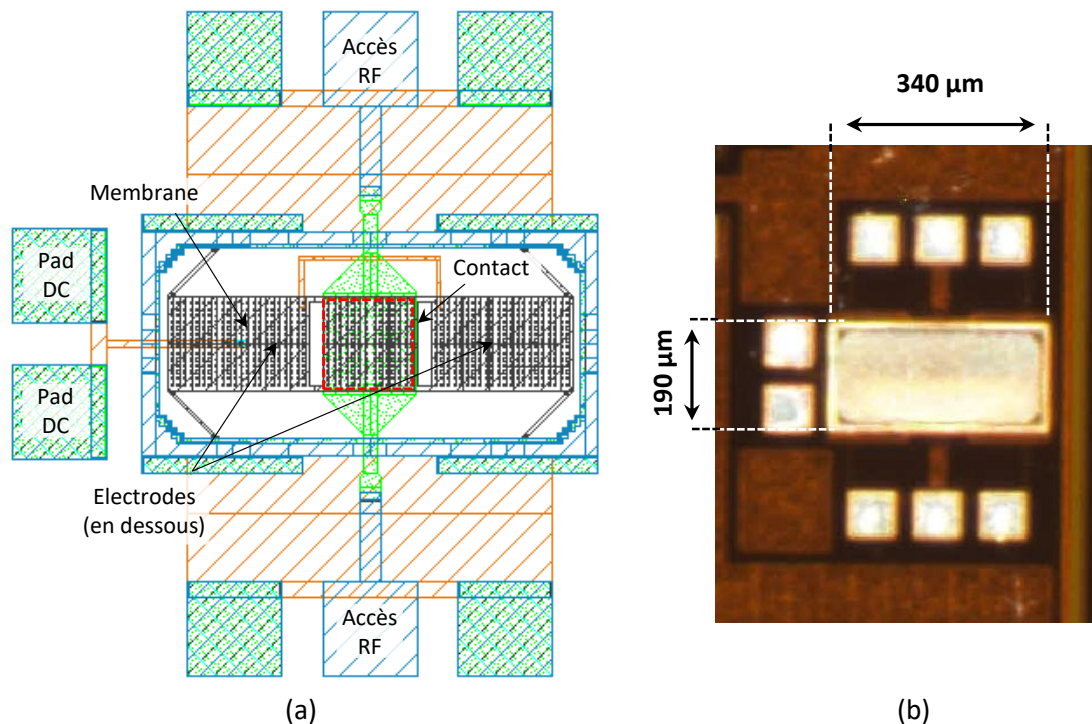


Figure III.2 (a) Layout et (b) photographie du MEMS utilisé.

Le MEMS encapsulé a été mesuré chez IHP avec une tension d'activation de 25 V. Les mesures des paramètres S de l'état OFF du MEMS sont présentées sur la Figure III.3 (a), celle de l'état ON sur la Figure III.3 (b).

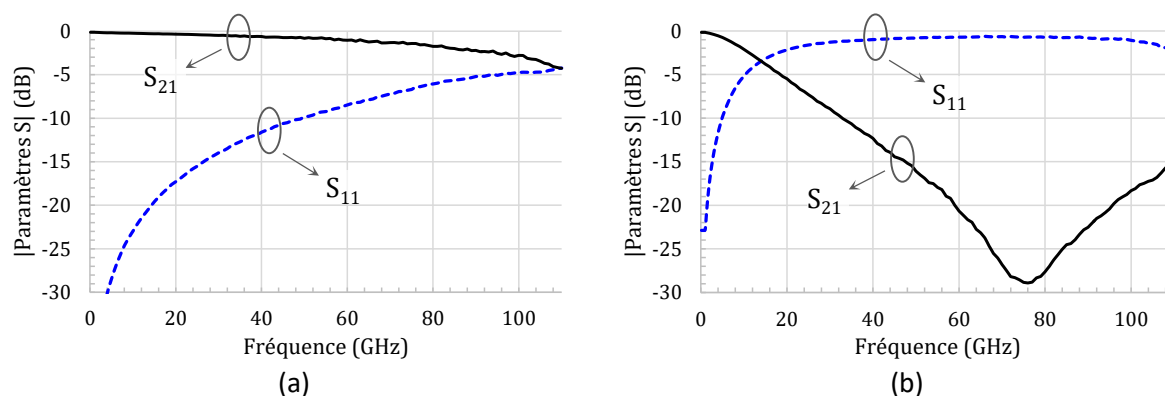


Figure III.3 Paramètres S mesurés du MEMS (a) à l'état OFF et (b) à l'état ON.

Par la suite, ce MEMS sera utilisé pour mettre en œuvre des preuves de concept fonctionnant dans la gamme de fréquences allant de 56 GHz à 94 GHz. Le MEMS à l'état OFF présente des pertes en transmission de 1 dB à 56 GHz allant jusqu'à 2,5 dB à 94 GHz. Le MEMS à l'état ON présente une isolation supérieure à 18 dB entre 56 GHz et 94 GHz avec une valeur optimale de l'ordre de 28 dB à 74 GHz. Le MEMS va donc fonctionner à l'état ON comme un court-circuit et à l'état OFF comme une ligne de transmission dont le déphasage est représenté sur la Figure III.4. Cette longueur électrique est relativement importante puisque le MEMS à l'état OFF introduit un déphasage de 90° à 86 GHz.

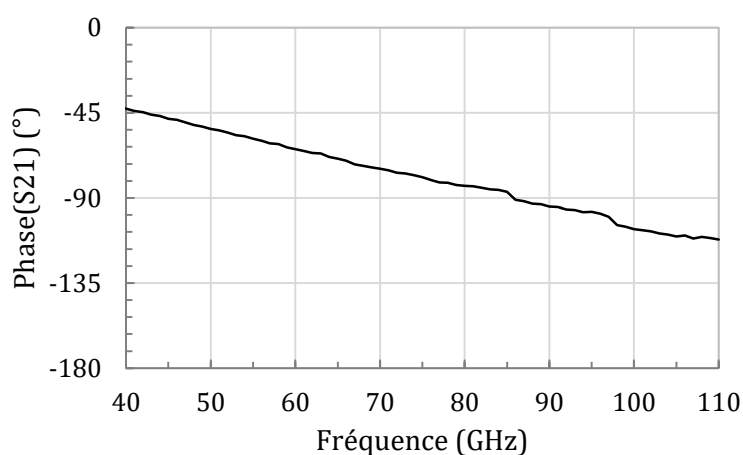


Figure III.4 Mesure de la longueur électrique du MEMS à l'état OFF en fonction de la fréquence.

Un stub accordable à MEMS avec trois états (60 GHz, 77 GHz et 94 GHz) est présenté dans [III.8]. Ce stub est avant tout un circuit simple permettant une meilleure compréhension du comportement électrique du MEMS.

III.C Anneau à accès directs accordable en fréquence

Dans le deuxième chapitre, il a été montré qu'il est possible de charger un anneau par des admittances qui vont permettre de modifier la réponse électrique du filtre. Cette partie va illustrer la possibilité de réaliser un résonateur en anneau accordable en fréquence en remplaçant ces admittances par des charges accordables.

III.C.1 Résonateur chargé accordable

Les effets du chargement des résonateurs en anneau par une admittance Y_a ont été étudiés dans le chapitre précédent. Il a en particulier été montré que l'introduction d'une admittance nécessitait d'ajuster la longueur électrique des lignes de transmission selon l'équation (II. 27) afin de conserver la fréquence centrale souhaitée.

En considérant cette fois que les longueurs physiques des lignes de transmission constituant l'anneau sont fixes, la variation de l'admittance chargée provoque une variation de la fréquence centrale. Suivant sa nature, capacitive ou inductive, la fréquence centrale varie respectivement selon l'équation (III. 1) ou (III. 2). La topologie se schématise alors Figure III.5. Il est possible de dissocier Y_a en Y_{a1} , chargée sur les bras verticaux de l'anneau, et Y_{a2} , chargée sur ceux horizontaux. Toutefois, afin de faciliter la future implémentation technologique, nous allons considérer des admittances Y_a identiques.

$$f_c = \frac{1}{Z \cdot C \cdot \pi \cdot \tan 2\theta} \quad (\text{III. 1})$$

$$f_c = \frac{-Z \cdot \tan 2\theta}{4 \cdot \pi \cdot L} \quad (\text{III. 2})$$

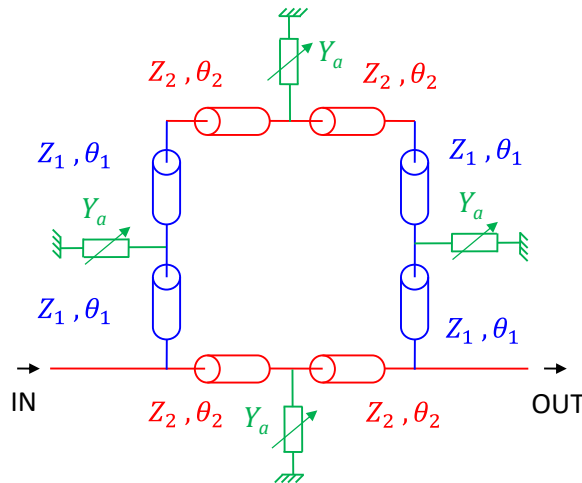


Figure III.5 Schéma électrique du résonateur en anneau chargé d'admittances variables Y_a .

Soit un résonateur en anneau dimensionné à l'aide de la synthèse nominale pour une bande passante de 15% autour de 60 GHz, les impédances Z_1 et Z_2 issues de la synthèse, sont respectivement de 27,1 Ω et 20,2 Ω . Considérons le circuit illustré à la Figure III.5 comprenant une charge Y_a capacitive de valeur C variable. Le résonateur en anneau reste long d'une longueur d'onde à 60 GHz. Sur la Figure III.6 sont représentées les réponses électriques du filtre chargé pour différentes valeurs de capacités C positives (0 fF, 50 fF et 100 fF) mais aussi négatives (-50 fF et -100 fF).

Remarque : À des fins illustratives, des capacités négatives ont été choisies. En effet, les bobines laissant passer les basses fréquences, elles ramènent un court-circuit en DC au milieu des bras de l'anneau ce qui modifie fortement la réponse électrique hors bande.

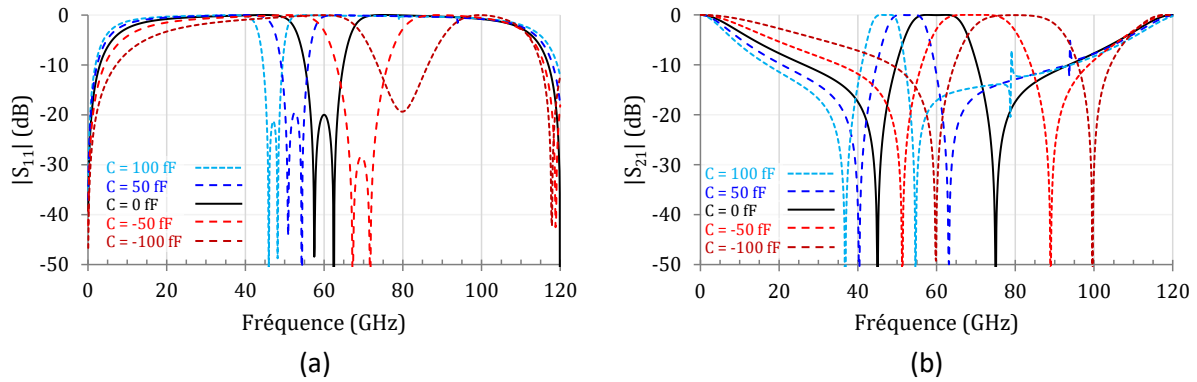


Figure III.6 Simulation des paramètres S du filtre en anneau chargé de capacités C pour $C = 0$ fF, 60 fF, 120 fF et 180 fF. (Paramètres d'entrée de la synthèse : $f_c = 60$ GHz, $f_z = 45$ GHz et $y = 20$ dB)

On remarque que les réponses subissent un décalage en fréquence vers les hautes ou basses fréquences suivant le signe de l'admittance. Il est donc possible de concevoir un résonateur en anneau accordable en fréquence en le chargeant d'admittances variables. Néanmoins les caractéristiques électriques du filtre (adaptation et bande passante) sont fortement modifiées dès que l'on s'éloigne de la fréquence nominale.

III.C.2 Implémentation en technologie intégrée

III.C.2.a Conception

Considérons la topologie de la Figure III.7, deux admittances sont connectées au milieu de chaque bras : une capacité C_m permet de miniaturiser le filtre et simultanément d'augmenter les valeurs des impédances caractéristiques (Z_{1C_m} et Z_{2C_m}) des lignes alors que l'admittance accordable Y_a effectue le contrôle de la fréquence centrale du résonateur. Cette dernière est réalisée à partir d'un stub en court-circuit dont la longueur est contrôlée par le MEMS capacitif présenté précédemment.

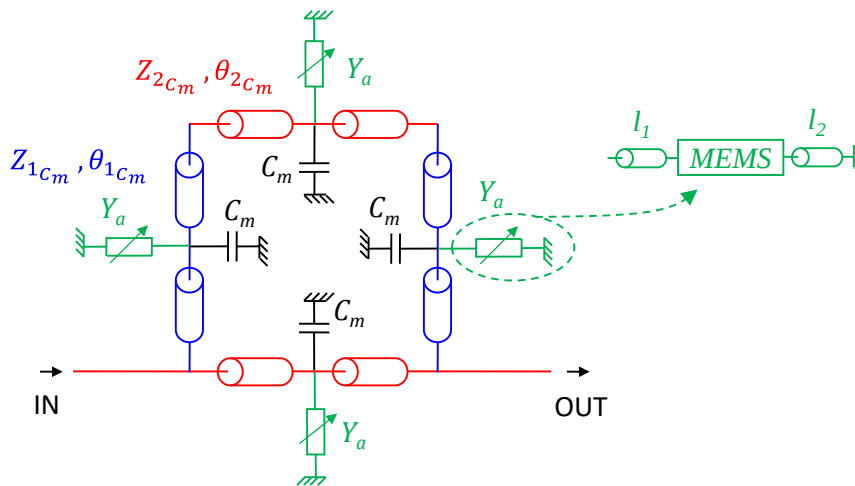


Figure III.7 Schéma électrique de l'anneau accordable à base de MEMS.

La topologie comporte donc quatre MEMS contrôlés simultanément. Le démonstrateur présenté aura ainsi deux fréquences de fonctionnement possibles. La fréquence haute a été choisie à 74 GHz afin de profiter de l'isolation maximale du MEMS. Quant à la fréquence basse, prise à 56 GHz, elle permet d'illustrer une excursion en fréquence importante tout en évitant de se placer dans un raccordement de bandes au niveau du banc de mesure qui se situe à 67 GHz.

L'admittance ajustable Y_{a_ON} est alors déterminée par l'impédance ramenée par la ligne l_1 chargée par le MEMS ON. A l'état OFF, le MEMS étant passant, la capacité Y_{a_OFF} est alors réalisée par l'impédance ramenée par la mise en cascade de l'ensemble ligne l_1 , MEMS OFF, ligne l_2 et la charge de type court-circuit. Les valeurs de l'admittance équivalente sont telles que Y_{a_OFF} est supérieure à Y_{a_ON} . Ainsi, la fréquence de fonctionnement du filtre est plus faible lorsque le MEMS est à l'état OFF.

- Fréquence haute : MEMS ON

Tout d'abord, il faut étudier l'anneau chargé de quatre admittances identiques Y_{a_ON} car l'anneau sera conçu en fonction de la nature de l'impédance ramenée. De plus, des contraintes d'agencement et d'encombrement sont également à prendre en compte car le MEMS nécessite une surface importante de $190 \times 340 \mu\text{m}^2$. Finalement, une ligne l_1 d'environ $200 \mu\text{m}$ a été retenue et l'admittance Y_{a_ON} ainsi obtenue a un comportement inductif (d'une valeur de 215 pH à 74 GHz). La conception de l'anneau sans Y_a doit alors se faire à fréquence inférieure à la fréquence haute voulue afin qu'une fois chargé, le résonateur fonctionne effectivement à la fréquence haute visée.

La conception du filtre accordable à la fréquence haute se fait donc en appliquant la synthèse nominale détaillée dans le deuxième chapitre. Nous considérons une fréquence centrale de 70 GHz et une bande passante à 3 dB de $11,4\%$. Les deux bras horizontaux de l'anneau ont alors une impédance caractéristique de $17,8 \Omega$ et une longueur électrique de $2 \cdot \theta_{2C_m} = 73^\circ$. Quant aux bras verticaux, ils présentent les caractéristiques électriques suivantes : $21,4 \Omega$ et 69° . Afin de miniaturiser l'anneau, une capacité MIM de valeur $C_m = 39 \text{ fF}$ a été utilisée. De plus, la ligne l_1 a été fixée à $46,5 \Omega$ pour 48° .

- Fréquence basse : MEMS OFF

Une fois le résonateur à fréquence haute déterminé, le contrôle de la ligne l_2 fixe la fréquence basse, choisie ici à 56 GHz . La ligne à connecter en sortie de MEMS présente alors une impédance caractéristique de $46,5 \Omega$ et un déphasage de 38° . La mise en cascade de la ligne l_1 , du MEMS OFF et de ligne l_2 chargée d'un court-circuit se comporte alors comme une capacité d'une valeur 100 fF .

III.C.2.b Résultats de simulation

Les MEMS utilisés dans l'implantation technologique en technologie BiCMOS ont été caractérisés seuls en amont de la conception de notre filtre accordable. Pour plus de fiabilité des simulations, une analyse hybride électromagnétique (HFSS) / mesure (MEMS) a été mise en œuvre. Le masque du filtre issu de cette analyse est à la Figure III.8. Sa surface totale est $1.4 \times 1.5 \text{ mm}^2$.

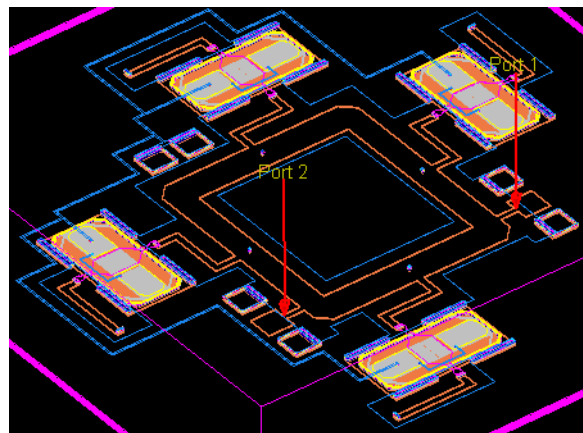


Figure III.8 Layout 3D de l'anneau accordable à base de MEMS.

Les résultats de simulation obtenus sont présentés à la Figure III.9. L'état haute fréquence du filtre a bien une fréquence centrale de 74 GHz. Les pertes d'insertion simulées s'élèvent à 6,2 dB et la bande passante attendue est de 11%. Concernant l'état à 56 GHz (fréquence basse), une bande passante de 5% pour 8 dB de pertes d'insertion sont obtenus en simulation. Ce sont des résultats de simulations encourageants puisqu'il s'agit du premier filtre accordable entièrement intégré en bande V.

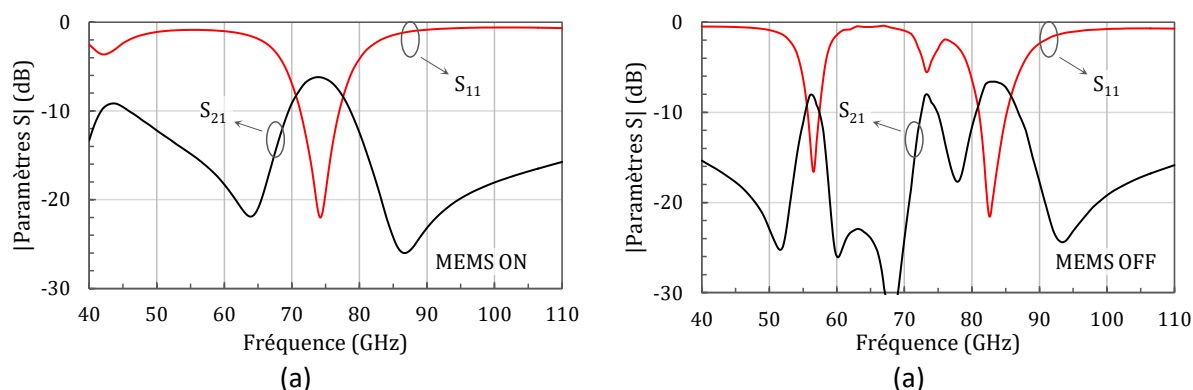


Figure III.9 Simulation du filtre en anneau accordable avec (a) l'état ON et (b) l'état OFF.

L'excursion en fréquence visée (18 GHz soit 24%) est très importante. L'objectif ici est de faire une preuve de concept aux fréquences millimétriques. Cependant, ce choix fait apparaître une remontée parasite de l'état OFF (basse fréquence) autour de 74 GHz c'est-à-dire dans la bande passante de l'état ON (haute fréquence). Cette remontée parasite est causée par le comportement harmonique du stub. Cette difficulté pourrait être surmontée soit en limitant l'excursion en fréquence soit en intégrant des filtres passe-bas dans l'anneau.

III.C.2.c Mesures du filtre avec MEMS

Une photographie du circuit réalisé et mesuré est présentée sur la Figure III.11. Les mesures ont été effectuées au LAAS à Toulouse. Le setup de mesure 0-110 GHz est présenté sur la Figure III.10, des aiguilles de polarisation ont été ajoutées.



Figure III.10 Setup de mesure utilisé pour les mesures allant de 0 GHz à 110 GHz.

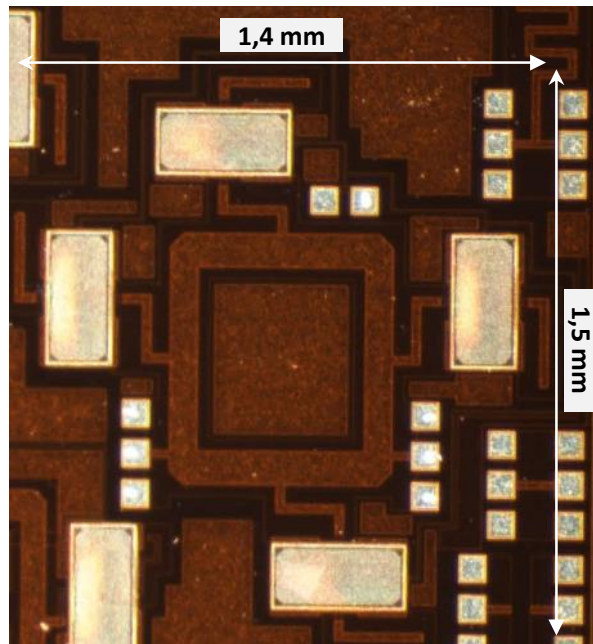


Figure III.11 Photographie du filtre en anneau accordable en fréquence implémenté en technologie SG13.

Sur la Figure III.12, les mesures montrent un bon accord avec la simulation. Les mesures du filtre à l'état haut (MEMS ON donc bloquant) sont quasiment confondues avec les simulations : une bande passante de 11% autour de 74 GHz avec des pertes d'insertion de 6,2 dB. L'état bas (MEMS OFF donc passant) présente quant à lui une désadaptation et un léger décalage en fréquence de 1,5 GHz. On mesure une fréquence centrale de 54,5 GHz avec 10 dB de pertes d'insertion. La bande passante relative à 3 dB mesurée est de 8,3% au lieu des 5% obtenus en simulation. Cet écart entre mesure et simulation à l'état bas était prévisible. En effet, à l'état haut, le MEMS est ON donc ses parties statiques et mobiles sont en contact, la valeur de la capacité est alors bien maîtrisée. Il n'en est pas de même à l'état bas à cause des variations potentielles de hauteur du MEMS OFF liées à de multiples phénomènes mécaniques (libération de la membrane, stress résiduel, etc...). Il est à noter que le MEMS utilisé dans ce démonstrateur n'est pas celui proposé par le fondeur IHP dans sa bibliothèque de composants. Il a été développé spécifiquement pour une application en bande V et, de ce fait, n'a pas été optimisé en termes de reproductibilité et de fiabilité, ce qui explique cette différence.

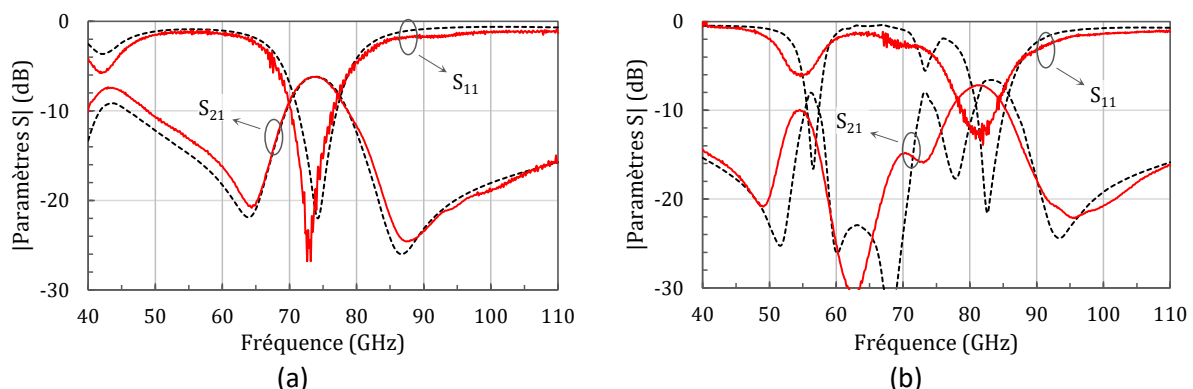


Figure III.12 Mesures et simulations des paramètres S du filtre accordable (a) à l'état ON et (b) à l'état OFF.

Ces mesures restent néanmoins encourageantes et ont permis de démontrer le concept de l'accordabilité en bande millimétrique. Toutefois, avec cette topologie, l'excursion en fréquence s'accompagne d'une variation de la bande passante et d'une dégradation de l'adaptation, toutes deux non maîtrisées par le concepteur. Afin d'envisager un contrôle supplémentaire, il est nécessaire de

modifier la topologie pour permettre un contrôle simultané de la bande passante et de la fréquence centrale tout en conservant une adaptation correcte.

III.D Anneau doublement accordable

Dans la topologie accordable présentée précédemment (Figure III.5), l'admittance Y_a chargée au milieu des lignes quart-d'onde composant l'anneau est rendue accordable. Cependant, cet unique degré de liberté influe sur la longueur électrique de la ligne donc sur la fréquence centrale du résonateur mais aussi sur son impédance équivalente ce qui modifie la bande passante (Figure II.9) et l'adaptation (Figure II.11) du filtre.

La dissociation des admittances Y_a en Y_{a1} pour les bras verticaux et Y_{a2} pour les bras horizontaux afin d'ajouter un degré de liberté ne suffit pas pour contrôler les trois paramètres que sont l'adaptation, la fréquence centrale et la bande passante. Afin d'illustrer ce problème nous allons considérer un filtre accordable à deux états. A son état haute fréquence, on considère qu'il est dimensionné avec la synthèse nominale sans charges capacitives soit $Y_{a1} = Y_{a2} = 0$. A son état basse fréquence on considère initialement que les admittances Y_{a1} et Y_{a2} sont égales et non nulles ce qui implique un changement des propriétés du filtre. Admettons que nous voulons contrôler l'état basse fréquence, le diagramme sur la Figure III.13 représente le processus de réglage des admittances Y_{a1} et Y_{a2} , seuls degrés de liberté n'affectant que l'état basse fréquence sans modifier l'état haute fréquence.

Ce diagramme montre qu'il est impossible de contrôler exactement la bande passante et l'adaptation à l'état basse fréquence, faute de 3^{ème} degré de liberté pertinent. En effet, après avoir atteint la bande passante souhaitée il est très probable que l'adaptation ne soit pas satisfaisante. Le paramètre de réflexion S_{11} peut témoigner de pôles surcouplés ou trop éloignés (ondulation importante dans la bande). Si l'adaptation est satisfaisante pour la bande passante de l'état « basse-fréquence » souhaitée, il s'agit uniquement du fruit du hasard car jusqu'à présent on ne propose pas de solution permettant de la contrôler indépendamment.

Remarque : le diagramme aurait pu proposer de corriger d'abord l'adaptation et ensuite de constater la bande passante. La conclusion aurait été la même, on ne peut pas contrôler la bande passante et l'adaptation à la fois.

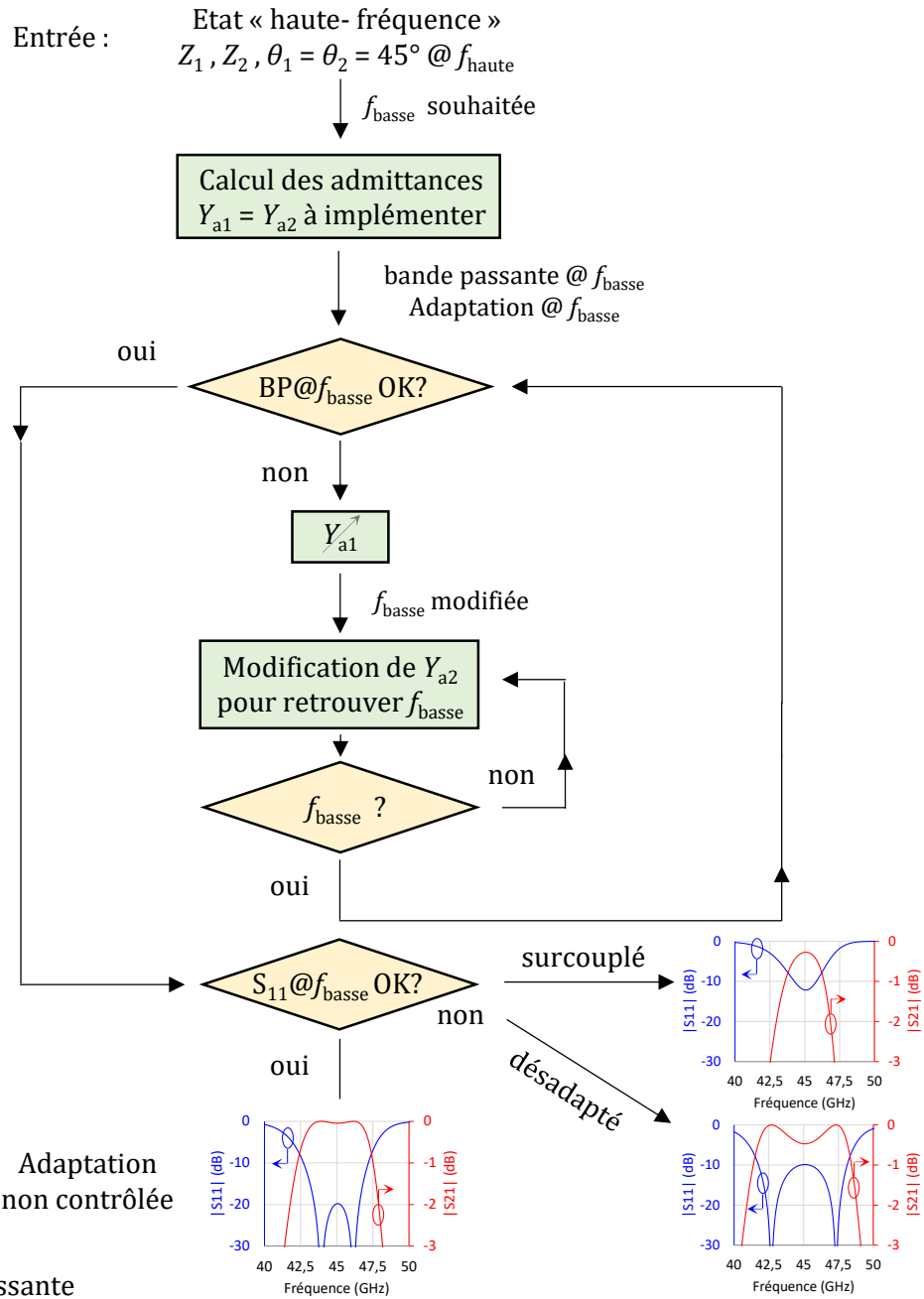


Figure III.13 Réglage de l'état bas de l'anneau présenté sur la Figure III.5. (Paramètres d'entrée de la synthèse pour l'état haut : $f_{\text{haute}} = 60$ GHz, $f_z = 45$ GHz et $y = 20$ dB
 Fréquence centrale de l'état basse fréquence : $f_{\text{basse}} = 45$ GHz)

III.D.1 Etude préliminaire : ligne de transmission chargée de capacités à position variable

Dans cette partie une solution est proposée afin de désolidariser le contrôle sur la longueur électrique des lignes de transmission chargées, permettant de décaler en fréquence la réponse du filtre, et le contrôle de leur impédance caractéristique équivalente, permettant de modifier la bande passante du filtre et/ou son adaptation. Cette solution va demander un ajout de degré de liberté à la topologie en anneau chargé d'admittances accordables au milieu de ses bras.

III.D.1.a Ligne chargée symétriquement de deux capacités

Dans cette partie, une ligne chargée de deux capacités identiques C est étudiée, Figure III.14. Nous allons définir deux longueurs électriques : θ_{haute} la longueur électrique de la ligne de transmission sans charges capacitive et, θ_{basse} la longueur électrique équivalente de la ligne illustrée sur la Figure III.14 qui va ainsi présenter une résonance à une fréquence plus basse. Les capacités ont leur position variable selon le plan de symétrie et leur position est caractérisée par la variable P . La variation de leur position est modélisée par un changement des longueurs électriques θ_{1-P} et θ_P électriques suivant les équations suivantes :

$$\theta_{1-P} = (1 - P) \cdot \frac{\theta_{haute}}{2} \quad (III. 3)$$

et

$$\theta_P = P \cdot \frac{\theta_{haute}}{2} \quad (III. 4)$$

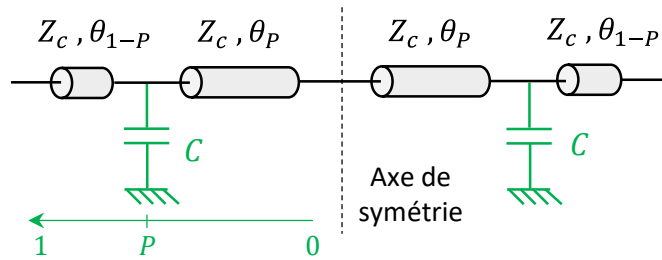


Figure III.14 Schéma d'une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_c chargée symétriquement de capacités de position variable.

Lorsque $P=0$, les deux capacités se superposent au milieu de la ligne de transmission et lorsque $P=1$, les deux capacités se trouvent aux extrémités de la ligne.

Les différents éléments constituant l'ensemble de la ligne de transmission sont cascades, la matrice chaîne équivalente $ABCD_{eq}$ est donc obtenue par multiplication des différentes matrices chaînes soit :

$$ABCD_{eq} = \begin{pmatrix} A_{ABCD} & B_{ABCD} \\ C_{ABCD} & D_{ABCD} \end{pmatrix} \quad (III. 5)$$

$$\begin{aligned} A_{ABCD} = D_{ABCD} &= \cos(2\theta_{1-P} + 2\theta_P) - C_N \sin(2\theta_{1-P} + 2\theta_P) + \frac{C_N^2 \sin 2\theta_{1-P} \sin 2\theta_P}{2} \\ &= \cos \theta_{haute} - C_N \sin \theta_{haute} + \frac{C_N^2 \sin 2\theta_{1-P} \sin 2\theta_P}{2} \end{aligned} \quad (III. 6)$$

$$B_{ABCD} = iZ_c \left[\sin(\theta_{haute}) + C_N (\cos(\theta_{haute}) - \cos 2\theta_P) + \frac{C_N^2 \sin 2\theta_P \sin^2 \theta_{1-P}}{2} \right] \quad (III. 7)$$

$$C_{ABCD} = \frac{i}{Z_c} \left[\sin(\theta_{haute}) + C_N (\cos(\theta_{haute}) + \cos 2\theta_P) - \frac{C_N^2 \sin 2\theta_P \cos^2 \theta_{1-P}}{2} \right] \quad (III. 8)$$

Avec $C_N = 2\pi f_{basse} C Z_c$.

On peut ainsi en déduire la longueur électrique totale θ_{eq} de la ligne :

$$\theta_{eq} = \theta_{basse} = \arccos A_{ABCD} \quad (III. 9)$$

Ainsi que l'impédance équivalente de la ligne de transmission chargée :

$$Z_{eq} = \sqrt{\frac{B_{ABCD}}{C_{ABCD}}} \quad (\text{III. 10})$$

Dans le contexte de l'anneau, le déphasage total recherché pour chaque ligne est de $\theta_{eq}=90^\circ$. Cependant, il n'est pas possible d'extraire directement θ_{haute} à partir de l'expression de A_{ABCD} car l'équation est non linéaire. Une première approche consiste donc à positionner les capacités superposées, au centre de la ligne ($P = 0$). Ainsi, la résolution analytique se fait à travers la formule (II.33) et on obtient alors

$$\theta_{haute} = 2(\theta_{1-P} + \theta_P) = \arctan \frac{1}{2\pi f_{basse} C Z_c} \quad (\text{III. 11})$$

Les caractéristiques électriques équivalentes de la ligne de transmission chargée dépendent de la valeur de l'impédance caractéristique Z_c et de celle des capacités C ainsi que de leur position. Afin de simplifier la représentation, l'impédance Z_c est fixée à 50Ω , la Figure III.15 représente la longueur électrique équivalente de la ligne chargée en fonction de la position P des capacités pour différentes valeurs de capacités normalisées C_N . La Figure III.16 représente l'impédance caractéristique équivalente de la ligne chargée dans les mêmes conditions. Ces représentations exposent une dépendance entre les grandeurs électriques équivalentes de la ligne de transmission chargée avec la position des capacités. La Figure III.15 démontre que la longueur électrique équivalente varie légèrement en fonction de la position P des capacités. La variation de la longueur électrique atteint un maximum pour $P = 0,5$.

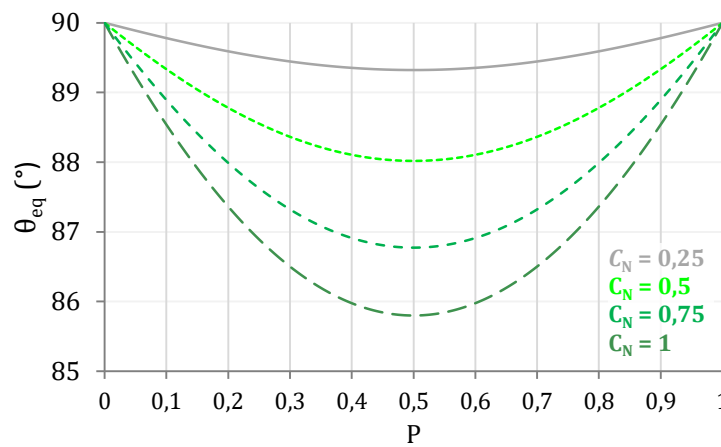


Figure III.15 Evolution de la longueur électrique équivalente de la ligne de transmission chargée en fonction de la position des capacités de valeur : $C_N = 0,25$; $0,5$; $0,75$ et 1 .

La Figure III.16 montre que l'impédance caractéristique équivalente de la ligne de transmission évolue, quant à elle, de manière monotone et croissante lorsque P augmente. L'évolution de l'impédance est beaucoup plus marquée que celle de la longueur électrique. En effet, une capacité normalisée $C_N = 0,5$ dont le positionnement P varie augmente la fréquence de résonance de la ligne. L'écart le plus important (seulement 2%) est obtenu pour $P = 0,5$. Cette même valeur de capacité conduit à une impédance caractéristique équivalente qui varie entre $30,9 \Omega$ pour une position $P = 0$ et $44,7 \Omega$ pour $P = 1$, soit une augmentation de 45%.

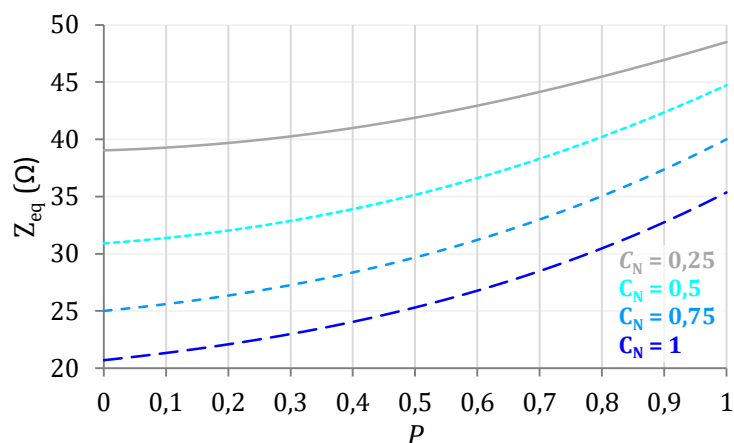


Figure III.16 Evolution de l'impédance caractéristique équivalente de la ligne de transmission chargée en fonction de la position des capacités de différentes valeurs.

On démontre ainsi une possible dissociation des deux caractéristiques principales d'une ligne de transmission que sont l'impédance caractéristique et la longueur électrique. En effet, la Figure III.17 montre qu'en corrigeant la valeur de la capacité en fonction de sa position il est possible de modifier la valeur de l'impédance caractéristique équivalente de la ligne tout en maintenant sa longueur électrique équivalente à 90° . La correction de la capacité normalisée permettant ce maintien n'excède pas 10% de sa valeur initiale déterminée de manière analytique à $P = 0$.

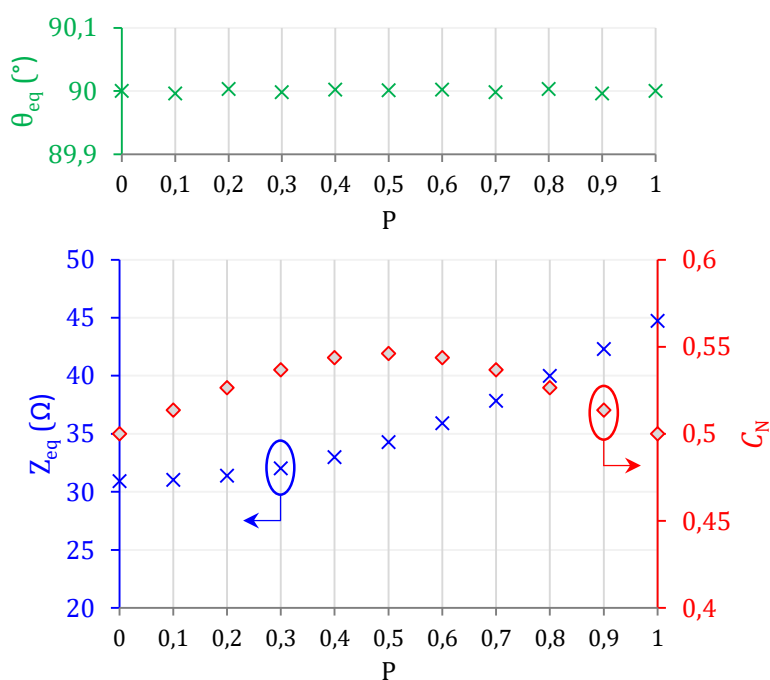


Figure III.17 Variation de l'impédance caractéristique équivalente et de la longueur électrique de la ligne en fonction de la position P des capacités. La valeur de leur capacité C_N , initialement de 0,5, est corrigée afin de maintenir une longueur électrique de la ligne à 90° .

III.D.1.b Calcul de la valeur des capacités en fonction de leur position

- Ligne de transmission sans capacité de miniaturisation

Dans l'exemple précédent nous avons calculé la longueur électrique θ_{haute} de chaque demi-ligne en fonction d'une valeur fixe de capacité. Celle-ci a ensuite été corrigée manuellement afin de conserver un déphasage total θ_{eq} de 90° . Nous allons à présent nous intéresser à déterminer la valeur C des capacités à charger en fonction de la position P choisie. Cette valeur sera calculée afin que la ligne chargée présente une longueur électrique équivalente θ_{eq} de 90° à la fréquence de travail (f_{basse}). Ce raisonnement est beaucoup plus proche de l'implémentation technologique d'un circuit accordable car il est beaucoup plus aisé de modifier la valeur d'une capacité que de modifier une longueur physique de ligne. Ces capacités peuvent être appelées capacités d'accord.

Dans un contexte d'accordabilité en fréquence, on va considérer deux fréquences, la fréquence haute pour laquelle la longueur électrique totale $\theta_{eq} = \theta_{haute} = 90^\circ$ et la fréquence basse à laquelle θ_{eq} vaut alors $\frac{f_{basse}}{f_{haute}} * 90^\circ$.

L'équation permettant de calculer cette capacité est la suivante :

$$A_{ABCD}(\omega_{basse}) = 0 = \cos \theta_{haute} - C_N \sin \theta_{haute} + \frac{C_N^2 \sin 2\theta_{1-P} \sin 2\theta_P}{2} \quad (III. 12)$$

Le polynôme du deuxième degré en C présente deux racines. La solution retenue est (III. 13) car elle permet de retrouver la topologie sans charge capacitive à l'état haute fréquence. En effet, cette expression s'annule pour $\theta_{basse} = 90^\circ$ à la fréquence f_{haute} . Afin de simplifier l'écriture, on introduit $\theta = \theta_{haute}$.

$$C = \frac{\sin \theta - \cos \theta \sqrt{2 \sin^2 P\theta + \tan^2 \theta - \sin(2P\theta) \tan \theta}}{\omega_{basse} Z_c (\sin \theta \sin P\theta \cos P\theta - \cos \theta \sin^2(P\theta))} \quad (III. 13)$$

Ce calcul permet donc de maintenir la longueur électrique équivalente θ_{eq} à 90° à la fréquence f_{basse} pour toute position P des capacités C .

- Ligne de transmission avec capacités de miniaturisation

Nous allons considérer cette fois-ci la même ligne mais à laquelle est ajoutée une capacité de miniaturisation C_m (Figure III.18). Il a été observé dans le chapitre précédent que cette capacité permet de réduire à la fois la fréquence de résonance de la ligne mais aussi son impédance caractéristique équivalente. On va considérer ici que la capacité C_m est fixée et impose ainsi la longueur $\theta_C = \theta_{C1-P} + \theta_{CP}$:

$$2\theta_C = \arctan \frac{1}{\pi f_{haute} C_m Z_c} \quad (III. 14)$$

avec f_{haute} la fréquence pour laquelle la ligne est uniquement chargée de la capacité de miniaturisation C_m et présente 90° .

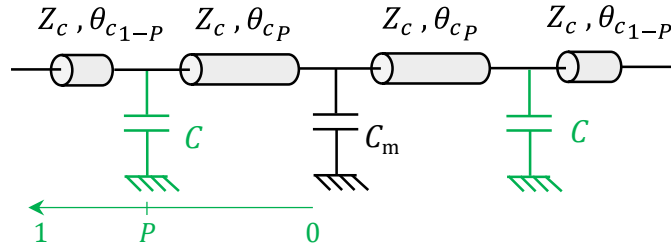


Figure III.18 Ligne de transmission chargée d'une capacité de miniaturisation C_m et de deux capacités d'accord C à position variable.

La formulation du premier coefficient de la matrice chaîne équivalente $ABCD_{eq}$, (III. 15), est plus compliqué mais sa forme est toujours un polynôme du deuxième degré en C , le choix de la solution se fait sur le même critère.

$$A_{ABCD} = a \cdot (Z_c C \omega_{basse})^2 + b \cdot Z_c C \omega_{basse} + c \quad (III. 15)$$

$$\text{avec } a = \frac{\sin 2\theta_{c1-P} \sin 2\theta_{cP}}{2} + \frac{C_m \omega_{basse} Z_c}{8} \{ \sin 2\theta_c + \sin(2\theta_c(1-2P)) - 2 \sin 2\theta_{c1-P} \} \quad (III. 16)$$

$$b = -\sin 2\theta_c - \frac{C_m \omega_{basse} Z_c}{2} (\cos 2\theta_c - \cos(2\theta_{c1-P})) \quad (III. 17)$$

$$c = \cos 2\theta_c - \frac{C_m \omega_{basse} Z_c}{2} \sin 2\theta_c \quad (III. 18)$$

$$\text{Ainsi } C = \frac{-b - \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a\omega_{basse}Z_c} \quad (III. 19)$$

Finalement, il est possible de contrôler l'impédance caractéristique d'une ligne de transmission chargée symétriquement sans modifier sa longueur électrique en déplaçant une capacité dont la valeur est déterminée analytiquement par (III. 19) dans le cas d'une ligne comprenant une capacité de miniaturisation et par (III. 13) dans le cas sans capacité de miniaturisation.

III.D.1.c Dissociation des valeurs de capacités d'accord

Considérons la ligne chargée présentée sur la Figure III.19 : c'est une ligne sans capacité de miniaturisation comportant deux capacités positionnées de manière symétrique mais dont les valeurs sont dissociées et deviennent C_1 et C_2 . Nous allons de plus supposer que la somme $C_1 + C_2$ est constante et égale à $2C$, avec C calculée à partir de l'équation (III. 13). Ainsi, $2C$ dépend de la position P et de la fréquence basse visée.

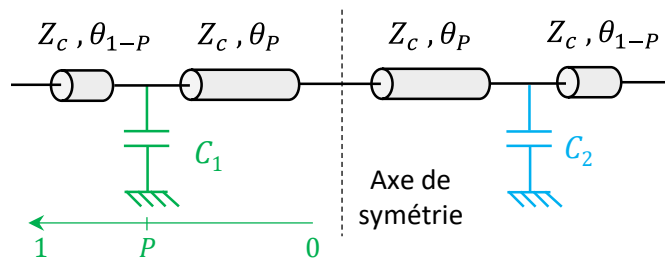


Figure III.19 Schéma d'une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_c chargée de deux capacités C_1 et C_2 dont la position varie.

La surface de la Figure III.20 représente la variation de l'impédance équivalente de la ligne en fonction de la position P (entre 0 et 1) et de la valeur de la capacité C_1 qui varie de 0 à $2C$ (la capacité C_2 varie dans le même temps de $2C$ à 0). On considère pour la simulation une impédance caractéristique Z_c de $50\ \Omega$, une fréquence haute (sans les capacités) de 60 GHz et une fréquence basse (avec les capacités) de 45 GHz.

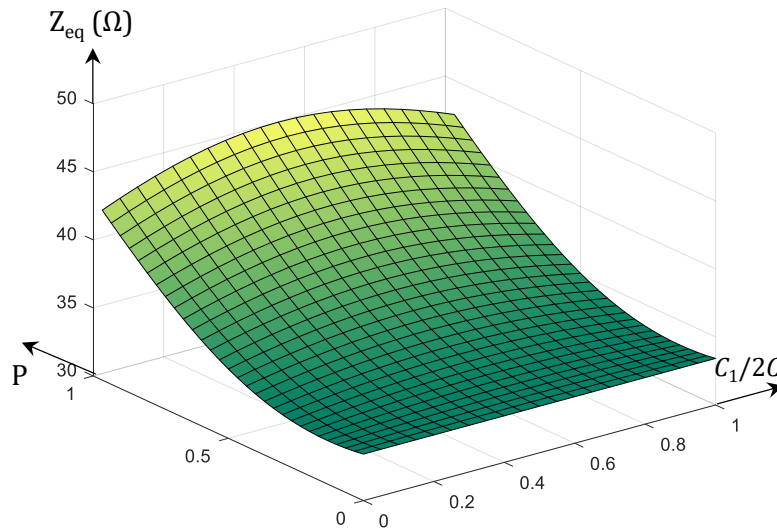


Figure III.20 Impédance caractéristique équivalente de la ligne de transmission en fonction de la position P et du poids $C_1/2C$ des capacités.

Comme montré précédemment, on vérifie que l'impédance caractéristique équivalente dépend essentiellement de la position P mais il est également constaté qu'elle dépend légèrement de la répartition du poids des capacités (à travers $C_1/2C$). Pour une position donnée, une variation inférieure à 4% est relevée, le maximum étant observé pour $P = 1$. L'impact sur la longueur électrique est représenté sur la Figure III.21. De même, un faible impact qui n'excède pas 1,8% est observé dans cet exemple.

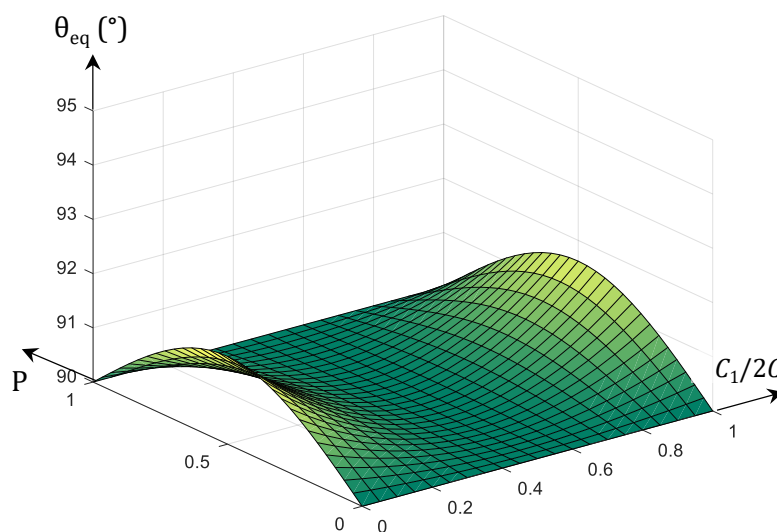


Figure III.21 Longueur électrique équivalente de la ligne de transmission en fonction de la position P et de leur poids.

Cette étude permet de conclure que le maintien de la somme des capacités chargées sur la ligne de transmission suffit à maintenir la longueur électrique et l'impédance caractéristique équivalentes (avec des variations inférieures à quelques %). Ce dernier principe servira de point de départ à la correction de l'adaptation du filtre en anneau étudié dans la partie suivante.

III.D.2 Synthèse de l'anneau doublement accordable

Afin d'obtenir un anneau accordable en fréquence centrale et en bande passante, la topologie proposée est basée sur le résonateur en anneau chargé de capacités. La solution précédente, Figure III.5, avec deux admittances accordables ne présentant pas suffisamment de degrés de liberté, des capacités ont été introduites sur les lignes de transmission. En s'appuyant sur l'étude préliminaire, la position de ces capacités va être modifiée.

III.D.2.a Ajout de capacités autour de l'anneau : constat empirique

• Résonateur en anneau sans capacités de miniaturisation

Nous allons dans cette partie modifier la topologie du filtre en anneau chargé pour étudier l'influence de la position de la capacité sur les propriétés électriques du filtre. La Figure III.22 représente l'anneau considéré. La position des capacités C_{a1} et C_{a2} est représentée par la même quantité P comprise entre 0 et 1 telle que :

$$\theta_{i_{1-P}} = (1 - P) \cdot \theta_i \quad (\text{III. 20})$$

et $\theta_{i_P} = P \cdot \theta_i \quad (\text{III. 21})$

avec $\theta_i = \theta_{i_P} + \theta_{i_{1-P}}$, pour $i = 1$ ou 2 . Ainsi, à l'état haute fréquence, lorsque les capacités accordables ne sont pas connectées, les θ_i représentent les longueurs électriques des demi-côtés de l'anneau.

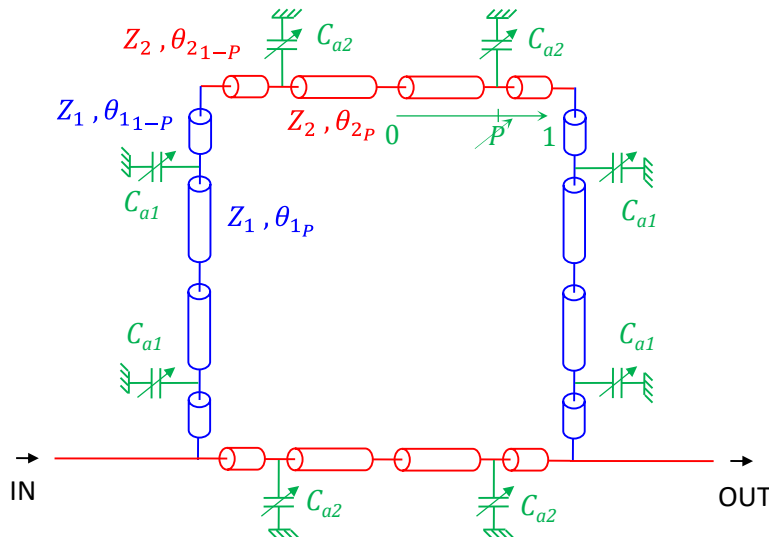


Figure III.22 Schéma électrique du résonateur chargé de capacités variables à position variable.

Dans une première approche on considère $C_{a1} = C_{a2}$, elles vont permettre de fixer la fréquence centrale de l'état basse fréquence. En les fixant à 63,4 fF, la fréquence f_{basse} est choisie à 45 GHz pour $P=0$. L'état haute fréquence à $f_{\text{haute}} = 60$ GHz vérifie $\theta_1 = \theta_2 = 45^\circ$.

On choisit dans un premier temps de déplacer ces capacités tout en conservant leur valeur. La Figure III.23 montre l'évolution de la réponse de l'état basse fréquence et met en avant une

augmentation de la bande passante lorsque la valeur de P augmente. Pour $P=0$, la bande passante relative est de 14,6% alors qu'elle atteint 22,9% pour $P=1$. Parallèlement, un léger décalage en fréquence et une modification de l'adaptation sont observés.

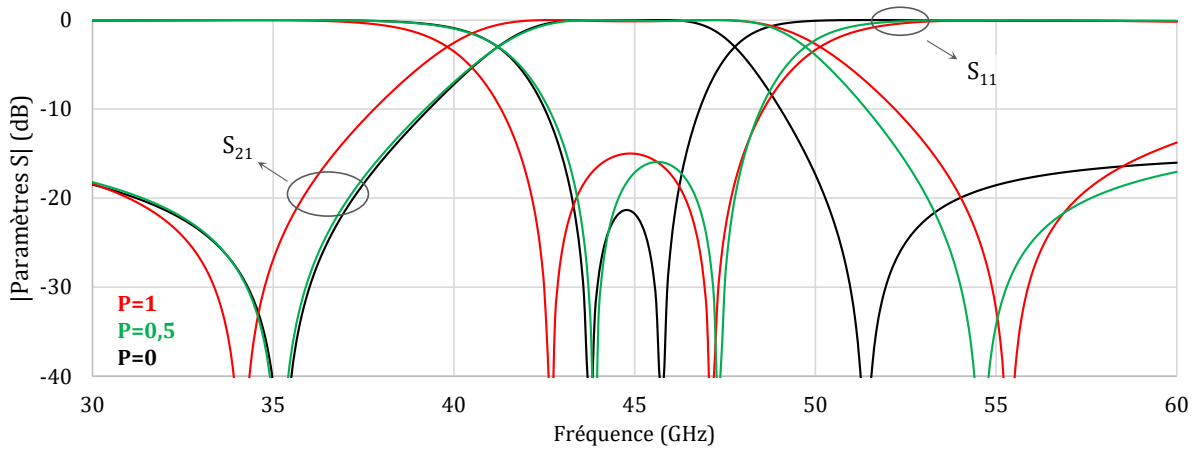


Figure III.23 Réponse de l'état basse fréquence pour différentes valeurs de P .
(Paramètres d'entrée de la synthèse pour l'état haute fréquence : $f_{\text{haute}} = 60$ GHz, $f_z = 45$ GHz et $y = 20$ dB
Fréquence centrale de l'état basse fréquence : $f_{\text{basse}} = 45$ GHz)

Pour maintenir le contrôle en fréquence nous allons calculer les capacités à l'aide de l'équation (III. 13). On remarquera que C_{a1} est différent de C_{a2} car l'équation prend en compte les paramètres électriques de la ligne et en particulier la valeur de son impédance caractéristique (or $Z_1 \neq Z_2$). Cette équation prenant en compte l'influence de la position assure ainsi la stabilité en fréquence de la réponse, représentée sur la Figure III.24. On notera que la fréquence centrale est légèrement inférieure à 45 GHz, elle est de 44,85 GHz. Ce décalage reflète une petite différence, qui peut être négligée, entre la ligne de transmission chargée seule et le quart de la longueur électrique totale du résonateur en anneau.

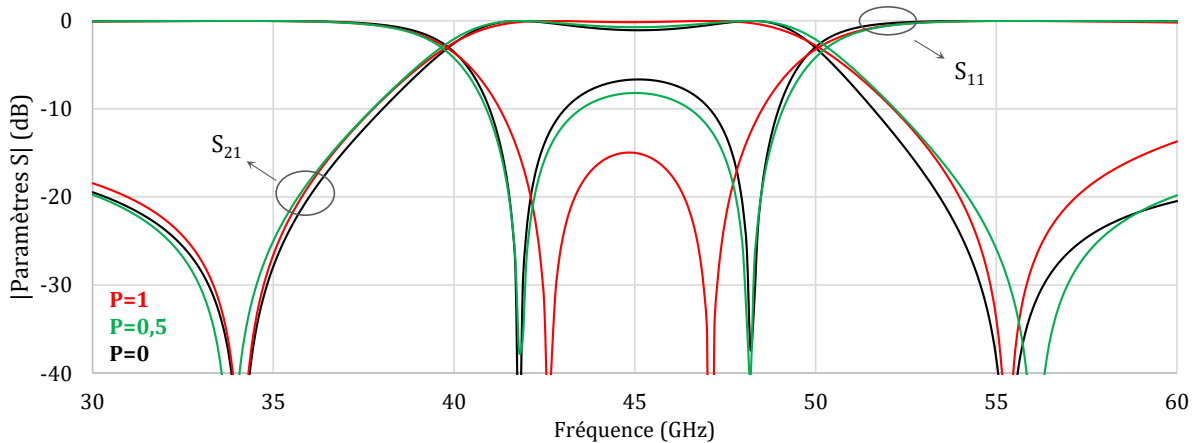


Figure III.24 Contrôle de la fréquence centrale de l'état basse fréquence lorsque P varie.

Pour contrôler l'adaptation on va proposer de modifier les capacités C_{a1} et C_{a2} , comme présenté dans l'exemple de la Figure III.13. Par ailleurs, l'étude préliminaire illustrée sur la Figure III.21 a mis en évidence que la longueur électrique équivalente d'une ligne chargée de deux capacités dépend principalement de leur somme (et non du poids de chacune). En s'inspirant de ce constat, nous allons introduire une capacité de correction C_{cor} qui permettra de calculer $C_{a1_cor} = C_{a1} + C_{\text{cor}}$ et $C_{a2_cor} = C_{a2} - C_{\text{cor}}$. Ainsi la somme des capacités chargeant l'anneau est maintenue constante. La réponse du résonateur ainsi obtenu est représentée sur la Figure III.25.

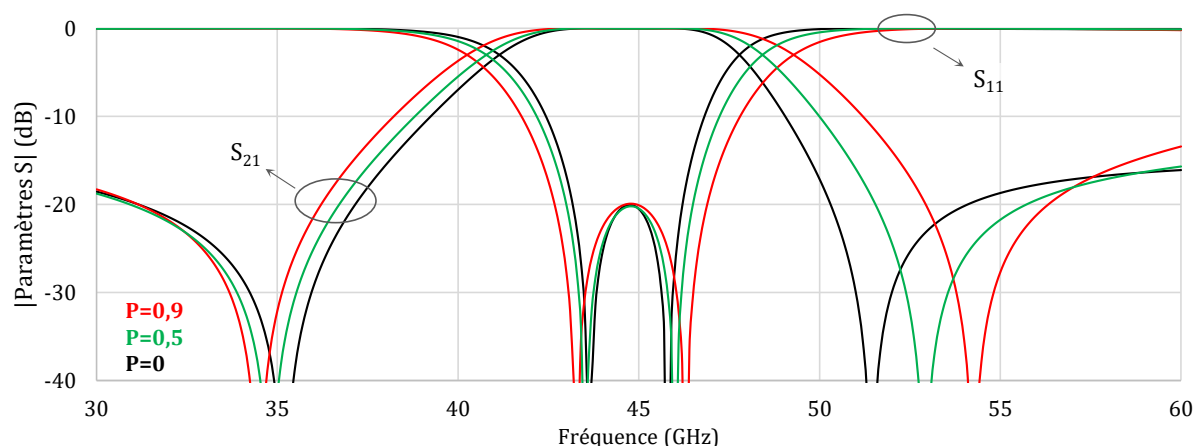


Figure III.25 Réponse du filtre accordable à l'état basse-fréquence pour : $P=0$, $P=0,5$, et $P=0,9$ adaptée à -20dB.

On constate que la fréquence centrale est correctement maintenue et que le choix de la capacité de correction permet de stabiliser l'adaptation à la fréquence centrale basse à -20 dB. Les valeurs des capacités utilisées sont rassemblées dans le Tableau III. 1.

Tableau III. 1 Valeurs des capacités d'accord pour différentes positions P .

	C_{a1}	C_{a2}	C_{cor}	C_{a1_cor}	C_{a2_cor}
$P=0$	54,1 fF	72,7 fF	8,8 fF	62,9 fF	63,9 fF
$P=0,5$	58,5 fF	78,6 fF	12 fF	70,5 fF	66,6 fF
$P=0,9$	55,4 fF	74,4 fF	26 fF	81,4 fF	48,4 fF

Remarque : Pour la position $P=1$ les capacités C_{a1} et C_{a2} se superposent sur les coins de l'anneau, il n'est donc pas possible de corriger l'adaptation à l'aide de la dissociation C_{a1}/C_{a2} pour $P=1$.

La Figure III.26 représente, dans le cadre de notre exemple, la bande passante du résonateur en fonction de la position P après correction des valeurs de capacités C_{a1} et C_{a2} afin de maintenir les spécifications souhaitées (adaptation à -20 dB et $f_{basse} = 45$ GHz).

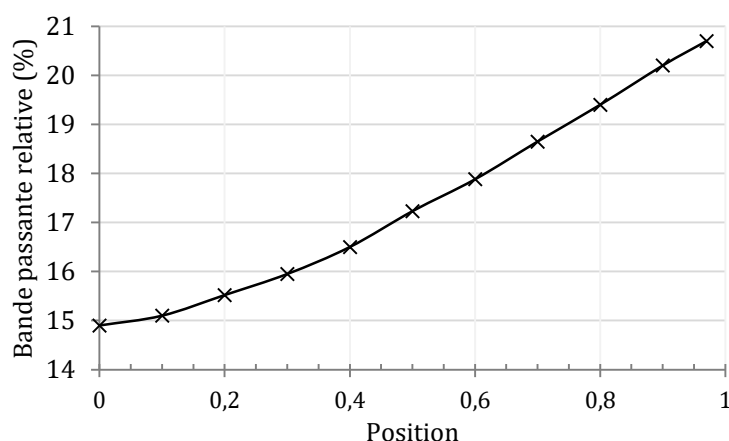


Figure III.26 Bande passante relative à -3dB du résonateur en anneau en fonction de la position des capacités dont la valeur a été réglée pour maintenir la fréquence centrale et l'adaptation en accord avec l'exemple traité dans cette partie.

• Résonateur en anneau avec capacités de miniaturisation

Le contrôle de la bande passante démontré jusqu'à présent a pour point de départ un anneau haute fréquence sans aucune capacité. Ce paragraphe s'intéresse à l'étude d'un anneau comportant des capacités de miniaturisation qui permette à la fois de réduire l'encombrement de la cellule mais également d'utiliser des lignes de transmission d'impédances caractéristiques plus élevées (voir Chapitre 2).

Soit sur la Figure III.27 un anneau similaire au précédent mais doté de quatre capacités de miniaturisation identiques C_m . De même, le cahier des charges sera similaire à l'exemple précédent ($f_{\text{haute}}=60$ GHz, $f_{\text{basse}}=45$ GHz). L'impédance caractéristique Z_{C_1} est choisie à 50 Ω , ainsi les capacités C_m valent 69,3 fF en suivant l'équation (II. 32) et l'impédance caractéristique Z_{C_2} est donc de 29,3 Ω . La longueur électrique θ_{C_i} à l'état haute fréquence est fixée comme suit :

$$\theta_{C_i} = \frac{1}{2} \arctan \frac{1}{\pi f C_m Z_{C_i}} \quad (\text{III. 22})$$

Et les capacités d'accord sont positionnées ainsi :

$$\theta_{C_{i1-P}} = (1 - P) \cdot \theta_{C_i} \quad (\text{III. 23})$$

$$\theta_{C_{iP}} = P \cdot \theta_{C_i} \quad (\text{III. 24})$$

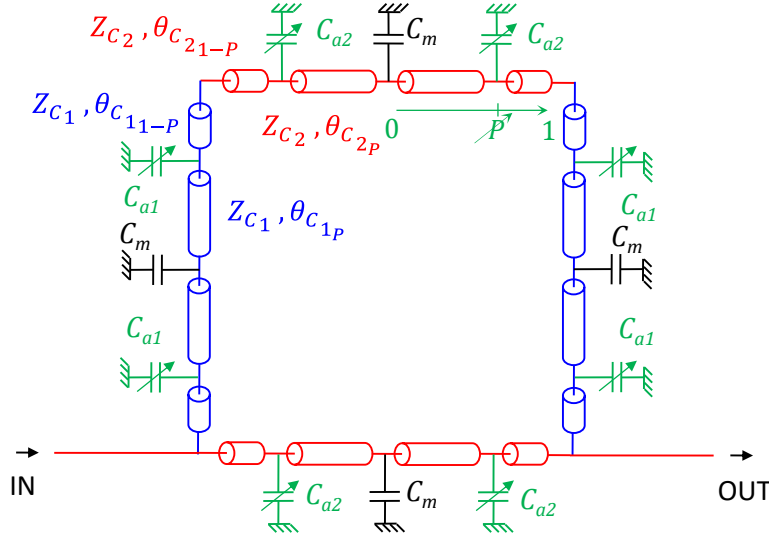


Figure III.27 Schéma de l'anneau accordable comportant des capacités de miniaturisation.

De manière analogue à l'exemple précédent sans capacité de miniaturisation, le calcul des valeurs des capacités d'accord C_{a1} et C_{a2} en fonction de la position puis l'ajout d'une capacité de correction permet d'atteindre les résultats de la Figure III.28 pour l'état basse fréquence. Ainsi, la fréquence centrale est maintenue constante, la bande passante varie avec la position des capacités d'accord et l'adaptation est maîtrisée. L'ensemble des valeurs des capacités est donné dans le Tableau III. 2.

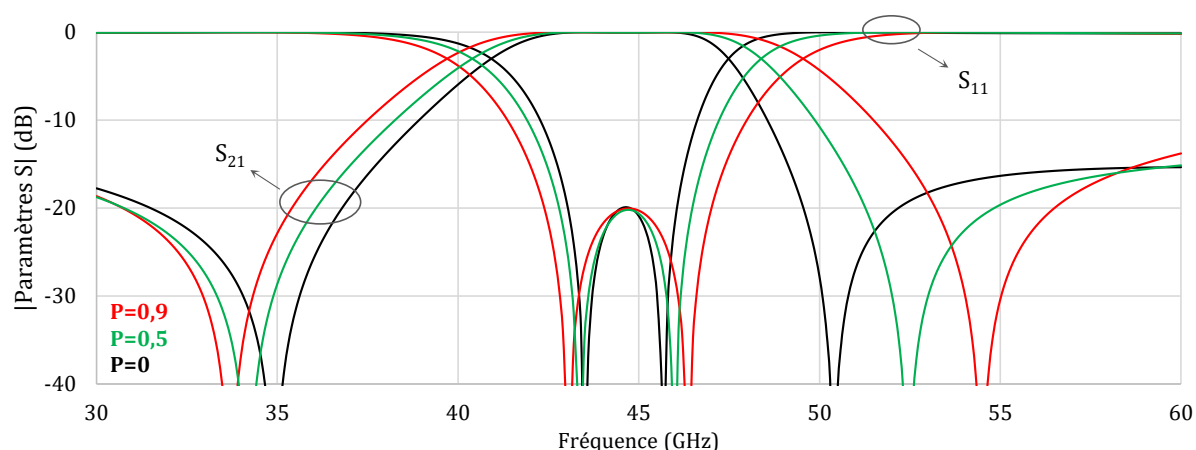


Figure III.28 Réponse à l'état basse fréquence du filtre accordable miniaturisé pour différentes valeurs de P .

Tableau III. 2 Valeurs des capacités utilisées pour l'anneau miniaturisé avec différentes positions P .

	C_{a1}	C_{a2}	C_{cor}	C_{a1_cor}	C_{a2_cor}
$P=0$	42,2 fF	60,4 fF	7,3 fF	49,5 fF	53,1 fF
$P=0,5$	53,3 fF	72,8 fF	11 fF	64,3 fF	61,8 fF
$P=0,9$	53,4 fF	71,8 fF	26,4 fF	79,8 fF	45,4 fF

L'allure de la réponse fréquentielle de l'anneau miniaturisé est similaire à celle de l'anneau sans capacité de miniaturisation. On remarque néanmoins une dynamique en bande passantes accessibles différente, voir Figure III.29, où l'adaptation est fixée à 20dB pour chaque position.

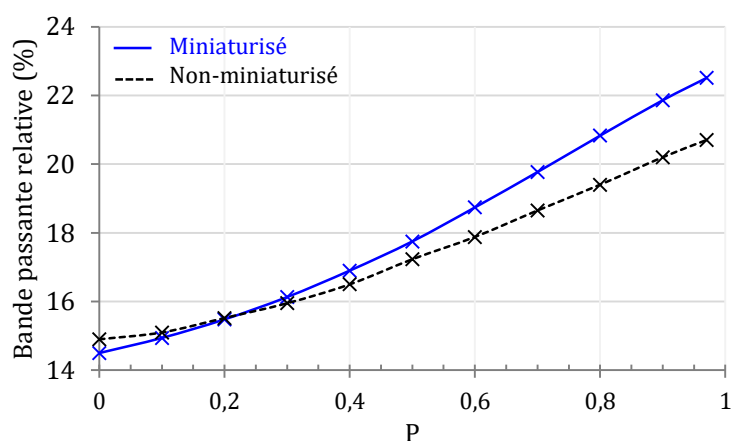


Figure III.29 Bande passante relative à -3dB du résonateur en anneau miniaturisé en fonction de la position P des capacités.

En conclusion, en plus des avantages déjà évoqués (compacité et valeurs d'impédances caractéristiques), l'anneau intégrant des capacités de miniaturisation offre une dynamique plus importante en bande passante accessible en fonction de la position des capacités. Cependant, pour atteindre des spécifications convenables en particulier sur l'adaptation, l'introduction d'une capacité C_{cor} réglée empiriquement est nécessaire.

III.D.2.b Calcul de la capacité de correction par approximations

Les équations établies au début de cette partie ont permis d'assurer une stabilité en fréquence de la réponse du filtre. Cette stabilité est vérifiée pour toute fréquence basse f_{basse} choisie et pour toute valeur de la position P .

Cependant il a été montré que l'adaptation de la réponse du filtre dépend de la position P des capacités d'accord ainsi que de la miniaturisation du filtre. Une capacité C_{cor} a été introduite afin de modifier la valeur des capacités implémentées et donc de corriger l'adaptation dans la bande. La prise en compte, d'un point de vue synthèse, de l'adaptation précise demande une analyse totale du circuit. La synthèse exacte du résonateur en anneau accordable, qui comprend 12 capacités s'il est miniaturisé ou 8 capacités sinon, est trop compliquée à établir. Il est donc difficile de déterminer la capacité de correction C_{cor} de manière analytique. Ce travail s'oriente donc vers une approximation de cette capacité afin de maintenir un niveau d'adaptation convenable pour tout P .

La méthode permettant de corriger l'adaptation au moyen de la capacité C_{cor} présente le défaut de ne pas pouvoir corriger l'adaptation lorsque $P=1$. Dans ce cas, les capacités d'accord C_{a1_cor} et C_{a2_cor} se superposent dans les coins de l'anneau et l'ajout/soustraction de la capacité de correction C_{cor} n'a plus d'influence. Ceci s'observe sur la Figure III.30 : plus P s'approche de la valeur 1, plus une valeur importante de capacité de correction est nécessaire pour parvenir à ajuster l'adaptation dans le cas $P=1$.

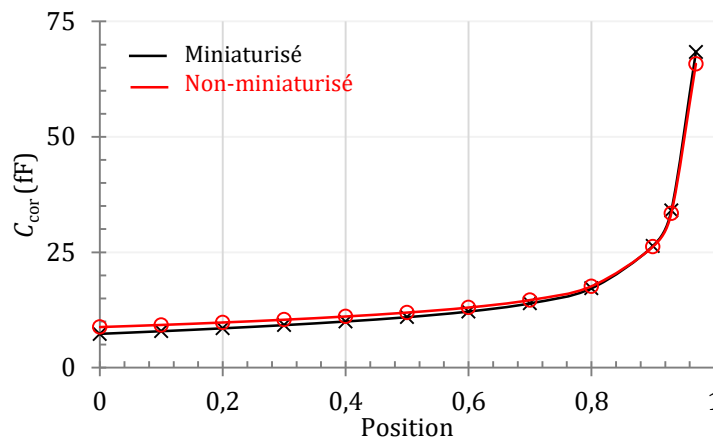


Figure III.30 Valeur de la capacité de correction C_{cor} en fonction de la position.
(Paramètres d'entrée de la synthèse pour l'état haut : $f_{\text{haute}} = 60$ GHz, $f_z = 45$ GHz et $y = 20$ dB
Etat bas : $f_{\text{basse}} = 45$ GHz)

Le seul moyen d'assurer une réponse adaptée pour $P=1$ est de sur-adapter l'anneau à la fréquence haute. La Figure III.31 montre comment évolue l'adaptation à la fréquence basse pour $P=1$ en fonction du décalage fréquentiel. Ceci permet de définir l'excursion maximale possible pour respecter une valeur d'adaptation donnée. Dans la suite, l'adaptation de l'état haute fréquence est fixée à 60dB ce qui permet d'assurer une adaptation meilleure que 20dB pour $P=1$ pour une fréquence basse comprise entre f_{haute} et $0,74*f_{\text{haute}}$ soit une excursion de 26%.

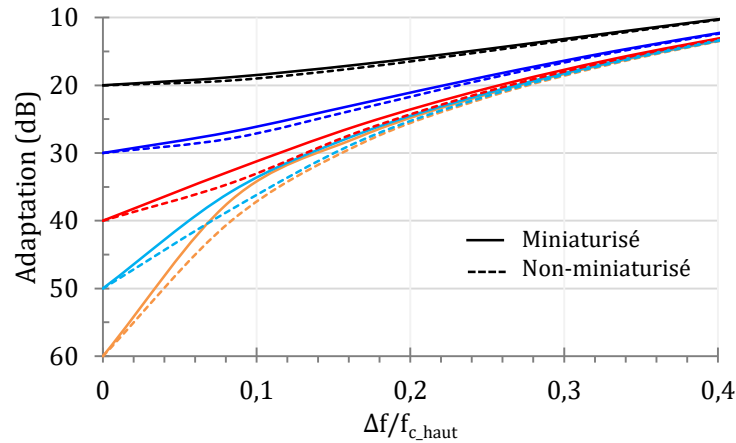


Figure III.31 Evolution de l'adaptation à la fréquence basse lorsque $P = 1$ en fonction du décalage fréquentiel pour des valeurs d'adaptation à la fréquence haute entre 20 et 60 dB.

Afin d'étudier l'évolution de la capacité de correction dans un cas général, la capacité associée normalisée suivante sera considérée : $C_{n_cor} = C_{cor}\omega_{haute}Z_0$ avec $Z_0 = 50\Omega$.

La Figure III.32 représente, pour différents décalages en fréquence, l'évolution de la capacité de correction en fonction de la position P afin de satisfaire une adaptation constante égale à celle pour $P=1$. On remarque que plus le décalage en fréquence est important, plus la valeur de la capacité de correction semble dépendre de la position P des capacités d'accord. Cette dépendance est relativement négligeable pour des décalages en fréquence inférieurs à 20% de la fréquence haute.

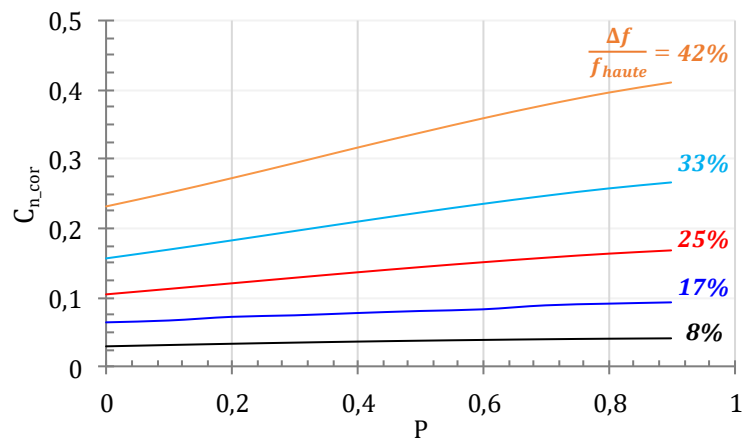


Figure III.32 Evolution de la correction normalisée permettant de maintenir un niveau d'adaptation constant quelle que soit la position P entre 0 et 1 et pour différentes valeurs de décalage fréquentiel.

Sachant qu'il n'est pas nécessairement important d'obtenir une adaptation constante mais plutôt une adaptation suffisante pour l'ensemble des cas considérés, il est souhaitable de simplifier le plus possible l'expression de C_{n_cor} . Si cette dernière est supposée constante et égale à sa valeur pour $P=0$ (choisie pour atteindre la même adaptation que le cas non contrôlé $P=1$), l'adaptation obtenue en fonction de P est représentée sur la Figure III.33. Ainsi, les décalages en fréquence doivent être maintenus inférieurs à 20% pour des niveaux d'adaptation supérieurs à 20 dB quelles que soient les capacités d'accord.

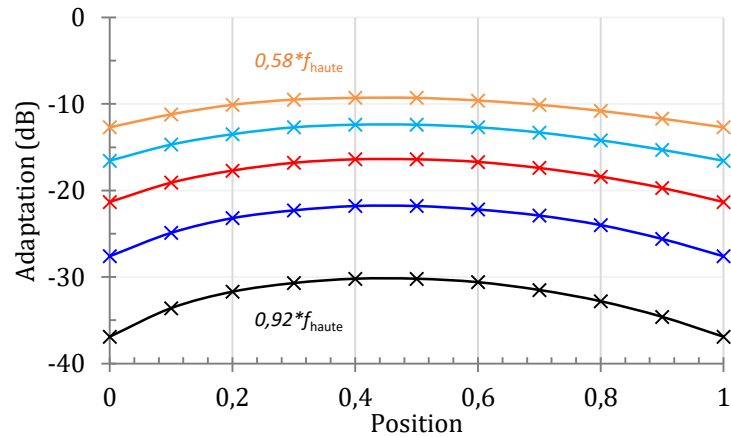


Figure III.33 Adaptation à la fréquence centrale en fonction de la position des capacités d'accord avec une capacité de correction fixée pour chaque décalage fréquentiel.

On trace alors sur la Figure III.34 la valeur de la capacité de correction normalisée en fonction du décalage en fréquence normalisé. La régression linéaire de cette courbe donne une droite de pente $\frac{0,08}{0,2}$.

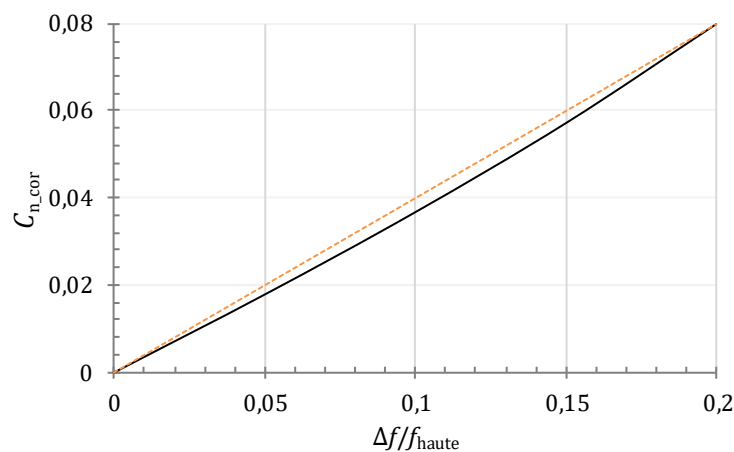


Figure III.34 Evolution de la capacité de correction en fonction du décalage fréquentiel. Cette correction est choisie pour assurer la même adaptation pour $P=0$ et $P=1$.

Jusque-là le premier zéro de transmission de l'état haute fréquence était supposé constant tel que $f_z = 0,75 \cdot f_{haute}$. La Figure III.35 illustre l'évolution de la capacité de correction normalisée en fonction du décalage en fréquence pour différentes valeurs de la fréquence du premier zéro de transmission. On observe que la bande passante a une influence sur la valeur de la capacité de correction à considérer. En effet, plus le zéro de transmission est éloigné de la fréquence centrale, en d'autres termes plus la bande passante est grande, plus les valeurs de la capacité de correction sont importantes.

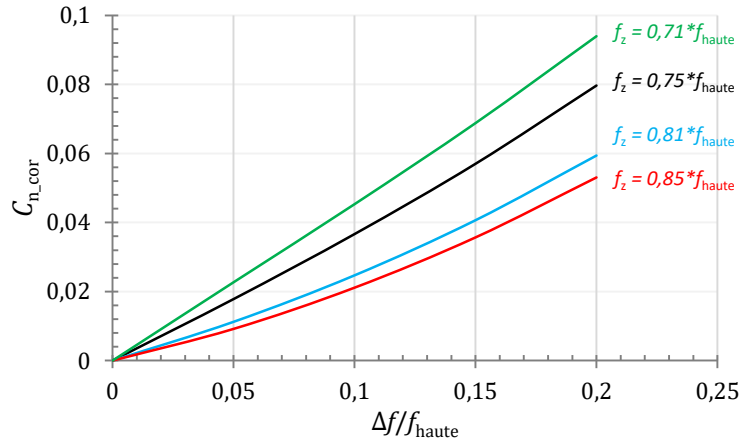


Figure III.35 Valeur de la capacité de correction normalisée telle que l'adaptation pour $P=0$ soit la même que pour $P=1$, en fonction du décalage en fréquence et ce pour différentes positions du premier zéro de transmission.

Cette approximation mène donc à l'expression suivante de la capacité de correction normalisée :

$$C_{n_cor} = \frac{C_{n_cor}|_{P=0 \text{ et } \frac{\Delta f}{f_{haute}}=0,2}}{0,2} \cdot \frac{\Delta f}{f_{haute}} \quad (\text{III. 25})$$

avec $C_{n_cor}|_{P=0 \text{ et } \frac{\Delta f}{f_{haute}}=0,2}$ la valeur de la capacité normalisée de correction relevée pour un décalage en fréquence de 20% de la fréquence haute et permettant d'avoir la même adaptation de la réponse pour $P=0$ que pour $P=1$.

Ce calcul permet d'avoir une synthèse de l'anneau accordable satisfaisante pour tout décalage en fréquence inférieur ou égal à 20% de la fréquence haute avec seulement un relevé de capacité dépendant de la bande passante de l'état haut. En effet cette capacité dépend de la position du premier zéro de transmission choisi dans la synthèse. La Figure III.36 représente la relation entre la capacité à relever et la valeur normalisée de la position de zéro de transmission :

$$f_{z_n} = \frac{f_{haute} - f_z}{f_{haute}} \quad (\text{III. 26})$$

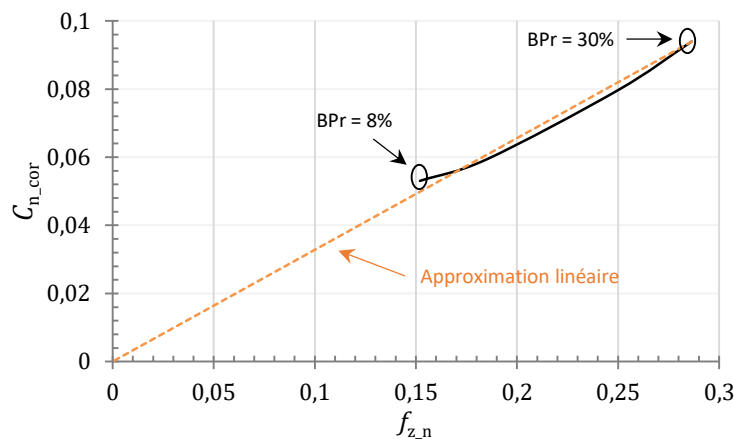


Figure III.36 Capacité normalisée de correction (même adaptation pour $P=0$ que pour $P=1$) en fonction de la position du premier zéro de transmission de l'état haute fréquence pour un décalage en fréquence de 20%.

La bande passante minimale de 8% a été choisie en fonction du cas où la structure présente trop de pertes. La bande passante maximale a été choisie de manière à rester dans le contexte de moyenne-

faible bande. Elle est relativement grande par rapport aux bandes passantes usuellement visées par cette topologie.

On remarque à nouveau qu'une approximation linéaire de la courbe représentée sur la Figure III.36 est possible. Cette approximation linéaire permet de s'affranchir d'un relevé de capacité de correction et ainsi de proposer une approximation totale de la synthèse de l'anneau accordable. La capacité de correction est alors :

$$C_{cor} = \left(\frac{C_{n_{cor}|30\%}}{f_{z_{n}|30\%}} \cdot f_{z_{n}} \cdot \frac{\Delta f}{f_{haute}} \right) \cdot Z_0 \omega_{haute} \quad (\text{III. 27})$$

Donc

$$C_{cor} = \left(\frac{0,09396}{0,2864} \cdot \frac{f_{haute} - f_z}{f_{haute}} \cdot \frac{f_{haute} - f_{basse}}{f_{haute}} \right) \cdot Z_0 \omega_{haute}$$

Ainsi, l'ensemble des équations permettant de dimensionner l'anneau accordable ont été déterminées pour :

- une position P des capacités d'accord quelconque
(afin d'exploiter au maximum l'excursion en bande passante permise par la topologie)
- des décalages en fréquence inférieurs à 20% de la fréquence f_{haute}
(pour conserver une adaptation correcte à $P=1$ et donc sur l'ensemble des bandes passantes accessibles)
- des bandes passantes de l'état haute fréquence comprises entre 8% et 30%
(pour limiter les pertes dans la bande et rester dans le contexte moyenne-faible bande)
- une adaptation de l'état haute fréquence de -60dB à sa fréquence centrale
(pour permettre un décalage en fréquence maximisé tout en conservant une adaptation correcte à $P=1$ et donc sur l'ensemble des bandes passantes accessibles)
- un anneau miniaturisé imposant l'impédance caractéristique $Z_{C1} = 50\Omega$
(choix effectué pour retirer l'influence d'une variable, nous verrons par la suite qu'en ajustant Z_c on obtient une flexibilité supplémentaire)

L'approximation linéaire majore la valeur de capacité de correction nécessaire. Or une augmentation mène à une meilleure adaptation donc l'approximation reste suffisante tant que la réponse ne devient pas sur-couplée (en effet, une réponse sur-couplée introduit des pertes dans la bande). Sur la Figure III.35, le cas le plus critique correspond à $f_z = 0,771 \cdot f_{haute}$, soit une bande passante de 22% et pour des décalages en fréquence assez faibles (5,5%). L'observation de l'adaptation à $P=0$, position pour laquelle la réponse a le plus de risque d'être sur-couplée, ne conduit pas à une réponse pouvant causer des pertes dans la bande, l'approximation linéaire est donc satisfaisante.

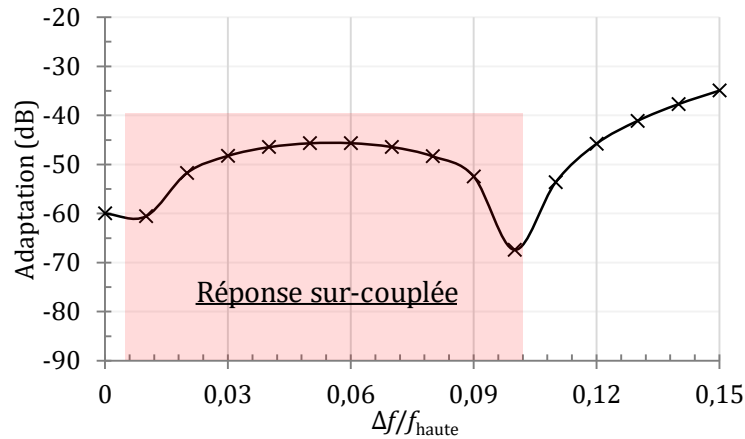


Figure III.37 Tracé de l'adaptation à la fréquence centrale en fonction du décalage en fréquence avec $P=0$.

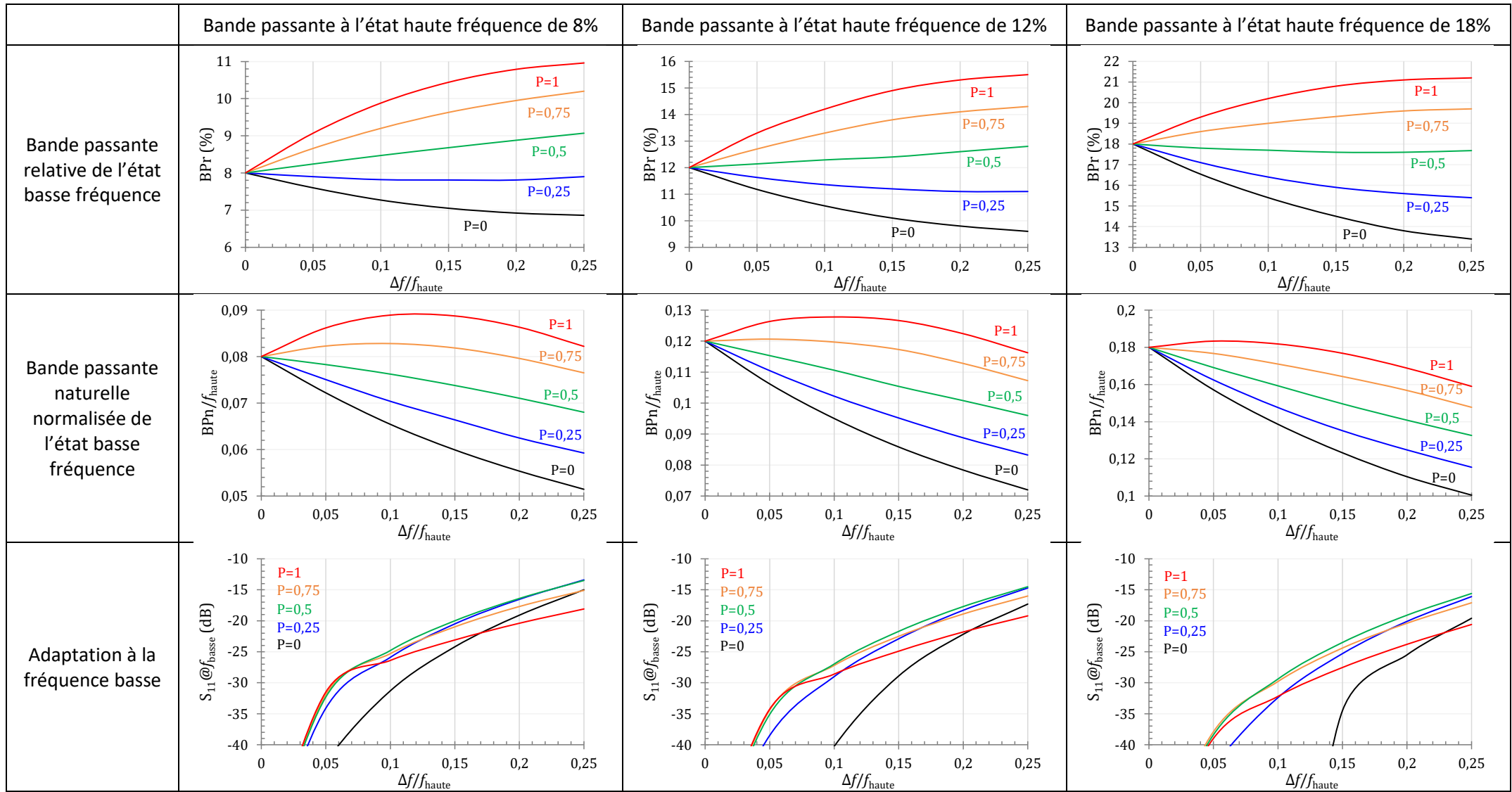
III.D.2.c Illustration de la synthèse

Le Tableau III. 3 expose le potentiel de la topologie du résonateur en anneau accordable en termes de décalage en fréquence, bande passante accessible et adaptation. A partir d'un état haute fréquence défini et fixe (trois valeurs de bandes passantes sont considérées), les courbes représentent l'évolution de l'état basse fréquence en fonction du décalage en fréquence pour différentes valeurs de la position P . La bande passante (relative et naturelle) ainsi que le niveau d'adaptation à la fréquence centrale basse sont exposés. On notera que la bande passante relative est égale à la bande passante naturelle normalisée par la fréquence f_{basse} .

Ainsi, le déplacement des capacités d'accord le long de la ligne (variation de P) permet un décalage en fréquence avec maintien de la bande passante relative ou naturelle (au choix du concepteur en fonction de l'application visée) tout en conservant une adaptation à la fréquence centrale convenable. De plus, si l'adaptation exigée est de l'ordre de 15dB alors on peut viser des décalages en fréquence légèrement supérieurs à 20%.

Les courbes du Tableau III. 3 sont tracées pour une impédance caractéristique $Z_{C1} = 50\Omega$ donc avec la présence d'une capacité de miniaturisation. On rappelle (voir Figure III.29) que la présence d'une capacité de miniaturisation permet d'augmenter la dynamique de bande passante accessible en fonction de la variation de la position P . Le même calcul de capacité de correction est appliqué sur l'anneau sans capacités de miniaturisation et conduit à La Figure III.38 dans le cas d'un état haute fréquence à 12% de bande. La dynamique en bande passantes accessibles est réduite et la position P des capacités d'accord ne permet plus de modifier suffisamment la bande passante de l'état basse fréquence afin qu'elle soit égale à celle de l'état haute fréquence ($\frac{\Delta f}{f_{haute}} = 0$). Néanmoins l'adaptation est convenable sur, à peu près, le même domaine de définition.

Tableau III. 3 Bande passante et adaptation de l'état basse fréquence en fonction du décalage en fréquence normalisé pour différentes valeurs de la bande passante de l'état haute fréquence (8%, 12% et 18%).



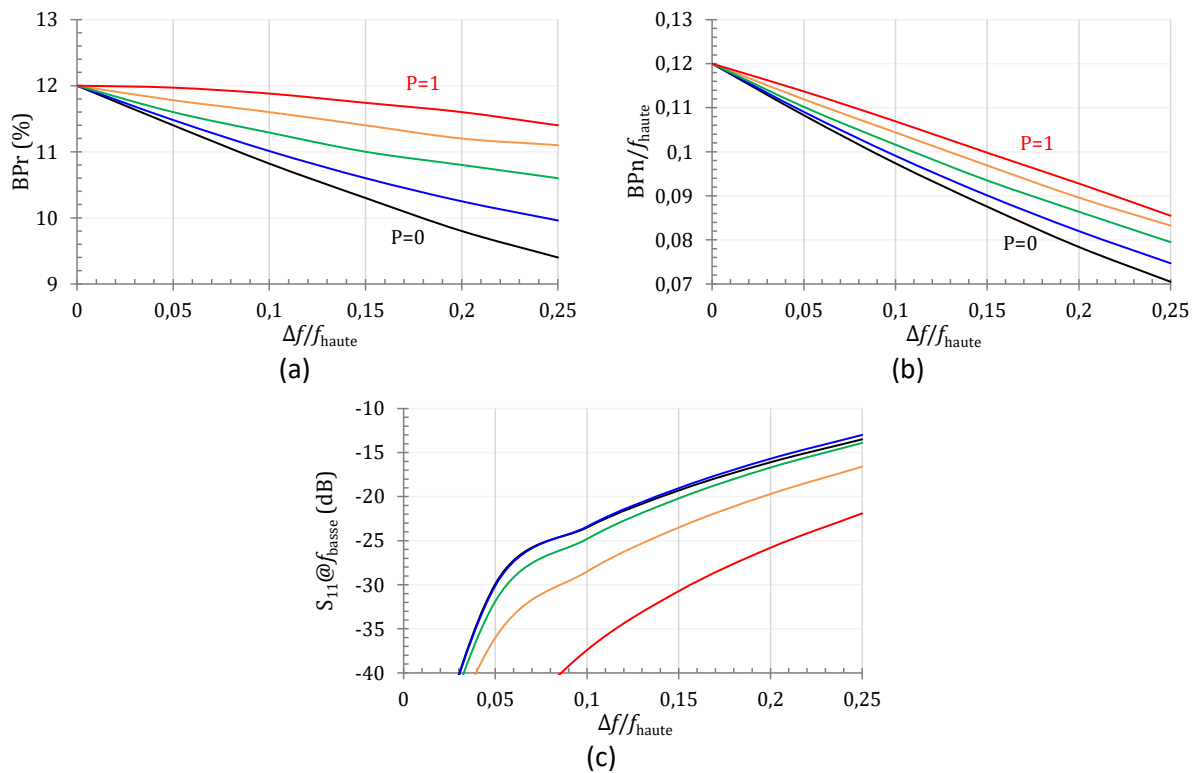


Figure III.38 Evolution de l'état basse fréquence en fonction du décalage en fréquence pour différentes valeurs de P . Bande passante en valeur relative (a) et naturelle normalisée (b), adaptation (c). L'état haute fréquence présente une bande passante de 12% sans capacités de miniaturisation ($Z_{c1}=14,1 \Omega$ et $Z_{c2}=12,3 \Omega$).

On a donc présenté une synthèse complète du résonateur en anneau accordable en fréquence et en bande passante. Cette accordabilité est réalisée par la modification de la valeur des capacités chargées ainsi que de leur position. La variation de la position correspond à un déplacement des capacités et peut être implémentée technologiquement au moyen de capacités commutées par exemple.

III.D.2.d Astuce de conception

Au vu des courbes du Tableau III. 3, il apparaît difficile d'effectuer une large variation de bande passante pour un décalage fréquentiel faible entre deux états. En effet, au vu de la Figure III.39, les spécifications suivantes ne peuvent être atteintes : un décalage en fréquence $\frac{\Delta f}{f_{\text{haute}}}$ de 6%, une bande passante de 10,1% à l'état haute-fréquence et 15,3% à l'état basse-fréquence. En effet, pour cet état haut (10,1%), les bandes passantes sont comprises entre 9,4% et 11,5%.

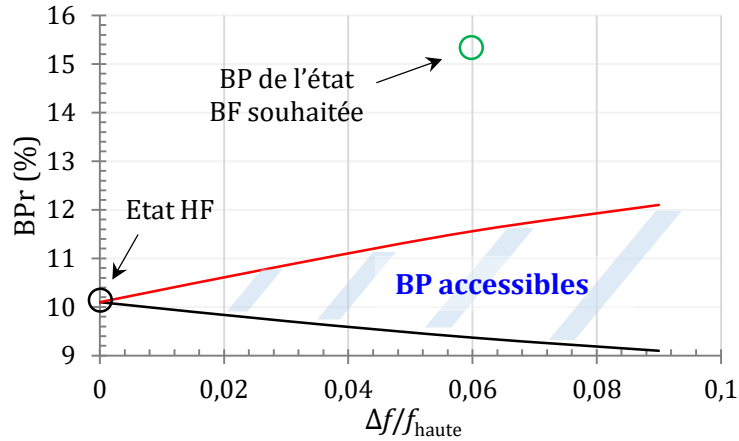


Figure III.39 Ensemble des bandes passantes réalisable à partir d'un état haute-fréquence présentant une bande passante de 10,1%.

Il suffit alors de dimensionner le résonateur vers une fréquence plus élevée que f_{haute} comme illustré sur la Figure III.40. Dans ce cas précis, un anneau conçu à 12% de bande passante avec une fréquence centrale $f_{\text{th}} = 1,17*f_{\text{haute}}$ et une capacité de miniaturisation permettant de fixer $Z_{C_1} = 50\Omega$ permet de choisir $f_{\text{haute}} = 0,85*f_{\text{th}}$ et $f_{\text{basse}} = 0,8*f_{\text{th}}$ et donc de respecter le cahier des charges $f_{\text{basse}} = 0,94*f_{\text{haute}}$. On notera $\frac{\Delta f_{\text{th}}}{f_{\text{th}}} = \frac{f_{\text{th}} - f}{f_{\text{th}}}$ avec, dans notre cas, $f = f_{\text{haute}}$ ou $f = f_{\text{basse}}$.

Une manière de se représenter physiquement ce concept est de considérer une grande capacité de miniaturisation à la fréquence f_{haute} (puisque à la position $P=0$ les capacités d'accord se superposent au niveau de la capacité de miniaturisation). Le décalage en fréquence est alors effectué non plus en se contentant d'ajouter des capacités d'accord mais également en déplaçant en partie cette grande capacité de miniaturisation. A l'état basse-fréquence, il restera au milieu des côtés de l'anneau la capacité de miniaturisation dimensionnée pour le résonateur à la fréquence f_{th} et l'intégralité de la charge capacitive restante sera dans les coins de l'anneau ($P=1$).

Comme précédemment, cette méthode permet d'obtenir une adaptation satisfaisante tant que le décalage entre f_{basse} et f_{th} se limite à 20%. Il existe donc un écart maximal entre les bandes passantes à l'état haute et basse fréquence. Cependant, la méthodologie et les limitations de cette technique consistant à considérer la capacité de miniaturisation comme « déplaçable » n'est pas abordée dans ce manuscrit.

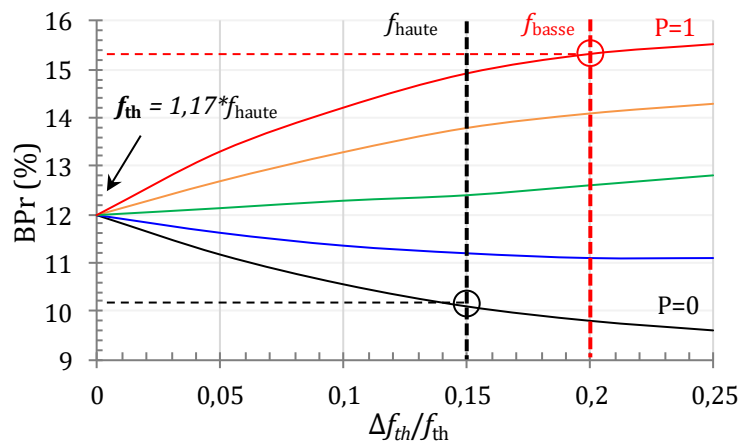


Figure III.40 Illustration du surdimensionnement de l'anneau à la fréquence f_{th} pour pouvoir satisfaire le cahier des charges.

III.D.3 Implémentation en technologie intégrée en bande D

La synthèse de filtre accordable en fréquence et en bande passante présentée dans ce chapitre va être validée par l'implémentation technologique. Afin de simplifier cette étape, aucun élément d'accord ne sera effectivement implémenté. Les différents états de l'anneau accordable seront donc réalisés à l'aide de capacités MIM intégrées. Ainsi, l'anneau aura toujours les mêmes dimensions physiques, seules les valeurs des capacités ou leur position différeront pour chaque circuit.

La cellule de base est conçue pour résonner à la fréquence de 155 GHz avec une bande passante de 12%. Elle correspond à l'état haute-fréquence et ne comporte donc pas de capacités d'accord. Néanmoins, des capacités de miniaturisation ont été introduites afin de fixer l'impédance caractéristique Z_{c_1} à 50Ω . Différentes fréquences centrales sont visées à 145 GHz, 135 GHz et 125 GHz. L'excursion en fréquence est inférieure à 20% de la fréquence haute. L'ensemble des bandes passantes accessibles est illustré à la Figure III.41. Pour chaque décalage en fréquence, la bande maximale est atteinte lorsque les capacités d'accord sont dans les angles ($P=1$) et la valeur minimale lorsqu'elles se sont superposées aux capacités de miniaturisation ($P=0$)

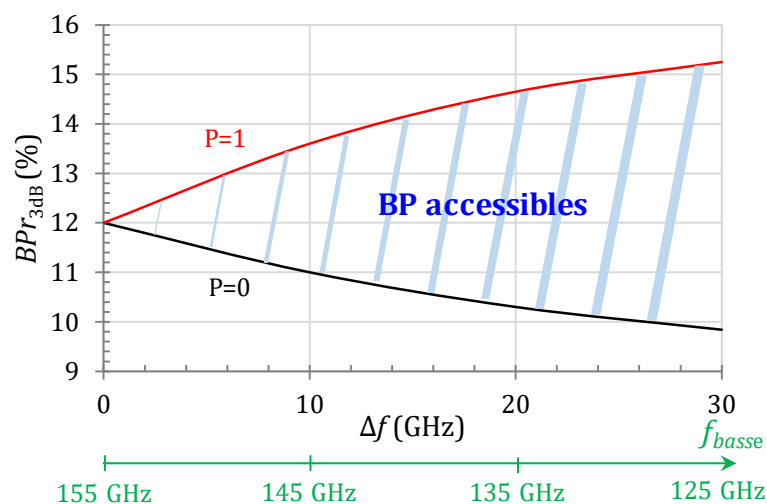


Figure III.41 Représentation des bandes passantes relatives réalisables en fonction du décalage en fréquence.

Afin d'illustrer les possibilités de la topologie et de sa synthèse nous allons réaliser différents circuits démontrant la possibilité de changer la fréquence centrale tout en maintenant la bande passante relative ou naturelle. A une fréquence basse fixe, la variation de bande passante relative en fonction de P sera également observée. L'ensemble de ces objectifs est représenté sur la Figure III.42 (a) en bande passante relative et (b) en bande passante naturelle. Les différents circuits à réaliser sont représentés par des points colorés avec le code couleur suivant :

- En **bleu** les circuits démontrant le maintien de la bande passante relative à 13,5% pour une fréquence centrale basse de 145 GHz à 125 GHz.
- En **vert** les circuits démontrant le maintien de la bande passante naturelle à 17 GHz pour une fréquence centrale basse variant de 145 GHz à 125 GHz.
- En **rouge** les circuits démontrant le maintien de la bande passante relative à 12% sur l'ensemble de la gamme de fréquence (de la fréquence haute à 155 GHz jusqu'à la fréquence basse la plus éloignée soit 125 GHz) et ce pour une même position P . Il s'agit d'un cas

particulier dépendant de l'état haute fréquence fixé. Ici, cette position particulière est à $P=0,37$.

- En **violet** les circuits montrant les bandes passantes limites accessibles (pour $P=0$ et $P=1$) à 135 GHz.

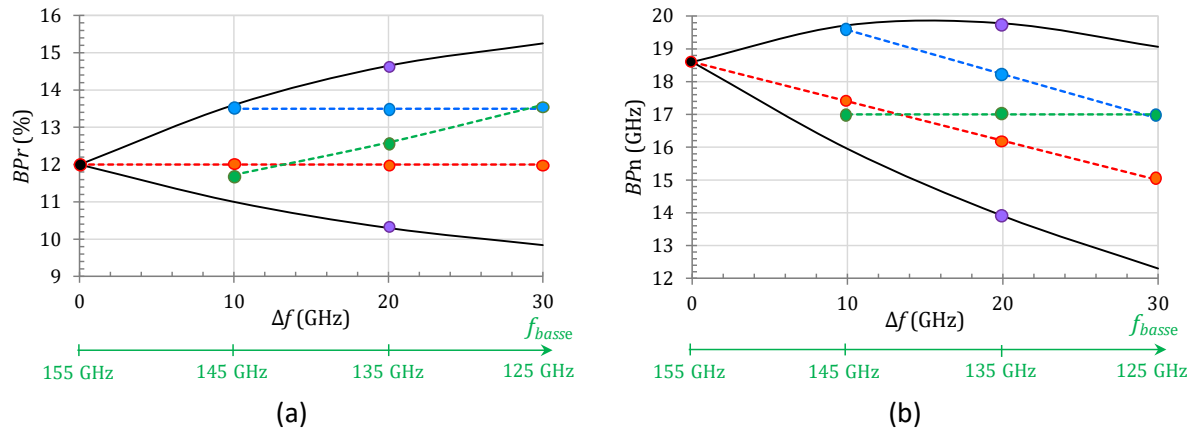


Figure III.42 Représentation de l'ensemble des circuits à réaliser par leur bande passante relative (a) et naturelle (b) en fonction du décalage en fréquence.

III.D.3.a Conception de l'état haute fréquence

Comme présenté précédemment, afin d'atteindre une excursion en fréquence importante, il est nécessaire de choisir une adaptation forte à l'état haute fréquence. Ainsi, l'état haute-fréquence à 155 GHz avec une bande passante de 12% est choisi pour présenter une adaptation de 60 dB grâce la synthèse du chapitre 2 à la partie II.B.3.c.

Les paramètres électriques de l'anneau à l'état haute fréquence sont présentés à la Figure III.43.

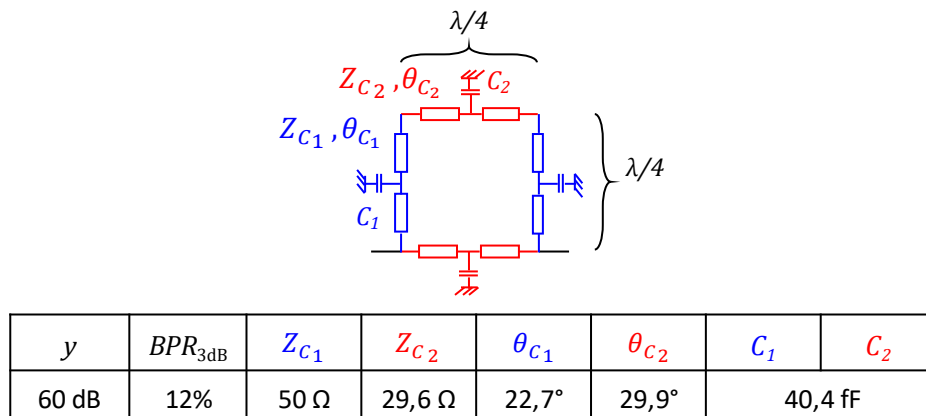


Figure III.43 Paramètres électriques à 155 GHz du filtre à l'état haute fréquence.

Paramètres de la synthèse : $f_c = 155$ GHz, $f_z = 125,65$ GHz, $y = 60$ dB.

La Figure III.44 représente la cellule haute-fréquence, seules les valeurs et position des capacités d'accord (non visibles sur la photographie) différent en fonction de l'excursion visée. Les filtres ont alors une surface de 0,03 mm². La capacité de miniaturisation implémentée a pour dimension 6,25 x 6,25 μm^2 .

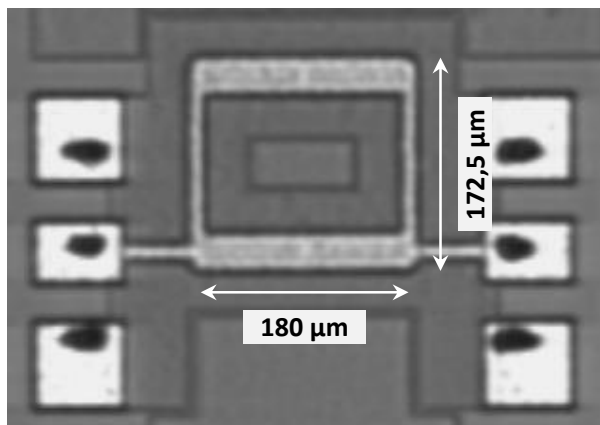


Figure III.44 Photographie de la cellule haute fréquence.

Le banc de mesures et le deembedding effectués sont similaires aux mesures présentées dans le deuxième chapitre. Les mesures superposées aux simulations sont représentées sur la Figure III.45. On observe un très bon accord entre la simulation et la mesure. L'état haute fréquence présente une bande passante de 11,8% avec des pertes de 4,5dB, soit 0,4dB inférieures aux simulations. Cet écart de pertes peut être expliqué par l'utilisation en simulation d'une conductivité plus mauvaise qu'en réalité.

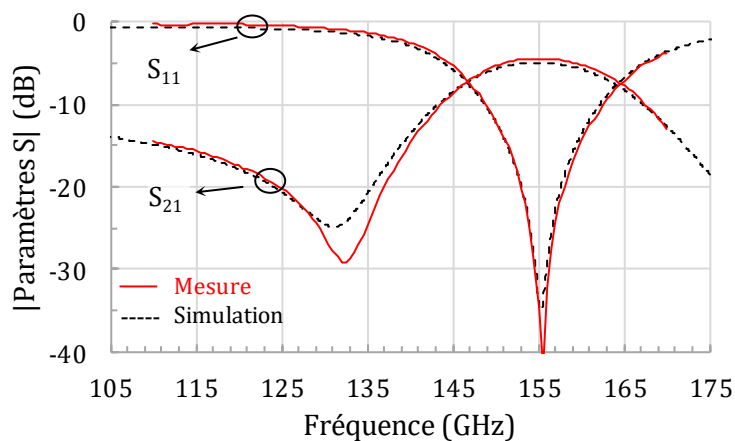


Figure III.45 Paramètres S de l'anneau à l'état haute fréquence.

III.D.3.b Maintien de la bande passante relative à 13,5%

Dans un premier temps, un maintien de la bande passante relative à 13,5% est démontré pour différentes fréquences centrales de 145 GHz, 135 GHz et 125 GHz.

La méthodologie de conception utilisée, représentée par le diagramme sur la Figure III.46, est simple : la première simulation est effectuée à la fréquence basse d'intérêt, 135 GHz par exemple. La position des capacités d'accord est ajustée pour atteindre la bande passante souhaitée. Cette modification, non systématique, ne dépasse jamais 5,5% de la valeur prévue par la synthèse.

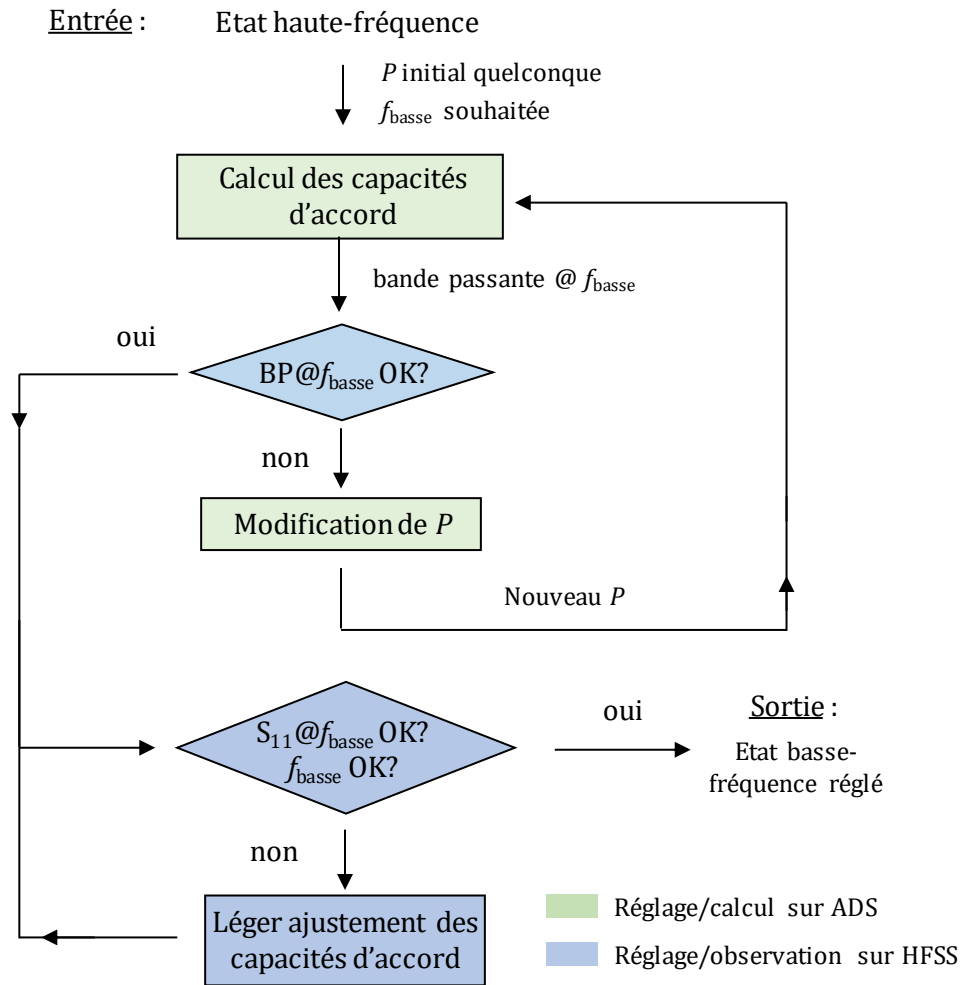


Figure III.46 Méthodologie de réglage du filtre accordable en bande passante et en fréquence centrale.

La valeur et la position des capacités d'accord permettant ce maintien de bande passante relative sont présentées sur le Tableau III. 4. C_{a1_synth} et C_{a2_synth} sont les valeurs des capacités d'accord données par la synthèse. C_{a1_final} et C_{a2_final} sont les valeurs des capacités d'accord implémentées dans les structures. Il est à noter que les capacités ont été imposées carrées.

Tableau III. 4 Valeur et position des capacités d'accord des filtres présentant une bande passante de 13,5%.

	P_{final}	C_{a1_synth}	C_{a2_synth}	C_{a1_final}	C_{a2_final}	w_{Ca1}	w_{Ca2}
145 GHz	0,7	6,10 fF	6,30 fF	5,93 fF	6,43 fF	2,33 μm	2,43 μm
135 GHz	0,6	12,64 fF	13,39 fF	13,31 fF	13,48 fF	3,54 μm	3,56 μm
125 GHz	0,5	19,99 fF	21,72 fF	20,33 fF	21,61 fF	4,40 μm	4,54 μm

Les schémas représentés sur la Figure III.47 permettent de situer la position des capacités d'accord ainsi que leur dimension relative approximative.

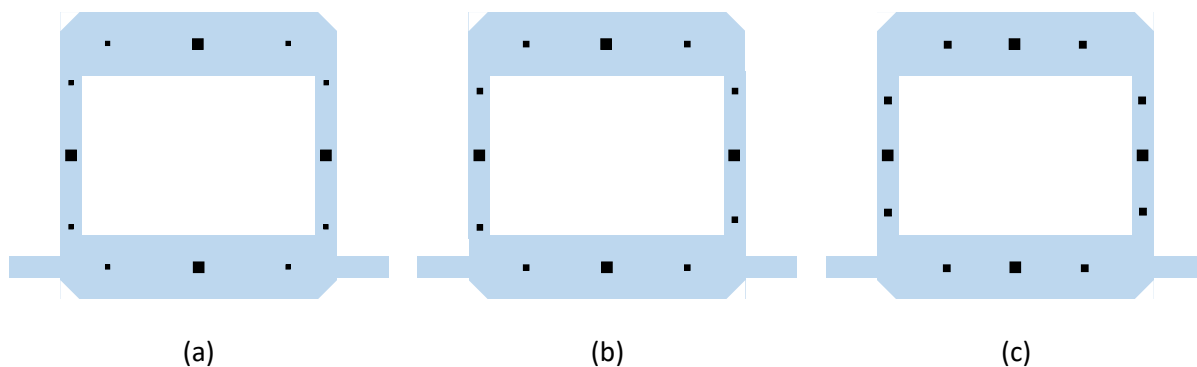


Figure III.47 Schéma des filtres réalisés à 145 GHz (a), 135 GHz (b) et 125 GHz (c).

La Figure III.48 expose les mesures des paramètres S de ces trois filtres superposés à leur simulation. L'accord est très bon et les mesures présentent légèrement moins de pertes que les simulations. L'adaptation est bien respectée et aucun décalage en fréquence n'est noté. La superposition des mesures sur la Figure III.49 permet de confirmer la stabilité en bande passante relative.

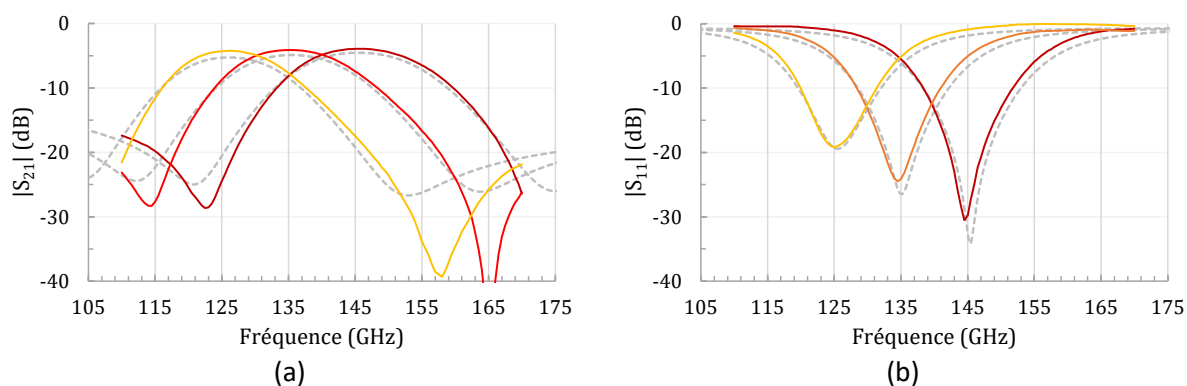


Figure III.48 Paramètres des circuits avec une bande passante de 13,5% : (a) transmission, (b) réflexion. Simulations en pointillés et mesures en trait plein.

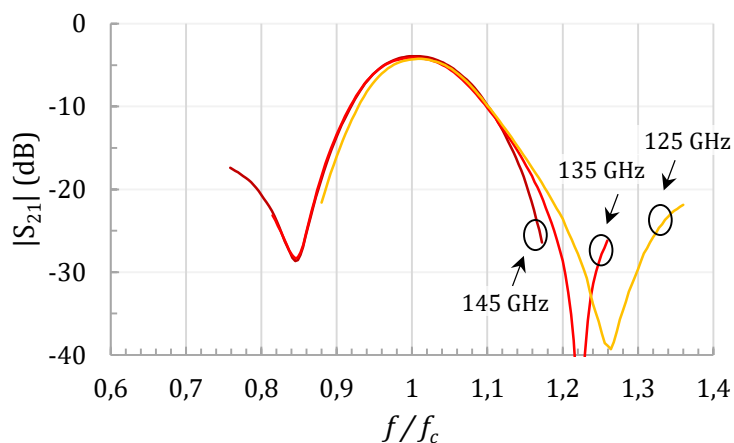


Figure III.49 Comparaison des bandes passantes relatives mesurées.

Le Tableau III. 5 résume les performances simulées et mesurées de l'ensemble des filtres avec 13,5% de bande passante. On peut observer que l'écart entre les bandes passantes simulées et mesurées augmente avec le décalage en fréquence. Il y a donc une réduction de la fiabilité des simulations HFSS pour de forts décalages en fréquence souhaités.

On peut néanmoins noter que les fréquences centrales sont respectées donc la valeur simulée des capacités à la fréquence centrale est fiable.

Tableau III. 5 Performances électriques simulées et mesurées des filtres présentant 13,5% de bande passante.

		f_c	BP _{relative}	BP _{naturelle}	Pertes	Adaptation @ f_c
145 GHz	Simulation	145,5 GHz	13,5 %	19,7 GHz	4,5 dB	34 dB
	Mesure	145,5 GHz	13,4 %	19,5 GHz	3,9 dB	27 dB
135 GHz	Simulation	135,5 GHz	13,5 %	18,3 GHz	4,9 dB	26 dB
	Mesure	135,5 GHz	13,1 %	17,8 GHz	4,1 dB	24 dB
125 GHz	Simulation	126 GHz	13,5 %	16,9 GHz	5,3 dB	19 dB
	Mesure	126 GHz	12,7 %	16 GHz	4,2 dB	19 dB

III.D.3.c Maintien de la bande passante naturelle à 17 GHz

Dans un second temps, trois filtres présentant une bande passante de 17 GHz à 145 GHz, 135 GHz et 125 GHz vont être réalisés.

La méthodologie de conception est la même que celle utilisée précédemment. De faibles modifications de la valeur des capacités d'accord sont aussi effectuées afin d'ajuster la réponse. Ces modifications sont du même ordre de grandeur (autour de 2% de la valeur et jamais plus de 4,3%).

Le Tableau III. 6 rassemble la position et la valeur des capacités d'accord utilisées. On peut noter que le filtre à 125 GHz est le même que celui présenté précédemment. La Figure III.50 Schématise la position des capacités d'accord ainsi que leur dimension.

Tableau III. 6 Valeur et position des capacités d'accord des filtres présentant une bande passante de 17 GHz.

	P	C_{a1_synth}	C_{a2_synth}	C_{a1_final}	C_{a2_final}	$w_{C_{a1}}$	$w_{C_{a2}}$
145 GHz	0,25	4,92 fF	5,19 fF	5,14 fF	5,36 fF	2,16 μm	2,21 μm
135 GHz	0,4	11,68 fF	12,48 fF	11,96 fF	12,62 fF	3,35 μm	3,44 μm
125 GHz	0,5	19,99 fF	21,72 fF	20,33 fF	21,61 fF	4,40 μm	4,54 μm

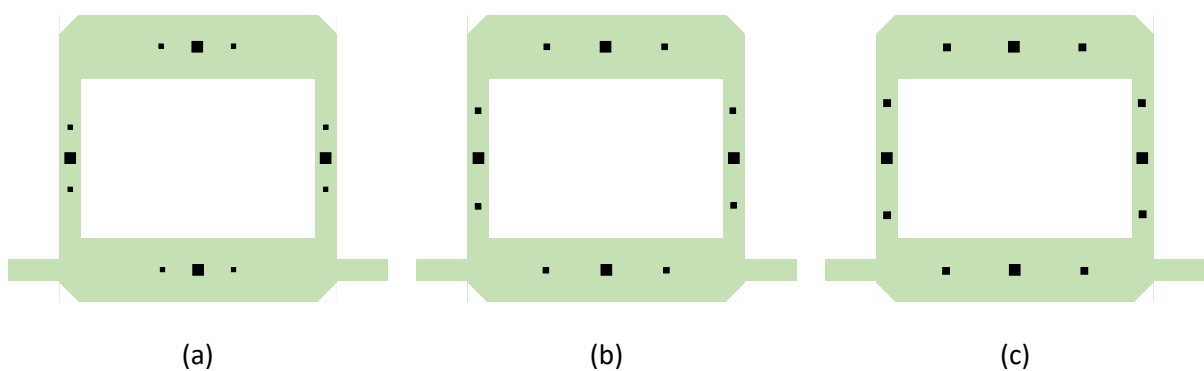


Figure III.50 Schémas des filtres réalisés à 145 GHz (a), 135 GHz (b) et 125 GHz (c).

La Figure III.51 expose les mesures des paramètres S de ces trois filtres superposés à leur simulation. On observe de nouveau un très bon accord entre la mesure et la simulation. La superposition des mesures sur la Figure III.52 montre une stabilité correcte de la bande passante naturelle pour les trois réponses.

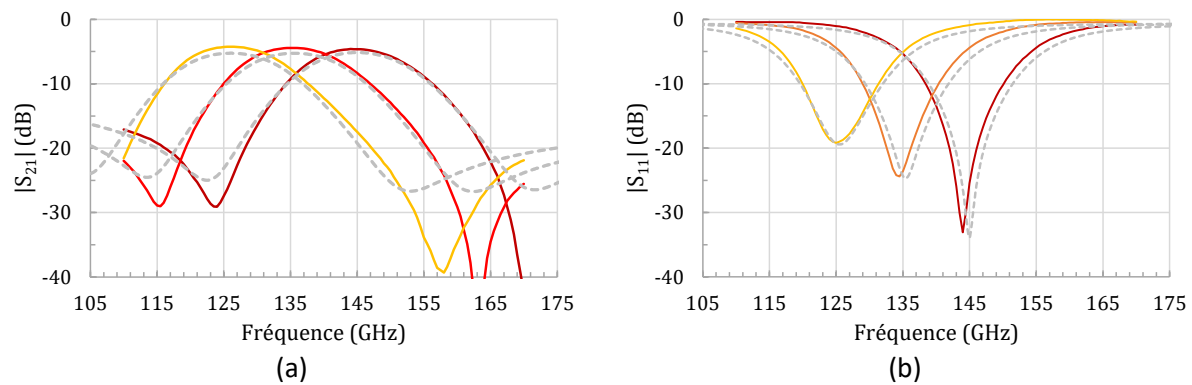


Figure III.51 Paramètres de transmission (a) et de réflexion (b) simulés en pointillés et mesurés en trait plein des circuits réalisés avec 17 GHz de bande passante.

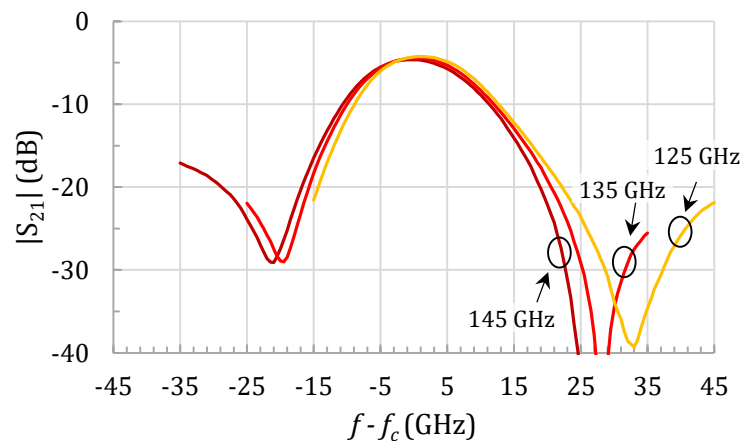


Figure III.52 Comparaison des bandes passantes naturelles des circuits réalisés.

Le Tableau III. 7 résume les performances simulées et mesurées de l'ensemble des filtres avec 17 GHz de bande passante. On observe de nouveau une décroissance de la bande passante en fonction de l'augmentation du décalage en fréquence. La fréquence centrale et l'adaptation sont très bien respectées.

Tableau III. 7 Performances électriques simulées et mesurées des filtres présentant 17 GHz de bande passante.

		f_c	$BP_{relative}$	$BP_{naturelle}$	Pertes	Adaptation @ f_c
145 GHz	Simulation	145 GHz	11,8 %	17,1 GHz	5,2 dB	34 dB
	Mesure	144 GHz	11,6 %	16,8 GHz	4,6 dB	33 dB
135 GHz	Simulation	135,7 GHz	12,5 %	16,9 GHz	4,9 dB	24 dB
	Mesure	135,5 GHz	12,2 %	16,5 GHz	4,1 dB	23 dB
125 GHz	Simulation	126 GHz	13,5 %	16,9 GHz	5,3 dB	19 dB
	Mesure	126 GHz	12,7 %	16 GHz	4,2 dB	19 dB

III.D.3.d Maintien de la bande passante relative pour une même position P

Trois autres filtres sont conçus, à 145 GHz, 135 GHz et 125 GHz, pour présenter une bande passante relative stable à 12%. La particularité de ces filtres est que leur capacités d'accord ont la même position $P=0,37$. Cette position permet, dans notre cas, de maintenir la bande passante de l'état haute fréquence.

La méthodologie est de nouveau très proche à ceci près que la position est maintenue identique pour chaque filtre. Seules les valeurs de capacités sont légèrement ajustées. Le Tableau III. 8 rassemble

la position, fixée à 0,37, et la valeur des capacités d'accord utilisées. Ces informations sont schématisées sur la Figure III.53 où seule la taille des capacités d'accord varie. On ajoute le filtre à l'état haute fréquence (sans capacité d'accord) puisqu'il présente la même bande passante relative.

Tableau III. 8 Valeur et position des capacités d'accord des filtres présentant une bande passante de 12% pour une position $P = 0,37$.

	P	C_{a1_synth}	C_{a2_synth}	C_{a1_final}	C_{a2_final}	w_C_{a1}	w_C_{a2}
155 GHz	Non applicable car pas de capacité d'accord						
145 GHz	0,37	5,29 fF	5,55 fF	5,51 fF	5,71 fF	2,24 μm	2,28 μm
135 GHz	0,37	11,50 fF	12,31 fF	12,17 fF	12,47 fF	3,38 μm	3,42 μm
125 GHz	0,37	18,97 fF	20,71 fF	19,79 fF	20,70 fF	4,34 μm	4,44 μm

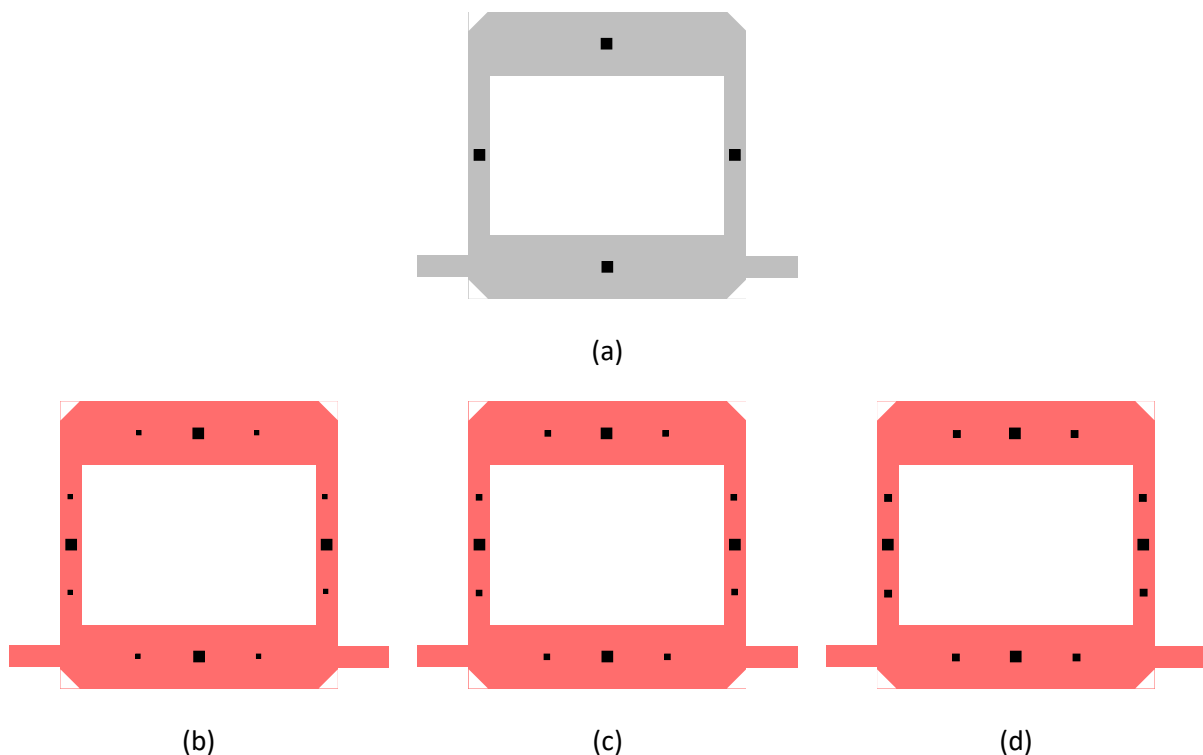


Figure III.53 Schéma des filtres réalisés à 155 GHz (a), 145 GHz (b), 135 GHz (c) et 125 GHz (d).

La Figure III.54 expose les mesures et simulations des paramètres S de ces quatre filtres. L'accord est très bon et la stabilité de la bande passante relative, représentée sur la Figure III.55, est bien démontrée avec de nouveau une bande très légèrement réduite à 125 GHz. Le Tableau III. 7 résume les performances de l'ensemble des filtres avec 17 GHz de bande passante.

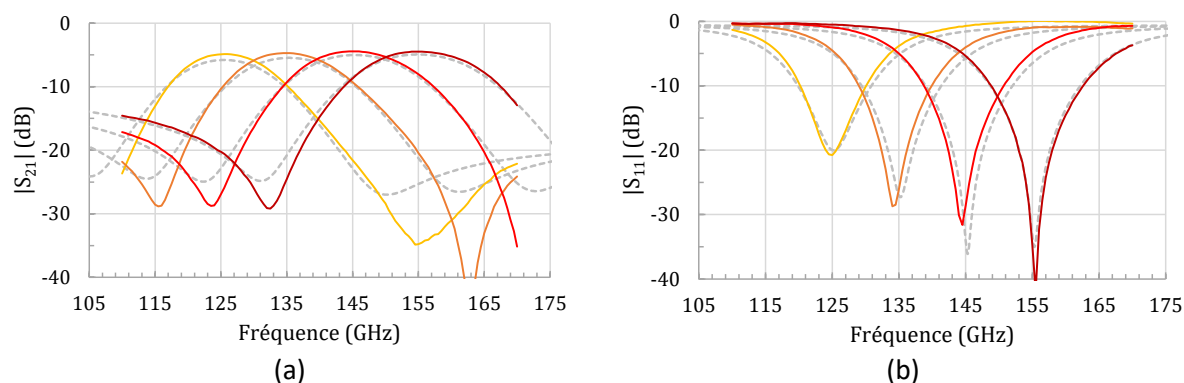


Figure III.54 Paramètres de transmission (a) et de réflexion (b) simulés en pointillés et mesurés en trait plein des circuits réalisés avec 12% de bande passante.

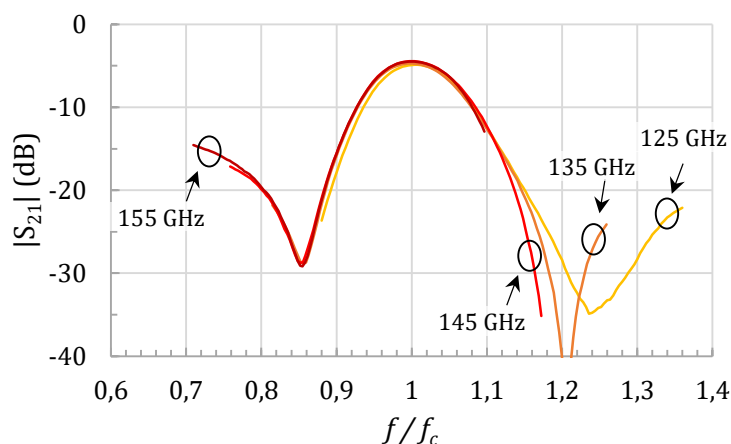


Figure III.55 Comparaison des bandes passantes relatives des circuits réalisés.

Tableau III. 9 Performances électriques simulées et mesurées des filtres présentant 12% de bande passante.

		f_c	BP _{relative}	BP _{naturelle}	Pertes	$y@f_c$
155 GHz	Simulation	155 GHz	12 %	18,7 GHz	4,9 dB	35 dB
	Mesure	155 GHz	11,8 %	18,3 GHz	4,5 dB	41 dB
145 GHz	Simulation	145,4 GHz	12,2 %	17,7 GHz	5,0 dB	35 dB
	Mesure	144,5 GHz	11,9 %	17,3 GHz	4,5 dB	32 dB
135 GHz	Simulation	135,7 GHz	12,1 %	16,4 GHz	5,5 dB	27 dB
	Mesure	135,5 GHz	11,5 %	15,5 GHz	4,7 dB	29 dB
125 GHz	Simulation	126 GHz	12,2 %	15,3 GHz	5,8 dB	20 dB
	Mesure	126 GHz	11,4 %	14,3 GHz	4,9 dB	21 dB

III.D.3.e Effet de la position des capacités sur la bande passante

Dans cette partie, nous allons considérer l'état haute fréquence à 155 GHz et quantifier la dynamique de bande passante réalisable à une fréquence centrale basse donnée, ici 135 GHz. Pour cela nous allons concevoir un filtre dont les capacités d'accord sont confondues avec la capacité de miniaturisation ($P=0$) et un dont les capacités d'accord se superposent au niveau des coins de l'anneau ($P=1$). L'ensemble des dimensions électriques est présenté sur le Tableau III. 10.

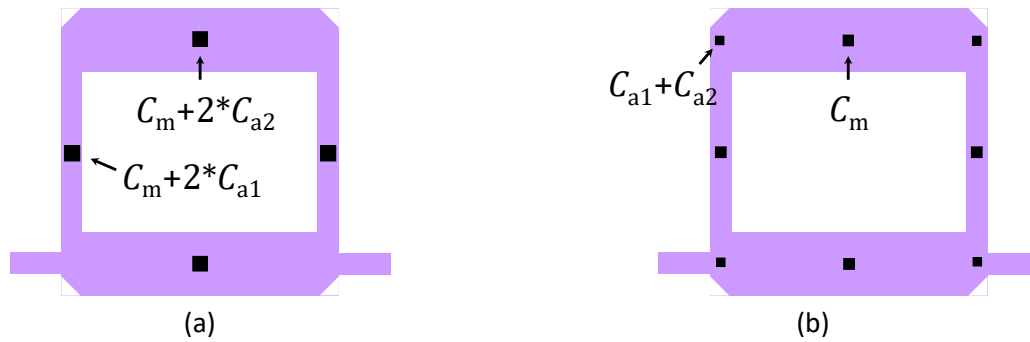


Figure III.56 Représentation schématique des filtres à 135 GHz ayant pour position des capacités $P=0$ (a) et $P=1$ (b).

Tableau III. 10 Valeur des capacités d'accord des filtres présentant la bande passante minimale et maximale accessible à 135 GHz.

	C_{a1_synth}	C_{a2_synth}	C_{a1_final}	C_{a2_final}
$P = 0$	9,23 fF	9,95 fF	8,97 fF	10,21 fF
$P = 1$	12,69 fF	13,73 fF	12,69 fF	13,73 fF

Les mesures superposées aux simulations de ces deux filtres sont exposées sur la Figure III.57. L'accord est très bon avec des pertes plus faibles pour les mesures que pour les simulations. Afin de mieux percevoir l'évolution de la bande passante en fonction de la position, on superpose, sur la Figure III.58, les paramètres S_{21} mesurés de ces circuits ainsi que de deux autres, un vérifiant $P=0,37$ et un autre $P=0,6$. On peut constater que la bande passante varie très nettement en fonction de la position des capacités d'accord.

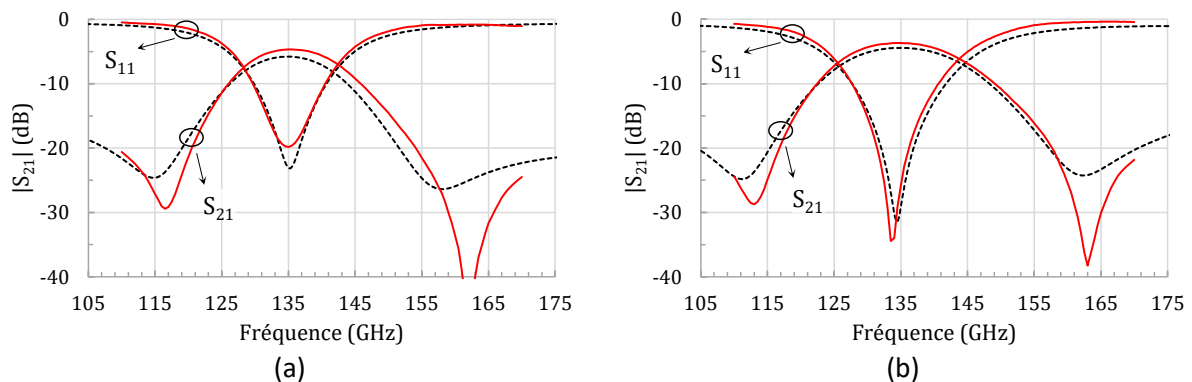


Figure III.57 Mesures et simulations des paramètres S des filtres avec $P=0$ (a) et $P=1$ (b).

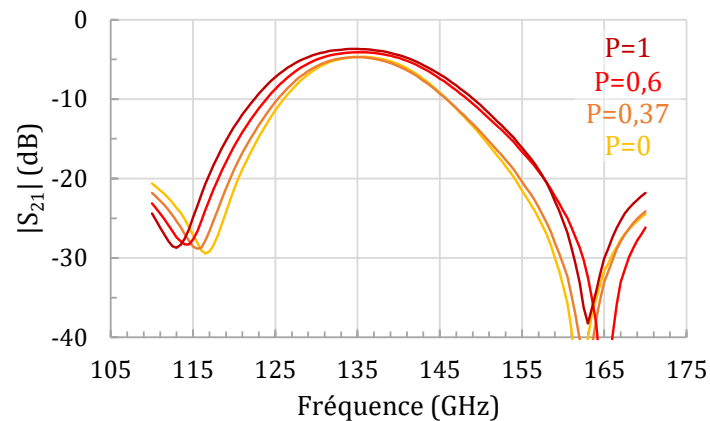


Figure III.58 Comparaison des paramètres de transmission des filtres résonant à 135 GHz dont la position des capacités d'accord varie.

Le Tableau III. 11 résume les caractéristiques électriques des filtres comparés précédemment. On mesure donc une dynamique de bande passante relative à 135 GHz, dans nos conditions, allant de 11,2% pour $P=0$ à 14,1% pour $P=1$. La bande passante naturelle varie quant à elle de 15,2 GHz à 19 GHz. La fréquence centrale est correctement maintenue et l'adaptation est meilleure que 19 dB pour l'ensemble des circuits réalisés.

Tableau III. 11 Performances électriques des filtres centrés à 135 GHz dont la position des capacités d'accord diffère.

		f_c	BP _{relative}	BP _{naturelle}	Pertes	Adaptation @ f_c
P=0	Simulation	135 GHz	11,1 %	15 GHz	5,8 dB	23 dB
	Mesure	135,5 GHz	11,2 %	15,2 GHz	4,7 dB	19 dB
P=0,37	Simulation	135,4 GHz	12,1 %	16,4 GHz	5,5 dB	27 dB
	Mesure	134,5 GHz	11,5 %	15,5 GHz	4,7 dB	29 dB
P=0,6	Simulation	135,5 GHz	13,5 %	18,3 GHz	4,9 dB	26 dB
	Mesure	135,5 GHz	13,1 %	17,8 GHz	4,1 dB	24 dB
P=1	Simulation	135 GHz	14,4 %	19,6 GHz	4,5 dB	30 dB
	Mesure	135 GHz	14,1 %	19 GHz	3,7 dB	33 dB

III.E Conclusion

Afin de contribuer à la conception de circuits accordables deux solutions sont proposées dans ce chapitre.

Tout d'abord, en se basant sur le résonateur en anneau chargé d'admittances introduit dans le deuxième chapitre, un anneau accordable en fréquence à deux états est présenté. Cet accord est alors réalisé en faisant varier la valeur des admittances chargées au milieu des côtés de l'anneau. Ces admittances variables sont concrètement des lignes de transmission court-circuitées dont la longueur varie grâce à l'introduction d'un MEMS se comportant comme un interrupteur. Le contrôle de la fréquence centrale par le filtre accordable est validé par l'implémentation technologique en bande V (56 GHz pour l'état basse fréquence et 74 GHz pour celui haute fréquence). Cependant, la bande passante d'un état demeure dépendante de celle de l'autre état.

Il a été démontré que le résonateur en anneau chargé de quatre admittances accordables ne peut pas être réglé pour permettre un contrôle simultané de la bande passante et de la fréquence centrale tout en maintenant une adaptation convenable. Pour autoriser ce contrôle, le déplacement des capacités le long d'une ligne de transmission permet de modifier son impédance équivalente sans modifier significativement sa longueur électrique équivalente. Ce concept est alors introduit dans le résonateur en anneau où le déplacement des capacités permet de contrôler la bande passante du résonateur.

Une nouvelle synthèse d'anneau chargé de capacités déplaçables est proposée. Cette synthèse est validée par la réalisation de circuits en bande D implémenté en technologie BiCMOS. La qualité des réponses électrique et l'accord quasi parfait entre mesures et simulations mettent en évidence tant la fiabilité de la synthèse mise en œuvre que la qualité des réalisations technologiques, ce pour une gamme de fréquence très élevée.

Références

- [III.1] **S. MOGHADAMI, J. ISAAC AND S. ARDALAN**
 « A 0.2–0.3 THz CMOS AMPLIFIER WITH TUNABLE NEUTRALIZATION TECHNIQUE »
 IEEE TRANSACTIONS ON TERAHERTZ SCIENCE AND TECHNOLOGY, VOL. 5, NO. 6, PP. 1088-1093, NOV. 2015.
- [III.2] **F. ESPARZA-ALFARO, S. PENNISI, G. PALUMBO AND A. J. LOPEZ-MARTIN**
 « LOW-POWER CLASS-AB CMOS VOLTAGE FEEDBACK CURRENT OPERATIONAL AMPLIFIER WITH TUNABLE GAIN AND BANDWIDTH »
 IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS II: EXPRESS BRIEFS, VOL. 61, NO. 8, PP. 574-578, AUG. 2014.
- [III.3] **A. COLLADO, F. MIRA AND A. GEORGIADIS**
 « MECHANICALLY TUNABLE SUBSTRATE INTEGRATED WAVEGUIDE (SIW) CAVITY BASED OSCILLATOR »
 IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS, VOL. 23, NO. 9, PP. 489-491, SEPT. 2013.
- [III.4] **S. M. SOHN, A. GOPINATH AND J. T. VAUGHAN**
 « A COMPACT, HIGH POWER CAPABLE, AND TUNABLE HIGH DIRECTIVITY MICROSTRIP COUPLER »
 IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 64, NO. 10, PP. 3217-3223, OCT. 2016.
- [III.5] **A. BOUKARKAR, X. Q. LIN, J. W. YU, P. MEI, Y. JIANG AND Y. Q. YU**
 « A HIGHLY INTEGRATED INDEPENDENTLY TUNABLE TRIPLE-BAND PATCH ANTENNA »
 IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS, VOL. 16, NO. , PP. 2216-2219, 2017.
- [III.6] **M. K. MOHD SALLEH**
 « CONTRIBUTION A LA SYNTHÈSE DE RÉSONATEURS PSEUDO-ELLIPTIQUES EN ANNEAU. APPLICATION AU FILTRAGE PLANAIRE MILLIMÉTRIQUE »
 MÉMOIRE DE DOCTORAT EN ÉLECTRONIQUE, INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE TOULOUSE, OCT. 2008.
- [III.7] **T. M. VU**
 « CONTRIBUTION A LA MISE EN ŒUVRE DE FONCTIONS ACCORDABLES A MEMS RF EN BANDE MILLIMÉTRIQUE SUR SILICIUM »
 MÉMOIRE DE DOCTORAT EN ÉLECTRONIQUE, INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE TOULOUSE, AVR. 2010.
- [III.8] **P. RYNKIEWICZ, A. L. FRANC, F. COCCETTI, S. TOLUNAY WIPF, M. WIETSTRUCK, M. KAYNAK AND G. PRIGENT**
 « MILLIMETER-WAVE THREE-STATE TUNABLE STOPBAND RESONATOR BASED ON INTEGRATED MEMS »
 2017 IEEE ASIA PACIFIC MICROWAVE CONFERENCE (APMC), KUALA LUMPUR, NOV. 2017.



Conclusion générale

L'évolution des systèmes de télécommunications pousse à la réduction de l'encombrement et à la montée en fréquence. Ces travaux de thèse ont proposé de répondre à cette problématique par l'étude de filtres hyperfréquences accordables en bande passante et en fréquence. Les circuits étudiés ont donné lieu au développement de synthèses associées pour simplifier au maximum l'étape de conception.

L'étude approfondie du résonateur en anneau à accès direct chargé d'admittances a conduit à une amélioration significative des performances du résonateur nominal. En effet, il est à présent possible d'atteindre des bandes passantes plus étroites ($<11\%$ dans la technologie de ce manuscrit) pour un encombrement plus faible à travers la réduction de la largeur et de la longueur des lignes microruban. Des bandes passantes de 9 à 20% ont été explorées, des facteurs de qualité de l'ordre de 28 ont été mesurés et une miniaturisation jusqu'à 75% a été démontrée. Par ailleurs, la synthèse proposée assure une conception rapide du circuit tout en offrant une grande flexibilité au concepteur puisqu'il peut effectuer des choix en fonction de la technologie à sa disposition (topologie avec ou sans capacités) et ajuster les valeurs de capacités en fonction de la miniaturisation recherchée.

Afin de faire évoluer cette structure pour réaliser un filtre accordable, un MEMS RF fonctionnant comme un switch aux ondes millimétriques a été implémenté pour modifier la charge de l'anneau. Un circuit à deux états (74 GHz et 54,5 GHz) a alors été démontré. Si la commutation du MEMS permet de choisir la fréquence centrale du second état, il n'est pas possible de contrôler sa bande passante qui dépend de l'état initial. Cette limitation est attribuée à l'absence d'un degré de liberté.

Il a alors été montré qu'une ligne chargée de capacités à position variable permet d'introduire un degré de liberté supplémentaire en offrant la possibilité de contrôler son impédance caractéristique équivalente indépendamment de sa longueur électrique équivalente. L'utilisation de ce principe au sein du résonateur en anneau a permis de contrôler sa fréquence centrale grâce à la valeur des capacités et sa bande passante grâce à leur position. La synthèse a été développée et conduit à la maîtrise d'un anneau doublement accordable. Une implémentation en technologie BiCMOS à l'aide de capacités MIM a permis de valider la synthèse en aboutissant à des mesures de filtres dont la fréquence centrale varie de 145 à 125 GHz tout en présentant au choix la même bande passante relative ou la même bande passante absolue.

Par ailleurs, la synthèse doublement accordable peut être utilisée d'une manière différente : il est possible d'utiliser la structure en maintenant la position des capacités à une certaine valeur pour réaliser un filtre accordable dont l'évolution de la bande passante est préétablie et fonction du décalage fréquentiel. Il a ainsi été montré qu'il est possible de maintenir la bande passante relative du filtre pour des capacités à valeurs variables mais à position fixe. Ceci a été illustré à travers la mesure d'un filtre dont la fréquence centrale évolue de 155 à 125 GHz avec une bande passante relative maintenue à 12% sans modification de la position des capacités.

Si la preuve de concept de la double accordabilité a été réalisée avec des capacités MIM connectées à des positions fixes, cette nouvelle structure nécessite la commutation d'éléments localisés permettant de reproduire le déplacement des capacités. Des capacités commutées à valeurs variables seront donc essentielles et, pour devenir pleinement pertinente, cette topologie nécessitera une évolution des technologies afin de pouvoir accéder à des commutateurs et des varactors performants aux ondes millimétriques. A cours terme, l'implémentation de plusieurs démonstrateurs en bande UHF est envisagée, la commutation sera effectuée au moyen de diodes PIN. Par ailleurs, l'étude de la ligne chargée à position variable est, à elle seule, très intéressante.

Perspectives

Le travail développé au cours de cette thèse souligne plusieurs points intéressants. Tout d'abord d'un point de vue technologique, le filtre en anneau à accès directs chargé de capacités ainsi que la technologie BiCMOS utilisée montrent une très bonne robustesse par le très bon accord systématique entre les simulations et la mesure en bande V et D. Les facteurs de qualité compétitifs malgré l'utilisation de conducteurs en aluminium de conductivité 20% plus faible que l'or et 30% plus faible par rapport au cuivre, prouvent une haute qualité de réalisation. Cette technologie proposée par IHP, qui comporte un MEMS entièrement intégré, se place dans les technologies de choix pour l'intégration totale de futures structures accordables.

Ensuite d'un point de vue topologique, le principe du déplacement des capacités en tant que nouveau degré de liberté des lignes chargées mérite d'être souligné. Ce nouveau degré de liberté, ajouté à l'accord de la valeur des capacités, permet un ajustement indépendant entre l'impédance caractéristique équivalente et la longueur électrique. Cette propriété peut être intéressante pour tout dispositif passif accordable. A titre d'exemple, il serait ainsi possible de rendre accordables les inverseurs quart-d'onde de différents filtres planaires afin d'ajuster le couplage entre les résonateurs et ainsi proposer un contrôle de la bande passante. Cette propriété est d'autant plus intéressante pour des filtres accordables en fréquence puisque que le niveau de couplage est souvent dégradé lors de l'accord de la longueur électrique des résonateurs.

Par ailleurs, la synthèse de l'anneau doublement accordable peut être observée sous un autre angle. Des perspectives théoriques peuvent être envisagées pour simplifier la structure. Il est possible de fixer la position des capacités dans les coins de l'anneau comme représenté sur la Figure P.1. Ainsi, l'effet du déplacement des capacités chargées à la ligne peut être interprété comme une répartition du « poids capacitif » le long de la ligne de transmission. Une manière de réaliser cette répartition de poids capacitif différemment est de choisir où concentrer les fortes valeurs de capacités (dans les coins de l'anneau ou au centre des lignes) afin de modifier les performances du résonateur.

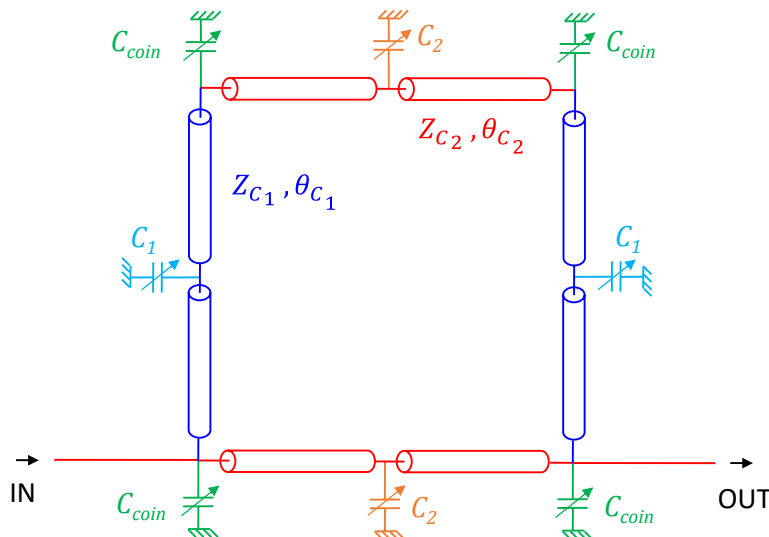


Figure P.1 Schéma de l'anneau chargé de huit capacités variables à position fixe.

Tout comme l'ajout de capacités à position variable, le fait de rendre aussi bien les capacités C_{coin} que C_1 et C_2 accordables permet d'ajouter un degré de liberté. La Figure P.2 schématise l'évolution de la bande passante relative en fonction du décalage en fréquence, celui-ci étant effectué par l'augmentation des valeurs de capacités qu'elles soient positionnées dans les coins ou au centre de

chaque bras de l'anneau. Lorsqu'un couple spécifique {bande passante ; décalage en fréquence} est visé, il suffit de partir de l'anneau initial non chargé (toutes les capacités sont nulles) et d'augmenter la valeur des capacités C_1 et C_2 au centre des bras de l'anneau pour se déplacer le long de la courbe noire et ainsi réduire fortement la bande passante par rapport à la valeur initiale. En admettant que le point A ait été atteint par l'augmentation des capacités C_1 et C_2 , l'ajustement de la valeur des capacités sur les coins permet de réaliser une bande passante sur la caractéristique rouge.

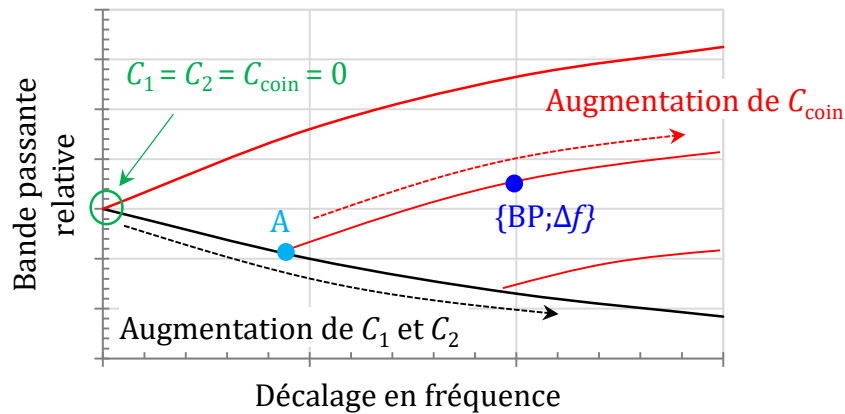


Figure P.2 Evolution de la bande passante relative en fonction du décalage en fréquence réalisé par l'augmentation, d'une part, des capacités C_1 et C_2 et d'autre part de C_{coin} .

La Figure P.3 illustre ainsi quelques exemples montrant la possibilité de réaliser une accordabilité en fréquence et en bande passante sans déplacer de capacités. Dans ce cas l'ajustement des performances semble beaucoup plus simple à mettre en œuvre que la solution à position variable. L'anneau initial (non chargé) utilisé pour illustrer ce principe est identique à celui des exemples du chapitre 3. On montre ainsi qu'il est possible de faire varier la bande passante de 14,9% à 20,9%. Cette dynamique est identique à celle de l'anneau sans capacité de miniaturisation présenté sur la Figure III.26.

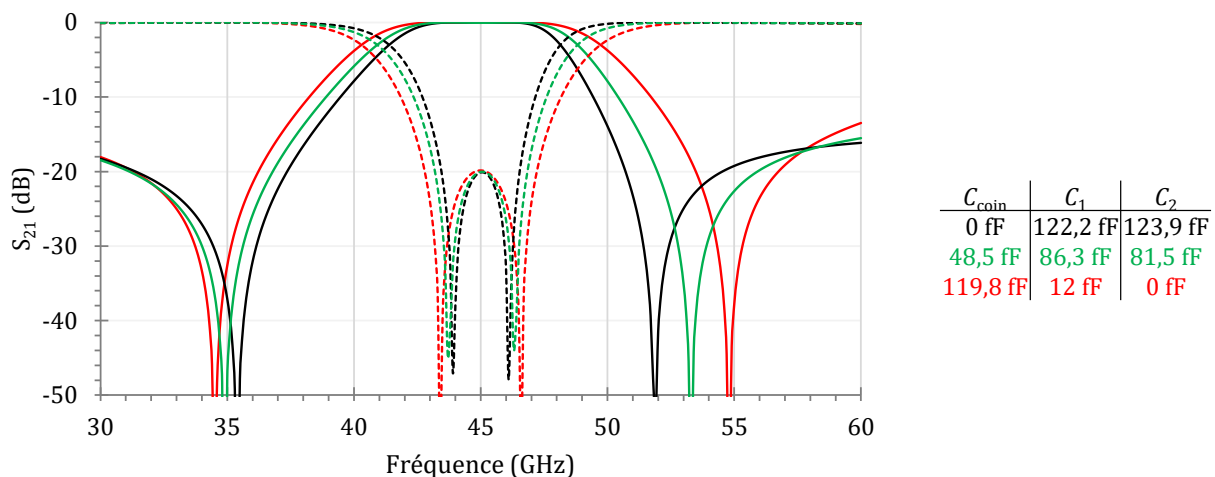


Figure P.3 Réponse à l'état basse fréquence du filtre accordable non-miniaturisé en fonction de la valeur des capacités C_1 , C_2 et C_{coin} .

(Paramètres d'entrée de la synthèse pour l'état haut : $f_{\text{haute}} = 60$ GHz, $f_z = 45$ GHz et $y = 20$ dB
Fréquence centrale de l'état basse fréquence : $f_{\text{basse}} = 45$ GHz)

Enfin, il est possible aussi de considérer un anneau comportant une capacité de miniaturisation qui sera également accordée afin d'augmenter la dynamique en bande passante. Considérons cette

fois-ci un anneau dont l'état haute fréquence comporte une capacité de miniaturisation $C_m = 69,3 \text{ fF}$, comme l'exemple présenté sur la Figure III.27. Ainsi à l'état haute fréquence $C_1 = C_2 = C_m$ et $C_{\text{coin}} = 0 \text{ fF}$. La Figure P.4 représente différentes réponses électriques en fonction de la valeur des capacités d'accord. La bande passante peut ici varier de 14,1% à 24,5%.

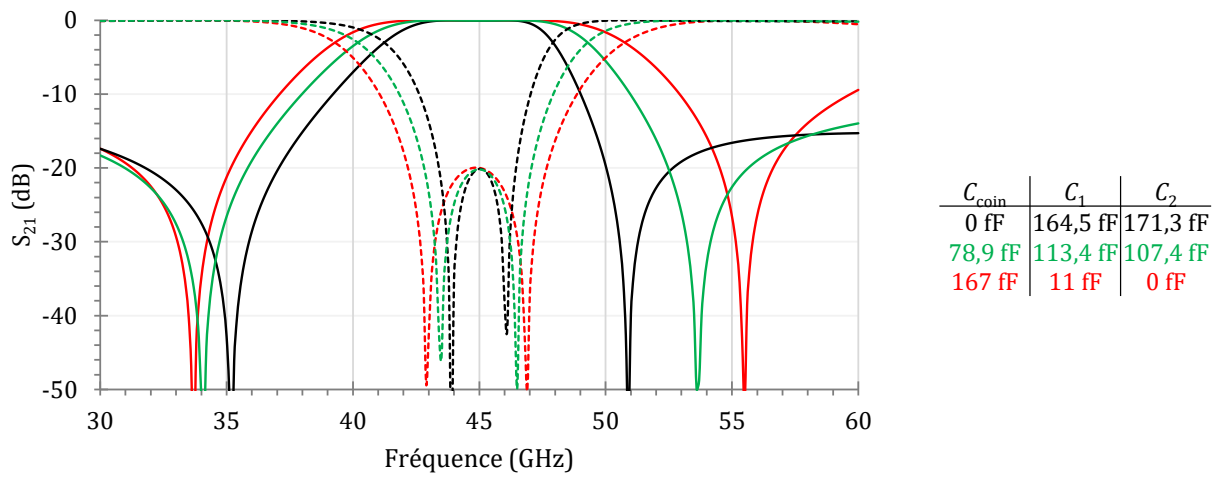


Figure P.4 Réponse de l'état basse fréquence du filtre miniaturisé pour différentes valeur de C_1 , C_2 et C_{coin} .

En conclusion, la topologie du filtre en anneau montre une flexibilité importante s'inscrivant pleinement dans la recherche autour de l'accordabilité en fréquence et en bande passante des filtres intégrés.

Annexe

Exemples de topologies pouvant intégrer des zéros de transmission

Afin d'améliorer la réjection d'un filtre, il est intéressant d'introduire des zéros de transmission dans sa réponse en fréquence. Les filtres pseudo-elliptiques ont la particularité de présenter des zéros de transmission dans leur réponse sans être des filtres elliptiques, plus compliqués à mettre en œuvre. Ces zéros de transmission sont créés par des spécificités de la topologie qui ont pour but de soit créer une interférence destructrice soit de piéger l'onde à une fréquence précise. Chih-Jung Chen [A. 1] fait un petit état de l'art sur quelques techniques pour réaliser des filtres pseudo-elliptiques en technologie planaire. Cette annexe présente plusieurs techniques utilisées afin de réaliser des structures pseudo-elliptiques. Cette liste détaillée n'est pas exhaustive puisque la recherche autour de ces topologies est toujours très active.

L'utilisation de couplages croisés (*cross coupling* en anglais) est assez répandue que ce soit en technologie planaire [A.2]-[A.7] ou en technologie volumique (intégrée au substrat ou non) [A.8]-[A.11]. Cette technique consiste à créer des couplages, électrique ou magnétique, entre résonateurs non adjacents. Quelques exemples en technologies planaires sont représentés sur la Figure A.1. Un des inconvénients est qu'il faut un ordre de filtre minimum de 3 pour utiliser cette technique. Il faut aussi une précision de réalisation souvent importante pour réaliser ce couplage.

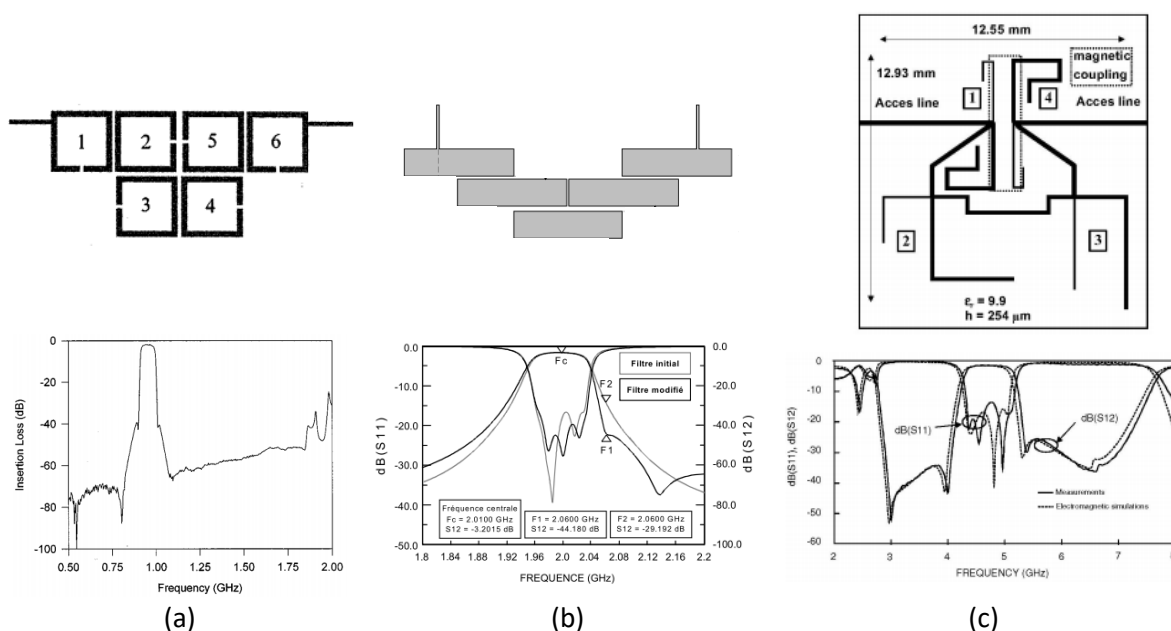


Figure A.1 Exemple de filtres planaires avec en-dessous leur réponse électrique : (a) hairpin [A.2], (b) lignes couplées [A.3] et (c) DBR [A.4].

Par ailleurs, la Figure A.2 montre que l'utilisation de couplages de différentes natures entre deux résonateurs peut permettre la génération de zéros de transmission [A.12]. Cette technique, appelée *mixed-coupling*, a pour principe de coupler deux résonateurs à la fois électriquement et magnétiquement.

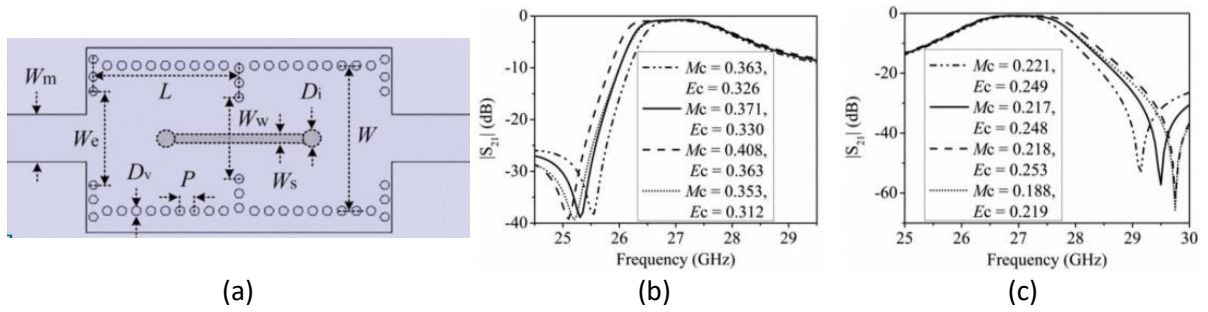


Figure A.2 (a) Filtre du second ordre composé de deux cavités résonantes couplées électriquement par une ligne de transmission reliant deux plots métalliques et magnétiquement par une fenêtre inductive, (b) et (c) réponse en transmission pour différentes valeurs de couplages électrique et magnétique, issu de [A.12].

Il est aussi possible d'ajouter des zéros de transmission par l'ajout de résonateurs en parallèle du circuit convenablement couplés ou par l'exploitation de nœuds non-résonants [A.13]-[A.18]. Cette méthode appelée extraction de pôles (*extracted poles*) dérive de calculs relativement complexes introduit par Rhodes dans [A.19]. Des exemples en technologie planaire et volumiques sont illustrés sur la Figure A.3.

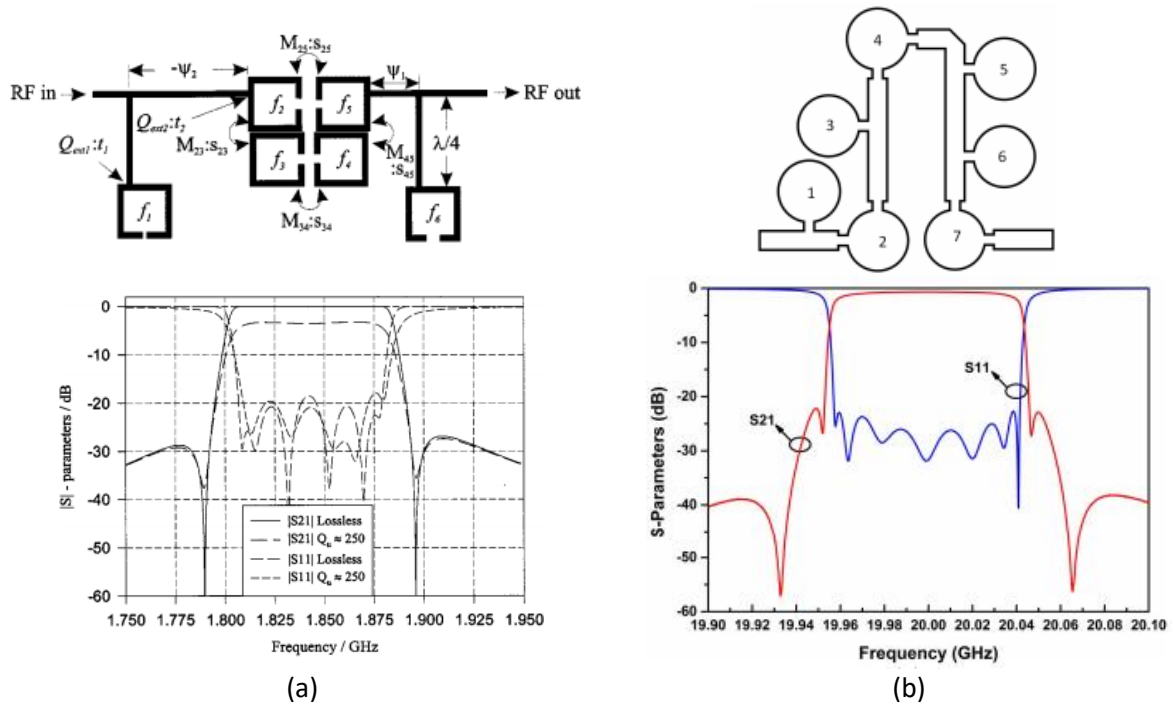


Figure A.3 Exemple d'un filtre planaire (a) et volumique (b) exploitant la technique extracted poles respectivement extraits de [A.13] et [A.18].

Par ailleurs, il existe des filtres composés de résonateurs qui vont introduire des zéros de transmission mais également permettre la génération d'une bande passante, par interférence constructive, située entre ces zéros. Les dual-behavior resonators (DBR) [A.20] fonctionnent comme l'illustre la Figure A.4. Bien qu'ils soient intéressants par leur simplicité de conception, ils sont relativement encombrants et génèrent beaucoup de bandes parasites hors bande passante. Il existe d'autres travaux un peu plus compliqués proposant aussi une topologie permettant la génération d'interférences constructives et destructives permettant la génération de zéros de transmission [A.21].

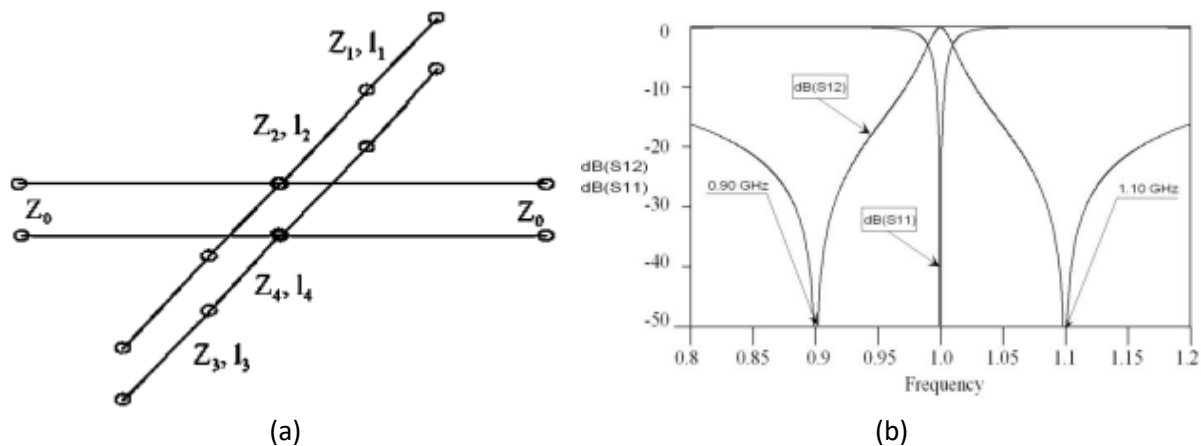


Figure A.4 Illustration du fonctionnement d'un DBR : deux résonateurs quart-d'onde de longueurs électriques différentes génèrent deux zéros de transmission. Le résonateur demi-onde constitué de l'association des deux quart-d'onde génère un pôle entre les deux zéros et introduit donc une bande passante, issu de [A.20].

Enfin, il existe aussi des résonateurs multimodes qui vont pouvoir proposer la génération de zéros de transmission en plus des pôles générés par la résonance de chacun de ses modes. Il existe des résonateurs multimodes volumiques [I.32]-[A.23] et planaires [A.24]-[A.27]. Une cavité résonante multimode est dimensionnée de telle manière à pouvoir exciter au moins deux modes différents autour de la même fréquence tout en permettant à d'autres fréquences de générer une interférence destructrice. La Figure A.5 illustre une cavité bi-mode permettant l'excitation des modes TE₁₀₂ et TE₃₀₁ et ainsi l'introduction d'un zéro soit à gauche soit à droite de la bande passante.

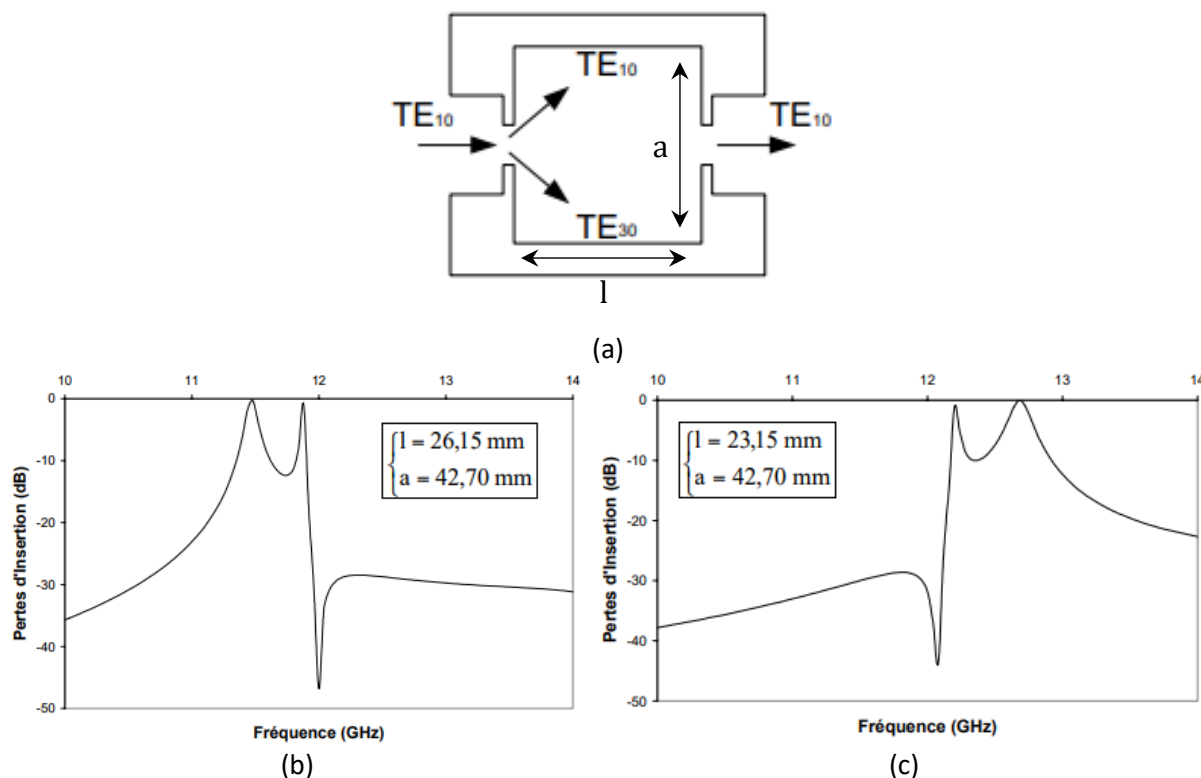


Figure A.5 Représentation (a) et performance d'une cavité multimode présentant un zéro à droite (b) ou à gauche (c) de sa bande passante [I.32].

Pour les résonateurs multimodes planaires, il s'agit de structures comportant soit des perturbations dans le plan de symétrie soit des perturbations disposées de manière symétrique par rapport à ce plan. Ces perturbations peuvent être l'introduction de stubs ou un saut d'impédance. La Figure A.6 illustre un exemple de résonateur multimode planaire.

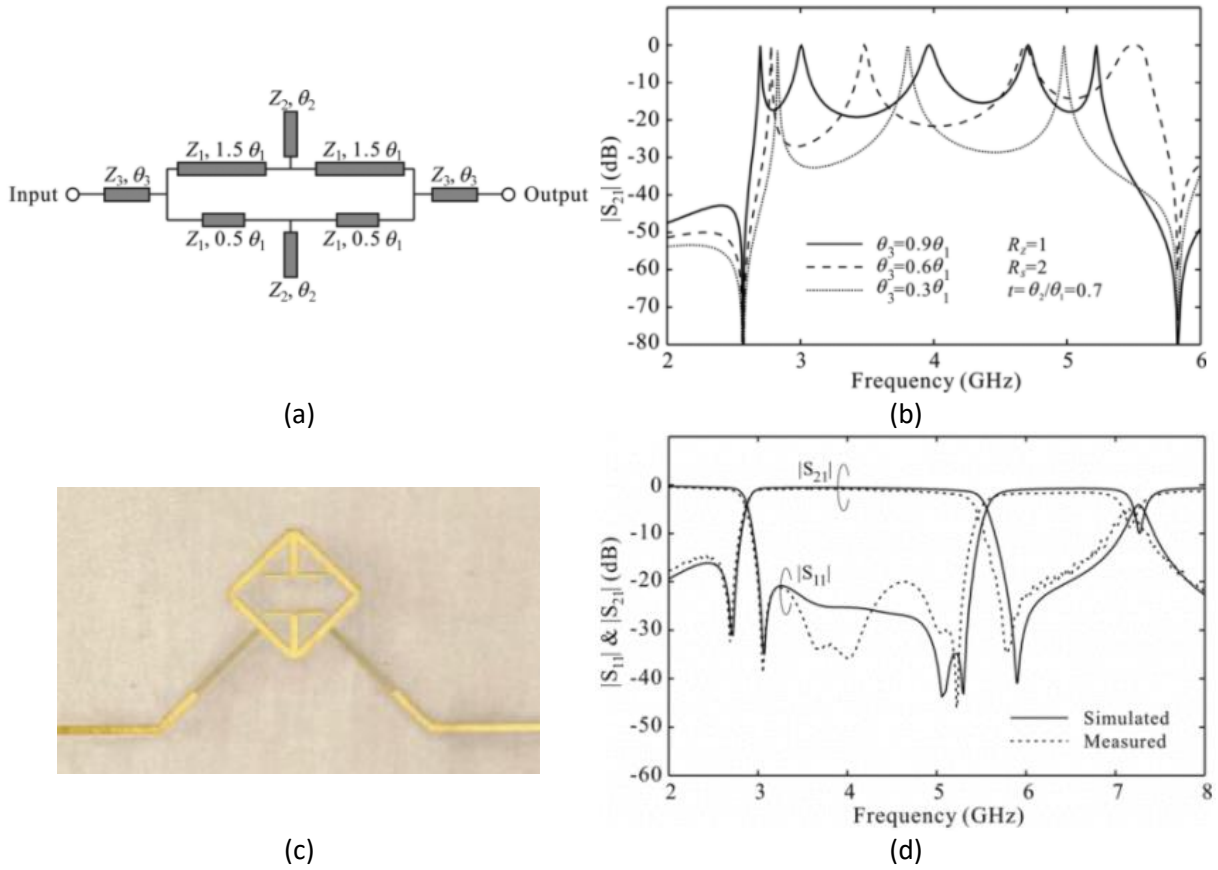


Figure A.6 Topologie en lignes idéales (a) avec sa réponse en fréquence pour un faible couplage d'entrée (b). Photographie du résonateur multimode optimisé (c) et sa réponse en paramètres S (d) [A.24].

La structure planaire en anneau présentée dans ce manuscrit permet la génération de deux modes duaux qui vont ainsi générer deux pôles et deux zéros de transmission, son historique est développé au début du deuxième chapitre.

Références

- [A. 1] **C. J. CHEN**
« A COUPLED-LINE COUPLING STRUCTURE FOR THE DESIGN OF QUASI-ELLIPTIC BANDPASS FILTERS »
IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. PP, NO. 99, PP. 1-5.
- [A.2] **J.-S. HONG ET M. J. LANCASTER**
« DESIGN OF HIGHLY SELECTIVE MICROSTRIP BANDPASS FILTERS WITH A SINGLE PAIR OF ATTENUATION POLES AT FINITE FREQUENCIES »
IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 48, NO. 7, PP. 1098-1107, JUL 2000.
- [A.3] **G. PRIGENT**
« METHODE DE CONCEPTION DE FILTRES PLANAIRES A BANDE ETROITE DANS LES DOMAINES CENTIMETRIQUE ET MILLIMETRIQUE »
MEMOIRE DE DOCTORAT EN ELECTRONIQUE, UNIVERSITE DE BRETAGNE OCCIDENTALE, DEC. 2002.
- [A.4] **A. MANCHEC, Y. CLAVET, C. QUENDO, E. RIUS, J. F. FAVENNEC ET C. PERSON**
« CROSS-COUPLED MICROSTRIP DUAL BEHAVIOR RESONATOR (DBR) FILTER »
2006 EUROPEAN MICROWAVE CONFERENCE, MANCHESTER, SEPT. 2006, PP. 556-559.
- [A.5] **C.-C. CHEN, Y.-R. CHEN ET C.-Y. CHANG**
« MINIATURIZED MICROSTRIP CROSS-COUPLED FILTERS USING QUARTER-WAVE OR QUASI-QUARTER-WAVE RESONATORS »
IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 51, NO. 1, PP. 120-131, JAN 2003.
- [A.6] **S. C. LIN**
« NEW MICROSTRIP CASCADED-QUADRUPLER BANDPASS FILTER BASED ON CONNECTED COUPLINGS AND SHORT-ENDED PARALLEL-COUPLED LINE »
IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS, VOL. 24, NO. 1, PP. 2-4, JAN. 2014.
- [A.7] **L. GEORGE, M. NICOLAE ET B. M. GABRIEL**
« NOVEL CROSS-COUPPLING TOPOLOGIES FOR PLANAR MICROWAVE BANDPASS FILTERS WITH ASYMMETRIC FREQUENCY RESPONSE »
2009 15TH INTERNATIONAL SYMPOSIUM FOR DESIGN AND TECHNOLOGY OF ELECTRONICS PACKAGES (SIITME), GYULA, 2009, PP. 233-236.
- [A.8] **R. J. CAMERON ET J. D. RHODES**
« ASYMMETRIC REALIZATIONS FOR DUAL-MODE BANDPASS FILTERS »
IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 29, NO. 1, PP. 51-58, JAN 1981.
- [A.9] **R. J. CAMERON, MING YU ET YING WANG**
« DIRECT-COUPLED MICROWAVE FILTERS WITH SINGLE AND DUAL STOPBANDS »
IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 53, NO. 11, PP. 3288-3297, NOV. 2005.
- [A.10] **A. R. AZAD, A. MOHAN ET D. JHARIYA**
« CROSS-COUPLED SUBSTRATE INTEGRATED WAVEGUIDE FILTER WITH ENHANCED ELECTRIC COUPLING »
2015 IEEE APPLIED ELECTROMAGNETICS CONFERENCE (AEMC), GUWAHATI, DEC. 2015.

-
- [A.11] **Y. WANG, J. ZHOU, Y. LI ET X. YANG**
« DESIGN OF A KA BAND DUAL MODE FILTER BASED ON LTCC TECHNOLOGY »
2015 IEEE 6TH INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON MICROWAVE, ANTENNA, PROPAGATION, AND EMC TECHNOLOGIES (MAPE), SHANGHAI, OCT. 2015.
- [A.12] **K. GONG, W. HONG, Y. ZHANG, P. CHEN ET C. J. YOU**
« SUBSTRATE INTEGRATED WAVEGUIDE QUASI-ELLIPTIC FILTERS WITH CONTROLLABLE ELECTRIC AND MAGNETIC MIXED COUPLING »
IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 60, NO. 10, PP. 3071-3078, OCT. 2012.
- [A.13] **K. S. K. YEO ET M. J. LANCASTER**
« THE DESIGN OF MICROSTRIP SIX-POLE QUASI-ELLIPTIC FILTER WITH LINEAR PHASE RESPONSE USING EXTRACTED-POLE TECHNIQUE »
IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 49, NO. 2, PP. 321-327, FEB. 2001.
- [A.14] **Y. HE, G. WANG, X. SONG ET L. SUN**
« A COUPLING MATRIX AND ADMITTANCE FUNCTION SYNTHESIS FOR MIXED TOPOLOGY FILTERS »
IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 64, NO. 12, PP. 4444-4454, DEC. 2016.
- [A.15] **J. R. MONTEJO-GARAI ET AL.**
« SYNTHESIS AND DESIGN OF IN-LINE N-ORDER FILTERS WITH N REAL TRANSMISSION ZEROS BY MEANS OF EXTRACTED POLES IMPLEMENTED IN LOW-COST RECTANGULAR H-PLANE WAVEGUIDE »
IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 53, NO. 5, PP. 1636-1642, MAY 2005.
- [A.16] **S. J. HEDGES ET R. G. HUMPHREYS**
« AN EXTRACTED POLE MICROSTRIP ELLIPTIC FUNCTION FILTER USING HIGH TEMPERATURE SUPERCONDUCTORS »
1994 24TH EUROPEAN MICROWAVE CONFERENCE, CANNES, FRANCE, SEPT. 1994.
- [A.17] **S. TAMIAZZO ET G. MACCHIARELLA**
« SYNTHESIS OF CROSS-COUPLED PROTOTYPE FILTERS INCLUDING RESONANT AND NON-RESONANT NODES »
IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 63, NO. 10, PP. 3408-3415, OCT. 2015.
- [A.18] **Y. YANG, M. YU ET Q. WU**
« ADVANCED SYNTHESIS TECHNIQUE FOR UNIFIED EXTRACTED POLE FILTERS »
IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 64, NO. 12, PP. 4463-4472, DEC. 2016.
- [A.19] **J. D. RHODES ET R. J. CAMERON**
« GENERAL EXTRACTED POLE SYNTHESIS TECHNIQUE WITH APPLICATIONS TO LOW-LOSS TE₀₁₁ MODE FILTERS »
IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 28, NO. 9, PP. 1018-1028, SEP 1980.

-
- [A.20] **C. QUENDO, E. RIUS ET C. PERSON**
 « NARROW BANDPASS FILTERS USING DUAL-BEHAVIOR RESONATORS BASED ON STEPPED-IMPEDANCE STUBS AND DIFFERENT-LENGTH STUBS »
 IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 52, NO. 3, PP. 1034-1044, MARCH 2004.
- [A.21] **R. LOECHES-SANCHEZ, D. PSYCHOIOU, R. GOMEZ-GARCIA ET D. PEROULIS**
 « A CLASS OF DIFFERENTIAL-MODE SINGLE/DUAL-BAND BANDPASS PLANAR FILTERS BASED ON SIGNAL-INTERFERENCE TECHNIQUES »
 2016 IEEE 17TH ANNUAL WIRELESS AND MICROWAVE TECHNOLOGY CONFERENCE (WAMICON), CLEARWATER, FL.
- [A.22] **O. ROQUEBRUN**
 « FILTRES MICROONDES RECTANGULAIRES BIMODES UTILISANT DES MODES SUPERIEURS »
 MEMOIRE DE DOCTORAT EN ELECTRONIQUE, UNIVERSITE DE BORDEAUX, OCT. 2001.
- [A.23] **R. R. BONETTI ET A. E. WILLIAMS**
 « A HEXA-MODE BANDPASS FILTER »
 IEEE INTERNATIONAL DIGEST ON MICROWAVE SYMPOSIUM, DALLAS, TX, 1990, PP. 207-210 VOL.1.
- [A.24] **S. SUN ET L. ZHU**
 « WIDEBAND MICROSTRIP RING RESONATOR BANDPASS FILTERS UNDER MULTIPLE RESONANCES »
 IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 55, NO. 10, PP. 2176-2182, OCT. 2007.
- [A.25] **JAE-RYONG LEE, JEONG-HOON CHO ET SANG-WON YUN**
 « NEW COMPACT BANDPASS FILTER USING MICROSTRIP $/\sqrt{2}$ LAMBDA//4 RESONATORS WITH OPEN STUB INVERTER »
 IEEE MICROWAVE AND GUIDED WAVE LETTERS, VOL. 10, NO. 12, PP. 526-527, DEC. 2000.
- [A.26] **JEN-TSAI KUO, WAN-HSIN HSIEH ET MESHON JIANG**
 « DESIGN OF TWO-STAGE UIR AND SIR BANDPASS FILTERS WITH AN ELLIPTIC FUNCTION-LIKE RESPONSE »
 2004 IEEE MTT-S INTERNATIONAL MICROWAVE SYMPOSIUM DIGEST (IEEE CAT. No.04CH37535), 2004.
- [A.27] **YI-CHYUN CHIOU, YU-FENG LEE, JEN-TSAI KUO ET CHI-CHEN CHEN**
 « PLANAR MULTIMODE RESONATOR BANDPASS FILTERS WITH SHARP TRANSITION AND WIDE STOPBAND »
 2008 IEEE MTT-S INTERNATIONAL MICROWAVE SYMPOSIUM DIGEST, ATLANTA, GA.

Liste des publications

Articles de revue :

P. Rynkiewicz, A. L. Franc, F. Coccetti, M. Wietstruck, C. Wipf, S. Tolunay Wipf, M. Kaynak et G. Prigent, **"Ring filter synthesis and its BiCMOS 60-GHz implementation,"** *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, pp. 1-10, Feb. 2018.

Communications internationales :

P. Rynkiewicz, A. L. Franc, F. Coccetti, M. Wietstruck, M. Kaynak and G. Prigent, **"A compact millimeter-wave dual-mode ring filter using loaded capacitances in CMOS 0.25 μ m technology,"** *2016 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, San Francisco, CA, May 2016.

P. Rynkiewicz, A. L. Franc, F. Coccetti, M. Wietstruck, M. Kaynak and G. Prigent, **"Characterization of CPW Transmission Lines and 60GHz DBR Filters in 0.25 μ m BiCMOS Technology,"** 2016 IEEE Industrial Electronics and Applications Conference (IEACon), Kota Kinabalu, Malaysia, Nov. 2016.

P. Rynkiewicz, A. L. Franc, F. Coccetti, M. Wietstruck, M. Kaynak and G. Prigent, **"60GHz Planar Filters and Transmission Lines Characterization in 0.25 μ m BiCMOS Technology,"** *2017 IEEE International Workshop of Electronics, Control, Measurement, Signals and their application to Mechatronics (ECMSM)*, San Sebastian, Spain, May 2017.

P. Rynkiewicz, A. L. Franc, F. Coccetti, M. Wietstruck, M. Kaynak and G. Prigent, **"2nd- And 4th-order Planar Dual-Mode Ring Filters at 140 GHz in a 130nm BiCMOS Technology,"** *IEEE Asia Pacific Microwave Conference (APMC)*, Kuala Lumpur, Nov. 2017.

P. Rynkiewicz, A. L. Franc, F. Coccetti, Selin Tolunay Wipf, M. Wietstruck, M. Kaynak and G. Prigent, **"Tunable Dual-Mode Ring Filter Based on BiCMOS Embedded MEMS in V-band,"** *IEEE Asia Pacific Microwave Conference (APMC)*, Kuala Lumpur, Nov. 2017.

P. Rynkiewicz, A. L. Franc, F. Coccetti, Selin Tolunay Wipf, M. Wietstruck, M. Kaynak and G. Prigent, **"Millimeter-wave Three-state Tunable Stopband Resonator Based on Integrated MEMS,"** *IEEE Asia Pacific Microwave Conference (APMC)*, Kuala Lumpur, Nov. 2017.

Communications nationales :

P. Rynkiewicz, A. L. Franc, F. Coccetti, M. Wietstruck, M. Kaynak and G. Prigent, **"Filtres intégrés en anneau à 140 GHz,"** 20èmes Journées Nationales Micro-Ondes, Saint-Malo, France, Mai 2017.

P. Rynkiewicz, A. L. Franc, F. Coccetti, Selin Tolunay-Wipf, M. Wietstruck, M. Kaynak and G. Prigent, **"Résonateur bi-mode accordable intégré en bande millimétrique,"** 20èmes Journées Nationales Micro-Ondes, Saint-Malo, France, Mai 2017.

P. Rynkiewicz, A. L. Franc, F. Coccetti, M. Wietstruck, M. Kaynak and G. Prigent, **"Miniaturisation de filtres millimétriques en anneau par chargement capacitif en technologie CMOS 0,25 μ m,"** 20èmes Journées Nationales Micro-Ondes, Saint-Malo, France, Mai 2017.