

UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE Science et Ingénierie pour l'Information

FACULTÉ DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Thèse N° [-----]

Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

Discipline : **Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique**

Présentée et soutenue par

Ahmed BASTI

Le 25 Septembre 2014

**Développement de méthodes de synthèse pour la conception de
filtres hyperfréquences compacts et optimisés en pertes**

Thèse dirigée par Stéphane BILA et Serge VERDEYME

JURY :

Bernard JARRY	Professeur à Université de Limoges - XLIM	Président
Philippe FERRARI	Professeur à l'Université Joseph Fourier - Grenoble	Rapporteur
Christian PERSON	Professeur à Télécom Bretagne - Brest	Rapporteur
Hervé LEBLOND	Ingénieur Thalès Alenia Space - Toulouse	Examineur
Ludovic CARPENTIER	Ingénieur au CNES - Toulouse	Examineur
Stéphane BILA	Chargé de Recherche CNRS - XLIM	Examineur
Serge VERDEYME	Professeur à Université de Limoges - XLIM	Examineur

A ma femme, ma famille et mes amis

Remerciements

Les travaux présentés dans ce manuscrit ont été effectués au sein du département MINACOM (Micro et Nanotechnologies pour Composants Optoélectroniques et micro-ondes) de l'Institut de Recherche XLIM UMR CNRS 6172, dirigé par Valérie MANDRANGEAS, Professeur à l'Université de Limoges. Je lui exprime ma plus profonde reconnaissance pour m'avoir accueilli dans son équipe.

Je remercie Monsieur Bernard JARRY, Professeur à l'Université de Limoges pour avoir accepté de présider mon jury de thèse. J'adresse mes remerciements à Monsieur Christian PERSON, Professeur à Télécom Bretagne-Brest et Monsieur Philippe FERRARI, Professeur à l'Université Joseph Fourier de Grenoble, pour avoir accepté de rapporter sur mon travail de thèse.

Je remercie Madame Laetitia RIGAUDEAU, Monsieur Ludovic CARPRNTIER, Ingénieurs au CNES-Toulouse, Messieurs, Hervé LEBLOND et Damien PACAUD, Ingénieurs à TAS-Toulouse, pour leur collaboration, leur disponibilité et pour leur présence parmi ce jury.

J'adresse mes remerciements chaleureux à Monsieur Stéphane BILA, Chargé de recherche au CNRS, pour avoir encadré cette thèse, pour son soutien, sa disponibilité, pour la confiance qu'il m'a témoignée et ses encouragements pendant toute la durée de cette thèse.

Je remercie également Monsieur Serge VERDEYME, Professeur à l'Université de Limoges, pour avoir codirigé cette thèse, pour son aide, ces nombreux conseils et son sympathie.

Je remercie également Messieurs, Aurélien PERIGAUD, Ingénieur de recherche au CNRS, Nicolas DELHOTE, Olivier TANTO et Kamel FRIGUI, maîtres de conférences à l'Université de Limoges pour leur aide et leur conseils. J'adresse mes remerciements à Monsieur Damien PASSERIEUX, ingénieur à XLIM, pour son aide lors de la mise en place des phases expérimentales.

Un merci généralisé à toutes les personnes qui durant ces trois années m'ont aidé et soutenu dans cette grande aventure qu'est la thèse.

Enfin, je remercie tout particulièrement ma famille pour m'avoir encouragé pendant ces nombreuses années. Sans oublier, mon épouse que je remercie vivement, pour son soutien et son aide, et je lui souhaite à mon tour bon courage pour la poursuite de ses travaux de thèse.

Sommaire

INTRODUCTION GÉNÉRALE.....	1
CHAPITRE 1 – CONTEXTE GENERAL DE L’ETUDE : DISPOSITIFS DE FILTRAGE POUR LA RECEPTION DANS UN REPETEUR TELECOM	5
I. INTRODUCTION.....	7
II. GENERALITE SUR LES SATELLITES	8
1) <i>Historique [1].....</i>	8
2) <i>Architecture d’un satellite de télécommunication.....</i>	10
a) La plateforme	11
b) La charge utile	11
III. DISPOSITIFS DE FILTRAGE DANS LE REPETEUR TELECOM	14
1) <i>Contraintes générales liées à la conception de filtres pour satellites de télécommunications.....</i>	14
a) Contraintes électriques	14
b) Contraintes mécaniques.....	14
c) Contraintes thermiques.....	15
d) Compatibilité électromagnétique	15
2) <i>Filtres du répéteur télécom</i>	15
a) Filtres d’IMUX.....	16
b) Filtres d’OMUX	17
c) Filtre passe-bas	18
3) <i>Filtres du récepteur.....</i>	18
a) Filtre Rx.....	19
b) Filtre Tx.....	19
IV. EXEMPLES DE FILTRES DE RECEPTION.....	21
1) <i>Filtres à lignes couplées.....</i>	21
2) <i>Filtres en épingle à cheveux (hairpin)</i>	21
3) <i>Autres filtres demi-ondes.....</i>	22
4) <i>Filtres interdigités.....</i>	22
5) <i>Filtres DBR</i>	23
6) <i>Filtres SIW.....</i>	23

V. ETAT DE L'ART POUR LE FILTRE DE RECEPTION TX EN BANDE C.....	25
VI. CONCLUSION	29
VII. REFERENCES	30

CHAPITRE 2 – ETAT DE L’ART SUR LA SYNTHÈSE DES FILTRES A

PERTES	33
I. INTRODUCTION.....	35
II. SYNTHÈSE CONVENTIONNELLE DES FILTRES A RESONATEURS COUPLES	36
1) <i>Matrice S du quadripôle.....</i>	<i>36</i>
2) <i>Fonction de transfert.....</i>	<i>38</i>
3) <i>Modèle en élément localisés et matrice de couplage [6].....</i>	<i>39</i>
III. EFFET DES PERTES SUR LA REPOSE DU FILTRE	44
1) <i>Impact sur les pertes d’insertion.....</i>	<i>44</i>
2) <i>Compensation par pré-distorsion.....</i>	<i>46</i>
IV. METHODES DE SYNTHÈSE A PERTES.....	50
1) <i>Introduction de résonateurs à pertes et de couplages résistifs croisés pour optimiser la transmission</i>	<i>50</i>
2) <i>Couplages résistifs et nœuds non résonants pour atténuer les fonctions de transfert et de réflexion</i>	<i>53</i>
3) <i>Résonateurs à facteurs de qualité hétérogènes pour la réalisation de filtres à pertes</i>	<i>56</i>
4) <i>Réseau transversal avec des résonateurs à facteurs de qualité hétérogènes</i>	<i>57</i>
5) <i>Structures redondantes à pertes.....</i>	<i>61</i>
V. CONCLUSION	63
VI. REFERENCES	64

CHAPITRE 3 – CONCEPTION DE FILTRES A PERTES EN TECHNOLOGIE

PLANAIRE	67
I. INTRODUCTION.....	69
II. FILTRE DE REFERENCE.....	70
1) <i>Cahier des charges</i>	70
2) <i>Simulateur électromagnétique</i>	70
3) <i>Conception du filtre de référence</i>	72
III. FILTRE A PERTES UTILISANT DES COUPLAGES RESISTIFS CROISES	77
1) <i>Implémentation d'un couplage résistif croisé [7]</i>	77
2) <i>Filtre à pertes avec 2 couplages résistifs croisés</i>	78
a) Synthèse de la matrice de couplage.....	78
b) Conception EM	81
c) Fabrication et mesure	84
3) <i>Filtre à pertes avec 4 couplages résistifs croisés</i>	86
a) Synthèse de la matrice de couplage.....	86
b) Conception EM	88
c) Fabrication et mesure	91
4) <i>Comparaison des filtres à pertes avec le filtre de référence</i>	92
IV. FILTRE A PERTES AVEC DES RESONATEURS A FACTEURS DE QUALITES NON- UNIFORMES 95	
1) <i>Synthèse de la matrice de couplage</i>	97
2) <i>Conception EM</i>	100
3) <i>Fabrication et mesure</i>	106
V. ATTENUATION DES FONCTIONS DE TRANSFERT ET DE REFLEXION : FILTRE A PERTES ABSORPTIF.....	109
1) <i>Filtre absorptif symétrique</i>	109
a) Synthèse de la matrice de couplage.....	109
b) Simulation EM	112
c) Comparaison avec l'utilisation d'atténuateurs	114
d) Fabrication et mesure	115
2) <i>Filtre absorptif dissymétrique</i>	117
a) Synthèse de la matrice de couplage.....	118
b) Simulation EM	119

c) Comparaison avec l'utilisation d'atténuateurs	120
d) Fabrication et mesure	122
VI. DISCUSSION.....	125
VII. CONCLUSION	127
VIII. RÉFÉRENCES	128

**CHAPITRE 4 – HYBRIDATION DE TECHNOLOGIES POUR LA
REALISATION DE FILTRES COMPACTS ET OPTIMISES EN FACTEUR DE
QUALITE 129**

I.	INTRODUCTION.....	131
II.	TECHNOLOGIES ACCESSIBLES POUR LA REALISATION D’UN FILTRE DE RECEPTION 132	
1)	<i>Résonateur planaire microruban</i>	132
a)	Résonateur quart-onde.....	132
b)	Résonateur demi-onde.....	133
2)	<i>Résonateur SIW</i>	133
3)	<i>Résonateur 3D en U en technologie LTCC [3]</i>	134
4)	<i>Résonateur diélectrique</i>	135
5)	<i>Résonateur en cavité à plot capacitif</i>	136
III.	SYNTHESE DU FILTRE	139
1)	<i>Cahier des charges</i>	139
2)	<i>Etude théorique</i>	139
a)	Synthèse classique.....	139
b)	Synthèse à pertes utilisant la technique de couplage résistif.....	141
c)	Synthèse à pertes avec des résonateurs à facteurs de qualité hétérogènes 142	
IV.	CONCEPTION ET REALISATION DU FILTRE HYBRIDE PLANAIRE-VOLUMIQUE	146
1)	<i>Principe de couplage entre mode planaire et mode volumique</i>	146
2)	<i>Conception du filtre hybride à l’aide de résonateurs quart-d’ondes et de cavités</i> 147	
a)	Modification de la synthèse pour une cavité avec un plot décentré.....	149
b)	Conception électromagnétique du filtre hybride avec une cavité à plot décentré 150	
3)	<i>Conception du filtre hybride à l’aide de résonateurs quart d’ondes et demi- ondes et de cavités à plots centrés</i>	152
4)	<i>Fabrication et mesure</i>	156
a)	Filtre hybride utilisant la cavité métallique chargée par un plot décentré 156	
b)	Filtre hybride utilisant la cavité métallique chargée par un plot centré .	157

5) <i>Conclusions</i>	161
V. CONCEPTION D'UN FILTRE HYBRIDE SIW-PLANAIRE.....	162
1) <i>Résonateur SIW chargé par un plot capacitif</i>	162
2) <i>Couplage avec des résonateurs planaires</i>	163
3) <i>Conception du filtre hybride SIW-planaire</i>	163
VI. COMPARAISON AVEC LES FILTRES DE REFERENCES	169
VII. CONCLUSION	171
VIII. REFERENCES	172
CONCLUSION GÉNÉRALE.....	173
BIBLIOGRAPHIE PERSONNELLE	179
ANNEXE – PRE-DIMENSIONNEMENT DU FILTRE	183
I. CALCUL DES LONGUEURS DES RESONATEURS.....	185
II. CALCUL DU COUPLAGE EN ENTREE/SORTIE.....	185
III. CALCUL DU GAP ENTRE RESONATEURS.....	186

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Les filtres hyperfréquences sont des éléments clés dans de nombreux systèmes de communication. En fonction du système considéré et de la position du filtre dans le système, leur conception doit satisfaire à des spécifications électriques et à des contraintes de coût, de poids et d'encombrement particulières. Par exemple, dans les répéteurs de satellite, des filtres basés sur des cavités ou des résonateurs diélectriques à fort facteur de qualité (Q) sont nécessaires pour les multiplexeurs de sortie, qui doivent faire face à des spécifications sévères en termes de pertes d'insertion et de tenue en puissance. À l'inverse, pour les filtres du récepteur, les performances en termes de pertes d'insertion et de tenue en puissance sont moins critiques, ce qui permet l'utilisation de technologies plus compactes, à plus faible Q , et rend plus facile leur intégration avec les circuits actifs du récepteur.

Pour le filtre de réception, le défi est de concevoir un filtre passe-bande compact avec une réponse plate dans la bande passante et une forte réjection hors bande. Les pertes d'insertion ne sont pas cruciales, car elle n'affecte pas le facteur de bruit global du système lorsque le filtre est placé après l'amplificateur faible bruit (LNA). Les pertes peuvent être compensées par un amplificateur en laissant ainsi un espace pour la conception de filtre à pertes. Un tel filtre accepte des pertes supplémentaires, qui peuvent être distribués dans le réseau afin de fournir une transmission plate dans la bande passante et une forte sélectivité hors bande.

Cette nouvelle classe de filtres hyperfréquences, dite de filtres à pertes, a été récemment proposée. Les filtres à pertes peuvent être divisés principalement en deux familles. Les pertes supplémentaires peuvent être introduites soit dans les résonateurs individuels, formant un réseau de résonateurs à Q non-uniformes (on préférera hétérogènes), ou être distribuées par des couplages résistifs croisés.

Les travaux présentés dans ce manuscrit s'inscrivent dans cet axe de recherche.

Dans une première partie, l'objectif consiste à étudier et à réaliser des filtres avec cette nouvelle approche dans la bande de fréquence C et à les comparer avec un filtre de référence conventionnel afin de montrer les avantages et inconvénients de cette nouvelle approche.

Dans une seconde partie, le but est d'atteindre en hybridant des technologies maîtrisées et compétitives en termes de coût et d'encombrement, des performances électriques que l'on ne saurait atteindre avec l'approche de synthèse actuelle, sinon avec l'emploi de technologies beaucoup plus chères et encombrantes.

Le premier chapitre présentera le contexte général de l'étude, avec notamment les dispositifs de filtrage dans la charge utile des satellites de télécommunications. Ce chapitre décrit les différentes contraintes liées au spatial de manière générale et les problématiques de filtrage pour les récepteurs télécom, ainsi que les principales technologies de filtres utilisées pour la réalisation des filtres hyperfréquences. Enfin, les solutions de filtrages existantes pour répondre aux besoins industriels actuels, que nous prendrons en référence pour comparer aux approches développées dans le cadre de cette thèse, seront présentées.

Dans le second chapitre, nous présenterons la méthode de synthèse classique des filtres microondes. Ces filtres souffrent d'une dégradation des performances dans le cas de l'utilisation des technologies présentant des tangentes de pertes faibles. Pour cela, nous présenterons le compromis pertes d'insertion- performances de filtre et les techniques de compensation liées à ce problème. Enfin, les différentes approches de synthèse de filtres à pertes, les techniques de conception ainsi que l'hybridation de différentes méthodes seront détaillées.

Le troisième chapitre sera consacré à la description, en première partie, de la réalisation de filtres de réception servant de référence en termes de platitude et de sélectivité atteignables avec les topologies conventionnelles. Il sera, ensuite, question de présenter la réalisation des filtres à pertes utilisant différentes techniques de synthèses à pertes. Une comparaison des performances électriques et de l'encombrement des filtres conçus en utilisant l'approche classique et les différentes techniques de synthèse à pertes sera réalisée, mettant en évidence les avantages et inconvénients de chaque méthode.

Le quatrième chapitre est consacré, en première partie, à l'étude du facteur de qualité de différentes technologies pouvant être utilisées dans le domaine spatial pour réaliser un filtre de réception. Nous verrons que pour satisfaire les spécifications électriques et d'encombrement du filtre conçu pour un récepteur télécom en bande C, une hybridation de technologie conduit à des solutions tout à fait intéressantes. Enfin, nous présenterons les structures des filtres hybrides, les résultats de mesures et l'analyse de ces résultats.

Pour terminer ce manuscrit, une conclusion dressera un bilan sur les différents travaux réalisés au cours de cette thèse, et quelques perspectives de recherche associées seront présentées.

***CHAPITRE 1 – CONTEXTE GENERAL
DE L'ETUDE : DISPOSITIFS DE FILTRAGE
POUR LA RECEPTION DANS UN
REPETEUR TELECOM***

I. Introduction

Dans ce premier chapitre, nous décrivons, tout d'abord, les satellites de télécommunications d'une manière générale, en nous intéressant à leur architecture.

Dans la deuxième partie, nous présentons les dispositifs de filtrage que l'on retrouve à bord de la charge utile de ces satellites en rappelant les contraintes liées au domaine spatial de manière générale.

Dans la troisième partie, nous nous focalisons sur les technologies de filtres intégrés dans les récepteurs placés en entrée de la charge utile télécom.

Enfin, dans la dernière partie, nous présentons un état de l'art pour le filtre de réception (Tx) en bande C que nous prendrons comme référence pour comparer les résultats obtenus grâce aux approches développées dans le cadre de cette thèse.

II. Généralité sur les satellites

1) Historique [1]

La conquête spatiale a commencé le 4 Octobre 1957, lorsque l'Union Soviétique a lancé avec succès Spoutnik I. Le premier satellite artificiel au monde (figure I.1) était de la taille d'un ballon de basket-ball, pesait seulement 83 Kg, et a pris environ 98 minutes pour faire le tour de la terre sur sa trajectoire elliptique. Ce lancement a inauguré les nouveaux développements politiques, militaires, technologiques et scientifiques. Bien que le lancement de Spoutnik fût un événement unique, il a marqué le début de l'ère spatiale et la course à l'espace.



Figure I.1. Les satellites Spoutnik 1 et Spoutnik 2

La réplique américaine ne se fait pas attendre : le 18 décembre 1958, les Etats Unis placent sur orbite le satellite SCORE. Il reste 34 jours en activité, période durant laquelle sept messages lui furent transmis par télex. En 1962, TELSTAR 1 et RELAY révèlent au grand public l'importance des télécommunications transatlantiques en diffusant des Etats Unis vers l'Europe quelques transmissions de télévision. TELSTAR 1 (figure I.2) a également été chargé de relayer des communications téléphoniques entre Andover (Etats Unis), Goonhilly Downs (Grande Bretagne) et Pleumeur Bodou (France).



Figure I.2. Le satellite TELSTAR 1 et l'antenne de communication Pleumeur Bodou

Le 6 avril 1965, le lancement d'EARLY BIRD marque l'inauguration du réseau commercial de télécommunications internationales par satellite INTELSAT. Créée en 1964 sous l'impulsion d'une société privée, la COMSAT et appuyée par le gouvernement américain, INTELSAT groupe aujourd'hui plus de 132 pays se partageant les services des satellites du réseau. Les satellites de type INTELSAT VII (depuis 1993) peuvent gérer simultanément 18.000 connexions téléphoniques.

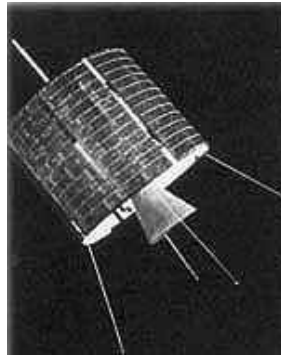


Figure I.3. Le satellite EARLY BIRD

Un satellite de télécommunications peut utiliser une orbite géostationnaire, une orbite terrestre basse ou une orbite de Molniya [2]. Les satellites de télécommunications à orbite géostationnaire constituent de loin les satellites les plus employés actuellement. Placés au-dessus de l'équateur à 35 786 km d'altitude, ces satellites se déplacent dans le même sens et à la même vitesse angulaire que la Terre. Ainsi, ils apparaissent immobiles depuis le sol et peuvent couvrir instantanément une large calotte équivalente à 40 % de la surface terrestre. Trois à quatre relais régulièrement espacés autour de la Terre permettent donc d'obtenir une couverture globale [3].

Par l'intermédiaire de stations terrestres, un satellite de télécommunications permet de transmettre à grande distance des informations de diverses natures. Ils reçoivent des signaux en provenance d'une station terrestre, les amplifient, puis les retransmettent vers une autre station (figure I.4).



Figure I.4. Organisation d'une liaison de télécommunications par satellite

Un satellite est un objet qui doit remplir des fonctions spécifiques dans un environnement spatial. Son architecture résulte des objectifs définis par la mission et des contraintes particulières liées à son évolution dans l'espace. Les domaines d'utilisation des satellites de télécommunications sont nombreux, les plus importants sont :

- La téléphonie internationale : c'est l'application la plus importante bien qu'elle soit concurrencée par les câbles optiques terrestres ou sous-marins,
- La télévision et la radio,
- Le système de positionnement par satellite GPS et GLONASS, et bientôt Galileo [5],
- La transmission de données à haut débit (internet, applications multimédia, télémédecine...),
- Les télécommunications militaires.

Pour chaque application, une bande de fréquence est allouée par l'UIT (Union Internationale des Télécommunications). La figure I.5 représente les différentes bandes de fréquences allouées et leurs applications

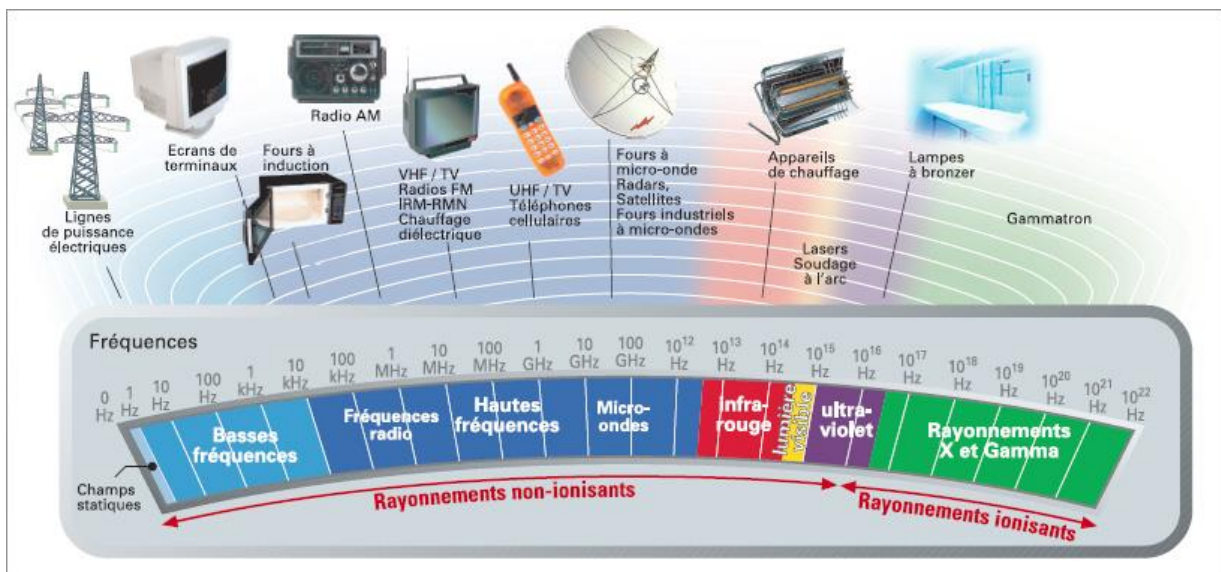


Figure I.5. Bandes de fréquence allouées par l'UIT

2) Architecture d'un satellite de télécommunication

Les satellites ont des objectifs très variés et ont de ce fait une physionomie qui leur est propre. Cependant, de même que sur tout véhicule motorisé on retrouve un châssis, un moteur, des réservoirs de carburant et les mécanismes de direction, tous les satellites ont une structure de base et une organisation communes (figure I.6) [6].

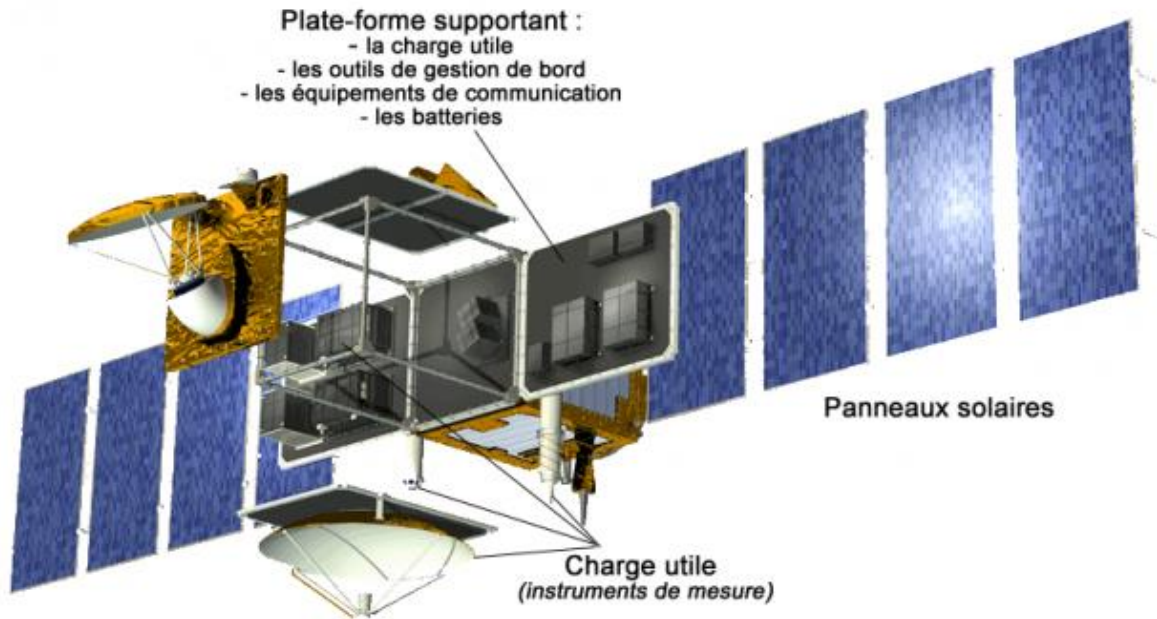


Figure I.6. La plateforme du satellite

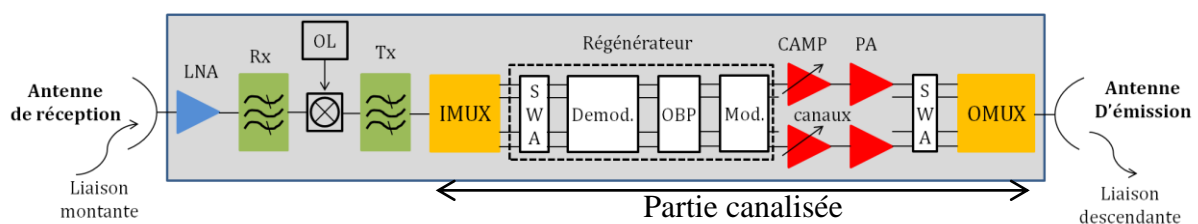
a) La plateforme

La plateforme regroupe principalement toutes les fonctions de contrôle de pointage, de propulsion, de régulation thermique et d'alimentation du satellite. Les équipements de contrôle de pointage sont constitués de capteurs qui permettent d'informer le sol de l'orientation du satellite dans l'espace pour le maintenir correctement orienté vers la Terre. Le pointage s'effectue par un système de propulsion en générale chimique, parfois électrique. Dans un système de propulsion chimique, outre les moteurs (tuyères), la plateforme héberge des réservoirs d'ergols et de gaz pressurisant (hélium en général) qui chasse les ergols vers les moteurs. Enfin, l'alimentation en énergie du satellite est assurée par des cellules photovoltaïques qui convertissent l'énergie de la lumière du soleil en électricité [7].

b) La charge utile

La charge utile du satellite désigne la partie qui lui permet de remplir sa mission. Dans ce rapport, on s'intéresse uniquement aux missions de télécommunications pour situer le contexte de la thèse. Dans ce cas, l'objectif de la charge utile d'un satellite de télécommunications est de relayer des signaux radioélectriques entre différents points de la surface terrestre ou entre des satellites pendant une durée de vie donnée. La charge utile comprend classiquement deux sous-systèmes : le sous-système antenne, et le sous-système répéteur qui représente environ 30% de la masse totale du satellite.

Un schéma synoptique simplifié d'un répéteur satellite est présenté sur la figure I.7. Le signal capté par l'antenne de réception est transposé en fréquence et amplifié avant d'être réémis par l'antenne d'émission. Le contenu de l'information véhiculée par les signaux n'a pas été modifié, on parle de satellites « transparents ». Il existe des satellites dit « régénératifs » dans lesquels des systèmes de traitement des informations sont ajoutés pour améliorer les bilans de liaison du système de transmission [8]. Le répéteur (ou transpondeur) assure les fonctions d'amplification, de filtrage et de transposition de fréquence. La puissance des signaux reçus est de l'ordre du nW. Le récepteur est la partie sur laquelle porte cette étude. Il assure la réjection des signaux parasites, une amplification large bande du signal utile et la conversion de la fréquence montante vers la fréquence descendante.



Abréviations utilisées :

CAMP : amplificateur de canal	Demod : démodulateur
IMUX : filtres multiplexeur d'entrée	Mod : modulateur
OBP : traitement des données à bord	OMUX : filtres multiplexeur de sortie
PA : amplificateur de puissance	SWA : commutateur

Figure I.7. Schéma synoptique d'un répéteur régénératif

Pour pouvoir bénéficier d'une forte puissance d'amplification, le signal est réparti en canaux par l'intermédiaire d'un démultiplexeur (IMUX). Ce besoin est dû à la difficulté de concevoir des amplificateurs de puissances présentant un fonctionnement linéaire sur une large bande de fréquence. Les différents canaux sont finalement recombinaés à l'aide d'un multiplexeur (OMUX) avant d'être réémis vers la Terre par l'antenne d'émission. Le niveau de puissance est alors de l'ordre de quelques centaines de W.

Le répéteur comporte donc de nombreux filtres : les filtres de réception, les filtres du multiplexeur d'entrée (IMUX), du multiplexeur de sortie (OMUX), et enfin un filtre passe-bas précédant l'antenne d'émission et qui permet d'éliminer les composantes fréquentielles générées par les amplificateurs de puissance. Une présentation détaillée de ces différents filtres est réalisée par S. Moraud et P. Lenoir dans leurs rapports de thèse [3] – [9]. Nous allons ici simplement rappeler quelques caractéristiques.

Dans le cadre de cette thèse, nous nous concentrons sur les filtres de réception, et plus particulièrement le filtre Tx. Les technologies employées pour les réaliser et leurs méthodes de synthèse et de conception seront décrites dans la suite de ce rapport.

III. Dispositifs de filtrage dans le répéteur télécom

1) Contraintes générales liées à la conception de filtres pour satellites de télécommunications

Les contraintes liées au domaine spatial sont diverses. Nous listons ici les principales contraintes rencontrées pour la conception des filtres hyperfréquences d'un répéteur télécom.

a) Contraintes électriques

Les satellites de télécommunications à orbite géostationnaire sont placés au-dessus de l'équateur à 35 786 km d'altitude. A cette altitude, on considère qu'on est dans le vide absolu. Les filtres fabriqués sont caractérisés sous vide pour estimer leurs comportements dans l'espace. Le décalage en fréquence entre l'air et le vide est un phénomène fréquemment observé et doit être pris en compte dans la phase de conception.

Le satellite de télécommunication est un concentré de technologies très coûteuses qui doit assurer sa mission pendant toute sa durée de vie (15 ans pour une mission Telecom). En effet, la stabilité des performances pendant la durée de vie est obligatoire pour assurer le bon fonctionnement du système.

b) Contraintes mécaniques

Un satellite commence sa vie dans l'espace replié sous la coiffe du lanceur, qui le protège des frottements de l'air lors du passage dans l'atmosphère (figure I.8). Fixé par une petite interface, le satellite se sépare grâce à un système pyrotechnique et des ressorts lorsqu'il est sur l'orbite visée. Le phénomène de vibrations au moment du décollage de la fusée est un problème étudié pour l'ensemble des composants du satellite.

Dans les heures qui suivent le lancement, les panneaux solaires sont déployés. Le choc au moment de l'ouverture des panneaux solaires est très important et peut perturber les composants de la charge utile.

La troisième contrainte mécanique liée au spatial est le poids du satellite. En général, plus le satellite est lourd plus le prix de lancement est élevé. En effet, les ingénieurs et les chercheurs ont pour mission de concevoir des composants les plus compacts possibles pour réduire le coût du satellite.



Figure I.8. Cycle de vol du lanceur ARIANE 5

c) Contraintes thermiques

La plate-forme assure le contrôle thermique en maintenant les équipements de télécommunications pendant toute la durée de vie du satellite. La variation typique de la température est de -15°C à $+65^{\circ}\text{C}$ (la température externe du satellite étant de -160°C lorsqu'il est à l'ombre de la Terre, et de $+150^{\circ}\text{C}$ lorsqu'il se trouve en plein soleil). Ces contraintes thermiques imposent donc une qualification des matériaux à hautes températures et la conception de dispositifs assurant la stabilité des performances sur toute la plage de variation

d) Compatibilité électromagnétique

La compatibilité électromagnétique est un problème très fréquent dans les systèmes embarqués. En effet, il faut isoler le composant contre le couplage avec un composant voisin et limiter son rayonnement pour ne pas perturber le fonctionnement du système.

2) Filtres du répéteur télécom

Nous donnons ici les caractéristiques des filtres intégrés au répéteur télécom. Les filtres de réception sont détaillés dans la partie suivante.

a) Filtres d'IMUX

L'IMUX (multiplexeur d'entrée soit *input multiplexer* en anglais) est placé en amont de l'étage d'amplification canalisé. Les filtres d'IMUX se situent à l'entrée de chaque canal et ont pour rôle de sélectionner une partie de la bande totale traitée dans la charge utile. La qualité de transmission souhaitée va imposer leurs gabarits de filtrage. Les principales contraintes et caractéristiques de ces filtres sont les suivantes [3]:

- Une forte sélectivité : afin d'atténuer fortement les signaux hors bande et éviter ainsi des interférences et des distorsions de l'information à la recombinaison, le filtre doit présenter une pente très raide aux extrémités de sa bande d'où l'utilisation des filtres d'ordres élevés. Typiquement les bandes passantes utilisées pour de tels filtres sont 33, 36 et 72 MHz.
- Une faible ondulation d'amplitude dans la bande : une ondulation importante entraîne une distorsion parasite de l'amplitude des signaux. Les amplificateurs de puissance, situés juste après le filtre, sont susceptibles de transformer cette modulation d'amplitude en une modulation parasite de phase des signaux. Ce phénomène va donc perturber les démodulateurs de fréquence et de phase des stations terrestres et engendrer une dégradation de la qualité de la liaison.
- Le temps de propagation de groupe : il doit avoir une caractéristique la plus plate possible dans la bande passante. Cette exigence est d'autant plus difficile à respecter que la bande est étroite et que l'ordre est élevé. Une variation du temps de propagation de groupe provoque des écarts de phase entre les composants spectrales du signal et donc de la distorsion. Pour éviter cela, des correcteurs de temps de propagation de groupe sont associées aux filtres (correcteurs d'Abele ou filtres en réflexion par l'intermédiaire d'un calculateur).
- Les pertes d'insertion ne sont pas un paramètre critique puisque les filtres sont situés avant les amplificateurs de puissance et que ces derniers peuvent compenser ces pertes par leur gain. Des pertes de quelques *dB* peuvent donc être admises.

Les filtres répondant le mieux à toutes ces exigences sont les filtres pseudo-elliptiques. Ils sont réalisés généralement en utilisant des technologies fort Q tel que des cavités, des résonateurs diélectriques voire des technologies supraconductrices mais ces dernières nécessitent l'ajout d'un cryostat, pas forcément négligeable en poids et en consommation (figure I. 9).

Des techniques de synthèse particulières sont aussi utilisées pour ces filtres. La technique de prédistorion qui consiste à synthétiser la fonction de transfert en anticipant la déformation de l'amplitude liée aux pertes sera exposée dans le prochain chapitre. Avec cette approche, la transmission est corrigée (aplatie) mais l'adaptation est très dégradée. Etant donné que la puissance en entrée de l'IMUX reste relativement faible, l'onde réfléchie peut être dirigée sur une charge adaptée à l'aide d'un circulateur. L'inconvénient est que l'approche introduit des pertes (filtre prédistorion et circulateur) pour un gain en poids et en encombrement pas forcément significatif (dimensions et poids du filtre plus faibles mais on ajoute un circulateur).

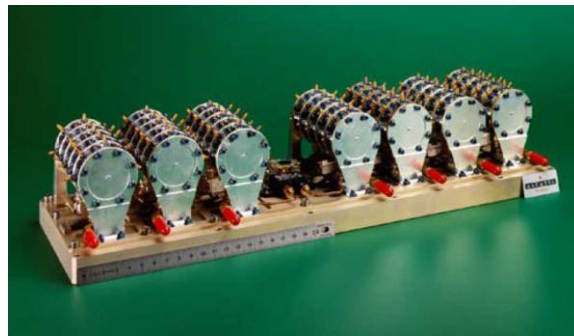


Figure I.9. Filtre IMUX

b) Filtres d'OMUX

L'OMUX (multiplexeur de sortie, *output multiplexer* en anglais) est placé en aval de l'étage d'amplification canalisé. Les filtres d'OMUX se situent à la sortie de chaque canal et sélectionnent le signal bande étroite ($B < 1\%$) du canal en éliminant les fréquences parasites créées par les amplificateurs.

Les caractéristiques de ces filtres sont extrêmement sévères, à cause de leur situation entre l'amplificateur de puissance et l'antenne d'émission. Ils doivent supporter des niveaux de puissance importants et en dissiper un minimum. La sélectivité, la variation des pertes et du temps de propagation de groupe comme pour les filtres d'IMUX restent des critères importants. Pour répondre à ces exigences de filtrage, les filtres d'OMUX doivent présenter une réponse pseudo-elliptique de 4 à 6 pôles. Ils sont réalisés grâce à des cavités métalliques vides (figure I. 10) ou chargées par des résonateurs diélectriques.

Ces filtres sont généralement excités sur leurs modes duaux, en général sur leur mode TE_{11n} . La cavité est usinée dans des matériaux tels que l'INVAR (en bande Ku) ou des résines imprégnées de fibres de carbone (bande C) pour limiter la sensibilité à la température. Ces cavités sont argentées pour diminuer les pertes. Des dispositifs de compensation en

température peuvent être utilisés avec des cavités dans des matériaux plus classiques tels que l'aluminium. Dans tous les cas, l'encombrement et la masse de filtres d'OMUX restent très importants. Les recherches actuelles visent donc à miniaturiser ces structures tout en conservant leurs performances.



Figure I.10. Filtre d'OMUX à 20 canaux

c) Filtre passe-bas

Ce filtre de type passe bas est situé juste avant l'antenne d'émission et a pour rôle, d'une part d'éliminer les harmoniques générés par les amplificateurs et, d'autre part d'atténuer les signaux dans la bande de réception pour éviter le rebouclage par les antennes. Il doit présenter de faibles pertes puisqu'il est placé en fin de chaîne d'émission – réception et supporter des puissances élevées. Ces filtres sont souvent réalisés en guide d'onde.

3) Filtres du récepteur

Le rôle principal du récepteur télécom est d'assurer la transposition de la fréquence montante vers la fréquence descendante (6/4 GHz dans la bande C, 14/12 GHz dans la bande Ku, 30/20 GHz dans la bande Ka). Ensuite, le récepteur doit amplifier le signal reçu le plus fidèlement possible, en ajoutant le moins possible de bruit et le moins possible de distorsion et de parasites. La figure I.11 montre le synoptique simplifié d'un récepteur télécom. La fonction de filtrage est présente avant (filtre Rx) et après (filtre Tx) la conversion en fréquence. Les problématiques liées à chaque filtre sont détaillées dans les sections suivantes.

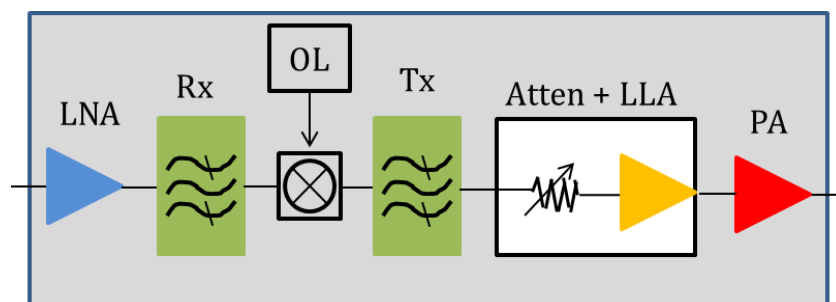


Figure I.11. Schéma synoptique d'un récepteur télécom

a) Filtre Rx

Les principaux besoins de filtrage sont les suivants :

- Faible ondulation d'amplitude
- Rejection de la bande Tx
- Faibles pertes
- Surface occupée et poids

b) Filtre Tx

Les principaux besoins de filtrage sont les suivants :

- Faible ondulation d'amplitude
- Rejection de la bande Rx
- Forte rejection des produits de mélanges parasites (proche de la bande passante)
- Faibles pertes (2 dB à 5 dB acceptable)
- Surface occupée et poids
- 3% à 19% de bande passante relative

Dans le cadre de cette thèse nous concentrerons notre travail sur les filtres Tx du récepteur télécom. Les tableaux I.1 et I.2 présentent respectivement les spécifications du filtre Tx dans la bande C et la bande Ku.

Paramètres	Valeur	Unité
Fréquence centrale (f_0)	4000	MHz
Bande passante	250	MHz
Pertes d'insertion (PI)	< 5	dB
platitude (variation des PI)	< 1	dB
Adaptation	> 15	dB
Ondulation TPG	1.5	nspp
Atténuation à $f_0 - 625$ MHz	30	dBc
Atténuation à $f_0 - 250$ MHz	50	dBc
Atténuation à $f_0 + 200$ MHz	30	dBc
Taille	19x19x3	mm ³

Tableau I.1. Spécifications en bande C

Paramètres	Valeur	Unité
Fréquence centrale (f_0)	11200	MHz
Bande passante	1000	MHZ
Pertes d'insertion (PI)	< 3	dB
platitude (variation des PI)	< 0.5	dB
Adaptation	> 15	dB
Ondulation TPG	1	nspp
Atténuation à $f_0 - 1500$ MHz	35	dBc
Atténuation à $f_0 + 2500$ MHz	50	dBc
Taille	3.3x7x3	mm ³

Tableau I.2. Spécifications en bande Ku

Pour répondre à une demande croissante concernant la réduction de la taille des filtres hyperfréquences, il est essentiel de développer des filtres compacts. Cette réduction de la taille ne doit pas se faire au détriment d'une dégradation des performances électriques. En effet, l'utilisation des technologies à fort facteur de qualité permet de satisfaire les contraintes du cahier des charges en termes de performances électriques. Mais leur usage entraîne souvent une augmentation de la taille des résonateurs et donc les filtres réalisés par ces technologies ne répondent pas aux spécifications souhaitées en termes de taille. A l'inverse, l'utilisation de technologies plus compactes à faible facteur de qualité, tel que les technologies planaires, souffre d'une dégradation des performances électriques. Ce compromis performances électriques – encombrement présente la problématique actuelle dans les récepteurs télécom.

Les filtres Tx en bande C et en bande Ku utilisés actuellement dans les récepteurs télécom sont présentés dans la section suivante.

IV. Exemples de filtres de réception

1) Filtres à lignes couplées

La topologie typique, présentée sur la figure I.12, est utilisée pour réaliser des filtres dont le rapport de bande passante est inférieur à 20%. Ces filtres sont constitués de sections de lignes couplées quart d'onde. La longueur de ces tronçons de lignes fixe la fréquence de fonctionnement alors que les largeurs des fentes fixent le niveau des couplages de proximité et donc la largeur de la bande passante. Cette topologie est très simple à concevoir mais elle est peu utilisée à cause de son relatif encombrement et sa faible rejection hors bande [10].

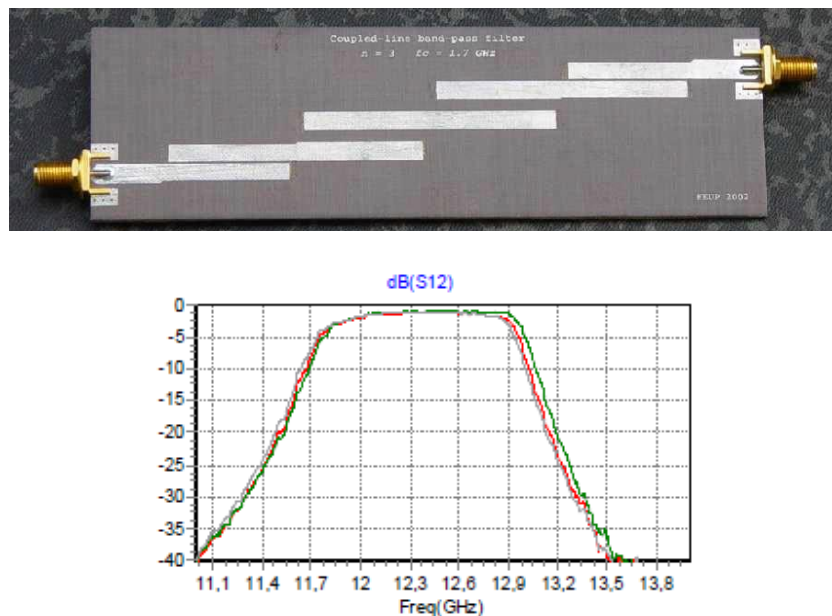


Figure I.12. Filtre planaire à lignes couplées

2) Filtres en épingle à cheveux (hairpin)

Le filtre hairpin (figure I.13) est utilisé dans la plupart des cas “standards”. Il présente l’avantage d’être assez facile à concevoir et à régler avec un fort rendement en production. Cependant, les performances électriques sont limitées avec une faible rejection hors bande. De plus, l’encombrement de cette structure demeure trop important [11].

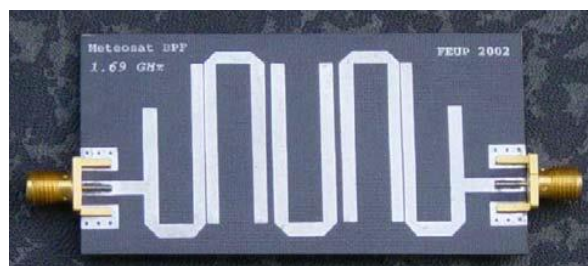


Figure I.13. Filtre hairpin

3) Autres filtres demi-ondes

On peut rendre les filtres demi-ondes plus compacts en les repliant en forme de croix. Ces filtres en croix (figure I.14) sont parfaitement adaptés aux bandes faibles et moyennes du fait des faibles couplages réalisables entre ses résonateurs. Ces filtres peuvent être implémentés pour réaliser des couplages indirects entre résonateurs pour introduire des zéros de transmission pour répondre à des spécifications de rejections très sévères. Ils présentent un faible encombrement. Mais, ce sont aussi les filtres les plus gourmands en temps de conception et les plus sensibles aux dispersions de fabrication [4].

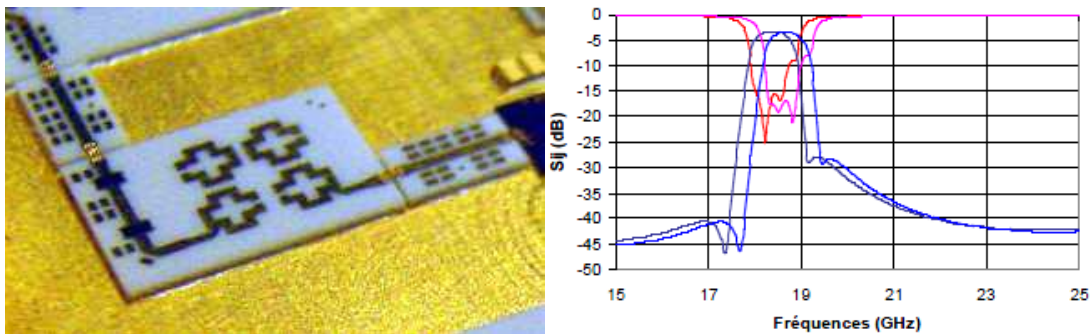


Figure I.14. Filtre en croix

4) Filtres interdigités

Les filtres interdigités (figure I.15) présentent des dimensions réduites par rapport au filtre hairpin grâce à l'utilisation des résonateurs quart d'onde ($\lambda/4$) au lieu des résonateurs demi-onde ($\lambda/2$). Il présente un zéro de transmission à droite de la bande passante qui présente une solution intéressante pour le filtre Tx. Ces filtres sont parmi les plus compacts, cependant ce sont aussi les filtres les plus sensibles aux dispersions de fabrication, que ce soient la dispersion sur les vias ou la dispersion sur les gaps [12].

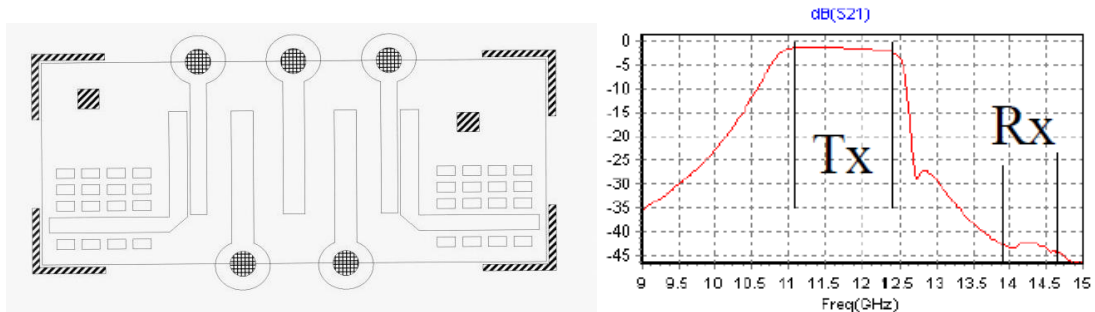


Figure I.15. Filtre interdigité

5) Filtres DBR

Le filtre DBR (Dual Behavior Resonator) est un concept basé sur l'exploitation d'une recombinaison constructive considérée comme une résonance [13]. Cette recombinaison constructive a lieu entre deux structures coupe bande. Dans le cas d'une réalisation planaire, les structures coupe bande sont réalisées grâce à des stubs qui peuvent être en circuit ouvert ou court-circuités. Chaque résonateur est donc composé de deux stubs. Chaque résonateur synthétise deux zéros de transmission, situés de part et d'autre de la résonance. Les résonateurs sont couplés entre eux au moyen d'inverseurs quart d'onde (figure I.16).

Cette topologie permet un contrôle non seulement de la bande passante, mais aussi des bandes coupées situées de part et d'autre de celle-ci et ceci de manière indépendante. C'est un avantage certain dans le cas où les spécifications électriques autour de la bande sont exigeantes en termes de réjection. En contrepartie, cela génère des remontées harmoniques parasites. Ces filtres sont également assez peu compacts et, contrairement aux filtres précédents, laissent passer le continu [14].

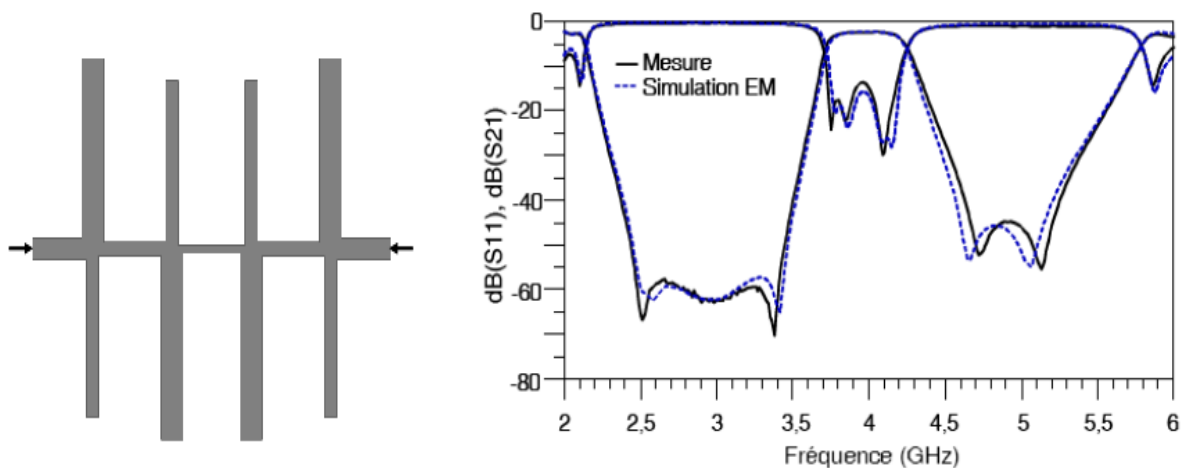


Figure I.16. Filtre DBR

6) Filtres SIW

Si la technologie planaire est très souvent utilisée en raison de son faible encombrement, de son intégration aisée et son faible coût de fabrication, elle pâtit cependant d'un facteur de qualité faible et donc de pertes d'insertion élevées. En réponse à cela, la technologie SIW (substrate integrated waveguide) [15] se présente comme un compromis entre le planaire, peu encombrant, et le volumique dont les dimensions sont souvent rédhibitoires mais qui offre d'excellentes performances électriques (figure I.17).

Les structures SIWs sont des guides d'ondes rectangulaires formés dans un substrat. Les parois latérales sont réalisées à l'aide de rangées de trous métallisés (vias) intégrés dans un substrat diélectrique qui est pris en sandwich par deux plans métalliques. Il est possible d'estimer une largeur de guide rectangulaire équivalente (W_{eff}) dont la réponse en fréquence coïncide avec le guide SIW de largeur W :

$$W_{eff} = w - \frac{d^2}{0.95 s} \quad (1)$$

Avec d est le diamètre du via métallique et s l'espacement entre deux vias consécutifs [16].

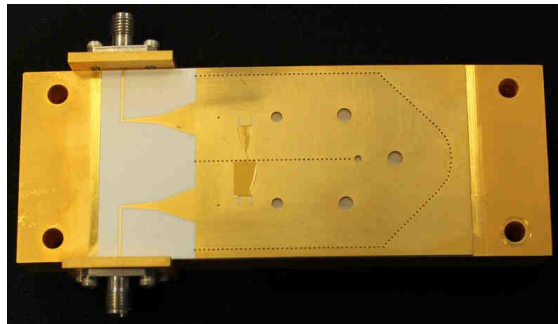


Figure I.17. Filtre SIW d'ordre 6

V. Etat de l'art pour le filtre de réception Tx en bande C

Nous nous intéressons au filtre Tx du récepteur télécom car ses spécifications électriques sont relativement sévères. L'objectif est de proposer une solution la plus compacte possible pour répondre aux spécifications de filtrages en bande C présentées dans le tableau I.1. Nous indiquons ici différentes solutions qui ont été proposées et qui vont nous servir de référence.

Un filtre Tchebychev quasi-elliptique a été réalisé par A. El Mostrah [17]. Il s'agit d'un filtre SIW replié, avec des accès microrubans et un couplage croisé entre les cavités 1 et 6. Ses pertes d'insertion et sa platitude sont respectivement de 2,45 dB et 0,7 dB. L'atténuation à $f_0 - 250$ MHz est de l'ordre de 38 dBc, ainsi que l'atténuation à $f_0 + 250$ MHz est de l'ordre de 35 dBc. L'adaptation du filtre dans la bande est inférieure à 18 dB. Le substrat utilisé est une alumine de permittivité $\epsilon_r = 9,9$, d'épaisseur 380 μm et de $\tan\delta = 0,0003$. Le facteur de qualité de chaque résonateur est de l'ordre de 260. La taille du filtre est de 40 x 80,35 mm^2 (3214 mm^2). La figure I.18 et la figure I.19 présentent respectivement la comparaison entre la réponse simulée et la réponse mesurée et la structure du filtre.

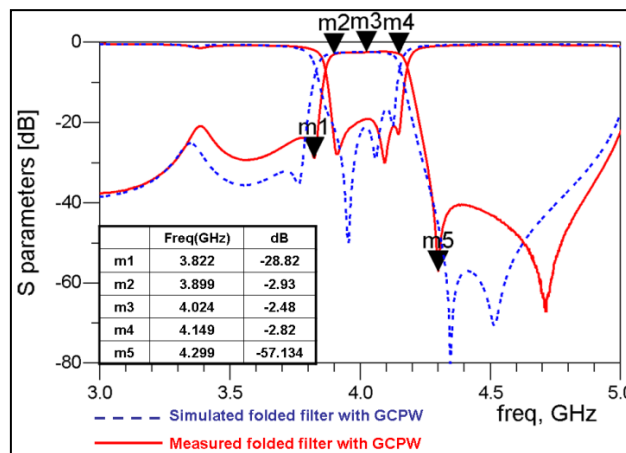


Figure I.18. Comparaison entre la réponse simulée et la réponse mesurée [17]

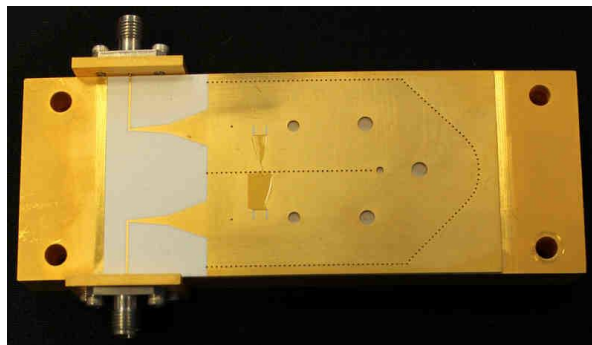


Figure I.19. Photographie du filtre fabriqué [17]

Dans le but de réduire la taille du filtre précédent, un filtre Tchebychev quasi-elliptique a été réalisé par M. Le Coq [18]. Il présente la même topologie que le filtre précédent mais est réalisé dans un matériau de forte permittivité ($\epsilon_r=90$). La structure du filtre est présentée dans la figure I.20.

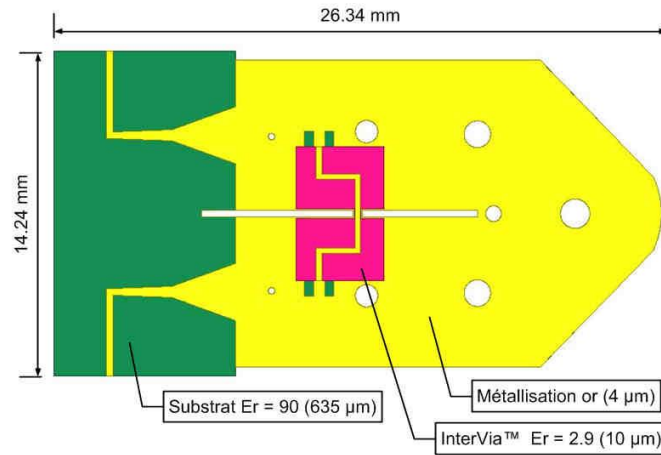


Figure I.20 Structure du filtre SIW sur substrat haute permittivité ($\epsilon_r=90$) [18]

Les pertes d'insertion et la platitude sont respectivement de 2,65 dB et 1 dB. L'atténuation à $f_0 - 250$ MHz est de l'ordre de 37 dBc, ainsi que l'atténuation à $f_0 + 250$ MHz est de l'ordre de 27 dBc. L'adaptation du filtre dans la bande est inférieure à 17 dB. La taille du filtre est de $26,34 \times 14,24$ mm² (375 mm²). Le substrat sélectionné est du titanate de baryum néodyme, fourni par Trans-Tech. Sa permittivité relative est de 90 et il présente un $\tan\delta$ de 0,0009 (@ 3GHz) et une épaisseur de substrat de 635 µm. Le facteur de qualité de chaque résonateur est de l'ordre de 300. Le filtre a été réalisé et mesuré. La comparaison entre la réponse simulée et la réponse mesurée est présentée à la figure I.21.

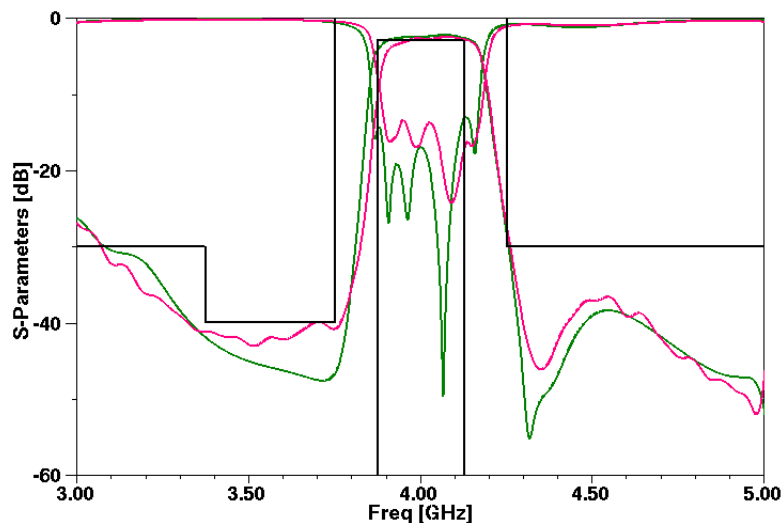


Figure I.21 Comparaison entre la réponse simulée et la réponse mesurée [18]

La figure I.22 présente la photographie du filtre réalisé.

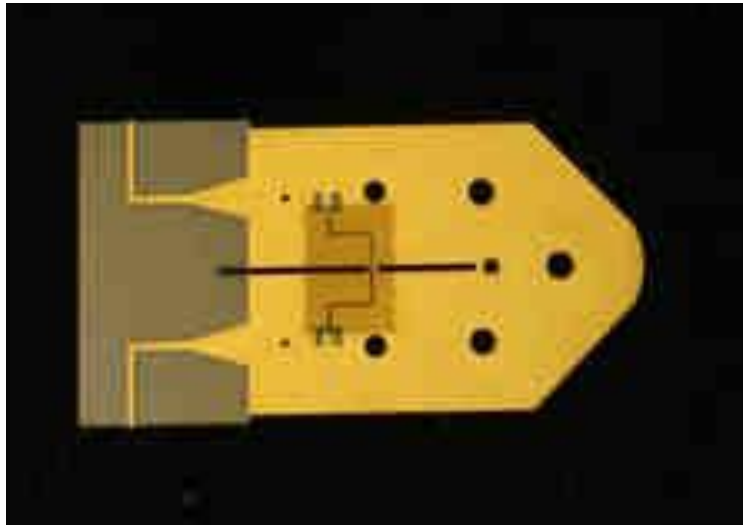


Figure I.22 Photographie du filtre fabriqué ($\epsilon_r=90$) [18]

Le filtre SIW réalisé sur substrat alumine ne permet que d'atteindre des spécifications relâchées, résumées dans le tableau I. 3, en termes de réjection et ses dimensions sont trop importantes pour satisfaire l'encombrement visé. La solution proposée par Michel le Coq permet de miniaturiser le filtre SIW avec un gain de 88% en surface utilisée. La limitation de cette solution concerne tout de même les performances électriques qui ne respectent que les spécifications relâchées.

Le tableau I.3 résume les performances des solutions de filtrages proposés dans cette section et qui vont nous servir de référence.

Structure / spécifications	PI (dB)	Δ PI (dB)	Adaptation (dB)	Rejection à f_0-200 MHz (dBc)	Rejection à f_0+200 MHz (dBc)	Taille (mm ²)
Spécifications idéales	< 3	<1	<15	50	30	19x19
Spécifications relâchées	< 3	<1	<15	40	30	19x19
SIW ($\epsilon_r= 9.9$)	2.45	0.7	-18	38	35	40x80
SIW ($\epsilon_r= 90$)	2.65	1	-17	37	27	26.3x14.2

Tableau I.3 Performances des différentes structures SIWs

D'une manière générale, et en particulier pour cette application, le besoin est d'améliorer les performances électriques tout en conservant une structure compacte.

Généralement, ces exigences sont contradictoires puisqu'augmenter le facteur de qualité d'un résonateur signifie augmenter son encombrement.

Nous allons voir dans les chapitres suivants, qu'il est possible par une synthèse appropriée d'ajuster certaines performances électriques (au détriment d'autres) tout en conservant une structure de filtrage très compacte. Cette approche dite de filtres à pertes fait l'objet d'un état de l'art dans le second chapitre.

VI. Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons présenté d'une façon générale l'architecture des satellites de télécommunications. Nous avons ensuite présenté les différents dispositifs de filtrage présents dans la charge utile.

Les filtres de réception nous intéressent particulièrement. Les différentes technologies utilisées pour réaliser ces filtres ont été détaillées.

Pour servir de référence à notre travail, deux solutions de filtrage pour un filtre de réception (Tx) en bande C réalisées par les chercheurs du LABSTICC (Brest) ont été présentées.

Dans la suite de ce manuscrit, nous allons proposer de nouvelles solutions de filtrage visant à améliorer les performances électriques et/ou l'encombrement par rapport à ces références.

VII. Références

- [1] Les satellites de télécommunication - <http://www.centraphone.fr/satellite.htm>
- [2] Encyclopédie libre wikipédia - http://fr.wikipedia.org/wiki/Orbite_de_Molniya
- [3] P. Lenoir, “ Développement de méthodes et d'outils dédiés à la conception des dispositifs de filtrage microonde complexes”, Université de Limoges, thèse 2005 Disponible sur : <http://epublications.unilim.fr/theses/2005/lenoir-philippe/lenoir-philippe.pdf>.
- [4] H. Ezzedine, “Développement de méthodes de conception pour l'intégration de dispositifs de filtrage et de multiplexage hyperfréquences”, Université de Limoges, thèse 2012 Disponible sur : <http://epublications.unilim.fr/theses/2011/ezzeddine-hussein/ezzeddine-hussein.pdf>.
- [5] Encyclopédie libre wikipédia - http://fr.wikipedia.org/wiki/Galileo_%28syst%C3%A8me_de_positionnement%29
- [6] Site internet CNES - <http://www.cnes.fr/web/CNES-fr/444-une-physionomie-sur-mesure.php>
- [7] M. Le Coq, “ Etude de filtres hyperfréquences sur substrat céramique à très haute permittivité”, Université de Bretagne Occidentale, thèse 2013.
- [8] G. Maral, M. Bousquet, « Satellite communications systems : systems, techniques and technologies » Wiley, 5th edition, 2009
- [9] S. Moraud, “ Etude et conception de nouvelles topologies de filtres destinés à être intégrés aux différents niveaux de la charge utile d'un satellite de télécommunications”, Université de Limoges, thèse 1998
- [10] W. Menzel, W. Schwab, “Compact multilayer filter structures for coplanar MMICs”, IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 2, n°12, décembre 1992
- [11] K. Konno, “Small Size Combline Microstrip Narrow BPF”, IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium Albuquerque, NM, USA, juin 1992
- [12] A. Périgaud, “Conception de banques de filtres micro-ondes passifs compacts dans la bande 2-20 GHz à l'aide des technologies multicouches”, Université de Limoges, thèse 2009 Disponible sur <http://epublications.unilim.fr/theses/2009/perigaud-aurelien/perigaud-aurelien.pdf>
- [13] C. Quendo, “ Contribution à l'amélioration des performances des filtres planaires hyperfréquences. Proposition de nouvelles topologies et synthèses associées”, Université de Bretagne Occidentale, thèse 2001.

- [14] C. Quendo, C. Person, E. Rius, M. Ney, "Integration of optimized low-pass filters in band-pass filters for out-of-band improvement", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques special issue, Vol. 49, Issue 12, pp 2376-2383, décembre 2001
- [15] Z. Hao, W. Hong, H. Li, H. Zhang, and K. Wu, "A broadband substrate integrated waveguide (SIW) filter," in 2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005, vol. 1B, pp. 598–601 vol. 1B.
- [16] Y. Cassivi et al., « Dispersion Characteristics of Substrat Intergrated Rectangular Wavguide, » IEEE Microwave Wireless Component Letters, Vol. 12, No. 9, pp. 333-335, Sept. 2002
- [17] A. El Mostrah, B. Potelon, E. Rius, C. Quendo, and J.-F. Favennec, "C-band cross-coupled SIW filter using a novel topology of electric coupling" EUMC, 2010
- [18] M. Le Coq, E. Rius, J-F. Favennec, B. Potelon, C. Quendo, L. Estagerie, P. Moroni et B. Bonnet, "Conception de filtres SIW miniatures sur un substrat céramique de forte permittivité" JNM, 2013

***CHAPITRE 2 – ETAT DE L’ART SUR LA
SYNTHESE DES FILTRES A PERTES***

I. Introduction

Au cours de ce chapitre, une présentation des méthodes de synthèse de filtres à résonateurs couplés est tout d’abord réalisée. Cette première partie nous permettra d’introduire différents concepts couramment utilisés en filtrage, tels que la matrice de couplage d’un filtre à résonateurs couplés.

Dans une seconde partie, nous présenterons l’effet des pertes sur les performances électriques des filtres synthétisés par une approche classique. Cette deuxième partie sera l’occasion de présenter une première technique de compensation, mais nous verrons que cette dernière ne répond pas au problème qui nous intéresse.

Nous verrons dans la troisième et dernière partie de ce chapitre, les différentes approches dites des filtres à pertes, les techniques de conception associées ainsi que plusieurs illustrations trouvées dans la littérature.

II. Synthèse conventionnelle des filtres à résonateurs couplés

Les filtres sont des circuits électroniques qui réalisent des opérations de traitement du signal dans le domaine fréquentiel. En fonction de l’architecture du système et du contexte d’utilisation, un filtre peut servir à sélectionner uniquement les basses ou les hautes fréquences d’un signal, ou bien, à sélectionner ou à rejeter une bande passante particulière. Les types de filtre qui permettent de réaliser ces fonctions sont respectivement les filtres passe-bas, passe-haut, passe-bande et stop-bande. La fonction qui nous intéresse pour le traitement de l’information dans la charge utile d’un satellite de télécommunication est la fonction de filtrage passe-bande. Cette fonction est généralement réalisée à l’aide de résonateurs couplés.

La synthèse des filtres passe-bande microondes est généralement basée sur un schéma électrique équivalent du dispositif à résonateurs couplés en éléments localisés. Cette synthèse permet, à partir de la théorie des circuits, de déterminer les valeurs des éléments localisés du schéma électrique équivalent en fonction de la fonction de filtrage choisie [1].

1) Matrice S du quadripôle

Un filtre peut être représenté par un quadripôle passif (pas de source auxiliaire de puissance électrique) décrit sur la figure II.1.

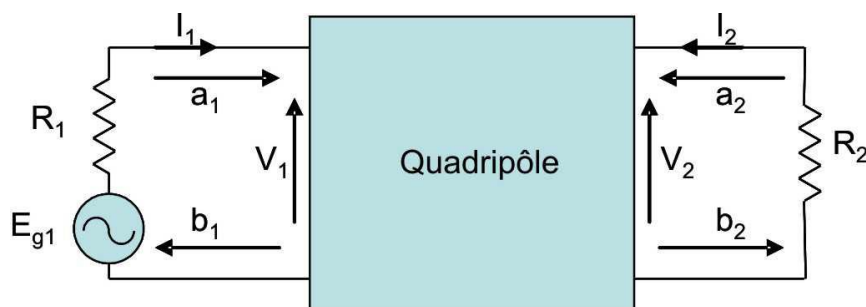


Figure II.1. Représentation du filtre par un quadripôle

Le fonctionnement électrique du quadripôle est caractérisé par :

- V_1, V_2 : Tensions d’entrée et sortie du quadripôle
- I_1, I_2 : Courant d’entrée et sortie du quadripôle

Dans le domaine des hyperfréquences, un quadripôle est généralement défini par ses paramètres S (Scattering Parameters : paramètres de répartition) qui permettent de définir complètement les caractéristiques d’un multi-pôle linéaire ne comportant pas de sources

d’énergie internes et en particulier d’un quadripôle linéaire passif tel qu’un filtre (passif). Le graphe de fluence des paramètres S est présenté sur la figure II.2.

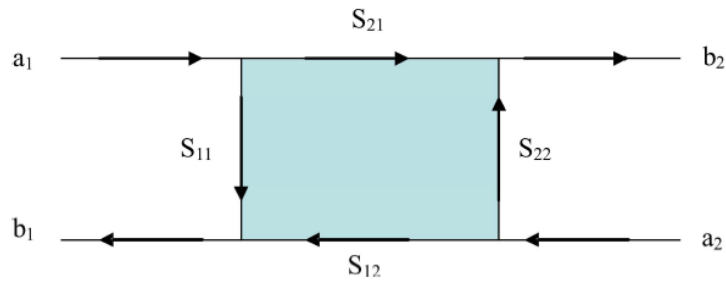


Figure II.2. Graphe de fluence d’un quadripôle

Les ondes sortantes b_i sont liées aux ondes entrantes a_i par :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} = [S] \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.1})$$

- Le coefficient S_{12} représente le coefficient de transmission à l’entrée lorsque la sortie est adaptée.
- Le coefficient S_{21} représente le coefficient de transmission à la sortie lorsque l’entrée est adaptée.
- Le coefficient S_{11} représente le coefficient de réflexion en entrée lorsque la sortie est adaptée.
- Le coefficient S_{22} représente le coefficient de réflexion à la sortie lorsque l’entrée est adaptée.

Un quadripôle est dit linéaire lorsqu’il est constitué uniquement de dipôles et éléments linéaires. On peut ainsi définir différents paramètres comme suit [2]-[3]:

La puissance disponible du générateur P_A :

$$P_A = \frac{|E_{g1}|^2}{8R_1} \quad (\text{II.2})$$

La puissance réfléchie en entrée P_1 :

$$P_1 = \frac{|V_1|^2}{2R_1} \quad (\text{II.3})$$

La puissance délivrée à la charge P_2 :

$$P_2 = \frac{|V_2|^2}{2R_2} \quad (\text{II.4})$$

V_1, V_2, E_{g1} sont respectivement les tensions en entrée et en sortie du quadripôle et la tension délivrée par le générateur.

Les pertes d’insertions sont définies par :

$$\frac{P_A}{P_2} = \frac{1}{4 \frac{|V_2|^2}{|E_{g1}|^2} \frac{R_1}{R_2}} = \frac{1}{|H(j\omega)|^2} P_2 = \frac{|V_1|^2}{2R_1} \quad (\text{II.5})$$

Avec ω est la pulsation du signal.

Si R_1 et R_2 sont les résistances de référence pour le calcul des paramètres $[S]$ (en général $R_1 = R_2 = 50 \Omega$), alors on a :

$$\frac{P_A}{P_2} = \frac{1}{|H(j\omega)|^2} = \frac{1}{|S_{21}(j\omega)|^2} \quad (\text{II.6})$$

Les pertes par réflexion sont définies par :

$$\frac{P_A}{P_1} = \frac{1}{4 \frac{|V_1|^2}{|E_{g1}|^2}} = \frac{1}{|T(j\omega)|^2} = \frac{1}{|S_{11}(j\omega)|^2} \quad (\text{II.7})$$

$H(j\omega)$ et $T(j\omega)$ sont respectivement la fonction de transfert et la fonction de réflexion du quadripôle. Lorsque le quadripôle est purement réactif (puissance dissipée dans le quadripôle P_L nulle), on a [4]:

$$|H(j\omega)|^2 + |T(j\omega)|^2 = |S_{21}(j\omega)|^2 + |S_{11}(j\omega)|^2 = 1 \quad (\text{II.8})$$

2) Fonction de transfert

En général une fonction de transfert peut se mettre sous une forme polynomiale en fonction de la pulsation ω (ou $p = j\omega$) :

$$H(p) = \frac{a_0 + a_1p + a_2p^2 + \dots + a_m p^m}{b_0 + b_1p + b_2p^2 + \dots + b_n p^n} \quad \text{ou encore} \quad (\text{II.9})$$

$$H(p) = \frac{1}{1 + |D(p)|^2}$$

où $D(p) = \frac{T(p)}{H(p)}$, fonction discriminante du filtre.

La fonction de transfert $T(p)$, la fonction de réflexion $H(p)$ et la fonction discriminante $D(p)$ peuvent se mettre sous forme rationnelle, telle que :

$$T(p) = \frac{R(p)}{Q(p)} \quad \text{et} \quad H(p) = \frac{1}{\varepsilon} \frac{P(p)}{Q(p)}$$

d’où

$$D(p) = \varepsilon \frac{R(p)}{P(p)} \quad (\text{II.10})$$

La relation de conservativité (II.8) implique ensuite:

$$|Q(p)|^2 = |P(p)|^2 + |R(p)|^2 \quad (\text{II.11})$$

où ε est l’ondulation dans la bande et $P(p)$, $Q(p)$ et $R(p)$ sont des polynômes à coefficients réels avec un coefficient égal à 1 pour le terme de plus haut degré. La fonction discriminante $D(p)$ peut donc s’écrire sous la forme suivante :

$$D(p) = \varepsilon \frac{\prod_{i=1}^N (p - Z_{R_i})}{\prod_{i=1}^{N_z} (p - Z_{p_i})} \quad (\text{II.12})$$

où Z_{R_i} (les zéros de R) et Z_{p_i} (les zéros de P), sont respectivement les zéros de réflexion (S_{11}) et de transmission (S_{21}). N et N_z sont respectivement l’ordre de la fonction de transfert et le nombre de zéros de transmission. Connaissant la fonction discriminante $D(p)$, il est possible d’en déduire le coefficient ε et les polynômes $R(p)$ et $P(p)$.

Le type de la fonction de transfert est déterminé par le type de polynôme utilisé pour $D(p)$. En revanche, l’obtention d’un passe-bande, stop-bande ou passe-haut est réalisée par transformation de la variable fréquentielle ω . Les fonctions de transfert les plus couramment utilisées sont :

- Les fonctions de Butterworth.
- Les fonctions de Tchebychev.
- Les fonctions pseudo elliptiques.

Une présentation détaillée de ces types de fonctions de filtrages et de la transformation en fréquence est dans plusieurs rapports de thèse [1] – [5].

3) Modèle en éléments localisés et matrice de couplage [6]

La première étape de la conception d’un filtre sans pertes est la sélection d’une fonction de filtrage qui satisfait aux spécifications électriques. Une fois la fonction de transfert générée, un réseau équivalent en éléments localisés (ou semi-localisés) peut être synthétisé. Pour les filtres à résonateurs couplés, le circuit en éléments localisés est caractérisé par une

matrice de couplage. La synthèse d'une matrice de couplage exige la connaissance des polynômes $R(p)$, $P(p)$ et $Q(p)$ déterminés à la section précédente comme paramètres d'entrée.

La figure II.3.a montre le réseau d'un filtre (considéré ici sans pertes) avec une source de tension d'impédance interne R_I et une impédance de charge R_N . Les impédances de source et de charge R_I et R_N reliées aux deux ports du circuit (figure II.3.a) peuvent être normalisées à 1 par l'insertion de transformateurs d'entrée et de sortie dont les rapports de transformation sont respectivement N_1 et N_2 (figure II.3.b). Le circuit équivalent d'un tel prototype est détaillé sur la figure II.3.c.

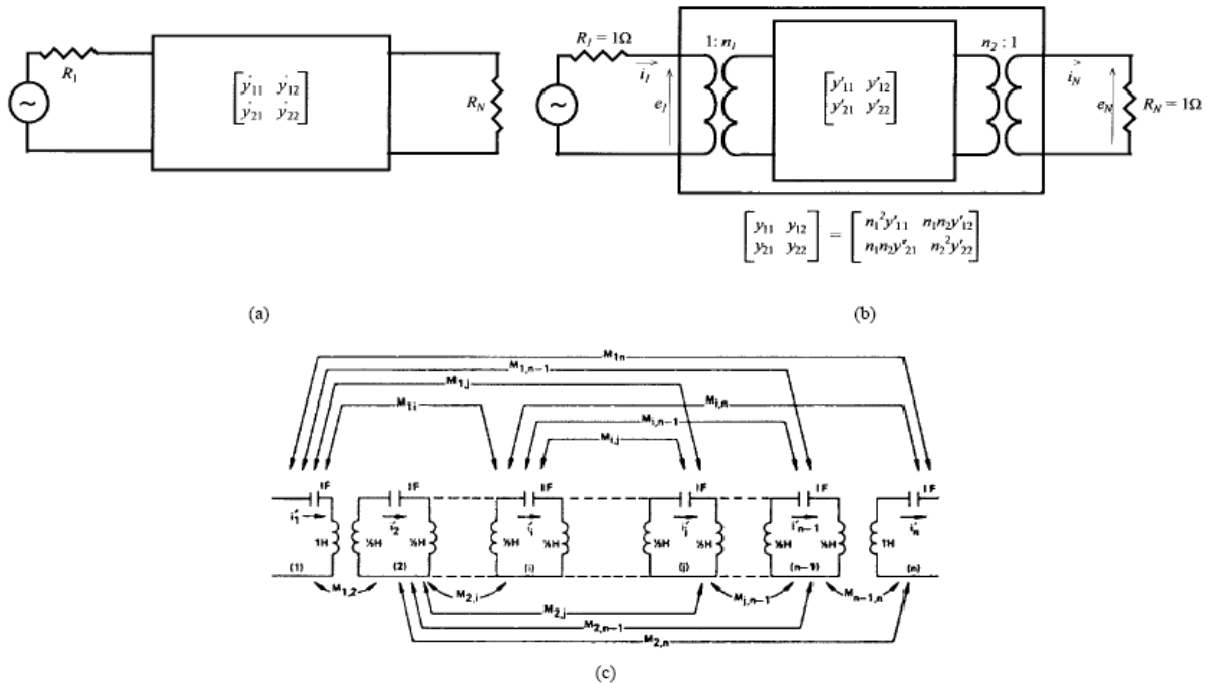


Figure II.3. Circuit électrique équivalent. (a) Réseau équivalent (quadripôle sans pertes) . (b) Réseau avec des transformateurs donnant des impédances de terminaison de l'unité. (c) Modélisation des couplages inter-résonateurs [6].

L'impédance d'entrée Z_{11} du quadripôle est calculée en fonction des admittances en court-circuit avec la formule suivante [7]:

$$Z_{11}(p) = \frac{\left[\frac{1}{y_{22}} + R_N \right]}{Z_{22} + R_N}$$

ou encore, si R_N est normalisée à 1Ω

$$Z_{11}(p) = \frac{\left[\frac{1}{y_{22}} + 1 \right]}{Z_{22} + 1} \tag{II.13}$$

En normalisant aussi R_I à 1Ω , l'impédance d'entrée du quadripôle est calculée comme suit :

$$Z_{11}(p) = \frac{1 - S_{11}(p)}{1 + S_{11}(p)} = \frac{Q(p) \pm R(p)}{Q(p) \mp R(p)} = \frac{m_1 + n_1}{m_2 + n_2} \quad (\text{II.14})$$

Où m_1, m_2, n_1 et n_2 sont des polynômes complexes pairs et impairs, respectivement, dont la variable est p . Ces polynômes sont construits à partir de $Q(p)$ et $R(p)$:

$$\begin{aligned} Q(p) &= Q_0 + Q_1p + Q_2p^2 + \dots + Q_m p^m \\ R(p) &= R_0 + R_1p + R_2p^2 + \dots + R_m p^m \\ n_1 &= \text{Im}(R_0 + Q_0) + \text{Re}(R_1 + Q_1)p + \text{Im}(R_2 + Q_2)p^2 + \dots \\ m_1 &= \text{Re}(R_0 + Q_0) + \text{Im}(R_1 + Q_1)p + \text{Re}(R_2 + Q_2)p^2 + \dots \end{aligned} \quad (\text{II.15})$$

Dans le cas où N , le degré du filtre, est pair ou impair, il est facile de montrer que les admittances court-circuit y_{21} et y_{22} sont égales à :

$$\begin{array}{cc} \underline{N \text{ pair}} & \underline{N \text{ impair}} \\ Z_{11}(p) = \frac{n_1 \left[\frac{m_1}{n_1} + 1 \right]}{m_2 + n_2} & Z_{11}(p) = \frac{m_1 \left[\frac{n_1}{m_1} + 1 \right]}{m_2 + n_2} \end{array} \quad (\text{II.16})$$

En comparant (II.10) et (II.11) on peut en déduire que :

$$y_{22}(p) = \frac{n_1}{m_1} \quad y_{21}(p) = \frac{m_1}{n_1} \quad (\text{II.17})$$

et

et

$$y_{21}(p) = \frac{1}{\varepsilon} \frac{P(p)}{m_1} \quad y_{21}(p) = \frac{1}{\varepsilon} \frac{P(p)}{n_1} \quad (\text{II.18})$$

Ayant déterminé y_{21} et y_{22} , il est désormais possible de procéder à la synthèse de la matrice de couplage du réseau électrique. Nous pouvons relier les tensions et les courants aux accès par (figure II.3.b):

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} n_1^2 y'_{11} & n_1 n_2 y'_{12} \\ n_1 n_2 y'_{21} & n_2^2 y'_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_N \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

En écrivant la loi de tension de chaque boucle de résonateur pour le circuit interne détaillée à la figure II.3, on peut écrire :

$$[jM + pI + R] [i_1, i_2, \dots, i_N] = e_1 [1, 0, 0, \dots, 0]^t \quad (\text{II.20})$$

Où I est la matrice identité,

$$M = \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} & \cdots & M_{1N} \\ M_{21} & M_{22} & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ M_{N1} & \cdots & \cdots & M_{NN} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad R = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & R_N \end{bmatrix}$$

La résolution de (II.44) pour $R_1 = R_N = 0$ permet de calculer les admittances en court-circuit y_{21} et y_{22} :

$$y_{21}(p) = \frac{i_N}{e_1} |_{R_1, R_N=0} = j[-M - \omega I]_{N1}^{-1} \quad (\text{II.21})$$

$$y_{22}(p) = \frac{i_N}{e_N} |_{R_1, R_N=0} = j[-M - \omega I]_{NN'}^{-1} \quad (\text{II.22})$$

M est réelle et symétrique par rapport à sa diagonale principale, et toutes ses valeurs propres ($\lambda_i, i = 1, N$) sont réelles. En effet, il existe une matrice T orthogonale, qui satisfait l'équation:

$$-M = T \cdot \Lambda \cdot T^t \quad (\text{II.23})$$

où $\Lambda = \text{diag}[\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_N]$, λ_i étant les valeurs propres de $-M$

et $T \cdot T^t = I$

Comparant (II.21), (II.22) et (II.23) les admittances de court-circuit y_{21} et y_{22} peuvent s'écrire sous la forme suivante :

$$y_{21}(p) = j[T \cdot \Lambda \cdot T^t - \omega I]_{N1}^{-1} \quad (\text{II.24})$$

et

$$y_{22}(p) = j[T \cdot \Lambda \cdot T^t - \omega I]_{NN'}^{-1} \quad (\text{II.25})$$

En considérant la solution générale suivante :

$$[T \cdot \Lambda \cdot T^t - \omega I]_{ij}^{-1} = \sum_{k=1}^N \frac{T_{ik} T_{jk}}{\omega - \lambda_k} \quad \text{avec} \quad i, j=0, 1, 2, \dots, N$$

Les admittances de court-circuit y_{21} et y_{22} peuvent ainsi être reliées à leur expression déduite des polynômes caractéristiques :

$$y_{21}(p) = j \sum_{k=1}^N \frac{T_{Nk} T_{1k}}{\omega - \lambda_k} \quad (\text{II.26})$$

et

$$y_{22}(p) = j \sum_{k=1}^N \frac{T_{Nk}^2}{\omega - \lambda_k} \quad (\text{II.27})$$

Les équations (II.26) et (II.27) montrent que les valeurs propres λ_k de $-M$ sont les racines du dénominateur commun de $y_{21}(p)$ et $y_{22}(p)$. La première et la dernière ligne de la matrice T (T_{1k} et T_{Nk}) peuvent être calculées à partir des résidus des admittances en court-circuit $y_{21}(p)$ et $y_{22}(p)$. En identifiant les équations (II.26) et (II.27) aux équations (II.17) et (II.18), il est possible de déterminer les premières et dernières lignes de la matrice T :

$$T_{Nk} = \sqrt{r_{22k}} \quad (\text{II.28})$$

et

$$T_{1k} = \frac{r_{21k}}{T_{Nk}} = \frac{r_{21k}}{\sqrt{r_{22k}}} \quad (\text{II.29})$$

La résolution de (II.43) permet de déterminer les valeurs de n_1 et n_2 tel que :

$$n_1^2 = R_1 = \sum_{k=1}^N T_{1k}^2 \quad \text{et} \quad n_2^2 = R_N = \sum_{k=1}^N T_{Nk}^2 \quad (\text{II.30})$$

Pour le circuit interne, on obtient alors :

$$T'_{1k} = \frac{T_{1k}}{n_1} \quad \text{et} \quad T'_{Nk} = \frac{T_{Nk}}{n_2} \quad (\text{II.31})$$

La première et la dernière ligne de la matrice T' calculées, les autres lignes peuvent être choisies en appliquant le procédé d'orthonormalisation de Gram-Schmidt ou un procédé équivalent, et la matrice de couplage M peut être synthétisée en utilisant (II.23).

La topologie de la matrice de couplage qui désigne les couplages à réaliser physiquement entre les éléments résonants du filtre est déduite à partir des termes non-nuls de la matrice de couplage. Les éléments de la matrice de couplage M calculés à partir de la procédure de synthèse décrite dans le paragraphe précédent sont, en général, tous différents de zéro. Il est évident que cela est peu pratique. En effet, la matrice de couplage est réduite en appliquant une séquence de rotation afin d'annuler les couplages qui ne sont pas réalisables physiquement. Une présentation détaillée des topologies de matrices de couplages et la rotation matricielle est réalisée par P. Lenoir, A. Nasser et A. Périgaud dans leurs rapports de thèse [1], [4] et [5].

III. Effet des pertes sur la réponse du filtre

1) Impact sur les pertes d’insertion

Le facteur de qualité Q est lié à la technologie du résonateur (coaxial, diélectrique, structure planaire, supraconducteur...). Généralement, les résonateurs à fort facteur de qualité (fort Q) sont physiquement plus larges et nécessitent l'utilisation d'une technologie plus coûteuse. Par exemple, les filtres à résonateurs diélectriques peuvent offrir un facteur de qualité très élevé [8] mais leur volume et leur coût est bien plus élevé que des filtres en technologie microruban [9]. Il est montré dans [10], que les pertes d'insertions (IL) sont inversement proportionnelles au facteur de qualité Q . En général, les pertes d'insertion au milieu de la bande passante d'un filtre passe-bande de type Tchebychev peut être estimée par:

$$IL = 8.686[N - 1.5] \frac{f_0}{\Delta_f Q_u} \quad (\text{II.32})$$

Où N est le degré du filtre.

Physiquement, cette relation peut être expliquée par le fait que le temps de propagation de groupe (TPG) du filtre est inversement proportionnel à sa largeur de bande passante. Ainsi, pour un facteur de qualité donné, plus le signal reste dans le filtre, plus les pertes sont fortes. De plus, le retard de groupe d'un filtre augmente toujours à proximité des bords de la bande passante. Ainsi, les pertes d'insertion à proximité des bords de la bande passante seront plus élevées que la valeur au milieu de la bande passante. En supposant un filtre avec une distribution uniforme du facteur de qualité dans les résonateurs et une fréquence de coupure de pulsation $\omega = 1 \text{ rad.s}^{-1}$, l'augmentation des pertes d'insertion peut être estimée comme [11]:

$$\Delta IL(\omega) \approx 8.686 \left(\frac{T_g(\omega)}{Q_u} \right) \quad (\text{II.33})$$

La figure II.4 présente la variation des pertes d'insertion en fonction de différentes valeurs de Q . Nous constatons une dégradation de la platitude dans la bande qui se traduit par un arrondissement des bords de la bande passante. Cette variation des pertes en bord de bande, associée à des zéros de transmission moins distincts, a pour conséquence une dégradation des réjections en hors bande. Donc, la réponse du filtre permet de satisfaire des spécifications électriques tendues lorsque les pertes sont minimales (Q élevé) alors que les performances sont dégradées dans le cas contraire (Q faible).

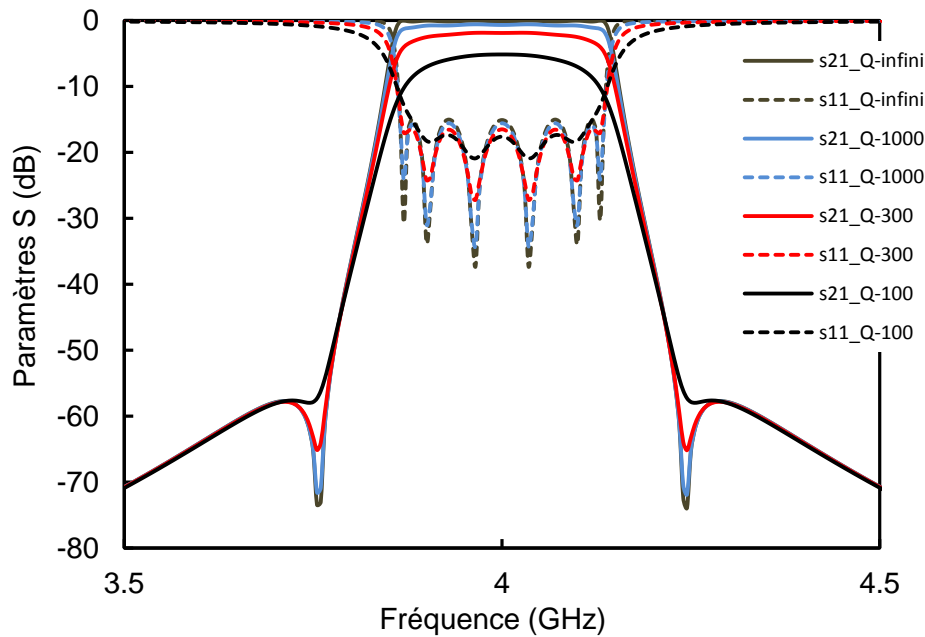


Figure II.4. Pertes d’insertion en fonction de différentes valeurs de Q

La figure II.5 montre le déplacement des pôles de la fonction de transfert dans le plan complexe dans le cas idéal sans pertes (Q infini) et le cas réel avec pertes (Q fini). La prise en compte des pertes dans la fonction de transfert entraîne un décalage des pôles vers la gauche dans le plan complexe. Ce décalage est inversement proportionnel au facteur de qualité des résonateurs :

$$\alpha = \frac{Q_p - Q_0}{Q_p} \quad (\text{II.34})$$

où Q_0 est le facteur de qualité de la fonction de filtrage initiale et Q_p est celui de la fonction modifiée.

Si tous les résonateurs ont le même facteur de qualité fini, il est donc possible d’évaluer le décalage α et de le compenser en amont pour conserver la même fonction de transfert, aux pertes près. Cette technique de compensation par pré-distorsion a fait l’objet de plusieurs travaux [12]-[13].

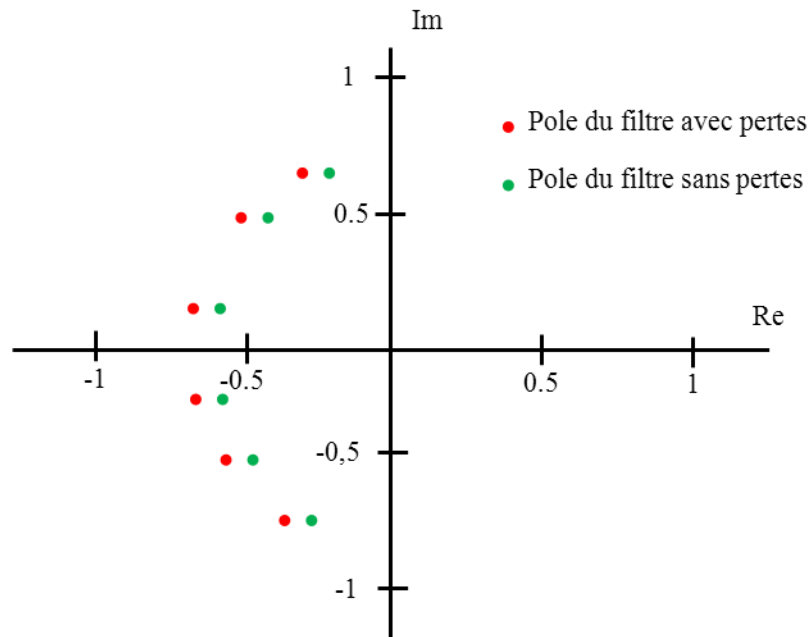


Figure II.5. Localisation typique des pôles dans le cas idéal sans pertes et dans le cas réel avec pertes pour un filtre d’ordre 6

2) Compensation par pré-distorsion

La technique de pré-distorsion, qui a été développée en 1940 [14], est un procédé de compensation, total ou partiel, de la variation des pertes d’insertion dans la bande passante due à la valeur finie du facteur de qualité des résonateurs. Le principe consiste à décaler les pôles de la fonction de transfert vers la droite du plan complexe :

$$p \rightarrow p - \alpha \quad (\text{II.35})$$

A partir des polynômes P et Q évalués sans pertes, la transmission devient :

$$S_{21}(p) = \frac{P(p - \alpha)}{\varepsilon \cdot Q(p - \alpha)} \quad (\text{II.36})$$

La constante ε est choisie de telle sorte que la fonction de transfert modifiée reste inférieure à 1 pour assurer ainsi un filtre passif réalisable.

La fonction de transfert ainsi obtenue est présentée sur la figure II.6. La fonction de transfert du filtre en présence de pertes correspond à une fonction de transfert classique sans pertes, avec une atténuation supplémentaire constante, quelle que soit la fréquence.

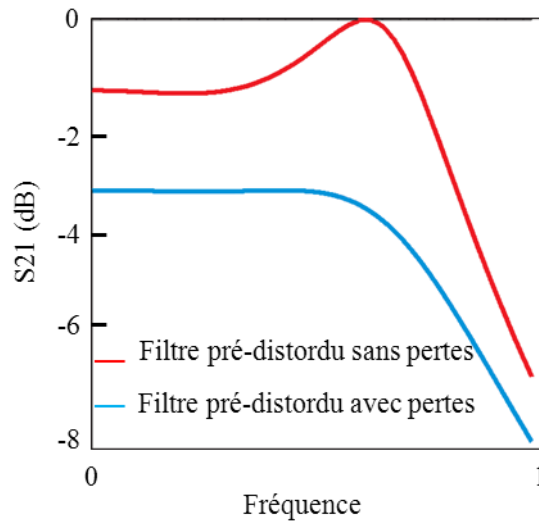
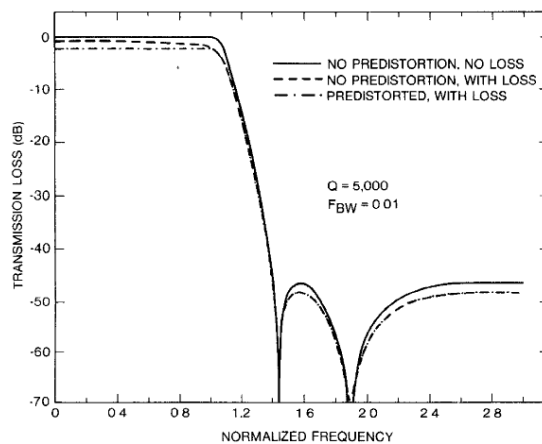


Figure II.6. Technique de pré-distorsion classique.

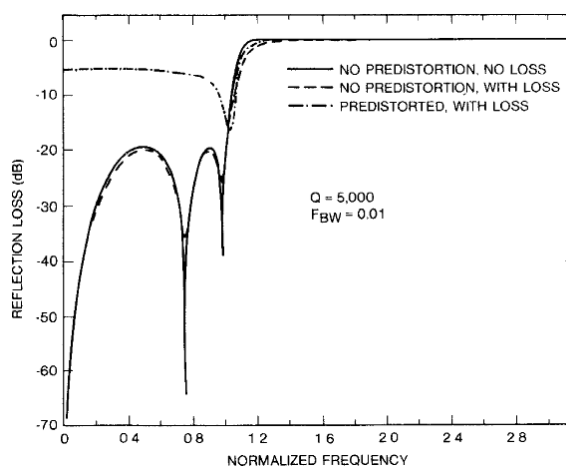
Il existe certains inconvénients associés à la technique de pré-distorsion. La pré-distorsion des filtres passe-bandes souffre d'une mauvaise adaptation dans la bande passante et en général il est difficile de régler son niveau. En effet, le polynôme R (numérateur du paramètre S_{11}) est alors évalué en appliquant la relation de conservativité, et le déplacement des pôles et des zéros de réflexion détruit la condition d'adaptation. Il faut noter que cette approche conduit à plusieurs solutions [13] pour la réalisation du filtre car plusieurs choix sont possibles pour déterminer les zéros de R .

Des résultats obtenus sur un filtre d'ordre 6 de type elliptique sont présentés sur les figures II-7 à II-8 [12]. La forte augmentation du niveau d'adaptation dans la bande passante est notamment visible sur la figure II-7 (b).

Afin de limiter les inconvénients de la technique de pré-distorsion, plusieurs études ont été développées dans la littérature. En effet, une compensation de l'arrondissement des bords de la bande passante en gardant une adaptation correcte peut être obtenue par une pré-distorsion adaptative ou partielle. Des études détaillées de ces techniques sont présentées respectivement en [13] et [15]. Cependant, dans tous les cas, on observe la dégradation d'une caractéristique (adaptation ou sélectivité/platitude) au profit de l'autre.



(a)



(b)

Figure II.7. Réponses en réflexion d'un filtre elliptique d'ordre 6. Trois réponses sont présentées : sans pertes et sans pré-distorsion, avec pertes sans pré-distorsion et avec pertes et pré-distorsion

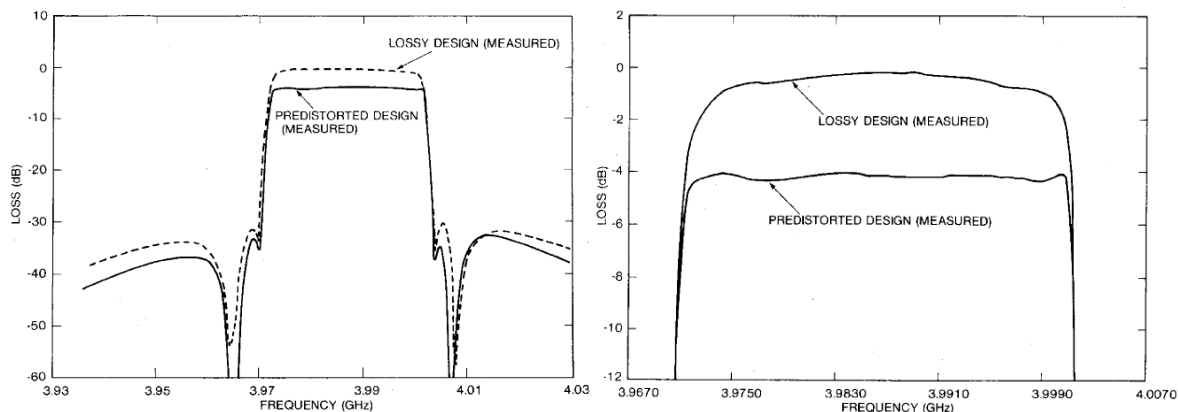


Figure II.8. Réponses en fréquence mesurée d'un filtre passe bande d'ordre 6 en bande C

Les niveaux de réflexion relativement forts limitent l’utilisation de ces filtres à des systèmes ou à des sous-systèmes où le niveau de puissance est faible. Dans la charge utile

d’un satellite, ces filtres sont utilisés pour des IMUX en plaçant un circulateur qui permet de diriger le signal réfléchi vers une charge adaptée. Le signal en entrée de l’IMUX étant relativement faible, la puissance à dissiper par la charge reste faible. Le sous-système introduit plus de pertes mais permet de limiter la variation en amplitude dans la bande passante avec une structure plus faible Q donc moins encombrante.

Pour contourner les limitations que présente la technique de pré-distorsion, une nouvelle famille de filtres dite à pertes est développée. La synthèse des filtres à pertes est destinée à réaliser un filtre présentant une platitude améliorée dans la bande passante, en jouant sur la répartition des pertes dans la bande passante. Ainsi, par rapport à un filtre issu d’une synthèse classique, ce type de filtre aura pour un nombre de résonateurs et un facteur de qualité maximum donné, un niveau de pertes relatif plus élevé mais une platitude équivalente à un facteur de qualité beaucoup plus important. En comparaison de la technique de pré-distorsion, cette approche dégrade beaucoup moins le niveau d’adaptation. La figure II.9 montre la variation de la réponse du filtre en fonction de différentes valeurs de Q dans le cas de la synthèse à pertes. Nous constatons une forte dégradation des pertes d’insertion, mais nous conservons une réponse très plate et très sélective. Ce résultat est obtenu en utilisant des résonateurs ayant des facteurs de qualité différents et/ou en introduisant des couplages à pertes. Dans la section qui suit, les différentes approches de synthèse de filtres à pertes seront présentées.

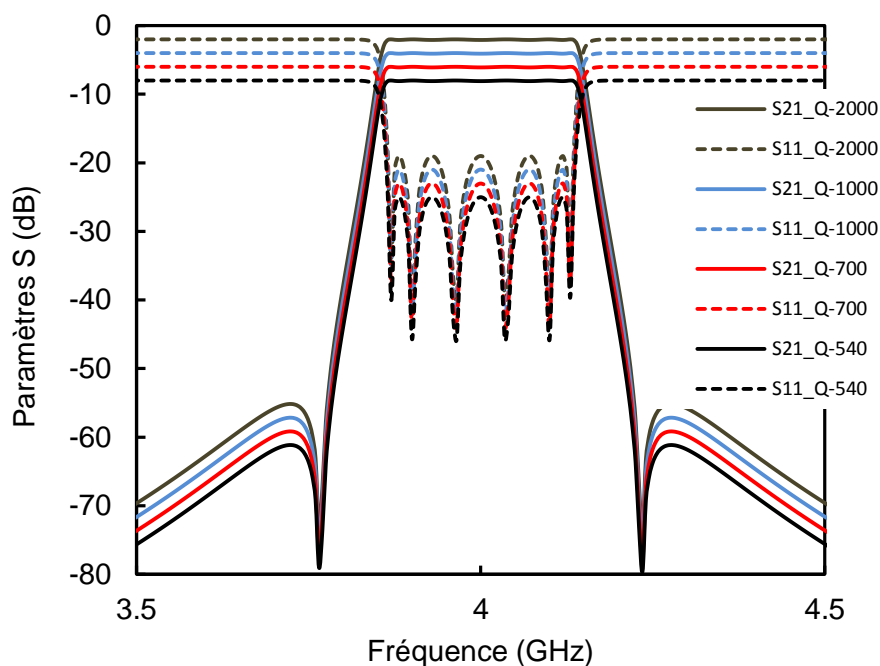


Figure II.9. Réponses en fréquence d’un filtre à pertes pour différentes valeurs de Q

IV. Méthodes de synthèse à pertes

1) Introduction de résonateurs à pertes et de couplages résistifs croisés pour optimiser la transmission

La première approche de synthèse de compensation des pertes proposée par l’équipe de Ian Hunter à Leeds (UK) en 2002 consistait à multiplier les polynômes de transmission de la fonction sans pertes par un facteur d'atténuation constant $K < 1$ [16]:

$$S_{21\text{à pertes}} = K S_{21\text{sans pertes}} \quad (\text{II.37})$$

Il s'agit d'une fonction de transfert présentant des pertes finies dans la bande passante. En effet, la condition de conservativité unitaire reliant les paramètres S_{21} et S_{11} (équation II.8) d’un réseau sans pertes ne s'applique pas. Ainsi, il est difficile d'abord de comprendre comment former la fonction de réflexion et ensuite l'impédance d'entrée, afin de synthétiser le réseau. Ce problème est résolu en utilisant une nouvelle technique de pré-distorsion. Cette technique est applicable seulement dans le cas d’un quadripôle symétrique où une approximation peut être effectuée pour calculer les paramètres S (basée sur la théorie des modes pairs et impairs d’un quadripôle symétrique). Une présentation détaillée de ce calcul est présentée dans [16].

Le réseau et les résultats obtenus [17] sur un filtre d’ordre 3 sont donnés respectivement sur les figure II.10 et II.11. Le réseau résultant de la synthèse directe de filtre à pertes (figure II.10) montre que le résonateur de milieu est sans pertes tandis que les résonateurs aux extrémités présentent des pertes. La réponse du filtre montre que la transmission est identique à celle d’un filtre d’ordre 3 sans pertes mais atténuée de K dB. En contrepartie, l’adaptation est dégradée de K dB.

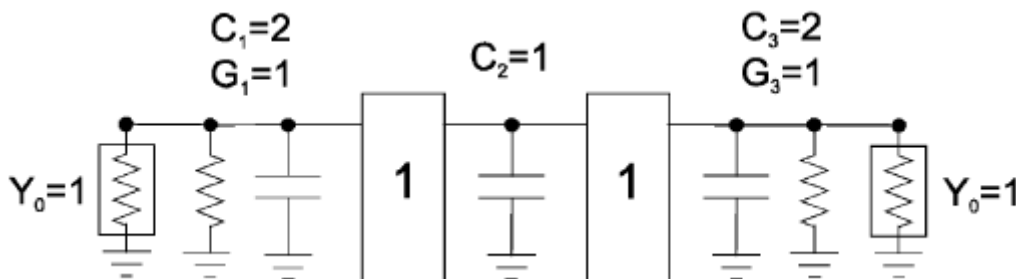


Figure II.10. Réseau résultant de la synthèse directe de filtre à pertes

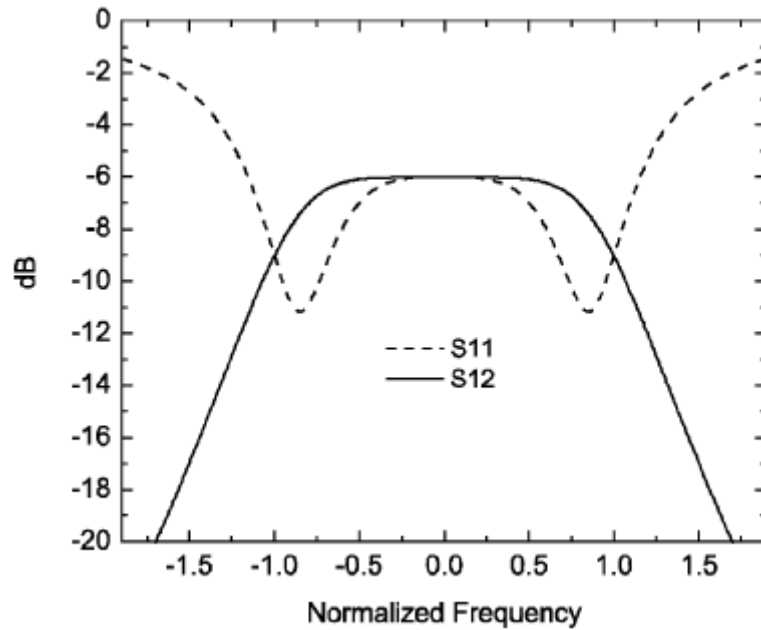


Figure II.11. Réponse en paramètres S d’un filtre Butterworth à pertes d’ordre 3.

On peut conclure de ces résultats qu’avoir des résonateurs présentant de faibles Q en entrée et en sortie d’un réseau de filtre n’affecte pas la sélectivité, seules les pertes d’insertion augmentent de façon significative. Par contre, la réponse en réflexion souffre d’une désadaptation.

Une amélioration de cette technique en termes de performances électriques notamment de platitude dans la bande, d’adaptation et de sélectivité est présentée par Ian Hunter et son équipe en 2006 [17]. Cette technique consiste à distribuer les pertes créées par le facteur d’atténuation K qui multiplie la fonction de transfert du filtre sans pertes. Les pertes peuvent être distribuées dans tout le réseau en ajoutant une paire pôle / zéro finie à la fonction de transfert à pertes :

$$S_{21\text{à pertes}} = K S_{21\text{sans pertes}} \left(\frac{p - \sigma}{p + \sigma} \right) \quad (\text{II.38})$$

L’ajout d’un pôle correspond à l’ajout d’un résonateur dans le réseau, tandis que l’ajout d’un zéro crée une voie de transmission du signal parallèle. Ces voies de transmission supplémentaires permettent d’augmenter la sélectivité au bord de la bande. Le coefficient de réflexion est également amélioré. L’ajout de la paire pôle /zéro est réalisé en plaçant simplement une self inductance en série avec une résistance entre 2 résonateurs non adjacents du réseau sans pertes pour créer un «couplage résistif résonnant» (figure II.12).

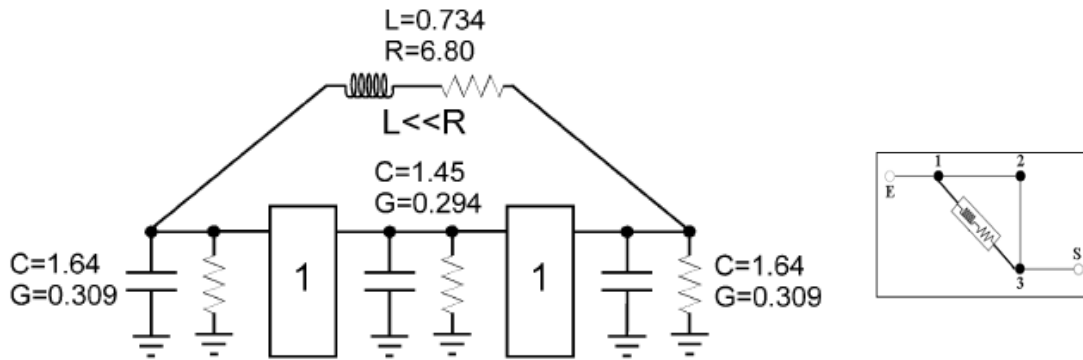


Figure II.12. Diagramme de nœud d’un filtre Butterworth 3 pôles à pertes avec un couplage résistif résonnant

Cette méthode devient mathématiquement très complexe pour les filtres d’ordre supérieur. En effet, une méthode simplifiée est proposée [17]. Dans la méthode simplifiée, seulement un zéro de transmission est ajouté à la fonction de transfert sur l’axe réel :

$$S_{21\text{à pertes}} = K S_{21\text{sans pertes}} (p - \sigma) \quad (\text{II.39})$$

Ce zéro de transmission ajouté sur l’axe réel améliore la platitude du filtre. Le réseau est réalisé en plaçant simplement une résistance entre 2 résonateurs non adjacents du réseau sans pertes (figure II.13) pour créer un « couplage résistif non-résonnant ». Cela donne une réponse quasi-identique à celle de la solution précédente (II.38), la différence étant une légère dégradation de la sélectivité.

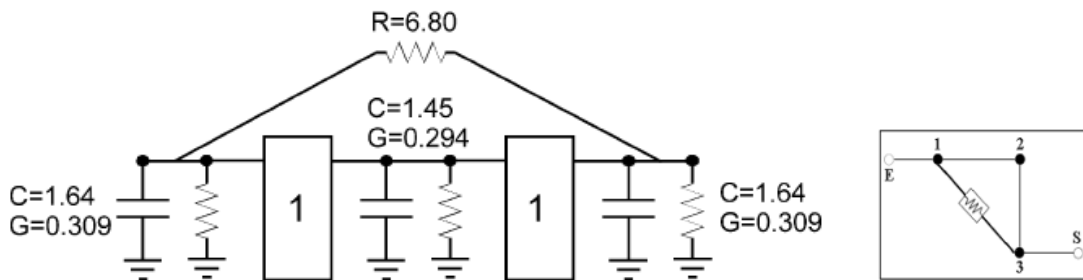


Figure II.13. Approximation non-résonante du couplage résistif croisé

La figure II.14 présente l’exemple d’un filtre de Butterworth 3 pôles à pertes avec un couplage résistif résonnant (figure II.12) et un couplage résistif non-résonnant (figure II.13). On remarque sur la courbe de la figure II.14 que la réduction de la sélectivité est acceptable. La technique du couplage résistif non-résonnant dite Couplage Résistif Croisé (CRC) permet de plus de minimiser l’encombrement puisqu’il n’est pas nécessaire d’utiliser d’inductances micro-ondes.

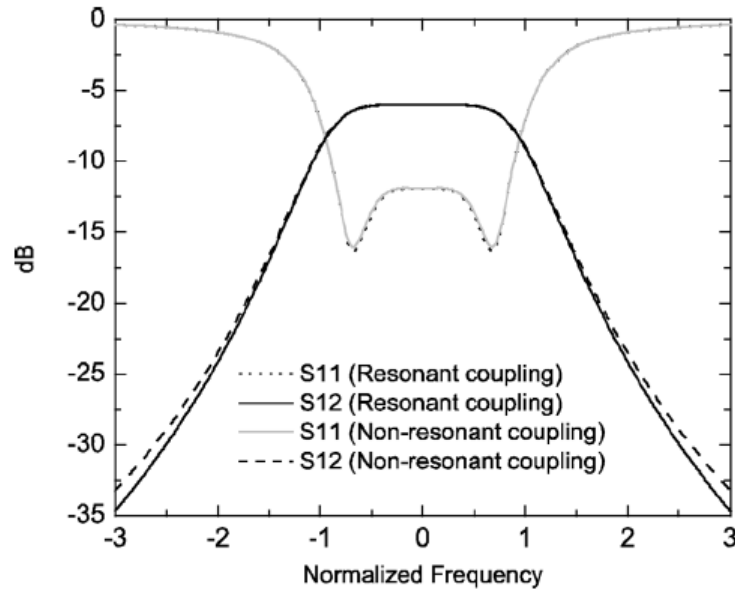


Figure II.14. Comparaison entre la réponse du filtre à pertes avec un couplage résistif résonant et non-résonant

L’équipe de recherche de l’université polytechnique de Catalogne a développé un logiciel permettant de synthétiser la matrice de couplage d’un filtre à pertes par la méthode de couplage résistif croisé. Le logiciel peut être téléchargé via ce lien [18].

2) Couplages résistifs et nœuds non résonants pour atténuer les fonctions de transfert et de réflexion

Les références [19] et [20] étendent l’approche précédente de synthèse de filtres à pertes. Le principe théorique de cette technique consiste à multiplier les paramètres S du filtre sans pertes par un facteur d’atténuation $K_{ij} < 1$ tel que :

$$\begin{aligned}
 S_{11\grave{a}\text{ pertes}} &= K_{11} S_{11\text{sans_pertes}} \\
 S_{21\grave{a}\text{ pertes}} &= K_{21} S_{21\text{sans_pertes}} \\
 S_{22\grave{a}\text{ pertes}} &= K_{22} \left(1 - \left(\frac{K_{21}}{K_{11}} \right)^2 \right) + \left(\frac{K_{21}}{K_{11}} \right)^2 S_{11\grave{a}\text{ pertes}}
 \end{aligned} \tag{II.40}$$

En fait, ces polynômes résultent des admittances de même ordre et sont donc les plus couramment utilisés. Plusieurs méthodes de synthèse directe de la matrice de couplage à pertes ont été développées dans la littérature. Des études détaillées de ces méthodes de synthèses sont présentées dans les références [19-22]. Aussi, le logiciel [18] présenté précédemment permet d’avoir la matrice de couplage à pertes correspondante à ce type de synthèse.

Un cas particulier est souvent utilisé dans la littérature. Dans ce cas, l’ensemble des paramètres S subissent une atténuation constante $K < 1$ ($K_{11} = K_{21} = K_{22} = K$). D’un point de vue du réseau, ce cas particulier est équivalent à placer deux atténuateurs identiques aux ports d’entrée et de sortie d’un filtre sans pertes avec un facteur d’atténuation \sqrt{k} , comme montre la figure II.15.

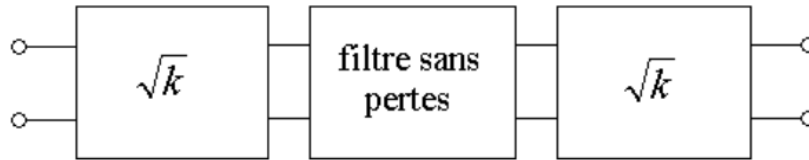


Figure II.15. Réseau équivalent du filtre à pertes

Il est alors généralement préférable de répartir les pertes dans le réseau en utilisant des couplages résistifs et des nœuds non-résonants (NNR) [19] pour simplifier le processus de fabrication. La répartition des pertes est réalisée en appliquant une série de rotation hyperbolique sur la matrice de couplage complexe du filtre à pertes. Le principe de la rotation hyperbolique sera détaillé dans le chapitre 3.

La technique de synthèse est ainsi appliquée à la conception d’un filtre à 3 pôles à couplages résistifs dans une technologie SIW (figure II.16) [23]. Les résultats obtenus sont donnés sur la figure II.17.

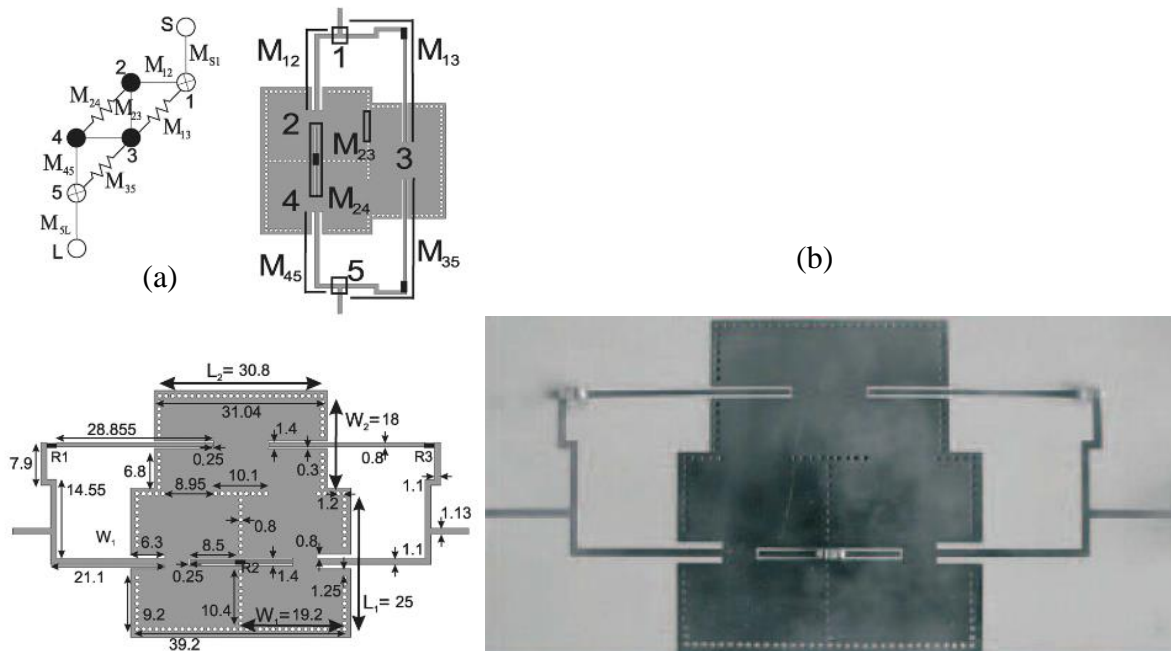


Figure II.16. (a) Topologie et structure du filtre SIW. (b) Photographie du filtre

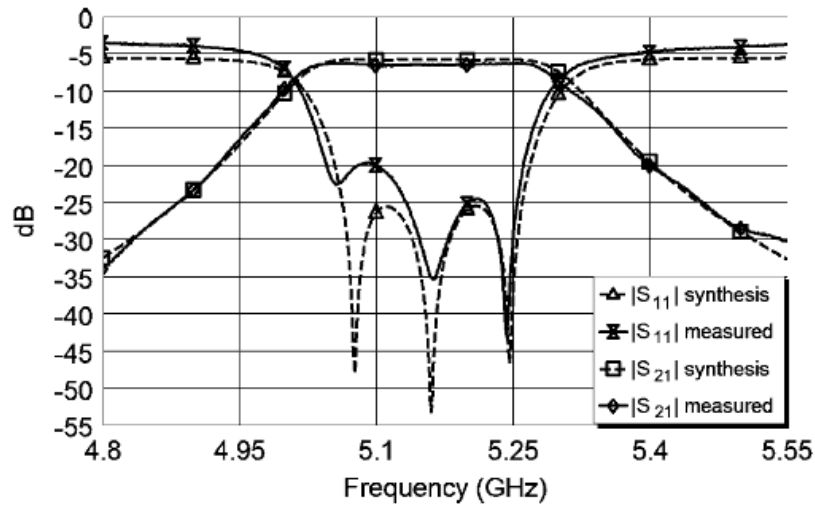


Figure II.17. Réponse mesurée du filtre SIW

Un deuxième exemple est présenté par la société COMDEV (Canada) [19]. Le filtre conçu est un filtre à 4 pôles à couplages résistifs dans une technologie hybridant des cavités de type « combine » pour les résonateurs et des lignes de type microruban avec des résistances pour les couplages résistifs (figure II.18). Les résultats de mesures obtenus sont présentés dans la figure II.19.

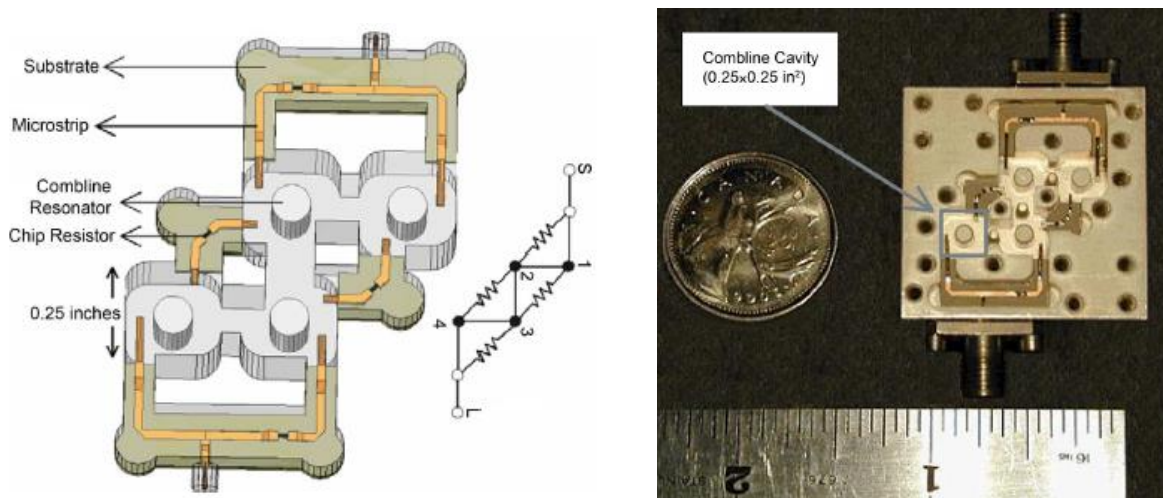


Figure II.18. (a) Topologie et structure du filtre hybride. (b) Photographie du filtre

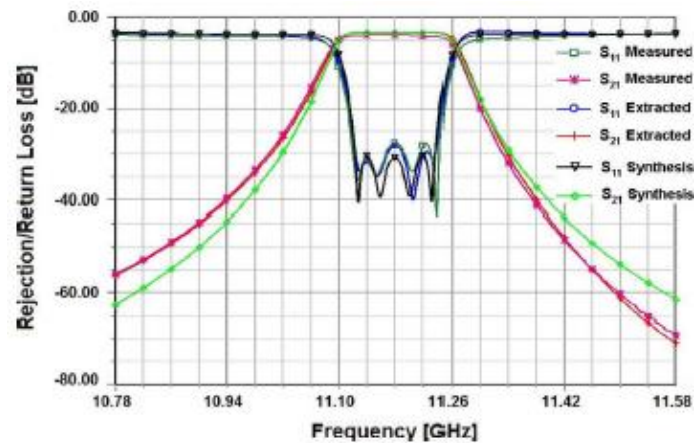


Figure II.19. Réponse mesurée du filtre hybride

Dans le cas général, la technique de synthèse permet d’avoir des fonctions de filtrages avec des niveaux d’atténuation différents pour les réflexions en entrée et en sortie [20], comme illustré par la figure II.20.

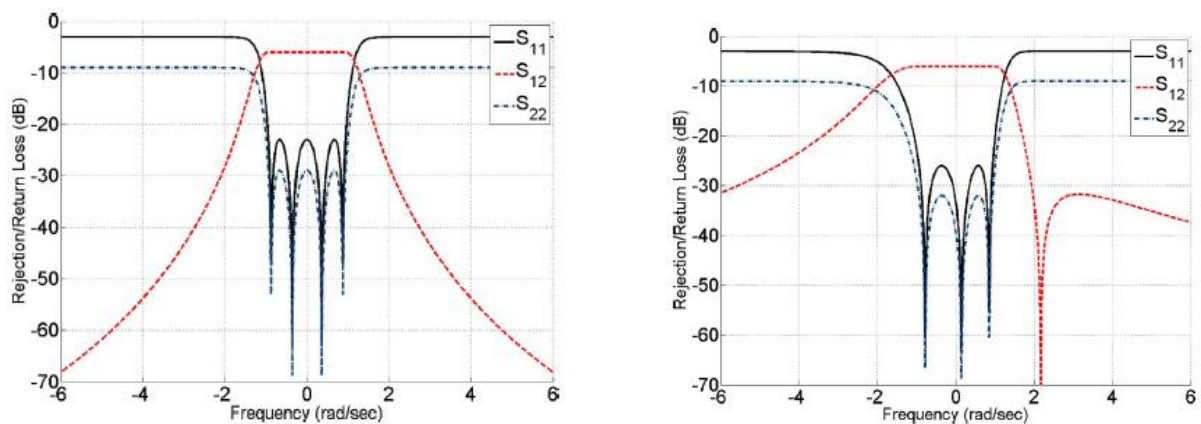


Figure II.20. Réponses en fréquence de filtres à pertes symétrique et asymétrique ayant des fonctions de réflexions avec des niveaux d’atténuation différents en entrée et en sortie.

3) Résonateurs à facteurs de qualité hétérogènes pour la réalisation de filtres à pertes

La voie privilégiée initialement pour réaliser des filtres à pertes a consisté à introduire des couplages résistifs. Dans certains cas, l’introduction de résonateurs possédant des facteurs de qualité différents permet d’optimiser encore plus les performances. L’implémentation de filtres à pertes, uniquement à base de résonateurs à facteurs de qualité hétérogènes a été effectuée dans différentes études.

Dans [24], la déviation de la fonction de transfert (paramètre S_{21}) en termes de platitude est exprimée en fonction du facteur de qualité de chacun des résonateurs du prototype passe-bas. Ce travail montre que lorsque la platitude du filtre, à résonateurs

possédant des facteurs de qualité non-uniformes, peut être optimisée en plaçant les éléments dissipatifs aux extrémités du réseau. L’approche est illustrée par la conception d’un filtre mélangeant des résonateurs en technologie microruban et des résonateurs diélectriques. La photographie du filtre réalisé et les résultats de mesures sont présentés respectivement sur la figure II.21 et la figure II.22.

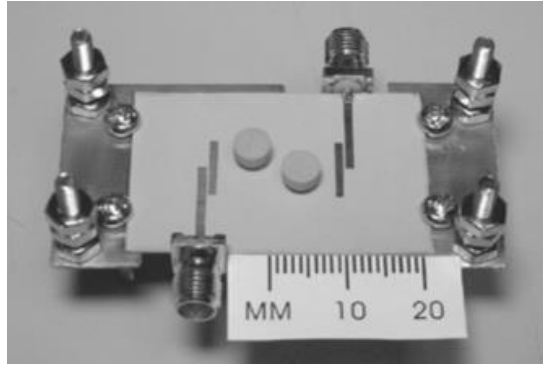


Figure II.21. Filtre hybride planaire-résonateur diélectrique

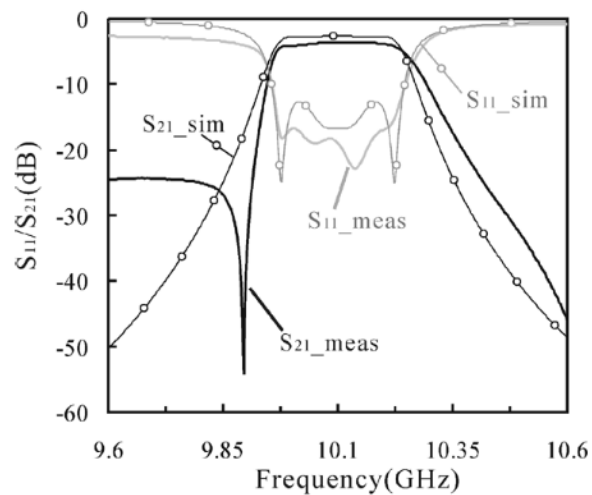


Figure II.22. Résultats mesurés du filtre hybride planaire-résonateur diélectrique

En dehors d’une optimisation des facteurs de qualité et de la matrice de couplage, la généralisation de cette approche n’a pas été faite.

4) Réseau transversal avec des résonateurs à facteurs de qualité hétérogènes

La référence [25] propose l’implémentation de filtres à pertes à l’aide de résonateurs à facteurs de qualité hétérogènes arrangés sous une forme transversale. Cette implémentation montre qu’on peut aisément optimiser la platitude dans la bande passante en maîtrisant la distribution des pertes à travers le réseau parallèle (variation du facteur de qualité). Dans le

cas du réseau transversal, chaque résonateur présente un mode propre global et ainsi l’influence du facteur de qualité de chacun sur la réponse finale est indépendante de l’autre. En outre, le signal se divise en plusieurs voies et la réponse résulte de la contribution de toutes les voies.

Le facteur de qualité de chaque résonateur peut être optimisé afin de retrouver les performances désirées. La référence [25] propose une optimisation de type gradient. De manière plus simple, les facteurs de qualité peuvent être obtenus en optimisant la matrice de couplage à l’aide des modèles équivalents sous des logiciels de simulation circuit.

Une approche théorique est présentée dans la référence [25] pour expliquer l’influence des pertes de chaque résonateur du réseau transversal sur la réponse du filtre. On considère la matrice admittance d’un réseau parallèle :

$$[Y] = j \begin{bmatrix} 0 & K_k \\ K_k & 0 \end{bmatrix} + \sum_{k=1}^N \frac{1}{s - j\lambda_k} \begin{bmatrix} r_{11k} & r_{21k} \\ r_{12k} & r_{22k} \end{bmatrix} \quad (\text{II.41})$$

Avec r_{ij} et λ_k les résidus du développement polynomial.

Le modèle circuit du résonateur à pertes est présenté sur la figure II.23. Le résonateur à pertes est modélisé par une capacité C_k , une réactance B_k , une conductance G_k et deux inverseurs en entrée (M_{Sk}) et en sortie (M_{Lk}). Dans le cas où les couplages en entrée et en sortie sont identiques et C_k est une capacité unitaire, la fonction de transmission peut être mise sous la forme suivante :

$$S_{21} = \frac{-2 M_{Sk} M_{Lk}}{M_{Sk}^2 + M_{Lk}^2 + x} = \frac{-2 r_{21k}}{2r_{11k} + x} \quad (\text{II.42})$$

Avec $x = j\omega C_k + jB_k + G_k = j\omega + j\lambda_k + G_k$

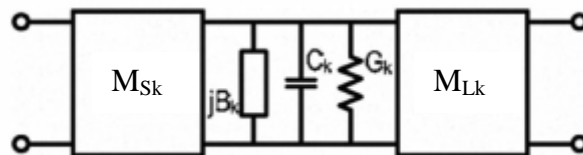


Figure II.23. Circuit équivalent d’un résonateur à pertes

L’équation (II.42) montre l’effet de G_k sur les pertes d’insertion. Ces pertes réduisent le niveau de la transmission et la largeur de la bande passante du résonateur due à un arrondissement de ses bords. Par conséquent, les résonateurs qui contribuent à la réponse aux bords de la bande passante doivent être réalisés par une technologie présentant un fort Q alors

que les facteurs de qualités des autres résonateurs peuvent être ajustés pour optimiser la réponse du filtre.

Cette technique de synthèse est ainsi appliquée à la conception d’un filtre transversal 4 pôles avec des résonateurs à facteurs de qualité hétérogènes dans une technologie hybridant la technologie coaxiale pour le fort Q et la technologie planaire pour le faible Q . La structure du filtre et la réponse obtenue par une simulation électromagnétique (EM) sont présentés sur la figure II.24.

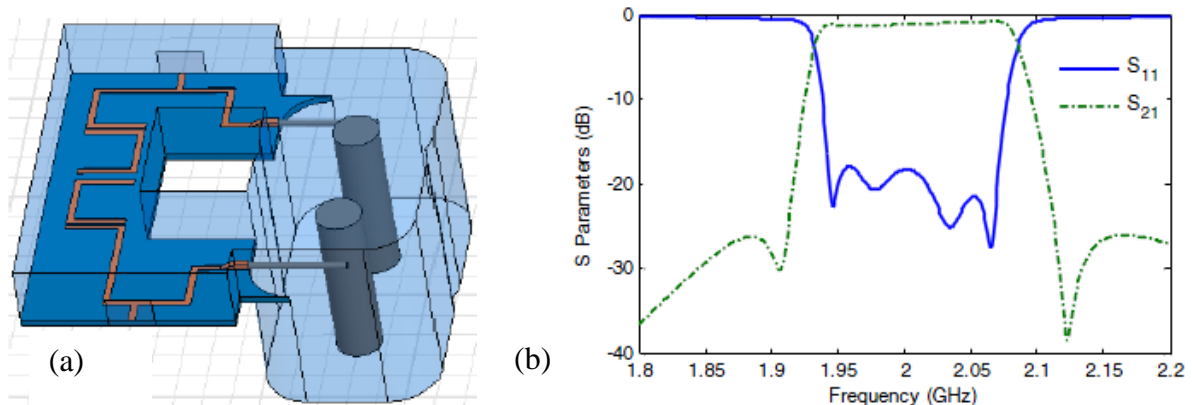


Figure II.24. (a) Implémentation du filtre en réseau transversal. (b) Réponse EM du filtre transversal hybride.

En combinant le réseau transversal à résonateurs à facteurs de qualité hétérogènes et des couplages résistifs, il est possible de synthétiser des filtres à pertes très performants en termes de platitude, d’adaptation et de sélectivité. Ce principe de synthèse est ainsi appliqué à la conception d’un filtre transversal 6 pôles avec des résonateurs à facteurs de qualité hétérogènes et des couplages résistifs. La synthèse est effectuée sur la base d’une fonction de transfert classique et le circuit est mis sous forme transversale. Le facteur de qualité des résonateurs dans le chemin réalisant la partie centrale de la réponse est dégradé de sorte à aplanir la transmission dans la bande passante jusqu’au niveau désiré comme le montre la figure II.25.

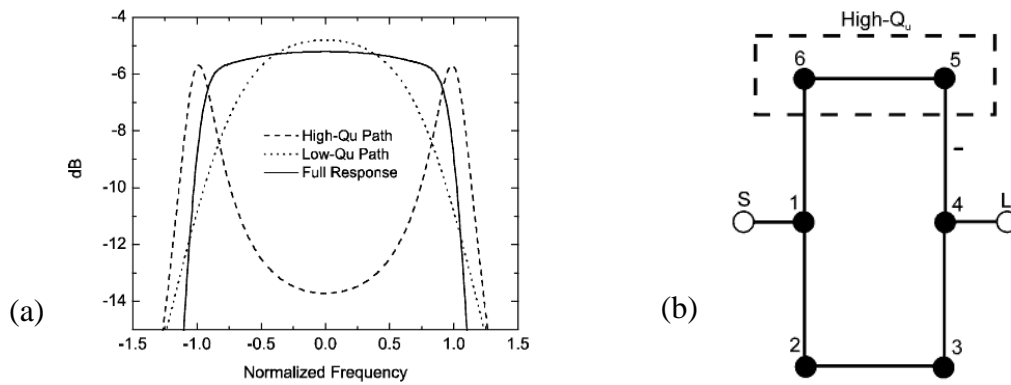


Figure II.25. (a) Contribution des différents chemins faible- Q et fort- Q à la réponse globale. (b) diagramme de nœud du réseau transversal à Q non-uniforme

Les performances peuvent encore être améliorées en introduisant des couplages résistifs dans la structure comme présenté sur la topologie de la figure II.26.a. La structure du filtre, la comparaison entre la réponse obtenue par une simulation électromagnétique (EM) et les résultats de mesure sont présentés sur les figures II.26.b et II.27.

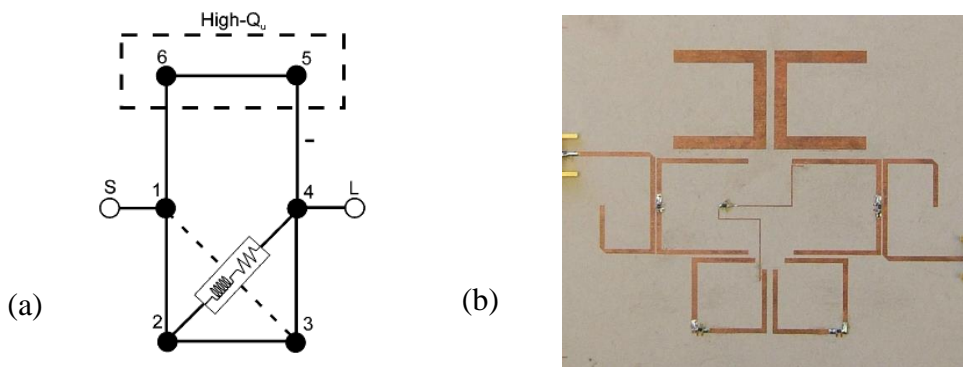


Figure II.26. (a) Topologie du filtre à pertes. (b) Photographie du filtre réalisé.

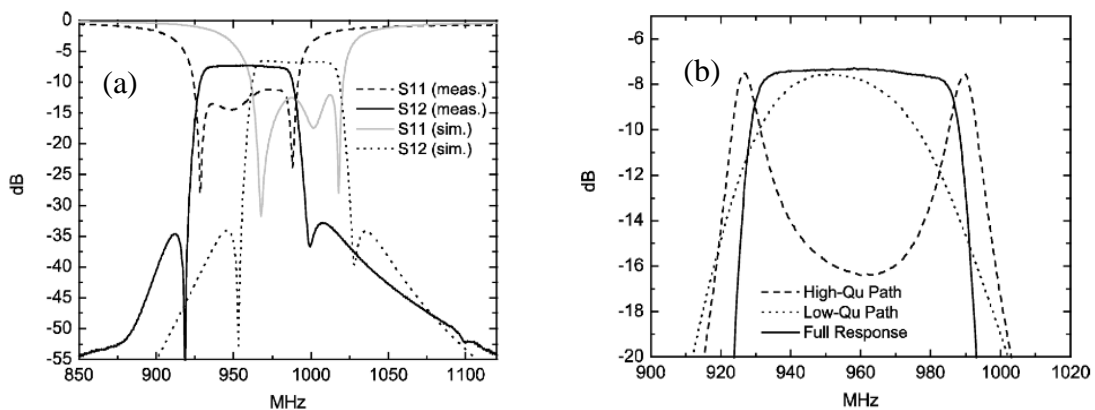


Figure II.27. (a) Réponse mesurée du filtre à pertes. (b) Mesure de la réponse de chaque chemin.

5) Structures redondantes à pertes

Pour être relativement complet dans notre description, nous devons exposer l’approche relativement différente développée par l’équipe de G. Macchiarella [16]. Dans cette approche, le circuit est décomposé en deux sous réseaux l’un symétrique et l’autre antisymétrique et chacun de ces sous-réseaux est dupliqué de manière redondante comme présenté sur la figure II.28.

Un compromis entre redondance (donc taille du circuit) et des degrés de liberté dans la conception du filtre doit être effectué. Ces degrés de liberté peuvent être exploités pour adapter la réflexion dans la bande coupée ou réduire les facteurs de qualité des résonateurs.

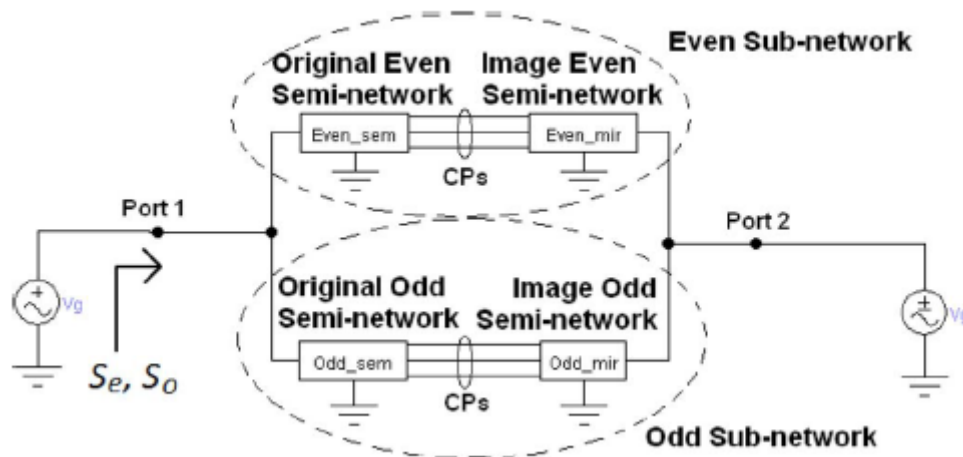


Figure II.28. Structure du réseau global composé de quatre sous réseaux

La technique consiste dans un premier temps à déterminer les fonctions de réflexion et de transmission à pertes. Les paramètres S des sous-réseaux pair (S_e) et impair (S_o) sont alors déduits du paramètre de transmission S_{21} . Cette approche est généralement suivie d’une simplification des paramètres S_e et S_o (comme dans [16]) pour réduire le réseau à N résonateurs (réseau non redondant). En conservant un réseau surdimensionné (maximum de redondance avec $2.N$ résonateurs), des degrés de liberté supplémentaires permettent dans l’exemple présenté dans [26] d’imposer des contraintes sur l’adaptation hors bande.

Cette technique de synthèse est appliquée à la conception d’un filtre 4 pôles avec des résonateurs en technologie microruban. La structure du filtre et la comparaison entre la réponse obtenue par une simulation EM et les résultats de mesure sont présentés respectivement sur la figure II.29 et la figure II.30.

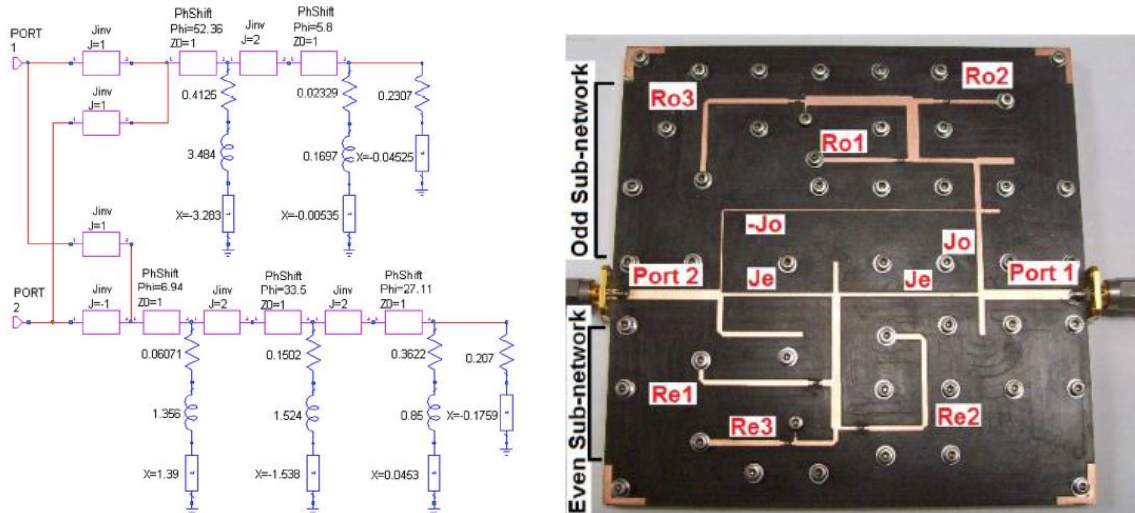


Figure II.29. Structure et photographie du filtre.

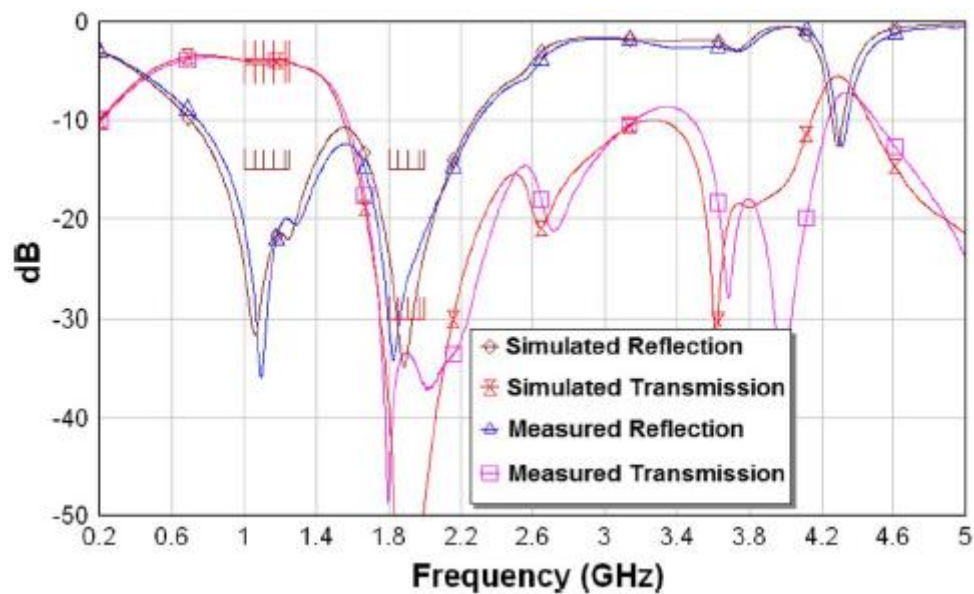


Figure II.30. Réponse mesurée du filtre à pertes vs simulation EM

V. Conclusion

Dans ce second chapitre, un état de l'art sur les méthodes de synthèse des filtres hyperfréquences pour le cas conventionnel et pour des cas plus particuliers destinés à la compensation des effets liés aux pertes a été exposé.

Nous avons tout d’abord vu comment les techniques de synthèse conventionnelles permettent, à partir d'une fonction de filtrage polynomiale déterminée par rapport à des spécifications, d'obtenir une matrice de couplage et donc une architecture du filtre à réaliser.

Dans un second temps, le compromis pertes d’insertion- performances a été décrit. Ces études montrent que pour réaliser un filtre avec de très bonnes performances, il faut utiliser une technologie fort- Q . Dans le cas contraire, les performances de filtre se dégradent notamment la platitude dans la bande ainsi que sélectivité. Par la suite, une technique de compensation, basée sur une pré-distorsion des pôles de la fonction de transfert a été détaillée. La principale limite de cette approche concerne la dégradation inhérente de l’adaptation.

Dans une dernière partie, différentes techniques de synthèse, dites à pertes ont été présentées. Ces techniques ainsi que les architectures mises en œuvre ont été détaillées. Plusieurs illustrations ont montré le potentiel de ces approches à réaliser des filtres avec de très bonnes performances électriques en utilisant seulement des technologies faible- Q , donc à faible encombrement.

Dans un troisième chapitre, plusieurs techniques de synthèse à pertes utilisant des couplages résistifs et/ou des résonateurs à facteurs de qualité hétérogènes seront appliquées et comparées pour la conception de filtres planaires pour des applications spatiales en bande C et en bande Ku.

VI. Références

- [1] P. Lenoir, “ Développement de méthodes et d'outils dédiés à la conception des dispositifs de filtrage microonde complexes”, Université de Limoges, thèse 2005 Disponible sur : <http://epublications.unilim.fr/theses/2005/lenoir-philippe/lenoir-philippe.pdf>.
- [2] S. Moraud, “ Etude et conception de nouvelles topologies de filtres destinés à être intégrés aux différents niveaux de la charge utile d'un satellite de télécommunications”, Université de Limoges, thèse 1998
- [3] E. Hanna, “Synthèse et Réalisations avec des Zéros de Transmission de Filtres Planaires Miniaturisés à Topologies Fractales en Substrat Suspendu”, thèse à l’Université de Bordeaux 1, Juillet 2006.
- [4] A. Nasser, “ Contribution au développement de méthodes de synthèse pour la conception de filtres hyperfréquences à bandes passantes multiples ”, Université de Limoges, thèse 2008 Disponible sur : <http://epublications.unilim.fr/theses/2008/nasser-abdallah/nasser-abdallah.pdf>.
- [5] A. Périgaud, “Conception de banques de filtres micro-ondes passifs compacts dans la bande 2-20 GHz à l’aide des technologies multicouches”, Université de Limoges, thèse 2009 Disponible sur <http://epublications.unilim.fr/theses/2009/perigaud-aurelien/perigaud-aurelien.pdf>
- [6] R. J. Cameron, “General coupling matrix synthesis methods for chebyshev filtering functions,” *IEEE Trans. on Micr. Theory and Tech*, vol. 47, no. 4, pp. 433 –442, avril 1999.
- [7] M. E. Van Valkenburg, “Introduction to Modern Network Synthesis”, New York: Wiley, 1960.
- [8] I.C. Hunter, V. Dassonville, J.D. Rhodes, “Dual mode filters with conductor loaded dielectric resonators,” in *IEEE MTT-S Int. Micro Symp. Dig.*, 1999, vol. 3, pp. 1021–1024.
- [9] K. Konno, “Small Size Compline Microstrip Narrow BPF”, *IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium Albuquerque, NM, USA*, juin 1992.
- [10] I. C. Hunter, R. Ranson, A.C. Guyette, and A. Abunjaileh, “Microwave Filter Design from a Systems Perspective”, *IEEE Microwave Magazine*, October 2007.
- [11] G. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*. Norwood, MA: Artech House, 1980, p. 152

- [12] A.E. Williams, W.G. Bush, R.R. Bonetti, “Predistortion Techniques for Multicoupled Resonator Filters”, IEEE Trans. on Micr. Theory and Tech, 33 (5), 1985.
- [13] S. Bila, P. Lenoir, D. Baillargeat, S. Verdeyme, “Multiple Solutions for the Synthesis of Microwave Filters with Predistorted Transfer Functions”, Int. Journal of RF and Micr. Computer-Aided Eng., 17 (1), 2007.
- [14] S. Darlington, “Synthesis of a reactance-four pole with prescribed insertion loss characteristics,” J. Math. Phys., vol. 18, no 1939, pp. 257–353.
- [15] M. Yu, W-C Tang, A. Malarky, V. Dokas, R. Cameron, Y. Wang, “Predistortion Technique for Cross-Coupled Filters and Its Application to Satellite Communication Systems”, IEEE Trans. on Micr. Theory and Tech, 51 (12), 2003.
- [16] B. S. Senior, I. C. Hunter, and J. D. Rhodes, “Synthesis of lossy filters,” in Microwave Conference, 2002. 32nd European, 2002, pp. 1 –4.
- [17] A. Guyette, I. Hunter, and R. Pollard, “The design of microwave bandpass filters using resonators with nonuniform Q ,” IEEE Trans. on Micr. Theory and Tech, vol. 54, no. 11, pp. 3914–3922, Nov. 2006.
- [18] <http://www.tsc.upc.edu/lossyfilters>.
- [19] V. Mirafteb and M. Yu, “Generalized Lossy Microwave Filter Coupling Matrix Synthesis and Design Using Mixed Technologies,” IEEE Trans. on Micr. Theory and Tech., vol. 56, no. 12, pp. 3016 –3027, Dec. 2008.
- [20] V. Mirafteb and M. Yu, “Advanced Coupling Matrix and Admittance Function Synthesis Techniques for Dissipative Microwave Filters,” IEEE Trans. on Micr. Theory and Tech, vol. 57, no. 10, pp. 2429 –2438, Oct. 2009.
- [21] J. Mateu, A. Padilla, C. Collado, M. Martinez-Mendoza, E. Rocas, C. Ernst, and J. M. O’Callaghan, “Synthesis of 4th order lossy filters with uniform Q distribution,” in Microwave Symposium Digest (MTT), 2010 IEEE MTT-S International, 2010, p. 1
- [22] L. Szydlowski, A. Lamecki, and M. Mrozowski, “Synthesis of Coupled-Lossy Resonator Filters,” IEEE Microw. Wireless Compon Lett, vol. 20, no. 7, pp. 366 –368, Jul. 2010.
- [23] L. Szydlowski, A. Lamecki, and M. Mrozowski, “Design of Microwave Lossy Filter Based on Substrate Integrated Waveguide (SIW),” IEEE Microw. Wireless Compon Lett, vol. 21, no. 5, pp. 249 –251, May 2011.
- [24] Chih-Ming Tsai, Hong-Ming Lee, “The Effects of Component Q Distribution on Microwave Filters”, IEEE Trans. on Micr. Theory and Tech, 54 (4), 2006.

- [25] M. Meng and I. C. Hunter, “The design of parallel connected filter networks with non-uniform Q resonators,” in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp.*, 2012, pp. 1–3.
- [26] M. Oldoni, G. Macchiarella, G. G. Gentili, C. Ernst, “A New Approach to the Synthesis of Microwave Lossy Filters”, *IEEE Trans. on Micr. Theory and Tech*, 58 (5) 2010.

***CHAPITRE 3 – CONCEPTION DE
FILTRES A PERTES EN TECHNOLOGIE
PLANAIRE***

I. Introduction

Ce chapitre est consacré à la conception et à la réalisation des filtres à pertes suivant différentes approches. Ces filtres sont réalisés en employant une même technologie afin de faciliter la comparaison des performances.

La première partie concerne la réalisation d'un filtre de référence dans le but de déterminer les performances optimales en termes de platitude et de sélectivité atteignables avec les topologies conventionnellement utilisées. La technologie sélectionnée pour réaliser les filtres est une technologie planaire, à faible encombrement mais à relativement faible Q ce qui ne convient pas pour atteindre les performances demandées.

Récemment, une nouvelle classe de filtres hyperfréquences appelée filtres à pertes, qui permet d'améliorer les performances de filtres a été introduite. Cette nouvelle classe de filtres permet d'améliorer certaines caractéristiques, telles que la platitude ou la sélectivité, au détriment des pertes absolues en utilisant seulement des technologies faible Q .

Dans ce chapitre, nous décrivons la synthèse, la conception, et la caractérisation de filtres optimisés en platitude pour des applications dans le domaine spatial en comparant les deux principales techniques de synthèse à pertes suivantes :

- La technique des couplages résistifs croisés
- La technique du réseau transversal avec des résonateurs à facteurs de qualité hétérogènes

Dans la dernière partie, la technique d'atténuation des fonctions de transfert et de réflexion est étudiée afin d'évaluer les performances de cette approche pour des filtres de réception pour lesquels une atténuation de la puissance réfléchie peut s'avérer intéressante.

Enfin, les performances des différentes solutions classique et à pertes obtenues en synthèse, en simulation EM et en mesure sont comparées.

II. Filtre de référence

L'objectif de cette première étape est de réaliser un filtre de référence présentant des performances optimales avec les technologies conventionnellement utilisées par Thales Alenia Space.

1) Cahier des charges

Le cahier des charges consiste à réaliser un filtre centré à 3.8 GHz avec une bande passante de 800 MHz en considérant les spécifications présentées dans le tableau III.1.

Paramètres	Valeur	Unité
Fréquence centrale (f_0)	3800	MHz
Bande passante	800	MHZ
Pertes d'insertion (PI)	< 5	dB
platitude (variation des PI)	< 0.5	dB
Adaptation	> 18	dB
Atténuation à $f_0 \pm 1000$ MHz	35	dBc
Atténuation à $f_0 \pm 2000$ MHz	20	dBc
Taille	-	mm ³

Tableau III.1. Spécification à 3.8 GHz

La technologie couramment adoptée pour réaliser le filtre est une technologie planaire couche mince sur un substrat d'Alumine d'épaisseur 254 μm , de permittivité relative $\epsilon_r = 9.9$ avec une métallisation d'épaisseur 5 μm et de tangente de pertes $\tan\delta = 0.0002$ (figure III.1).

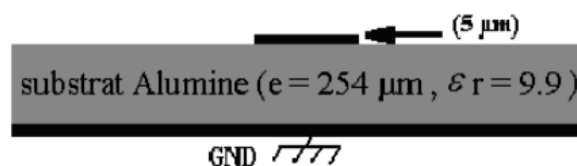


Figure III.1. Substrat d'Alumine couche mince

2) Simulateur électromagnétique

Le dimensionnement de ces circuits est effectué à l'aide d'un simulateur électromagnétique. Toutes les analyses électromagnétiques sont réalisées avec le simulateur Momentum du logiciel « Advanced Design System » (ADS). Le module Momentum est un outil de simulation électromagnétique (EM) qui permet le calcul des paramètres S_{ij} de

structures planaires par résolution des équations de Maxwell par la méthode des moments. Ainsi de par le formalisme utilisé, la structure est considérée comme un empilement de différentes couches de diélectriques séparées par des couches métalliques. De plus les métaux sont considérés sans épaisseur. De ce fait, le champ électrique qui pénètre dans la métallisation n'est pas pris en compte lors de la simulation. Ceci peut engendrer une différence entre la réponse du circuit simulé et la réponse réelle de la réalisation.

Afin d'éviter ce problème, le groupe HP a développé une méthode de simulation dite « Quasi-3D » qui permet de tenir compte des champs dans la couche métallique. Elle consiste à découper la ligne métallique en deux lignes superposées, d'une épaisseur $h/2$, séparées par une tranche d'air de hauteur h . Les deux lignes sont en contact par l'intermédiaire d'un via d'interconnexion dans lequel les lignes de courants sont calculées sur la dimension verticale comme le montre la figure III.2.

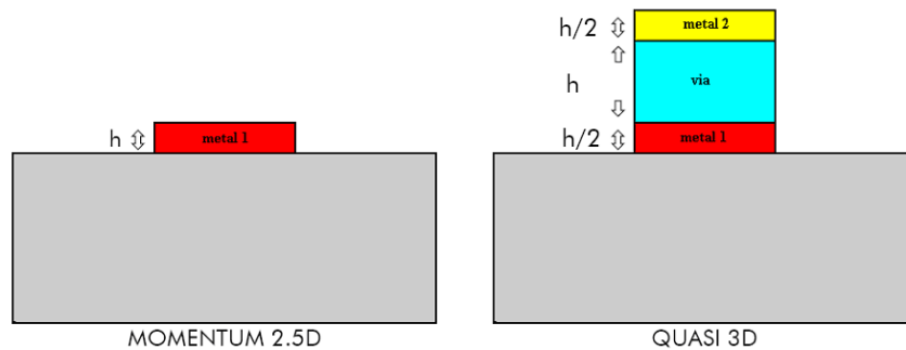


Figure III.2. Quasi 3D présenté par HP

Cette méthode ne donnant pas de résultats suffisamment précis. Une méthode empirique a été développée à Thales Alenia Space au sein du LEMMIC. Elle consiste à donner aux deux lignes une épaisseur h et non plus $h/2$ et à intégrer un coefficient empirique α à la hauteur de la tranche d'air (couche via). Ce dernier coefficient α doit être déterminé pour chaque type de substrat (figure III.3). Par ailleurs la conductivité des métaux constituant les lignes doit être aussi ajustée.

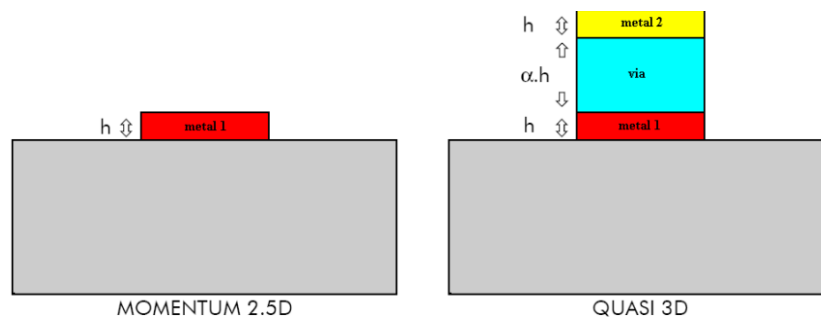


Figure III.3. Quasi 3D présenté par TAS

3) Conception du filtre de référence

Utilisant la technologie Alumine couche mince, le résonateur planaire en épingle à cheveux (Hairpin), montré sur la figure III.4, présente un facteur de qualité de l'ordre de 95.

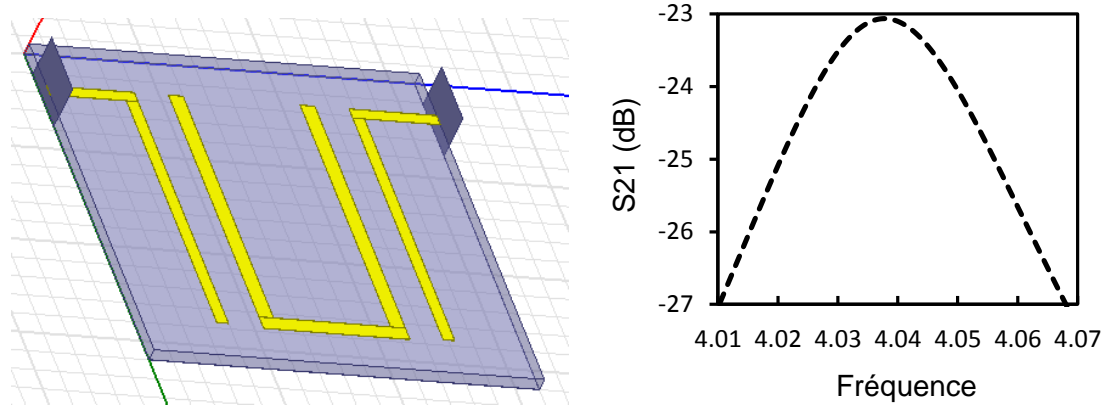


Figure III.4. Résonateur hairpin

Pour satisfaire les contraintes du cahier des charges présentées dans le tableau III.1, une fonction de filtrage d'ordre 6 a été synthétisée à l'aide du logiciel FElO [1]. Ce logiciel permet de déterminer la fonction de filtrage et de synthétiser la matrice de couplage, autrement dit le réseau électrique équivalent. La réponse obtenue par un modèle équivalent en éléments localisés, simulé avec le logiciel de simulation circuit ADS, est présentée sur la figure III.5. La réponse satisfait aux spécifications souhaitées à l'exception de la platitude dans la bande passante qui atteint 1 dB au lieu de 0.5 dB.

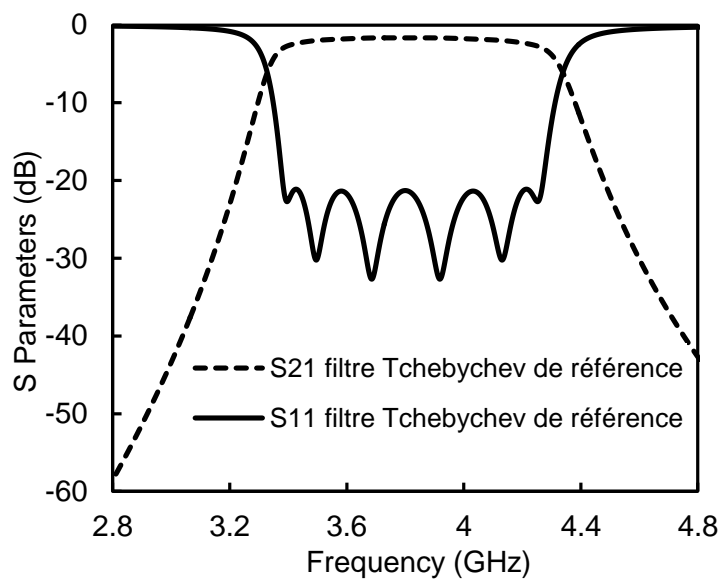


Figure III.5. Filtre Tchebychev d'ordre 6 de référence

Le filtre est implémenté suivant une topologie en ligne comme le montre la figure III.6. La matrice de couplage correspondante est donnée dans la figure III.7. Les termes diagonaux m_{ii} , tous imaginaires (terme j) représentent les facteurs de qualité finis de chaque résonateur. Classiquement tous les résonateurs ont ici le même facteur de qualité (95).

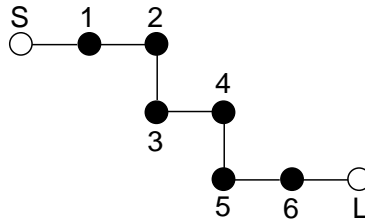


Figure III.6. Topologie du filtre Tchebychev d'ordre 6

	S	1	2	3	4	5	6	L
S	0	1.002	0	0	0	0	0	0
1	1.002	$j0.05$	0.843	0	0	0	0	0
2	0	0.843	$j0.05$	0.611	0	0	0	0
3	0	0	0.611	$j0.05$	0.583	0	0	0
4	0	0	0	0.583	$j0.05$	0.611	0	0
5	0	0	0		0.611	$j0.05$	0.843	0
6	0	0	0	0	0	0.843	$j0.05$	1.002
L	0	0	0	0	0	0	1.002	0

Figure III.7. Matrice de couplage du filtre Tchebychev d'ordre 6

Le filtre est implémenté dans un réseau en ligne utilisant des résonateurs hairpins. La structure du filtre est présentée dans la figure III.8.

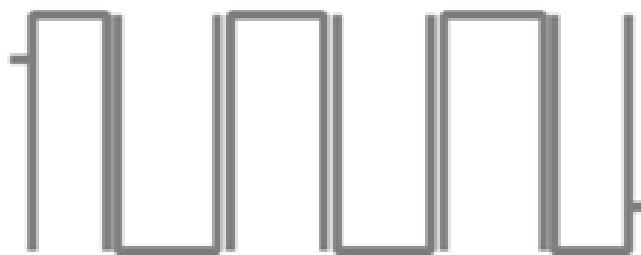


Figure III.8. Structure du filtre hairpin de référence

La conception est effectuée en étudiant des structures élémentaires (couplage entre deux résonateurs, couplage en entrée/sortie) afin de pré-dimensionner le filtre. Le principe de cette étude est présenté dans l'annexe 1. Un réglage plus précis est effectué sur la structure complète par identification de la matrice de couplage [2] à l'aide du logiciel Presto-HF développé par l'INRIA. Cette technique qui consiste à extraire la matrice de couplage de la

réponse simulée est exposée dans plusieurs thèses [3]-[4] et ne sera donc pas reproduite ici. La comparaison entre la réponse obtenue par la simulation EM et la réponse théorique est donnée sur la figure III.9. Le filtre présente des pertes d'insertions de 1.9 dB, une platitude dans la bande de l'ordre de 1dB et une adaptation inférieure à 20 dB. La taille du filtre est de $25 \times 8.5 \text{ mm}^2$ (212 mm^2). Les atténuations hors bande obtenues satisfont le cahier des charges.

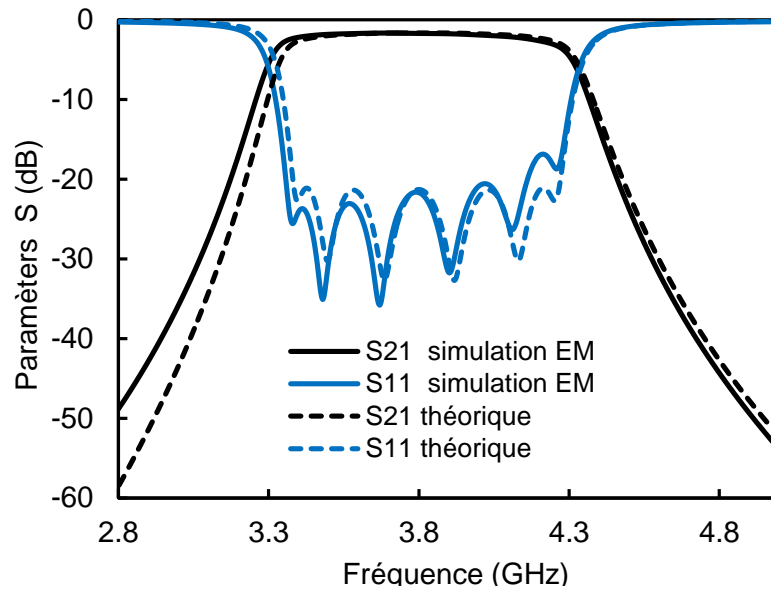


Figure III.9. Réponse théorique comparée à la simulation EM

Un prototype a été fabriqué par la société Thin Film Products et mesuré sous pointes. La comparaison entre la réponse obtenue par la simulation EM et les résultats de mesures est présentée sur la figure III.10. Nous constatons une réduction de la bande passante par rapport à la simulation EM. L'adaptation est supérieure à 20 dB et les pertes d'insertions sont comparables à celles simulées, de l'ordre de 1.9 dB. L'ondulation dans la bande est égale à 1.2 dB, légèrement dégradée par rapport à la simulation EM.

Dans le but d'expliquer l'écart entre les mesures et la simulation EM, une analyse de sensibilité a été faite considérant les tolérances de fabrications du substrat d'Alumine couche mince. En effet, le gap entre deux lignes de transmissions ainsi que leur longueurs peuvent varier de $\pm 8 \mu\text{m}$. Une variation de la permittivité de 1 % a aussi été considérée. La figure III.11 montre la superposition de la dispersion de la réponse du filtre obtenue avec une analyse de sensibilité de type Monte Carlo en fonction des tolérances de fabrication sur le logiciel ADS avec des résultats de mesures. Le filtre considéré dans cette analyse est conçu avec des modèles circuits de lignes couplées qui existent dans la bibliothèque du logiciel ADS.

La variation de la permittivité entraine principalement un décalage en fréquence de quelques dizaines de MHz alors que les variations géométriques affectent aussi l'adaptation dans la bande. A l'exception de la platitude, l'étude statistique montre que 70% des réalisations satisfont les spécifications souhaitées. L'identification de la matrice de couplage à partir de la réponse mesurée montre par ailleurs qu'il faudrait augmenter les couplages inter-résonateurs M_{ij} du filtre réalisé pour retrouver une réponse identique à celle simulée.

En se basant sur ces deux analyses, on peut conclure que la différence entre la simulation et les mesures est due à une sur-gravure pendant le procédé de fabrication.

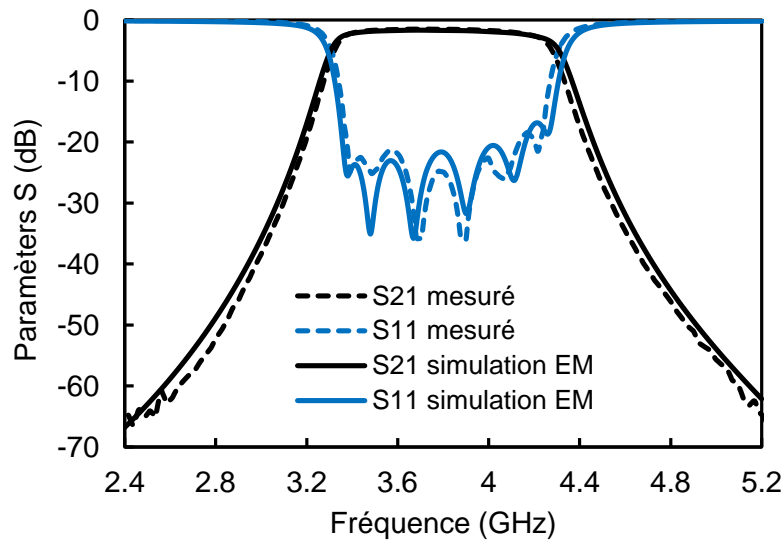


Figure III.10. Filtre de référence : simulation EM vs mesure

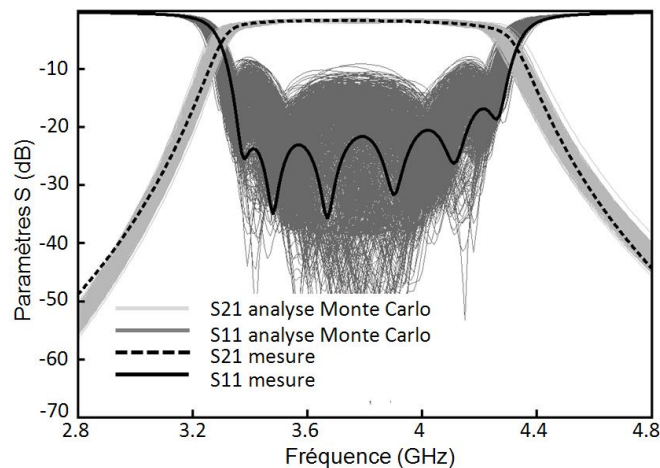


Figure III.11. Filtre de Tchebychev classique : analyse de sensibilité de type Monte Carlo considérant des tolérances de fabrication typiques ($\pm 8 \mu\text{m}$ sur lignes de transmissions et une variation de la permittivité de 1 %)

L'objectif dans ce chapitre est maintenant d'améliorer la platitude de la réponse pour satisfaire les spécifications. Pour atteindre cet objectif, les deux principales approches de

synthèse à pertes, à savoir l'introduction de couplages résistifs croisés, et la synthèse sous la forme d'un réseau transversal avec des résonateurs à facteurs de qualité non-uniformes, sont utilisées. Ces deux approches peuvent être appliquées compte tenu des marges disponibles sur les pertes d'insertions. Les performances électriques du filtre conventionnel précédent servent de référence pour les prochains modèles.

III. Filtre à pertes utilisant des couplages résistifs croisés

Le principe théorique de cette technique est présenté dans le chapitre II section IV.1. Il consiste à introduire une paire pôle/zéro complémentaire dans la fonction de transfert [5]. Cette technique revient à placer un couplage résistif croisé (CRC) entre deux résonateurs non consécutifs du réseau sans pertes. Le nombre de CRCs est un paramètre très important qui a un impact direct sur la performance du filtre, en particulier la platitude dans la bande et les pertes d'insertion. Dans le but de trouver la configuration optimale et satisfaire les contraintes du cahier des charges, deux filtres à pertes 6 pôles avec deux et quatre CRCs ont été réalisés utilisant l'approche développée en [5] et [6].

1) Implémentation d'un couplage résistif croisé [7]

La résistance qui connecte deux résonateurs non consécutifs (figure III.12.a) pour réaliser le couplage résistif croisé doit être manipulée afin de la rendre réalisable en pratique pour les raisons suivantes:

- La propagation du signal à travers une résistance microonde entraîne un déphasage supplémentaire par rapport au modèle circuit équivalent et donc une réponse modifiée par rapport à celle souhaitée.
- Dans le cas du filtre à résonateurs couplés, il est impossible de connecter directement une résistance entre résonateurs comme dans le modèle circuit.

La figure III.12 montre le circuit équivalent de la résistance ainsi que les étapes de modification pour avoir un couplage résistif réalisable en pratique utilisant une résistance, deux lignes de transmissions et deux couplages aux extrémités. Le circuit réalisant le CRC est obtenu en connectant une résistance avec deux inverseurs d'impédances réalisés par des lignes de transmissions de longueur $\lambda/4$ ($E_{ff} = 90^\circ$) avec une mise en échelle en fonction de la valeur de couplage aux extrémités. Ce modèle équivalent est le plus approprié pour connecter deux résonateurs pour les raisons suivantes :

- La longueur électrique supplémentaire associée aux résistances microondes est absorbée par les lignes de transmissions $\lambda/4$.
- Les couplages capacitifs aux extrémités sont très faciles à implémenter et favorisent l'optimisation globale du filtre à pertes.
- Une résistance en série est souvent plus facile à mettre en œuvre en particulier en utilisant des technologies planaires, évitant l'utilisation de trous métallisés dans le cas des résistances implémentées en parallèle.

- La valeur de couplage à ses deux extrémités peut être arbitrairement choisie pour une réalisation plus raisonnable en fonction des tolérances de fabrication.

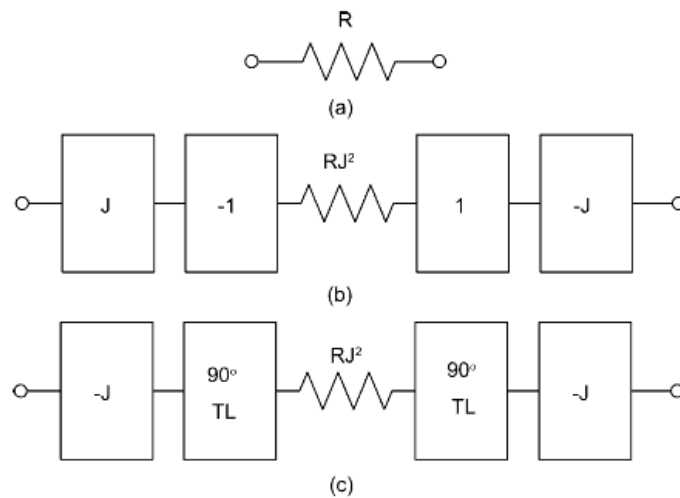


Figure III.12. Modèle du circuit de couplage résistif croisé [7]

2) Filtre à pertes avec 2 couplages résistifs croisés

a) Synthèse de la matrice de couplage

La première étape de conception consiste à synthétiser la matrice de couplage à pertes du réseau. Cette matrice de couplage peut être synthétisée à l'aide du logiciel disponible en [8]. La topologie du filtre obtenu par ce logiciel est irréalisable en pratique. En effet, la matrice de couplage est réduite en appliquant des séquences de rotation afin d'annuler les couplages qui ne sont pas réalisables physiquement. Par rapport à la synthèse classique sans pertes, les éléments de la matrice de couplage sont complexes. En effet, les rotations trigonométriques de la synthèse classique sont remplacées par des rotations hyperboliques. On considère la matrice de couplage synthétisée $[M]$. La nouvelle matrice après rotation est donnée par :

$$[M'] = [R]^{-1}[M][R] \quad (\text{III.1})$$

Où $[R]$ est la matrice de rotation contenant une seule rotation $i^{\text{ème}}$ ligne et colonne par rapport $j^{\text{ème}}$ ligne et colonne.

La matrice $[R]$ est sous la forme suivante [5] :

Rotation trigonométrique

$$R_{ii} = 1, \quad 1 \neq i, 1 \neq j$$

Rotation hyperbolique

$$R_{ii} = 1, \quad 1 \neq i, 1 \neq j$$

$$R_{ii} = R_{jj} = \cos(\theta)$$

$$R_{ii} = R_{jj} = \cosh(\theta)$$

$$R_{ij} = -R_{ji} = \sin(\theta)$$

$$R_{ij} = -R_{ji} = j \sinh(\theta)$$

$$R_{is} = 0, \quad 1, s \neq i, j$$

$$R_{is} = 0, \quad 1, s \neq i, j$$

Même avec des séquences de rotation pour annuler les éléments indésirables de la matrice de couplages à pertes, on n'arrive pas à obtenir la topologie désirée. En effet, on utilise souvent une optimisation des termes de la matrice avec un circuit équivalent en élément localisés.

Considérant ces deux étapes de synthèse, la topologie du filtre et sa matrice de couplage correspondante sont présentées respectivement sur la figure III.13 et la figure III.14.

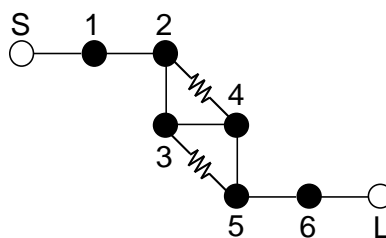


Figure III.13. Topologie du filtre à pertes avec deux CRCs

	S	1	2	3	4	5	6	L
S	0	1.304	0	0	0	0	0	0
1	1.304	j0.059	1.191	0	0	0	0	0
2	0	1.191	j0.091	0.696	j0.031	0	0	0
3	0	0	0.696	j0.091	0.679	j0.031	0	0
4	0	0	j0.031	0.679	j0.091	0.696	0	0
5	0	0	0	j0.031	0.696	j0.091	1.191	0
6	0	0	0	0	0	1.191	j0.059	1.304
L	0	0	0	0	0	0	1.304	0

Figure III.14. Matrice de couplage du filtre à pertes avec deux CRCs

On peut lire la matrice de couplage de la manière suivante :

- Les termes réels de la matrice représentent les différents couplages en entrée, en sortie et les couplages entre résonateurs.
- Les termes imaginaires de la matrice de couplage en dehors de la diagonale principale ($M_{ij}, j \neq i$) représentent les couplages résistifs à réaliser.

- Les termes imaginaires M_{ii} sur la diagonale principale traduisent les pertes de chaque résonateur (facteur de qualité) auxquels viennent s'ajouter par construction les couplages résistifs (M_{ij}).

En effet, le facteur de qualité Q de chaque résonateur est calculé comme suit :

$$Q_{ii} = f_0 / \Delta f / R_{ii} \quad (\text{III.2})$$

où f_0 est la fréquence centrale, Δf est la bande passante du filtre et R_{ii} est la résistance équivalente du résonateur considéré avec :

$$R_{ii} = \text{Im}(m_{ii}) - \sum_{k=1}^N \text{Im}(m_{ki}) \quad (\text{III.3})$$

avec $k \neq i$ et N est l'ordre du filtre.

Le filtre à pertes à réaliser présente donc une distribution uniforme des pertes à travers le réseau. En d'autres termes, les facteurs qualités des résonateurs sont identiques et valent 95.

La réponse théorique du filtre à pertes est comparée avec la réponse théorique du filtre de référence sur la figure III.15. Le filtre à pertes présente une platitude de 0.4 dB. Les pertes d'insertion sont de l'ordre de 3.4 dB avec une adaptation supérieure à 20 dB. On constate aussi une légère dégradation de la sélectivité du filtre à pertes par rapport au filtre classique de référence.

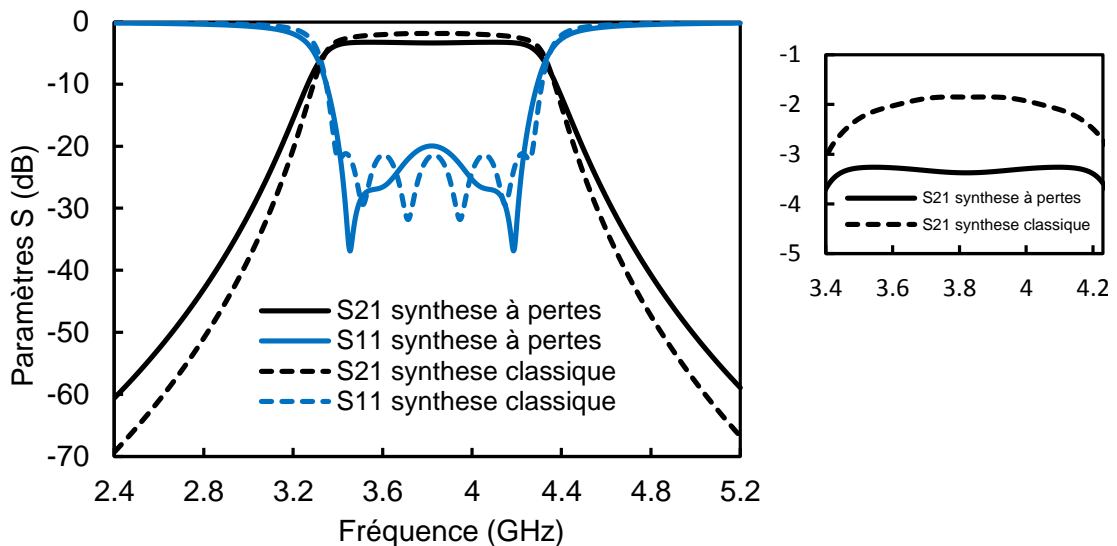


Figure III.15. Comparaison entre la synthèse classique et la synthèse à pertes

La comparaison entre la variation du temps de propagation de groupes (TPG) dans le cas de la synthèse classique et le cas de la synthèse à pertes est présentée sur la figure III.16. On constate que l'ondulation du TPG est améliorée dans le cas du filtre à pertes.

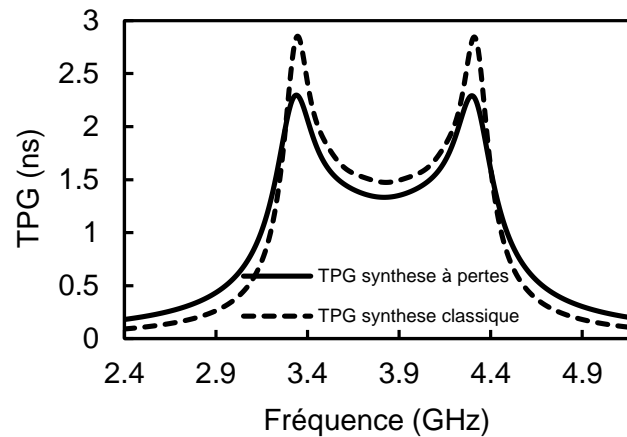


Figure III.16. Variation du TPG : synthèse à pertes vs synthèse classique

b) Conception EM

Le filtre a été implémenté en utilisant des résonateurs hairpins sur le substrat d'Alumine présenté dans la section II.2. Pour dimensionner la structure, contrairement à un filtre classique, nous ne pouvons pas employer l'approche d'identification de la matrice de couplage car Presto-HF ne saura pas identifier une matrice de couplage avec des termes complexes. Les étapes de conception pour le filtre à pertes sont donc les suivantes :

1. Un filtre classique considérant la matrice de couplage à pertes mais sans les éléments de couplages résistifs est conçu
2. Les circuits de couplages résistifs sont rajoutés et les dimensions des lignes de transmissions et les valeurs des résistances seront optimisées.
3. Le modèle EM du filtre global est optimisé.

Dans notre cas, la matrice de couplage du filtre à pertes sans les CRCs est présentée sur la figure III.17. La structure du filtre et la comparaison entre la simulation EM et la réponse théorique sont présentées respectivement sur la figure III.18 et la figure III.19. Il faut noter que les ports 1 et 2 sont les ports d'excitation en entrée / sortie tandis que les ports 3 à 6 sont destinés à accueillir les couplages résistifs. Plus la réponse EM est en bonne concordance avec la réponse théorique, plus la deuxième phase d'optimisation conduit aux résultats souhaités. On peut constater sur la figure III.19 que les deux réponses sont en très bonne concordance.

	S	1	2	3	4	5	6	L
S	0	1.304	0	0	0	0	0	0
1	1.304	0	1.191	0	0	0	0	0
2	0	1.191	0	0.696	0	0	0	0
3	0	0	0.696	0	0.679	0	0	0
4	0	0	0	0.679	0	0.696	0	0
5	0	0	0	0	0.696	0	1.191	0
6	0	0	0	0	0	1.191	0	1.304
L	0	0	0	0	0	0	1.304	0

Figure III.17. Matrice de couplage du filtre à pertes sans CRCs

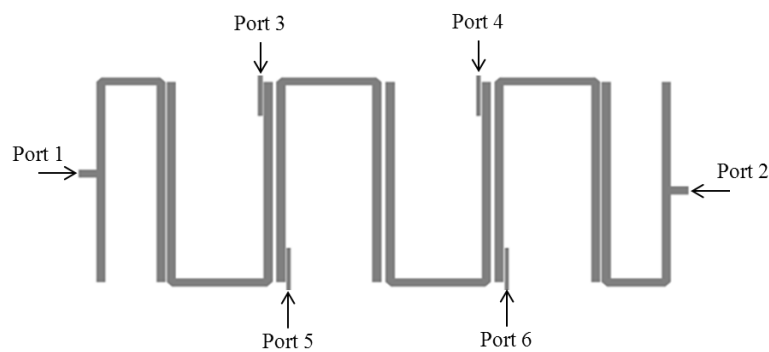


Figure III.18. Structure du filtre à pertes sans CRCs

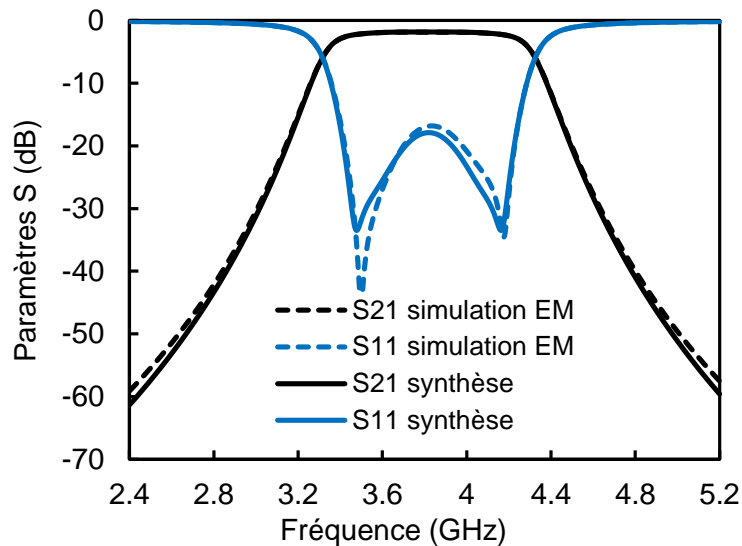


Figure III.19. Comparaison entre la simulation EM et la réponse théorique (synthèse)

La deuxième étape de conception est basée sur une optimisation circuit avec le logiciel ADS. Le filtre sans CRCs de la figure III.18 est simulé en considérant 6 ports d'accès. Les ports 1 et 2 représentent les ports d'excitations en entrée et en sortie. Les ports 3 et 4 sont connectés aux extrémités de deux lignes de transmissions qui sont placés à côté des

résonateurs 2 et 4 dans le but de réaliser le couplage résistif entre le résonateur 2 et le résonateur 4 comme le montre la topologie présentée dans la figure III.13. Les longueurs des lignes de transmissions et leurs gaps par rapport aux résonateurs sont choisis arbitrairement. Ces deux variables peuvent être modifiées si l'étape d'optimisation présentée dans le paragraphe suivant ne donne pas le résultat souhaité. De même, les ports 5 et 6 sont placés pour réaliser le couplage résistif entre le résonateur 3 et le résonateur 5.

Une fois la simulation EM de la structure (figure III.18) effectuée, on peut importer le modèle à 6 accès dans le logiciel ADS, connecter les circuits de couplages résistifs et optimiser leurs valeurs pour converger au mieux vers la réponse théorique. La figure III.20 présente le circuit utilisé pour optimiser la réponse du filtre à pertes. Une fois l'optimisation effectuée, les dimensions trouvées sont reportées dans le module Momentum et une simulation EM du filtre global est effectuée.

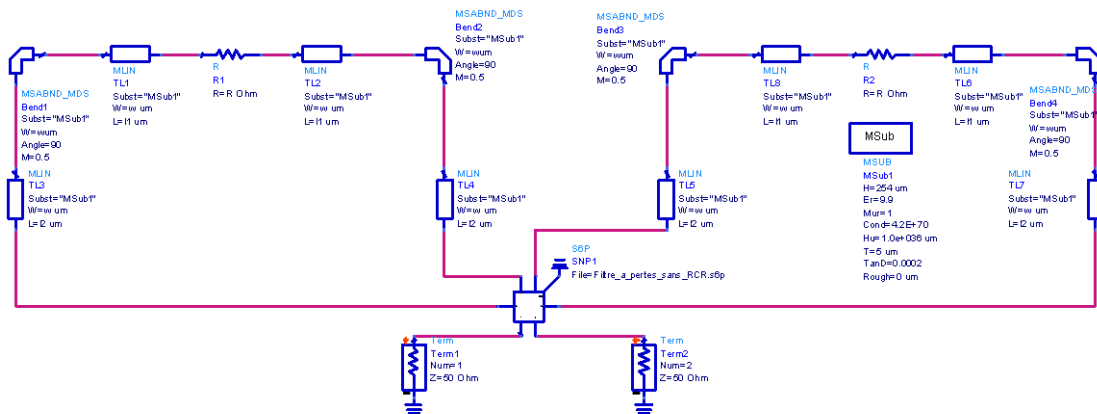


Figure III.20. Optimisation circuit du filtre à pertes avec deux CRCs

La figure III.21 montre la structure finale du filtre à pertes avec deux couplages résistifs. Le CRC est constitué par une résistance reliée à deux lignes $\lambda/4$. Les résistances implémentées dans le réseau sont des résistances gravées en nitrure de tantale (Ta2N) dont la valeur de résistance carrée est $R_{\square} = 50 \Omega \cdot \text{carré}$. La comparaison entre la réponse obtenue par la simulation EM et la réponse théorique à pertes est montrée sur la figure III.22. Les performances électriques du filtre sont comparables à celles trouvées en synthèse. Les pertes d'insertion valent 3.4 dB avec une ondulation des pertes dans la bande de 0.4 dB. L'adaptation est supérieure à 20 dB sur toute la bande passante.

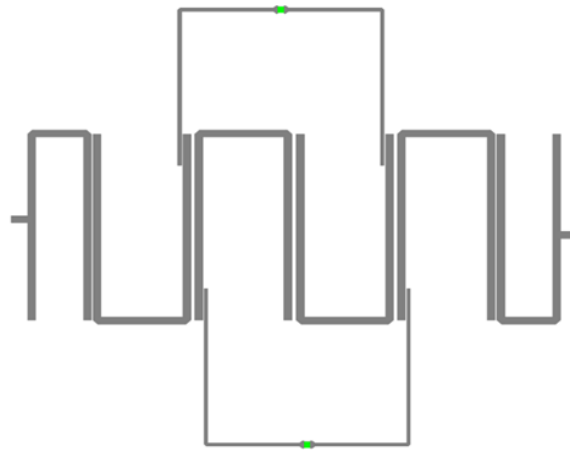


Figure III.21. Structure finale du filtre à pertes avec deux CRCs

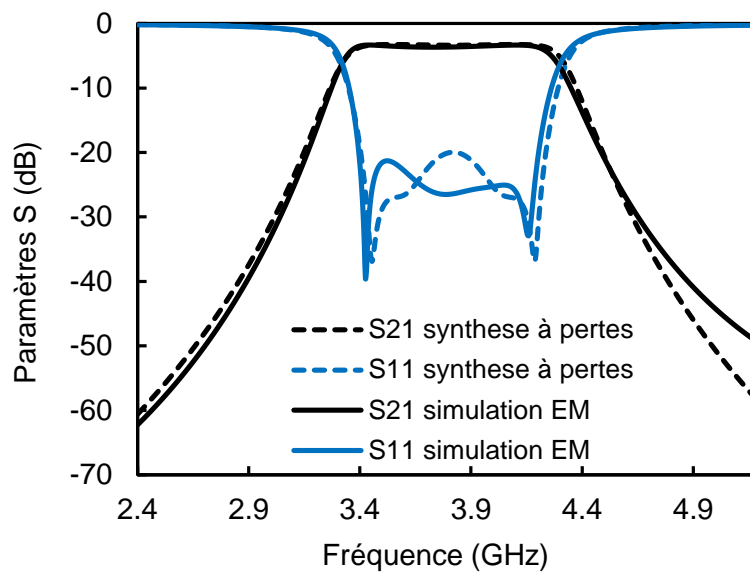


Figure III.22. Simulation EM vs réponse théorique à pertes

c) Fabrication et mesure

Un prototype a été fabriqué en utilisant le substrat d'Alumine présenté dans la section II. La figure III.23 présente la photographie du filtre fabriqué. La taille du circuit est de $17.1 \times 17.6 \text{ mm}^2$ (300 mm^2). La comparaison entre la réponse obtenue par la simulation EM et les résultats de mesures est présentée sur la figure III.24. Le filtre présente une platitude de 0.45 dB. Les pertes d'insertions sont de l'ordre de 3.4 dB avec une adaptation dans la bande supérieure à 20 dB. On constate, de la même manière que le filtre de référence, une légère réduction de la bande passante par rapport à la simulation EM expliquant la dégradation de la platitude.

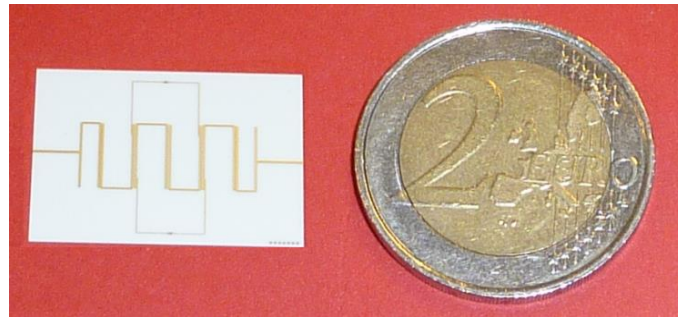


Figure III.23. Photographie du filtre à pertes avec deux CRCs.

Dans le but d'expliquer l'écart entre les mesures et la simulation EM, une analyse de sensibilité a été faite considérant les mêmes tolérances de fabrication pour le substrat d'Alumine que pour le filtre de référence. Dans ce cas, on a considéré en plus les tolérances de fabrication relatives aux résistances gravées utilisées pour réaliser le CRC. En effet, la valeur de la résistance peut varier de 2% en fabrication par rapport à sa valeur simulée. La figure III.25 montre la superposition de la dispersion de la réponse du filtre obtenue avec une analyse de sensibilité de type Monte Carlo en fonction des tolérances de fabrications avec des résultats de mesures. L'étude statistique montre que 65 % des réalisations satisfont les spécifications souhaitées.

Dans le cas des filtres à pertes, nous ne pouvons pas utiliser l'outil « Presto » pour identifier la matrice de couplage à pertes. Comme précédemment, nous constatons cependant une bonne concordance entre l'analyse de Monte Carlo et les résultats de mesures.

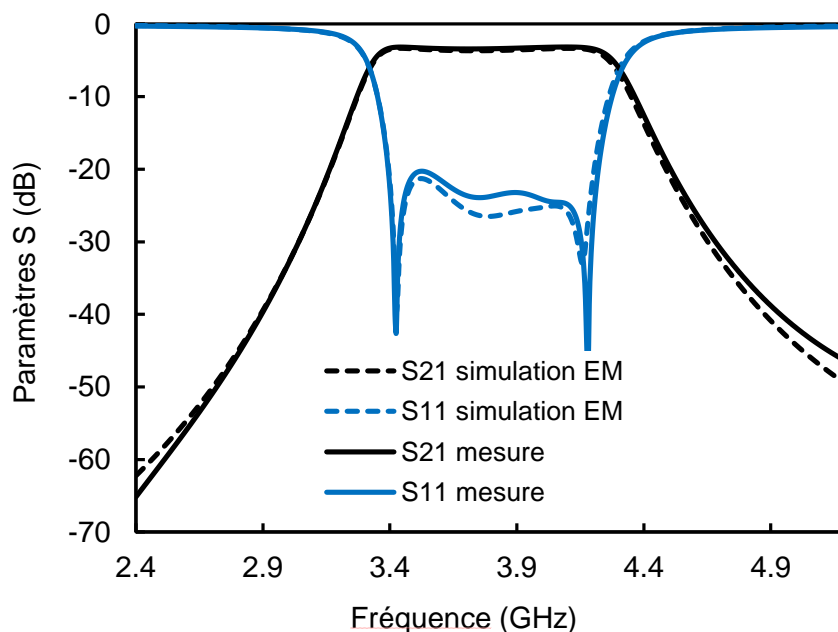


Figure III.24. Filtre à pertes avec deux CRCs : simulation EM vs mesure

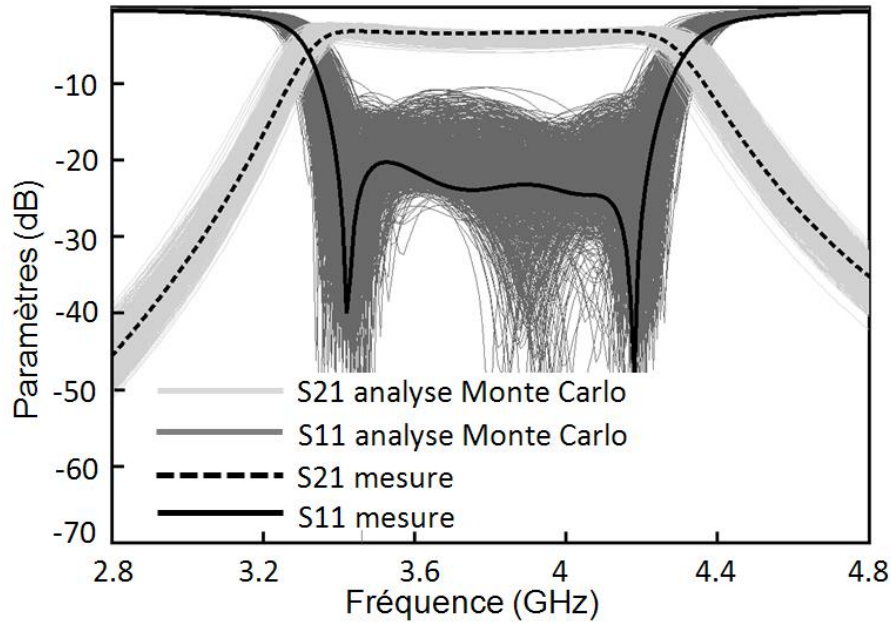


Figure III.25. Filtre à perte avec deux CRCs : analyse de sensibilité Monte Carlo considérant des tolérances de fabrication typiques ($\pm 8 \mu\text{m}$ sur lignes de transmissions, variation de 1 % de la permittivité et variation de 2% des valeurs de résistances)

3) Filtre à pertes avec 4 couplages résistifs croisés

Dans cette section, la réalisation du filtre à pertes avec quatre couplages résistifs croisés sera décrite.

a) Synthèse de la matrice de couplage

En considérant les mêmes étapes de synthèse que le filtre précédent, le filtre à 4 CRCs est optimisé. La topologie du filtre et sa matrice de couplage sont présentées sur la figure III.26 et la figure III.27 respectivement. Les pertes sont distribuées de façon uniforme dans le réseau. Le facteur de qualité approximatif de chaque résonateur est de l'ordre de 95.

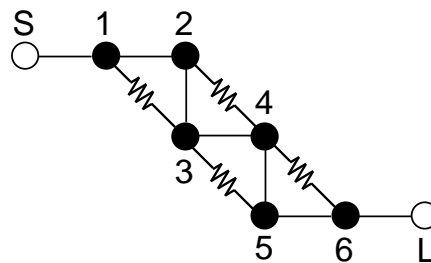


Figure III.26. Topologie du filtre à pertes avec quatre CRCs

	S	1	2	3	4	5	6	L
S	0	1.304	0	0	0	0	0	0
1	1.304	$j0.064$	1.168	$j0.004$	0	0	0	0
2	0	1.168	$j0.115$	0.713	$j0.055$	0	0	0
3	0	$j0.004$	0.713	$j0.119$	0.675	$j0.055$	0	0
4	0	0	$j0.055$	0.675	$j0.119$	0.713	$j0.004$	0
5	0	0	0	$j0.055$	0.713	$j0.115$	1.168	0
6	0	0	0	0	$j0.004$	1.168	$j0.064$	1.304
L	0	0	0	0	0	0	1.304	0

Figure III.27. Matrice de couplage du filtre à pertes avec quatre CRCs

La réponse théorique du filtre à pertes est comparée avec la réponse théorique du filtre référence sur la figure III.28. Le filtre à pertes présente une platitude de 0.4 dB. Les pertes d'insertion sont de l'ordre de 3.4 dB avec une adaptation supérieure à 20 dB. On constate aussi une légère dégradation de la sélectivité du filtre à pertes par rapport au filtre classique de référence.

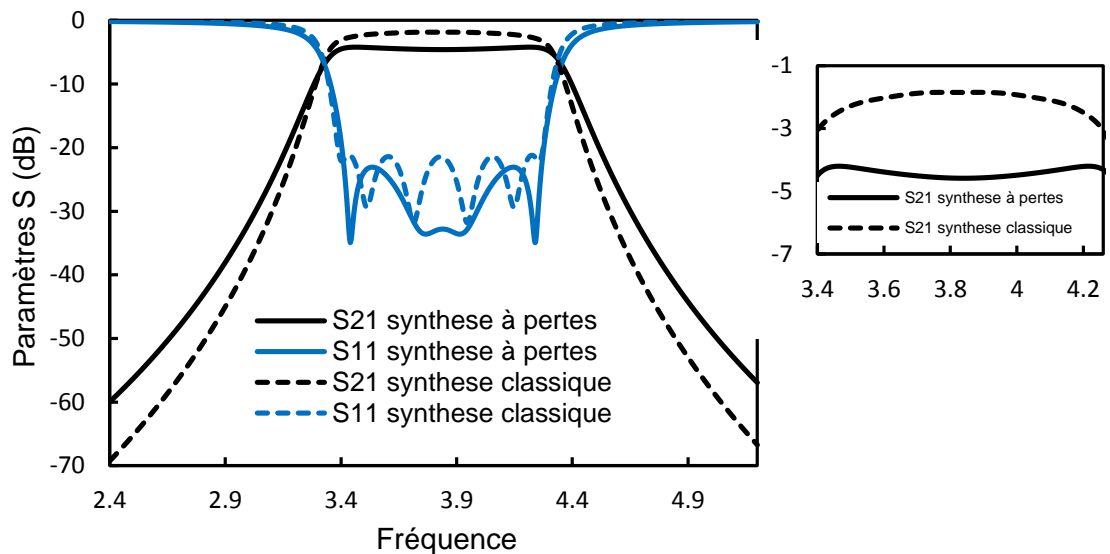


Figure III.28. Comparaison entre la synthèse classique et la synthèse à pertes

La comparaison entre la variation du TPG dans le cas de la synthèse classique et le cas de la synthèse à pertes est présentée sur la figure III.29. On constate que l'ondulation du TPG est améliorée dans le cas du filtre à pertes.

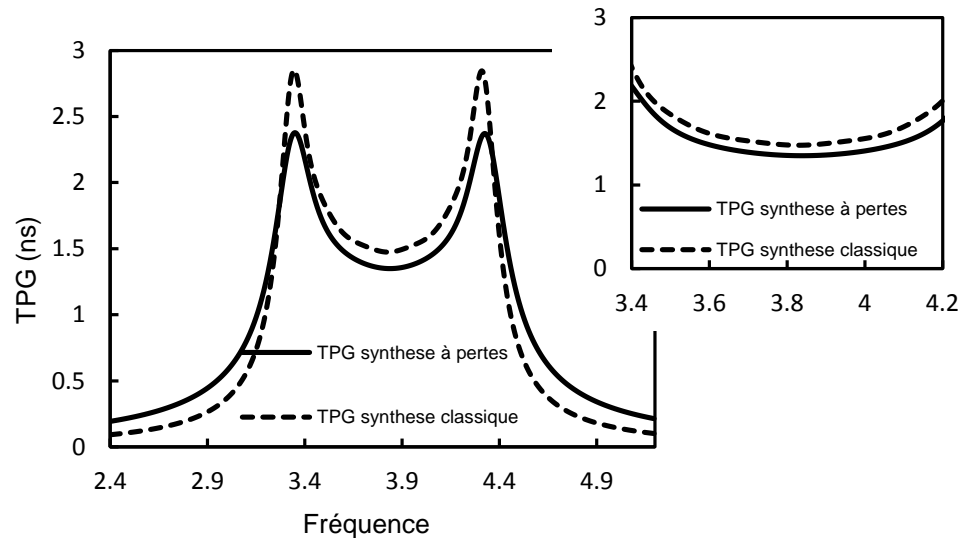


Figure III.29. Variation du TPG : synthèse à pertes vs synthèse classique

b) Conception EM

Les étapes de conception sont les mêmes que le filtre précédent. On considère tout d’abord la matrice de couplage sans les éléments de couplage à pertes de la figure III.30. La structure correspondante est présentée sur la figure III.31. Nous remarquons la présence de 10 ports d’accès. Les ports 1 et 2 représentent les ports d’excitation en entrée et en sortie alors que les autres ports sont connectés dans le but de réaliser les différents couplages résistifs. La comparaison entre la simulation EM et la réponse théorique est présentée sur la figure III.32. Nous constatons que les deux réponses sont en très bonne concordance ce qui facilite par la suite la deuxième phase d’optimisation.

	S	1	2	3	4	5	6	L
S	0	1.304	0	0	0	0	0	0
1	1.304	0	1.168	0	0	0	0	0
2	0	1.168	0	0.713	0	0	0	0
3	0	0	0.713	0	0.675	0	0	0
4	0	0	0	0.675	0	0.713	0	0
5	0	0	0	0	0.713	0	1.168	0
6	0	0	0	0	0	1.168	0	1.304
L	0	0	0	0	0	0	1.304	0

Figure III.30. Matrice de couplage du filtre à pertes sans CRCs

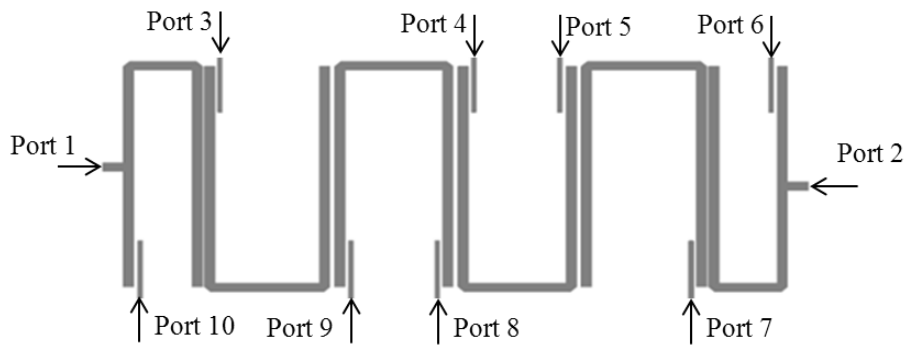


Figure III.31. Structure du filtre à pertes sans CRCs

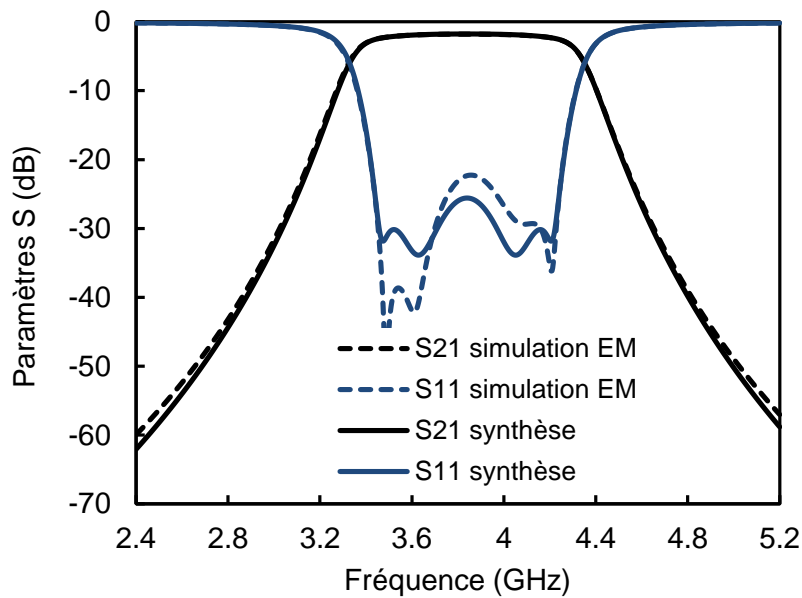


Figure III.32. Comparaison entre la simulation EM et la réponse théorique (synthèse)

La deuxième étape consiste, dans un premier temps, à importer le filtre dans le logiciel ADS, pour connecter puis optimiser les couplages résistifs pour converger au mieux vers la réponse théorique. La figure III.33 présente le circuit utilisé pour optimiser la réponse du filtre à pertes. Une fois l'optimisation effectuée, les dimensions trouvées sont reportées dans l'outil Momentum et une simulation EM du filtre global peut être effectuée.

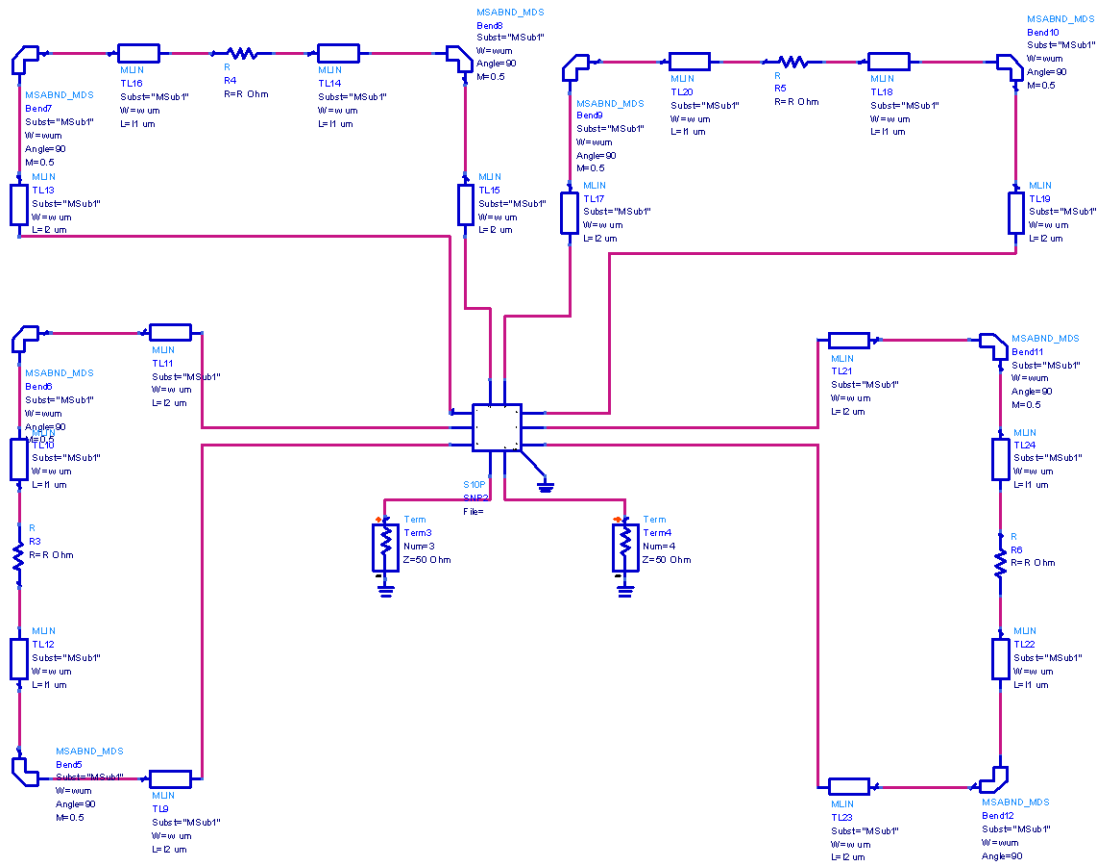


Figure III.33. Optimisation circuit du filtre à pertes avec quatre CRCs

La figure III.34 montre la structure finale du filtre à pertes avec quatre couplages résistifs. La comparaison entre la réponse obtenue par la simulation EM et la réponse théorique à pertes est montrée sur la figure III.35. Les performances électriques du filtre sont comparables à celles trouvées en synthèse. Les pertes d'insertion valent 4.2 dB avec une ondulation des pertes dans la bande de 0.3 dB. L'adaptation est supérieure à 20 dB sur toute la bande passante.

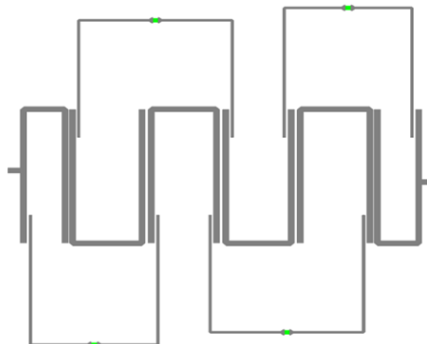


Figure III.34. Structure finale du filtre à pertes avec quatre CRCs

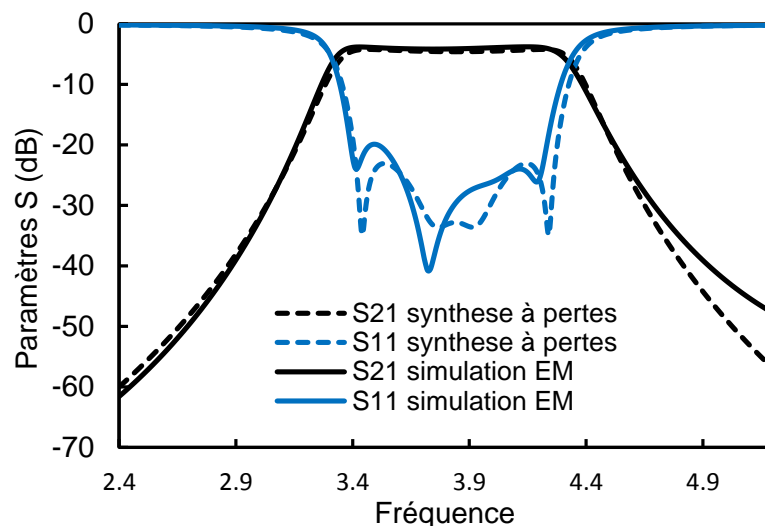


Figure III.35. Simulation EM vs réponse théorique à pertes

c) Fabrication et mesure

Un prototype a été fabriqué utilisant le substrat d'Alumine présenté dans la section II. La figure III.36 présente la photographie du filtre fabriqué. La taille du circuit est de $16.6 \times 17.5 \text{ mm}^2$ (292 mm^2).

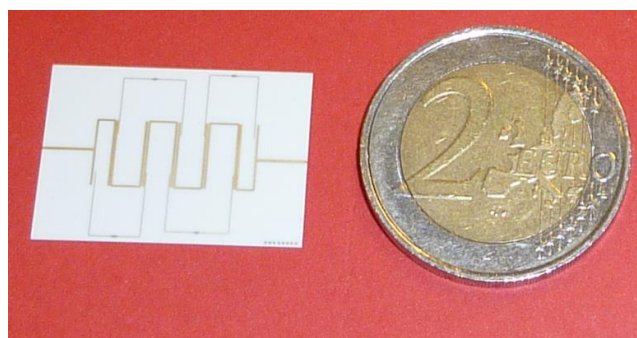


Figure III.36. Photographie du filtre à pertes avec quatre CRCs

La comparaison entre la réponse obtenue par la simulation EM et les résultats de mesures est présentée sur la figure III.37. Le filtre présente une platitude de 0.35 dB. Les pertes d'insertions sont de l'ordre de 4.2 dB avec une adaptation dans la bande supérieure à 20 dB. On constate aussi une légère réduction de la bande passante par rapport à la simulation EM expliquant la dégradation de la platitude. Dans le but d'expliquer l'écart entre les mesures et la simulation EM, une analyse de sensibilité a été faite considérant toujours les mêmes tolérances de fabrication. La figure III.38 montre la superposition de l'analyse de Monte Carlo avec les résultats de mesures. L'étude statistique montre que 60 % des réalisations satisfont les spécifications souhaitées. En se basant sur cette analyse, nous constatons une bonne concordance avec les résultats de mesures.

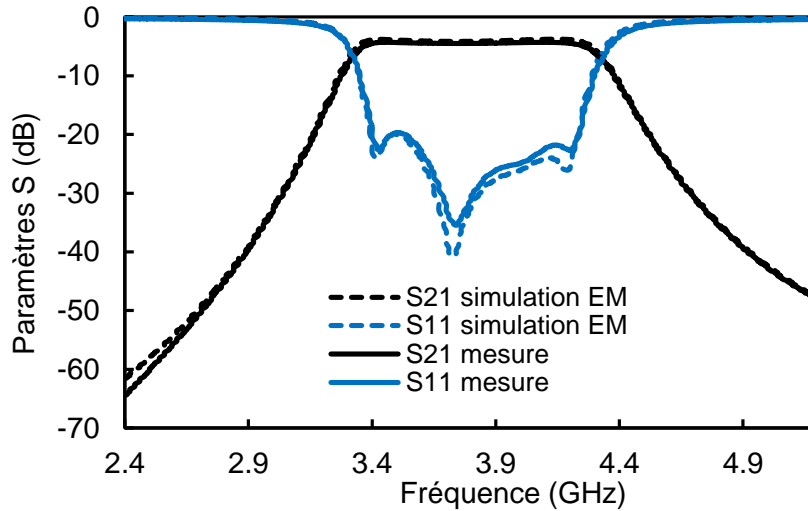


Figure III.37. Filtre à pertes avec quatre CRCs : simulation EM vs mesure

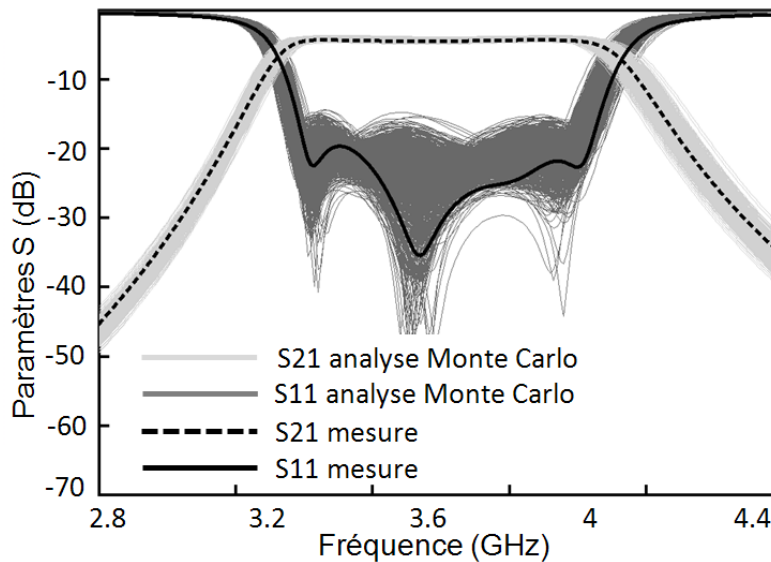


Figure III.38. Filtre à pertes avec quatre CRCs : analyse de sensibilité Monte Carlo considérant des tolérances de fabrication typiques ($\pm 8 \mu\text{m}$ sur lignes de transmissions, variation de 1 % de la permittivité et variation de 2% des valeurs de résistances)

4) Comparaison des filtres à pertes avec le filtre de référence

La comparaison entre les réponses des filtres à pertes à 2 et 4 couplages résistifs et celle du filtre hairpin de référence est présentée sur la figure III.39. Nous constatons à partir de cette figure que pour une iso-rejection la platitude présentée par les filtres à pertes est fortement améliorée par rapport au filtre de référence. En contre partie, les pertes d'insertion sont dégradées.

Nous remarquons aussi que dans le cas du filtre à pertes avec 2 CRCs, le gain en platitude par rapport à la dégradation des pertes d'insertion est acceptable. L'ajout de 2

couplages résistifs supplémentaires (filtre à pertes avec quatre CRCs) apporte une très faible amélioration en termes de platitude alors que la dégradation des pertes d'insertion est importante.

D'après la figure III.39, nous constatons aussi que le deuxième harmonique est légèrement atténué dans le cas des filtres à pertes.

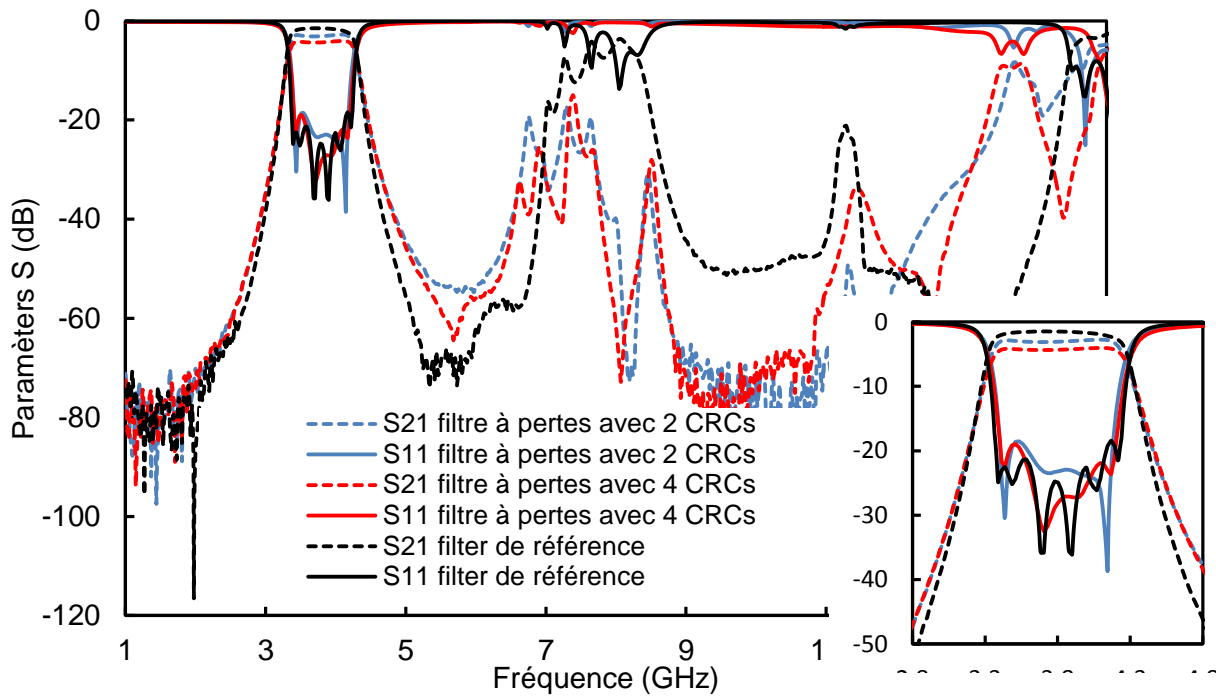


Figure III.39. Filtres à pertes vs filtre hairpin de référence

On considérant les performances électriques mesurées des filtres à pertes, on obtient les résultats suivants :

- Une platitude dans la bande approximativement égale 0.35 dB,
- Une atténuation à $f_0-1000\text{MHz}$ supérieure à 47 dBc,
- Une adaptation dans la bande supérieure à 20 dB,

Nous avons estimé le facteur de qualité équivalent aux pertes près. Ce facteur de qualité correspond au facteur de qualité qu'il faudrait avec un filtre classique (sans CRCs) pour atteindre les mêmes performances en termes de platitude et de sélectivité, en négligeant donc les pertes absolues. Le facteur de qualité équivalent du filtre à pertes est de l'ordre de 300, soit trois fois plus que le facteur de qualité réel qui vaut 95. Ce facteur de qualité est facilement atteignable avec les résonateurs SIWs sur le même substrat comme présenté dans [9]. Dans cette référence, un filtre d'ordre six a été réalisé dont la taille est égale à 40 x 80,35 mm². La comparaison entre les performances électriques et physiques du filtre à pertes et du filtre SIW

est présentée sur le tableau III.2. En termes de surface, le filtre à pertes que nous avons réalisé est douze fois plus petit que le filtre SIW (300 mm² comparé à 3214 mm²).

Filtre	PI (dB)	Platitude (dB)	f_0 (GHz)	Δf (MHz)	Surface (mm ²)
A pertes	4	0.35	3.8	800	16.6x17.5
SIW	2.45	0.7	4	250	40 x 80,35

Tableau III.2. Filtre à pertes VS filtre SIW [9]

IV. Filtre à pertes avec des résonateurs à facteurs de qualités non-uniformes

La seconde approche que l'on peut considérer pour implémenter un filtre à pertes optimisé en platitude est d'utiliser un réseau transversal avec des résonateurs à facteurs de qualité hétérogènes.

Dans le cas du réseau transversal, le signal se divise en plusieurs voies et la réponse résulte de la contribution de toutes les voies. Chaque chemin contribue à la réponse du filtre de manière indépendante. Pour un filtre de degré N , il faut réaliser N connexions avec l'entrée et N connexion avec la sortie. Cependant, il est difficile de connecter l'ensemble des résonateurs en entrée et en sortie dans le cas des filtres d'ordre élevé. Ce problème d'implémentation peut être résolu en utilisant un réseau transversal à paires. Chaque paire de résonateurs constituent un sous-réseau et la mise en parallèle de ces derniers constitue le filtre final. Nous verrons par la suite que cette topologie est très pratique pour réaliser des filtres à pertes.

Ainsi, la topologie du filtre de référence de la figure III.6 peut être transformée en topologie transversale à paires en appliquant des séquences de rotation trigonométrique [10]. La topologie et la matrice de couplage du filtre transversal à paires sont présentées respectivement sur la figure III.40 et la figure III.41. Les termes diagonaux M_{ii} (termes imaginaires purs en j) représentent les facteurs de qualités finis de chaque résonateur. En effet, nous considérons un réseau transversal à paires avec une distribution uniforme de pertes (facteur de qualité uniforme sur tous les chemins). La contribution de chaque voie et la somme des contributions sont présentées respectivement sur la figure III.42 et la figure III.43.

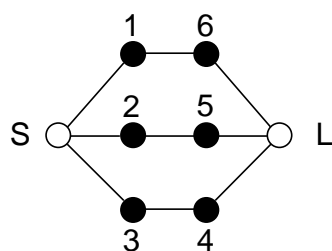


Figure III.40. Topologie du filtre transversal à paires avec des résonateurs à Q uniforme.

	S	1	2	3	4	5	6	L
S	0	0.638	0.629	0.447	0	0	0	0
1	0.638	$j0.05$	0	0	0	0	0.356	0
2	0.629	0	$j0.05$	0	0	-0.971	0	0
3	0.447	0	0	$j0.05$	1.199	0	0	0
4	0	0	0	1.199	$j0.05$	0	0	0.447
5	0	0	-0.971		0	$j0.05$	0	0.629
6	0	0.356	0	0	0	0	$j0.05$	0.638
L	0	0	0	0	0.447	0.629	0.638	0

Figure III.41. Matrice de couplage du filtre transversal à paires avec des résonateurs à Q uniforme.

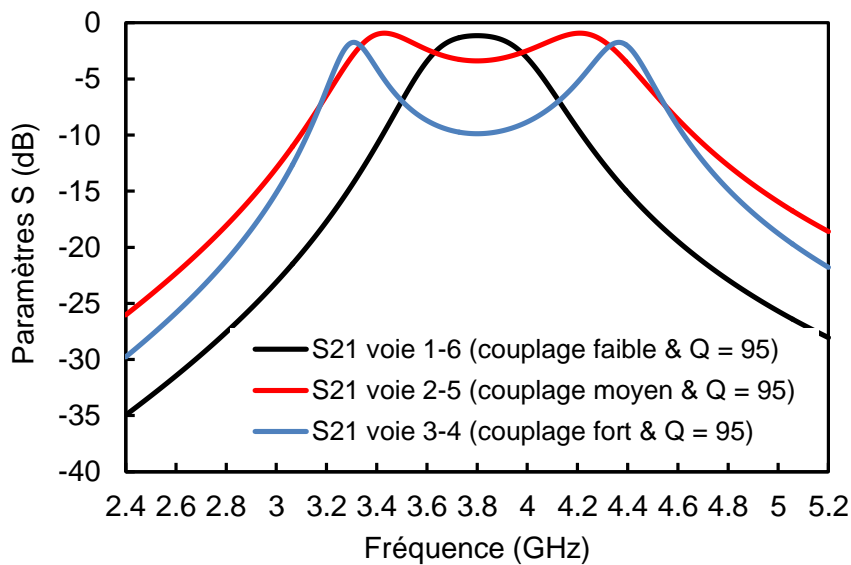


Figure III.42. Contribution de chaque voie

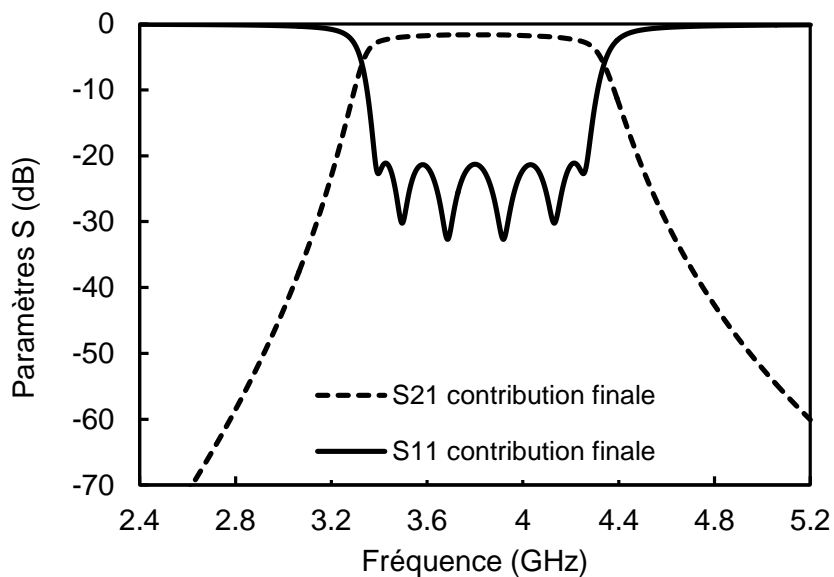


Figure III.43. Contribution finale

1) Synthèse de la matrice de couplage

Considérant la topologie transversale à paires comme indiqué dans la figure III.40, le chemin comprenant les résonateurs les plus couplés entre eux contribue principalement en bord de la bande passante. Par conséquent, l'utilisation des résonateurs avec un facteur de qualité élevé dans cette voie offre une meilleure sélectivité. Les autres voies présentant des couplages entre résonateurs faibles ou moyens contribuent au milieu de la bande passante, où les pertes d'insertion sont moins impactées. Par conséquent, le facteur de qualité de ces résonateurs peut être dégradé pour augmenter les pertes d'insertion dans le milieu de la bande passante, réduisant ainsi l'ondulation des pertes dans l'ensemble de la bande passante. Suivant cette idée, le facteur de qualité peut être réglé dans chaque voie pour optimiser à la fois la sélectivité et la platitude. Une représentation schématique de ce principe est présentée sur la figure III.44.

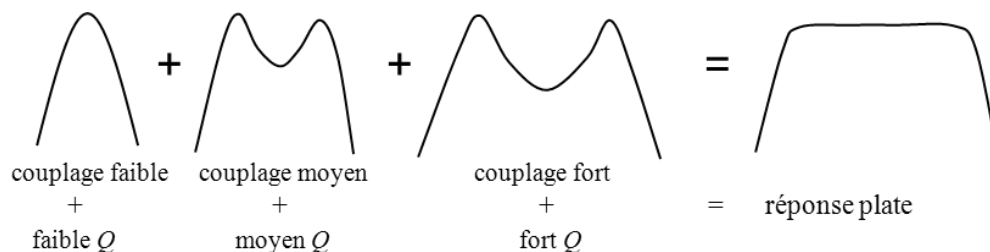


Figure III.44. Principe du filtre transversal à pertes

Pour atteindre les performances électriques nécessaires, un filtre à six pôles est nécessaire. Dans un premier temps, nous considérons le filtre six pôles transversal avec des résonateurs à facteurs de qualité hétérogènes (matrice de couplage et topologie présentées respectivement sur la figure III.40 et la figure III.41). L'étape suivante consiste à optimiser les couplages et les facteurs de qualité de chaque paire pour atteindre les performances souhaitées. Les buts pour cette optimisation sont de :

- Réduire l'ondulation dans la bande passante
- Garder un niveau de rejection similaire au filtre de référence
- Garder la même adaptation dans la bande passante

La matrice de couplage optimisée en considérant des résonateurs à facteur de qualité hétérogènes est montée sur la figure III.45. La topologie du filtre transversal à pertes est présentée sur la figure III.46. On voit que des valeurs différentes sont obtenues par rapport à la matrice initiale (figure III.41). On note que les facteurs de qualité sont dégradés respectivement de 95 ($r_i = 0.05$) à 57 ($r_i = 0.08$) et 35 ($r_i = 0.13$) dans deux des trois chemins.

La comparaison entre les nouvelles contributions des voies optimisées considérant une distribution non-uniforme des facteurs de qualité et les contributions initiales avec les facteurs de qualités homogènes est présentée sur la figure III.47. Nous constatons que les variations sont significatives surtout en termes de pertes d'insertion.

	S	1	2	3	4	5	6	L
S	0	0.653	0.645	0.462	0	0	0	0
1	0.653	$j0.13$	0	0	0	0	0.374	0
2	0.645	0	$j0.08$	0	0	-1.026	0	0
3	0.462	0	0	$j0.05$	1.249	0	0	0
4	0	0	0	1.249	$j0.05$	0	0	0.462
5	0	0	-1.026		0	$j0.08$	0	0.645
6	0	0.374	0	0	0	0	$j0.13$	0.653
L	0	0	0	0	0.462	0.645	0.653	0

Figure III.45. Matrice de couplage optimisée du filtre à pertes transversal à paires avec des résonateurs à Q hétérogènes

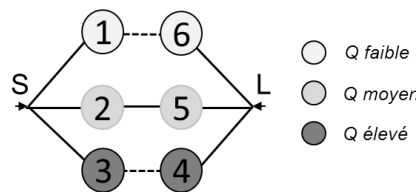


Figure III.46. Topologie de filtre transversal 6 pôles avec des résonateurs à Q hétérogènes

Considérant ces nouvelles contributions, la réponse du filtre à pertes est modifiée. La réponse initiale et la réponse optimisée sont comparées sur la figure III.48. On peut noter que le réseau transversal avec les résonateurs à facteurs de qualité hétérogènes présente une platitude améliorée en maintenant une sélectivité et une adaptation similaires à celles du filtre à résonateurs à facteurs de qualités homogènes. L'ondulation dans la bande passante atteint désormais 0,1 dB (comparée à 1 dB dans le cas du réseau transversal classique) et les pertes d'insertion minimales sont de l'ordre de 3,3 dB (+ 1,5 dB par rapport au réseau transversal classique).

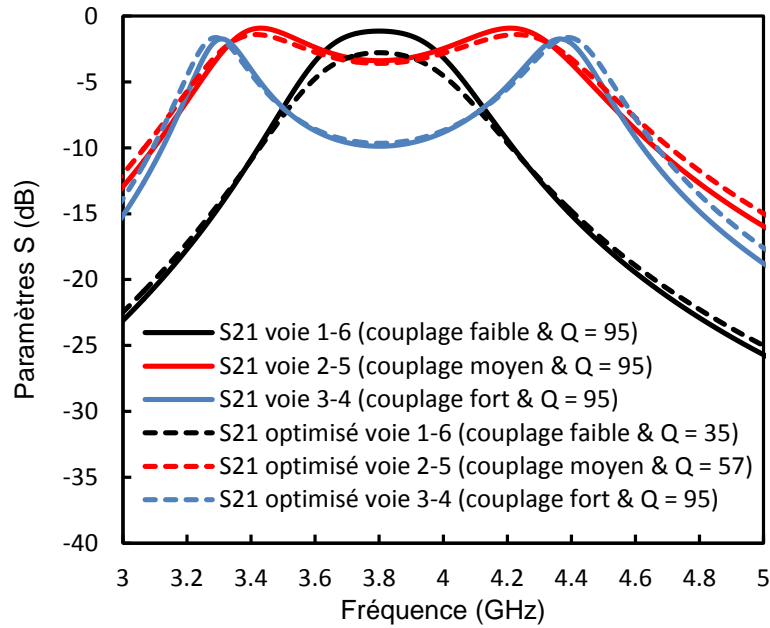


Figure III.47. Comparaison entre les contributions des voies optimisées et initiales

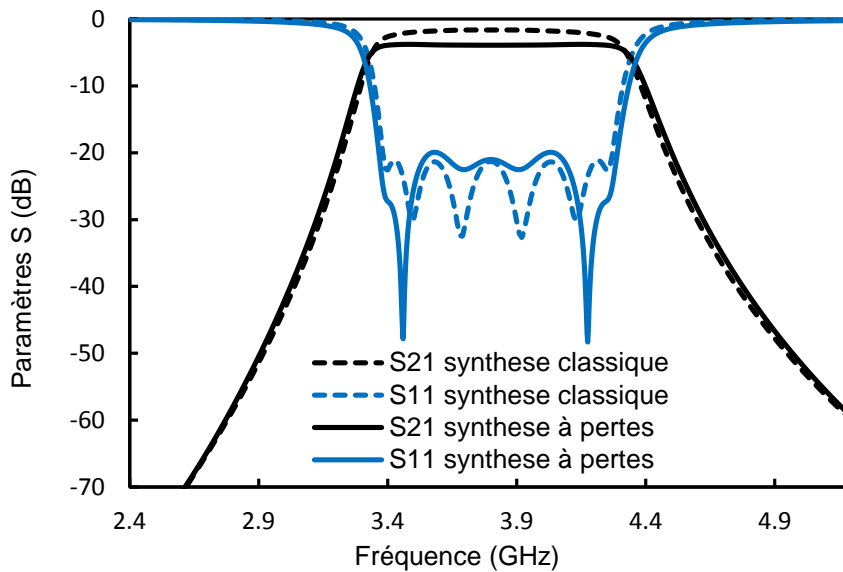


Figure III.48. Réponse en fréquence idéale pour le filtre à pertes transversal

La comparaison entre la variation du temps de propagation de groupes dans le cas de la synthèse classique et le cas de la synthèse transversale à pertes est présentée sur la figure III.49. On constate que l'ondulation du TPG est légèrement améliorée dans le cas du filtre à pertes.

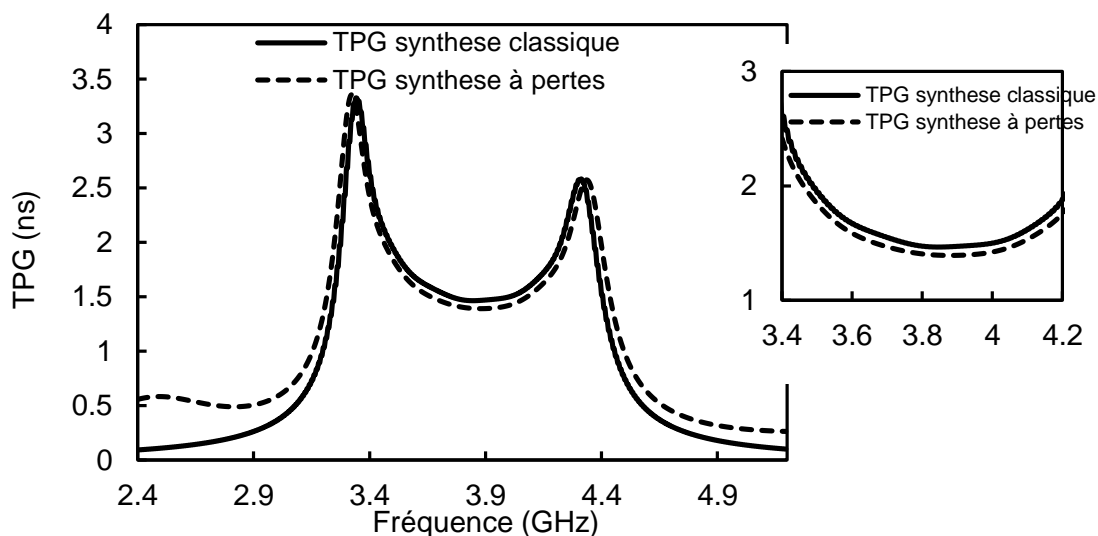


Figure III.49. Variation du TPG : synthèse à pertes transversal vs synthèse classique

2) Conception EM

Le filtre est conçu en utilisant les résonateurs en épines à cheveux sur le substrat d'Alumine présenté dans la section II.2. Les étapes de conception sont les suivantes :

1. Concevoir les trois chemins séparément
2. Concevoir les circuits de routage pour connecter les différents chemins et optimiser le circuit équivalent du filtre
3. Simuler globalement le filtre avec un modèle EM

Le premier chemin constitué par les résonateurs 1 et 6 est conçu en considérant la matrice de couplage de la figure III.50. Cette matrice est extraite de la matrice à pertes globale et en ne considérant seulement que les nœuds 1 et 6. Ce filtre deux pôles présente la voie faible Q avec des résonateurs faiblement couplés. La structure du filtre est présentée sur la figure III.51. Afin d'obtenir un facteur de qualité faible de l'ordre de 35, des résistances gravées en Ta₂N sont introduites dans les résonateurs. La comparaison entre la réponse théorique (matrice de couplage) et la simulation EM est montrée sur la figure III.52. Le but de cette étape est de se rapprocher le mieux possible de la réponse théorique.

	S	1	6	L
S	0	0.653	0	0
1	0.653	j0.13	0.374	0
6	0	0.374	j0.13	0.653
L	0	0	0.653	0

Figure III.50. Matrice de couplage du filtre deux pôles constituant la voie faible Q

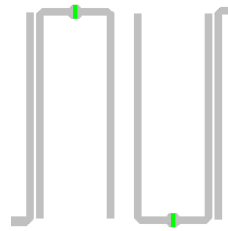


Figure III.51. Structure du filtre deux pôles - voie faible Q

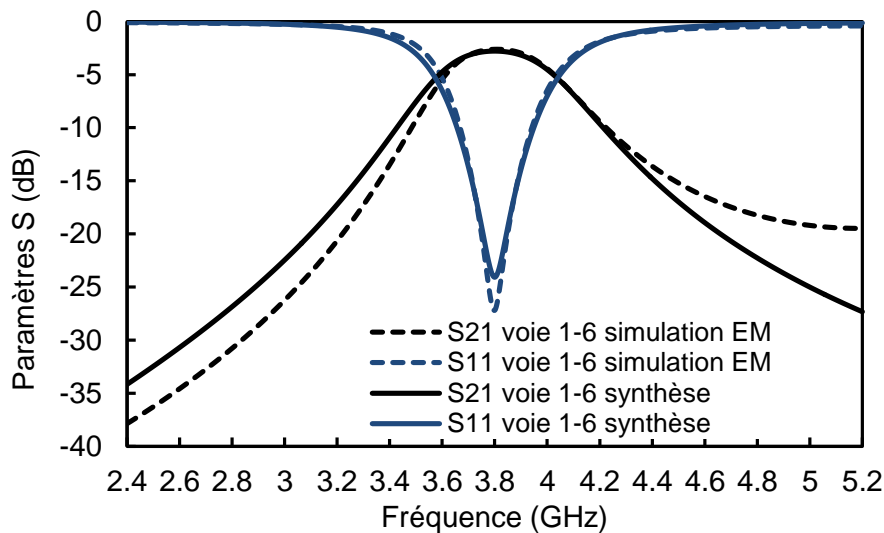


Figure III.52. Réponse EM de la voie faible Q

De même, le deuxième chemin constitué par les résonateurs 2 et 5 est conçu en considérant la matrice de couplage de la figure III.53. Ce filtre deux pôles présente la voie moyen Q avec des résonateurs moyennement couplés. La structure du filtre est présentée sur la figure III.54. Afin d'obtenir un facteur de qualité faible de l'ordre de 57, la largeur de ligne est réglée à 70 μm . La comparaison entre la réponse théorique (matrice de couplage) et la simulation EM est montrée sur la figure III.55.

	S	2	5	L
S	0	0.645	0	0
2	0.645	$j0.08$	-1.026	0
5	0	-1.026	$j0.08$	0.645
L	0	0	0.645	0

Figure III.53. Matrice de couplage du filtre deux pôles constituant la voie moyen Q



Figure III.54. Structure du filtre deux pôles - voie moyen Q

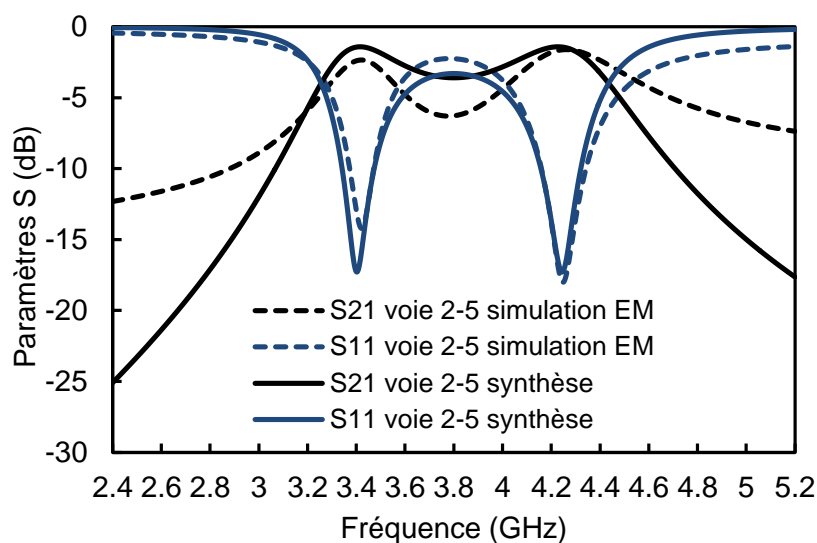


Figure III.55. Réponse EM de la voie moyen Q

Le troisième chemin constitué par les résonateurs 3 et 4 est conçu en considérant la matrice de couplage de la figure III.56. Ce filtre deux pôles présente la voie fort Q avec des résonateurs fortement couplés. La structure du filtre est présentée sur la figure III.57. En augmentant la largeur des lignes de transmissions à $240 \mu\text{m}$, le facteur de qualité est augmenté à 95. La comparaison entre la réponse théorique (matrice de couplage) et la simulation EM est montrée sur la figure III.58.

	S	3	4	L
S	0	0.462	0	0
3	0.462	$j0.05$	1.249	0
4	0	1.249	$j0.05$	0.462
L	0	0	0.462	0

Figure III.56. Matrice de couplage du filtre deux pôles constituant la voie fort Q

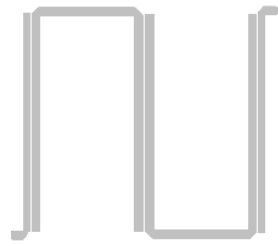


Figure III.57. Structure du filtre deux pôles - voie fort Q

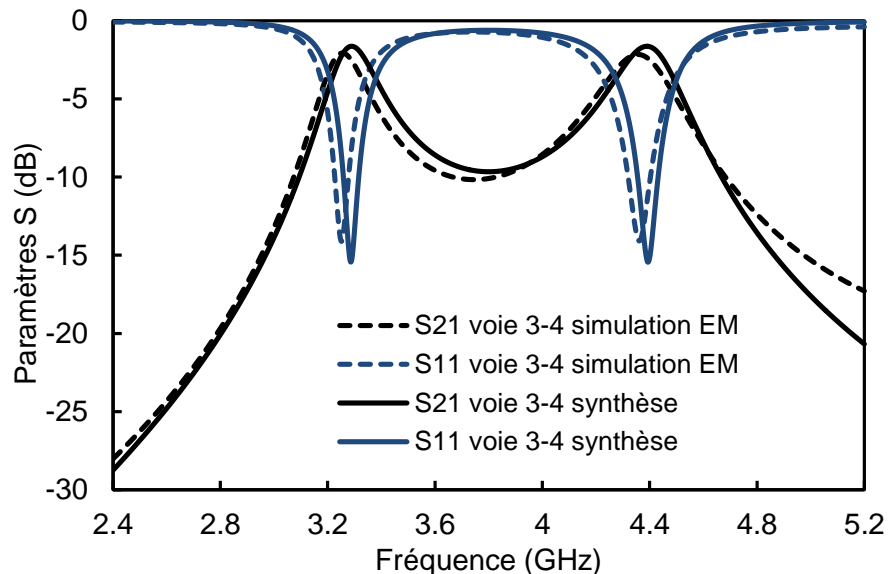


Figure III.58. Réponse EM de la voie fort Q

Une fois la simulation EM des trois voies effectuée, nous procédons à la deuxième étape de conception qui consiste en une optimisation de type circuit sur le logiciel ADS. Les modèles EM de chaque voie sont importés sur le logiciel ADS, et les circuits de routage sont dessinés et optimisés pour converger au mieux vers la réponse théorique. Le circuit de routage en entrée est un diviseur une voie vers trois. Celui de sortie est un combineur 3 voies vers une. Les longueurs ainsi que les impédances caractéristiques des lignes de transmissions constituant les circuits de routage sont des variables à optimiser.

La figure III.59 présente le circuit utilisé pour optimiser la réponse du filtre à pertes transversal à paires avec des résonateurs à Q hétérogènes. Une fois l'optimisation effectuée, les dimensions trouvées sont reportées sur le l'outil Momentum et une simulation EM du filtre global peut être effectuée. La figure III.60 montre la structure finale du filtre transversal à pertes.

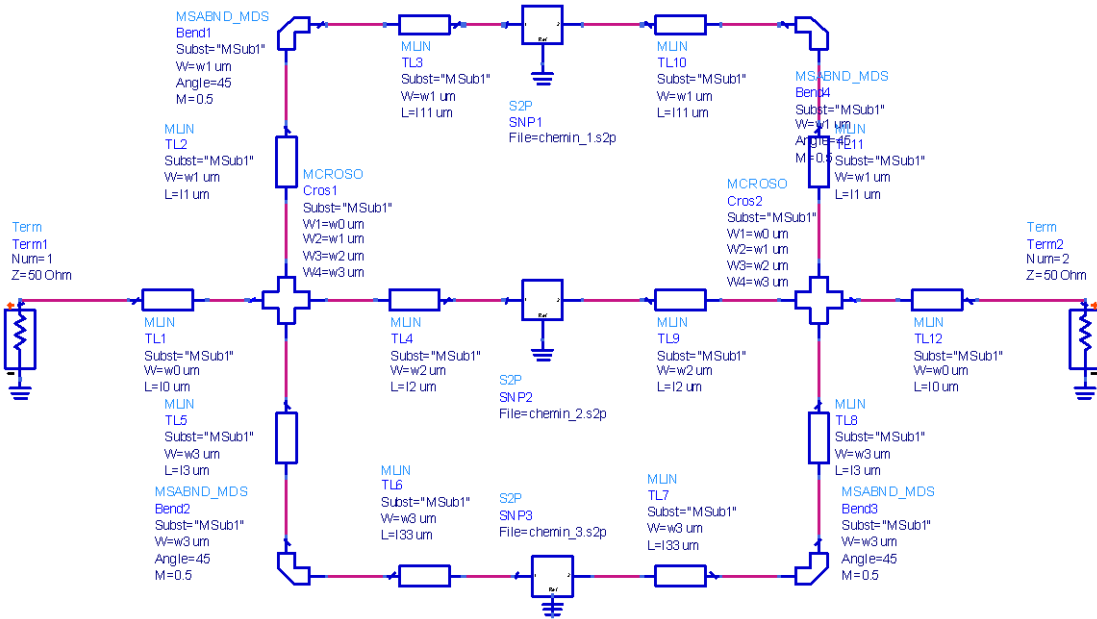


Figure III.59. Optimisation circuit du filtre à pertes transversal à paires avec des résonateurs à Q hétérogènes

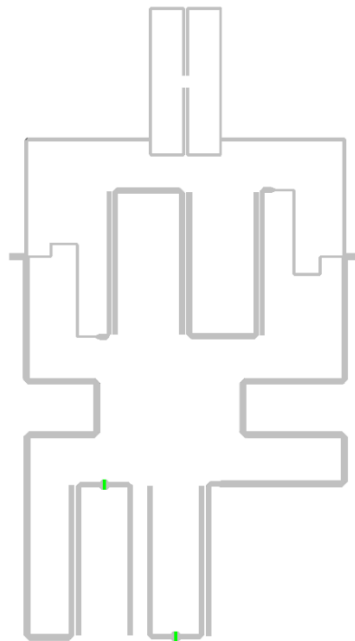


Figure III.60. Structure du filtre à pertes transversal à base de résonateurs à facteurs de qualité hétérogènes

La comparaison entre la réponse obtenue par la simulation EM et la réponse théorique à pertes est montrée sur la figure III.61. Les pertes d'insertion valent 3.4 dB avec une ondulation des pertes dans la bande de 0.4 dB. L'adaptation est supérieure à 18 dB sur toute la bande passante.

Nous constatons que la platitude est dégradée par rapport à la réponse théorique alors que les pertes d'insertion sont diminuées. De manière plus problématique, nous constatons que la réjection est dégradée. Ces écarts entre la simulation EM et la réponse théorique sont dus à la mise en œuvre difficile du circuit de routage. En effet, ce circuit doit ramener à l'entrée de chaque voie la bonne phase pour que leurs contributions donnent une réponse optimale. Cependant, les lignes de transmissions sont naturellement dispersives, par conséquent la recombinaison en phase n'est effective que sur une bande de fréquence relativement étroite.

De ce fait, la phase ramenée est correcte sur une plage fréquentielle étroite autour de la fréquence centrale f_0 alors que le déphasage est de plus en plus important dès qu'on s'éloigne de f_0 . La simulation large bande du filtre transversal, présentée sur la figure III.62, montre aussi qu'on provoque des transmissions parasites à proximité de la bande passante dégradant ainsi la réjection.

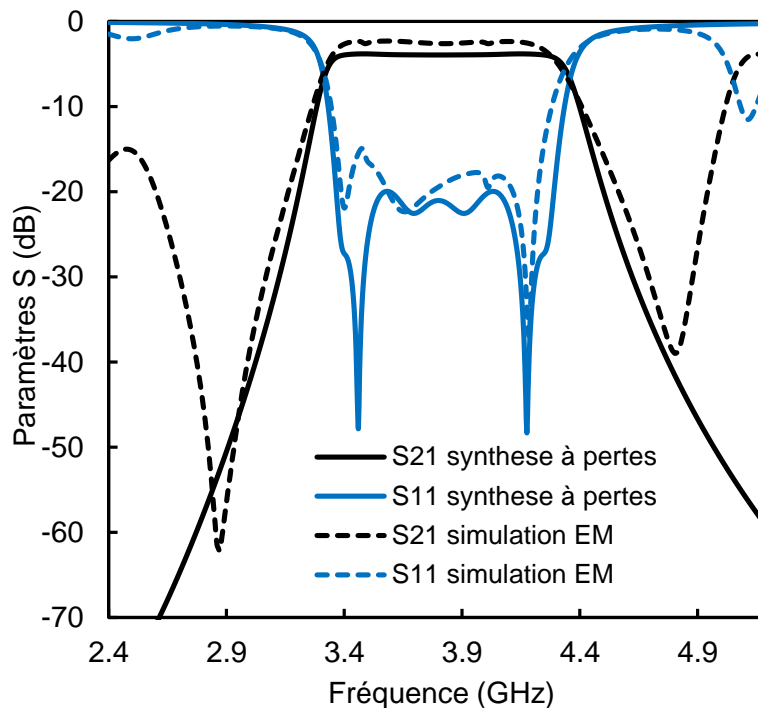


Figure III.61. Réponse en fréquence simulée pour le filtre à pertes transversal

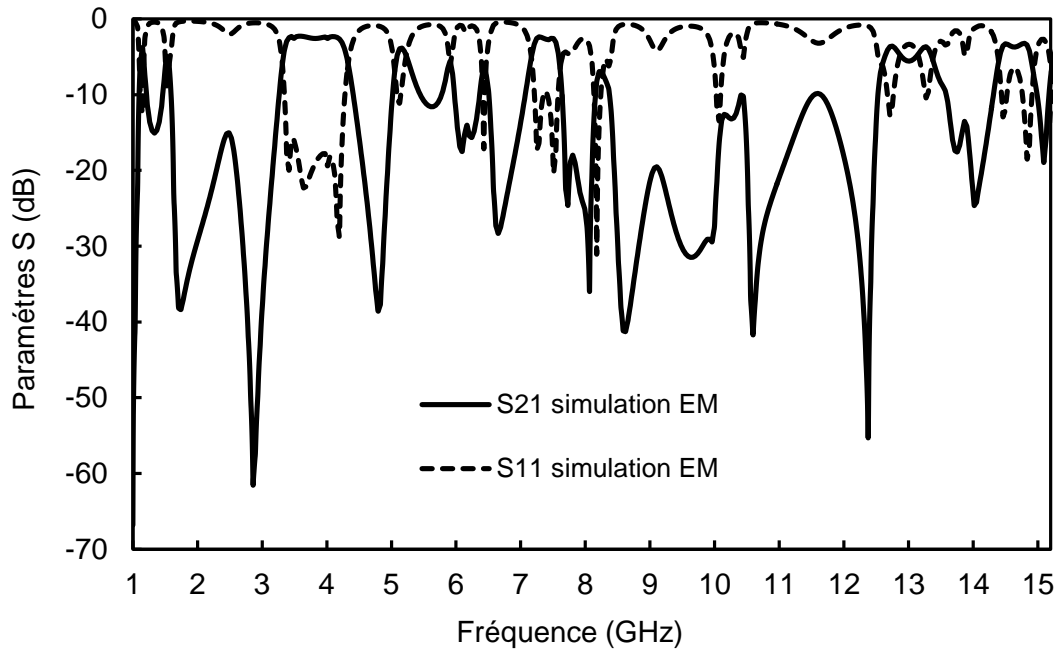


Figure III.62. Performances large bande du filtre transversal

3) Fabrication et mesure

Un prototype a été fabriqué utilisant le substrat d'Alumine présenté dans la section II. La figure III.63 présente la photographie du filtre fabriqué. La taille du circuit est de 16x30 mm² (480 mm²). La comparaison entre la réponse obtenue par la simulation EM et les résultats de mesure est présentée sur la figure III.64.

La réponse mesurée présente un décalage fréquentiel de 70 MHz vers les hautes fréquences. Ce décalage correspond à un changement de la permittivité relative du substrat de 9.7 (au lieu de la valeur 9.9 utilisée pour la conception). Cette variation est normale puisque la tolérance de fabrication annoncée par le fabricant est de $\pm 2\%$ sur la valeur initiale.

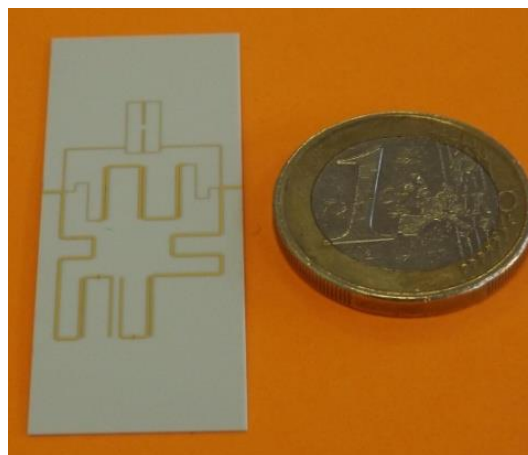


Figure III.63. Photographie du filtre à pertes transversal avec des résonateurs à Q hétérogènes

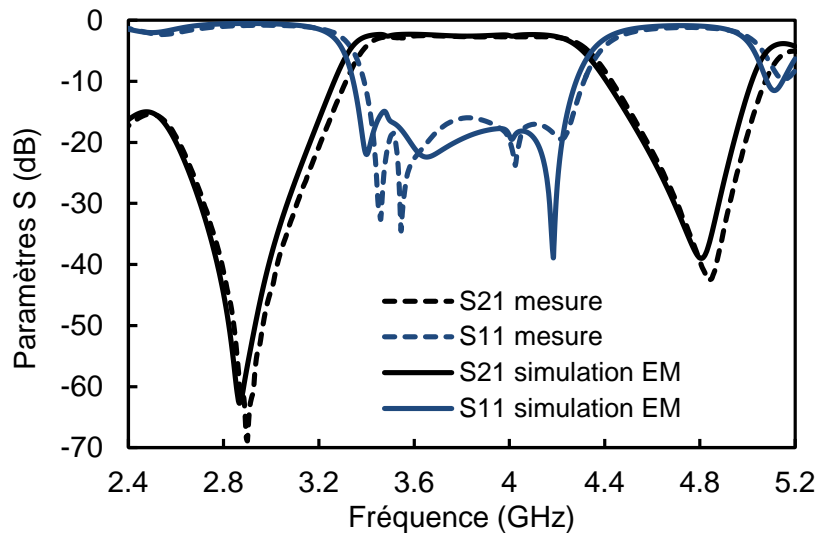


Figure III.64. Filtre à pertes transversal avec des résonateurs à Q hétérogènes : simulation EM ($\epsilon_r=9.9$) vs mesure.

Une simulation EM de la structure du filtre considérant la valeur corrigée de la permittivité est effectuée. La comparaison entre la réponse obtenue par rétro-simulation et les résultats de mesure est présentée sur la figure III.65. Les pertes d'insertions valent 3.4 dB avec une ondulation des pertes dans la bande de 0.4 dB. L'adaptation est supérieure à 18 dB sur toute la bande passante. On constate aussi une légère réduction de la bande passante par rapport à la simulation EM.

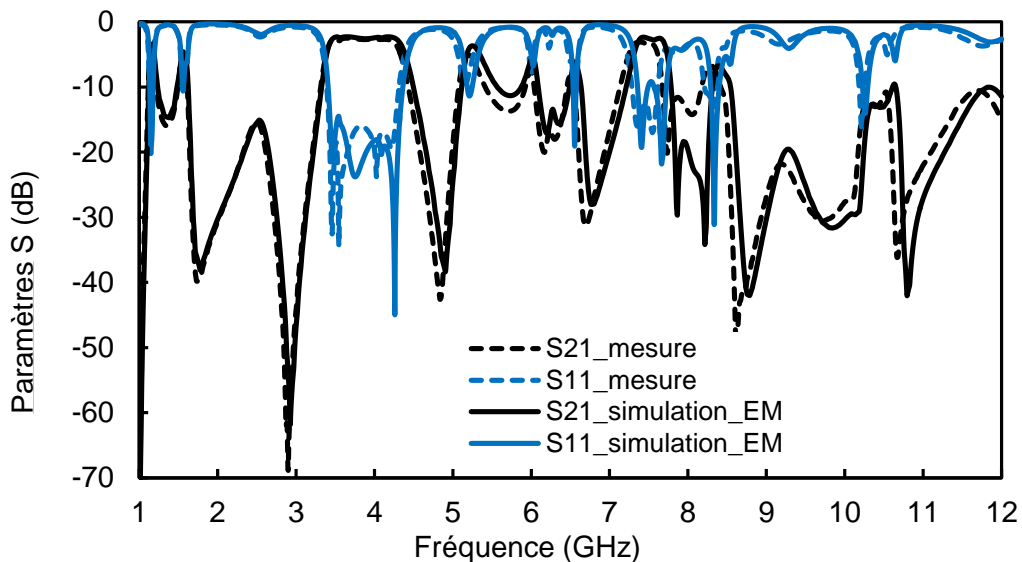


Figure III.65. Filtre à pertes transversal avec des résonateurs à Q hétérogènes : simulation EM ($\epsilon_r=9.7$) vs mesure.

Pour expliquer l'écart entre les mesures et la simulation EM, une analyse de sensibilité a été faite en considérant les tolérances de fabrication précédentes. La figure III.66 montre la

superposition de l'analyse de sensibilité avec la mesure. En se basant sur cette analyse, nous constatons que la conception du filtre transversal semble plus sensible que les filtres implémentés suivant un réseau en ligne. L'analyse témoigne de la difficulté d'implémenter un filtre transversal à cause des circuits de routage qui demeurent valables pour une bande relativement étroite. En effet, pour ce filtre seulement 37% des réalisations sont conformes aux spécifications.

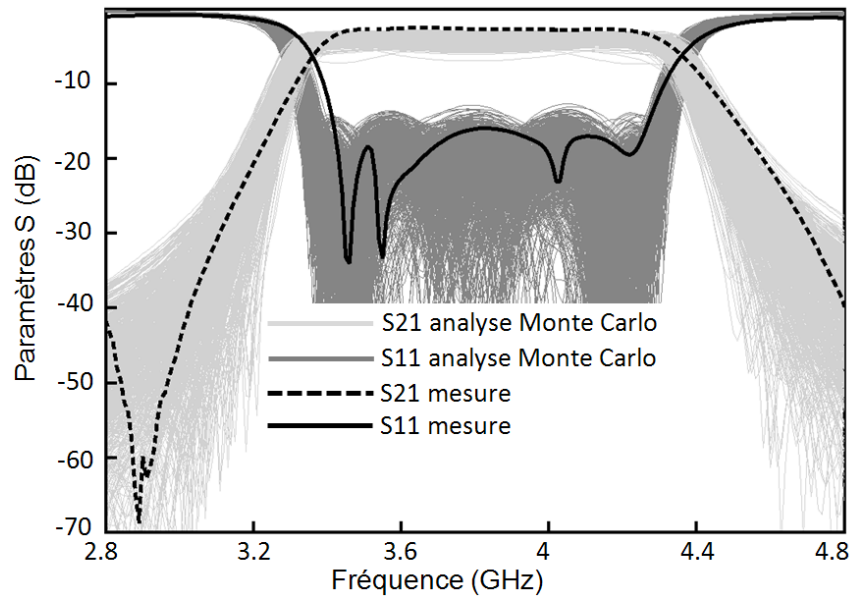


Figure III.66. Filtre à pertes transversal avec des résonateurs à Q hétérogènes : analyse de sensibilité Monte Carlo considérant des tolérances de fabrication typiques ($\pm 8 \mu\text{m}$ sur lignes de transmissions, variation de 1 % de la permittivité et variation de 2% des valeurs de résistances)

Le tableau III.3 compare les performances mesurées du filtre à pertes utilisant les résonateurs à facteurs de qualité hétérogènes avec les deux filtres à pertes utilisant les couplages résistifs. Pour les spécifications que nous visons, les filtres à couplages résistifs sont plus performants que le filtre à facteurs de qualité hétérogènes.

	PI (dB)	Platitude (dB)	Adaptation (dB)	Bande atténuée à 20-dB (GHz)	Surface (mm^2)
Réseau transversal avec des résonateurs à Q hétérogène	2.5	0.5	18	0.5	480
Filtre à pertes avec 2 CRCs	3.4	0.45	20	2.5	300
Filtre à pertes avec 4 CRCs	4.2	0.35	20	2.5	290

Tableau III.3. Performances mesurées des filtres à pertes fabriqués

V. Atténuation des fonctions de transfert et de réflexion : filtre à pertes absorptif

Un besoin très fréquent, pour la conception de récepteurs télécom dans la charge utile de satellite, est d'atténuer l'onde réfléchie hors bande. L'atténuation de l'onde réfléchie a pour but de protéger les circuits placés avant le filtre. La protection est généralement obtenue par l'introduction d'atténuateurs avant le filtre, qui affectent à la fois les signaux réfléchis et transmis.

En utilisant les filtres à pertes avec la technique de l'atténuation de la fonction de transfert et de réflexion, le signal transmis est déjà atténué dans le but d'améliorer la platitude alors que l'atténuation du signal réfléchi est obtenue en modifiant légèrement l'architecture, sans l'introduction de pertes d'insertions supplémentaire dans la bande passante. Cette approche est facilement adaptable au réseau en ligne à couplages résistifs croisés, en introduisant simplement des nœuds non-résonants. Nous souhaitons donc évaluer l'approche et la comparer à l'utilisation des atténuateurs.

Le principe théorique de cette technique est présenté dans le chapitre II section IV.2. Cette technique consiste à multiplier les paramètres S du filtre sans pertes par un facteur d'atténuation $K_{ij} < 1$. Pour montrer les avantages de cette technique, deux cas ont été étudiés. Le premier cas considéré est le cas particulier $K_{11} = K_{21} = K_{22} = K$, où l'ensemble des paramètres S subissent une atténuation constante $K < 1$. Le deuxième cas considéré est le cas le plus général où les paramètres S subissent des atténuations différentes.

1) Filtre absorptif symétrique

Dans ce cas, l'ensemble des paramètres S subissent une atténuation constante $K < 1$ ($K_{11} = K_{21} = K_{22} = K$). Les pertes supplémentaires sont introduites initialement en parallèle avec le premier et le dernier résonateur. Il est alors généralement préférable de répartir les pertes dans le réseau en utilisant des couplages résistifs et des nœuds non-résonants (NNR) pour simplifier le processus de fabrication.

a) Synthèse de la matrice de couplage

La première étape de conception consiste à synthétiser la matrice de couplage à pertes du réseau. Cette matrice de couplage peut être synthétisée à l'aide du logiciel développé par l'équipe de Juan O'Callaghan [8]. La matrice de couplage obtenue par ce logiciel doit être manipulée de la même façon que les filtres à pertes précédents (section III.2). Pour répondre

aux spécifications du tableau III.1, la topologie, présentée sur la figure III.67, est choisie pour réaliser le filtre à pertes absorptif symétrique. La matrice de couplage correspondante est montrée sur la figure III.68. Les pertes sont distribuées de façon uniforme dans le réseau. Le facteur de qualité approximatif de chaque résonateur est de l'ordre de 95.

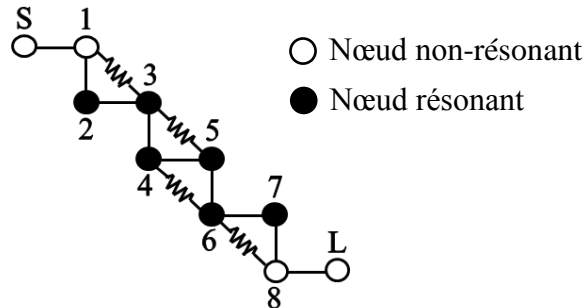


Figure III.67. Topologie du filtre à pertes absorptif symétrique

	S	1	2	3	4	5	6	7	8	L
S	0	0.3662	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0.3662	j0.0315	-0.3173	j0.0051	0	0	0	0	0	0
2	0	-0.3173	j0.0529	0.8326	0	0	0	0	0	0
3	0	j0.0051	0.8326	j0.0753	0.5969	j0.0175	0	0	0	0
4	0	0	0	0.5969	j0.0977	0.5384	j0.0449	0	0	0
5	0	0	0	j0.0175	0.5384	j0.0701	0.5969	0	0	0
6	0	0	0	0	j0.0449	0.5969	j0.2330	0.8326	j0.1352	0
7	0	0	0	0	0	0	0.8326	j0.0527	-0.3173	0
8	0	0	0	0	0	0	j0.1352	-0.3173	j0.0670	0.3662
L	0	0	0	0	0	0	0	0	0.3662	0

Figure III.68. Matrice de couplage du filtre à pertes absorptif symétrique

La différence par rapport à la topologie du filtre à pertes utilisant la technique de couplage résistif croisé est la présence de nœuds non-résonants à l'entrée et la sortie du réseau. Les nœuds non-résonants et les couplages résistifs permettent de répartir, de manière homogène, les pertes à travers le réseau. La réalisation d'une résistance connectée entre un nœud non-résonant et un résonateur est difficile à implémenter du fait que le nœud non-résonant est couplé lui aussi au résonateur adjacent.

Un modèle équivalent a été proposé dans [7]. Ce modèle consiste à relier la résistance à des lignes de transmissions. Les étapes de transformation pour obtenir le circuit équivalent du nœud non-résonant à trois ports est présenté sur la figure III.69. Cette solution est très pratique dans notre cas puisque les filtres à pertes sont réalisés en utilisant une technologie planaire. Aussi, ce modèle équivalent à trois ports est le plus approprié pour coupler le nœud

non-résonant aux autres résonateurs du réseau via des résistances parce que la valeur de couplage à une des extrémités est fixée à 1 (connexion directe). Le couplage au niveau de ses deux autres extrémités peut être arbitrairement choisi pour une réalisation plus raisonnable en fonction des tolérances de fabrication, en optimisant la valeur de la résistance pour ajuster la réponse.

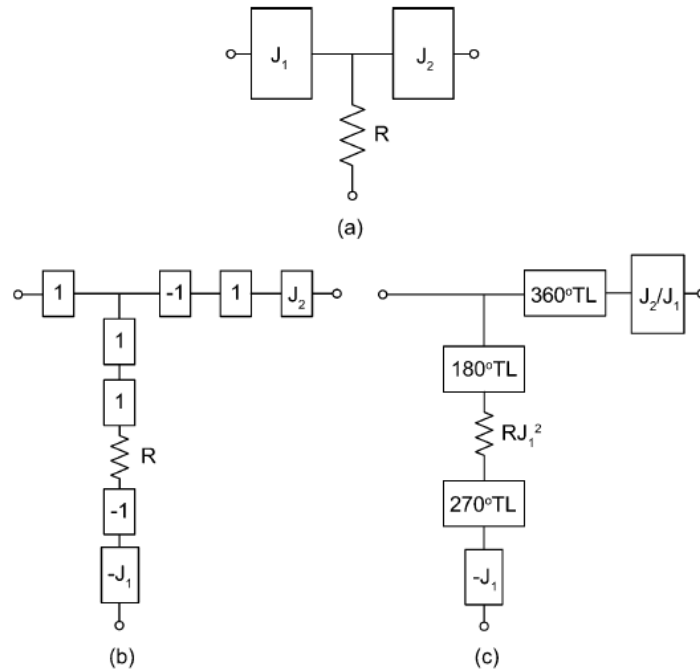


Figure III.69. Étapes de transformation pour obtenir le circuit équivalent du nœud non-résonant à trois ports [6]

La réponse théorique du filtre à pertes est comparée avec la réponse théorique du filtre de référence sur la figure III.70. Les paramètres S du filtre sont atténués de 4 dB ($K=0.63$). Le filtre à pertes présente une platitude de 0.5 dB. Les pertes d'insertion sont de l'ordre de 4.4 dB avec une adaptation supérieure à 20 dB. On constate aussi une légère amélioration de la sélectivité du filtre à pertes par rapport au filtre classique de référence.

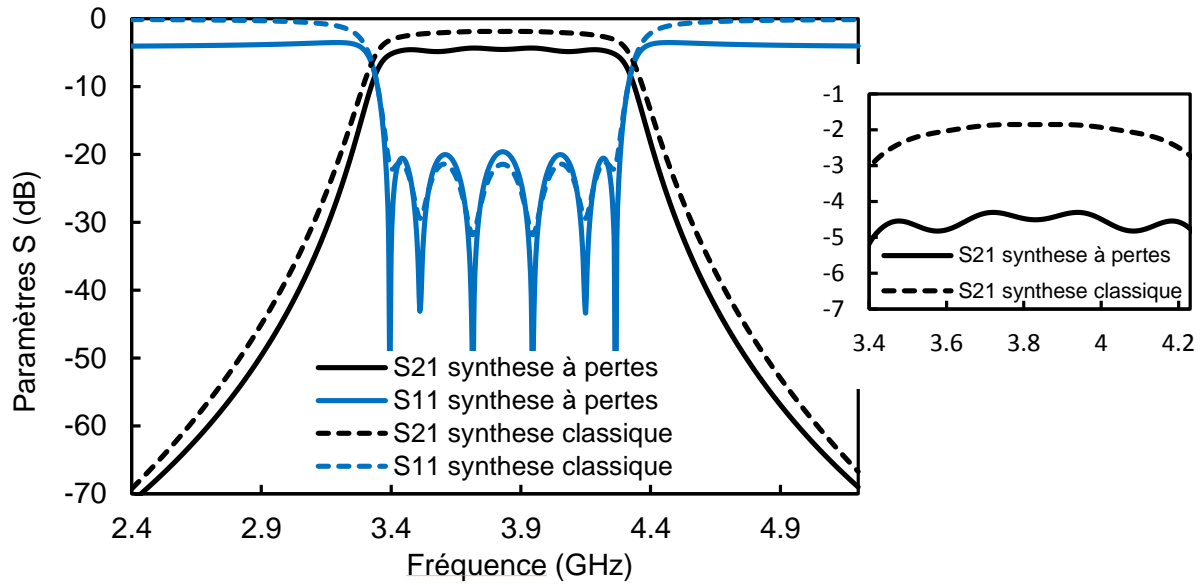


Figure III.70. Comparaison entre la synthèse classique et la synthèse à pertes

La comparaison entre la variation du TPG dans le cas de la synthèse classique et le cas de la synthèse à pertes est présentée sur la figure III.71. On constate que l’ondulation du TPG est légèrement dégradée dans le cas du filtre à pertes.

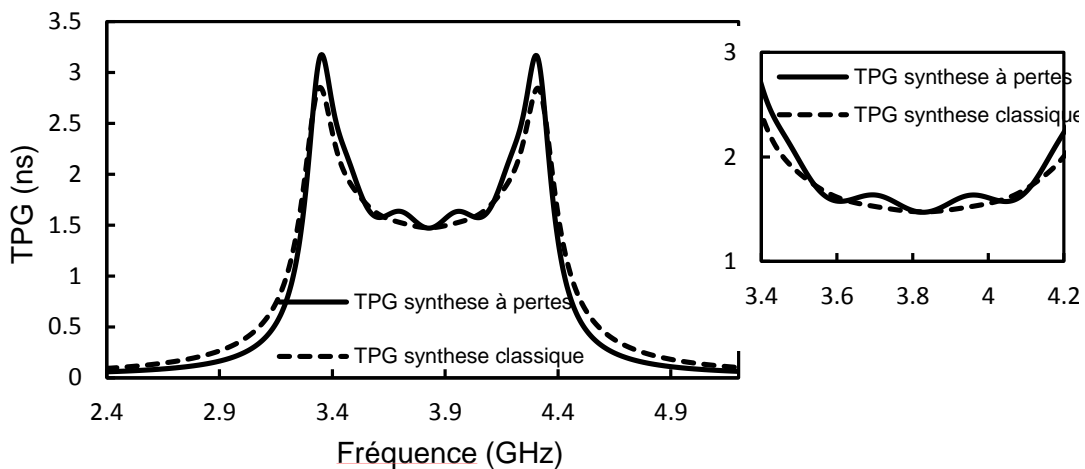


Figure III.71. Variation du TPG : synthèse à pertes vs synthèse classique

b) Simulation EM

Le filtre a été implémenté utilisant des résonateurs hairpins sur le substrat d’Alumine présenté dans la section II.2. Les filtres planaires à lignes couplés sont facilement modélisables avec des modèles qui existent dans les bibliothèques de logiciels de simulation circuit tel que Microwave Office (AWR) et ADS. En plus, les circuits de couplages résistifs croisés et les nœuds non-résonants peuvent être modélisés avec ces mêmes modèles. En effet, nous avons adopté le logiciel ADS pour réaliser le filtre à pertes.

Dans un premier temps, le filtre a été modélisé et optimisé en utilisant des modèles équivalents de lignes couplées (figure III.72). Une fois la réponse souhaitée obtenue, les dimensions trouvées sont reportées sur le l’outil Momentum et une simulation EM est effectuée.

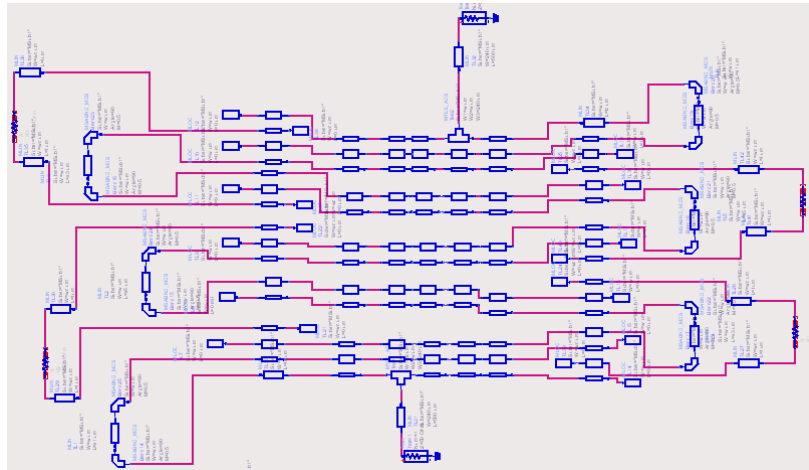


Figure III.72. Modélisation circuit du filtre à pertes

La figure III.73 montre la structure finale du filtre à pertes absorptif symétrique. Le modèle de CRC est le même que celui utilisé pour réaliser les filtres à pertes précédents. Le circuit équivalent du nœud non-résonant à trois ports est constitué, en première partie, par une résistance reliée à deux lignes $\lambda/4$. L’une des extrémités est couplée au premier résonateur du réseau alors que la deuxième extrémité est connectée directement à la ligne d’accès du filtre. Cette ligne d’accès est connectée aussi à une ligne de longueur λ dont l’extrémité est connectée au premier résonateur.

La comparaison entre la réponse obtenue par simulation EM et la réponse théorique à pertes est montrée sur la figure III.74. Les performances électriques du filtre sont comparables à celles trouvées en synthèse. Les pertes d’insertion valent 4.3 dB. L’ondulation des pertes d’insertion dans la bande est légèrement dégradée et passe à 0.6 dB. L’adaptation est supérieure à 20 dB sur toute la bande passante. La taille du filtre est de $36 \times 17 \text{ mm}^2$ (612 mm^2).

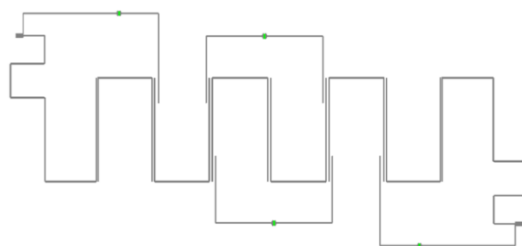


Figure III.73. Structure du filtre à pertes absorptif symétrique

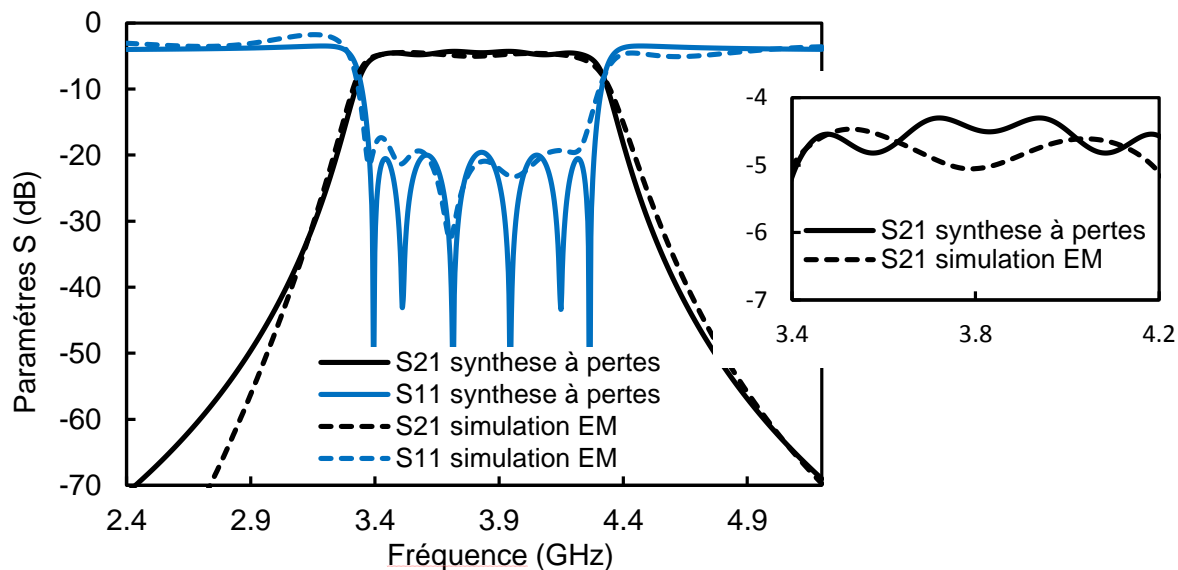


Figure III.74. Simulation EM vs réponse théorique à pertes

c) Comparaison avec l'utilisation d'atténuateurs

En utilisant cette topologie du filtre à pertes avec quatre couplages résistif et deux nœuds non-résonants, nous avons atténué les paramètres S du filtre de 4 dB ($K=0.63$). Cette réponse peut être obtenue en plaçant un atténuateur identique à l'entrée et à la sortie d'un filtre classique (filtre de référence). Pour montrer l'intérêt de la solution à pertes par rapport à la solution classique, nous avons effectué une simulation EM de l'ensemble filtre de référence avec deux atténuateurs identiques en entrée et en sortie du filtre. La structure est présentée sur la figure III.75. Les atténuateurs sont réalisés en reliant deux résistances via une ligne de longueur $\lambda/4$. La taille totale du filtre est de $36 \times 8 \text{ mm}^2$ (288 mm^2).

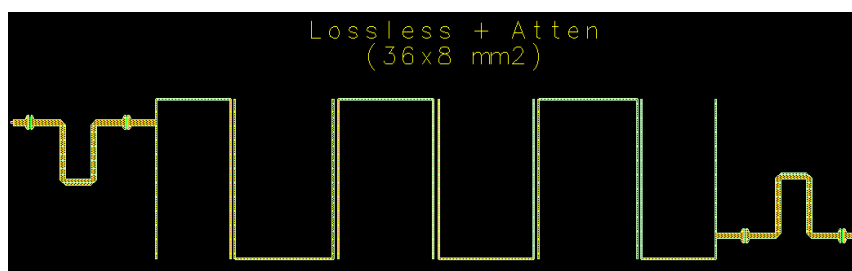


Figure III.75. Atténuation de la réflexion en utilisant des atténuateurs

Les pertes d'insertion ramenées par le filtre de référence sont de l'ordre de 2 dB. Pour comparer cette solution avec la solution à pertes, il faut ramener les pertes à 4.4 dB (niveau des pertes d'insertions du filtre à pertes absorptif symétrique), soit régler le niveau d'atténuation des atténuateurs à 1.1 dB comme le montre la figure III.76. La comparaison entre le filtre à pertes absorptif symétrique et le filtre de référence avec les atténuateurs est

présentée sur la figure III.77. Nous constatons que pour des pertes identiques à celles du filtre à pertes, le filtre de référence avec les atténuateurs présente une platitude de 1.2 dB. Mais en contrepartie, la taille du filtre à pertes est deux fois plus grande que le filtre de référence. Cette augmentation de taille est acceptable dans notre application puisque nous utilisons toujours une technologie planaire compacte.

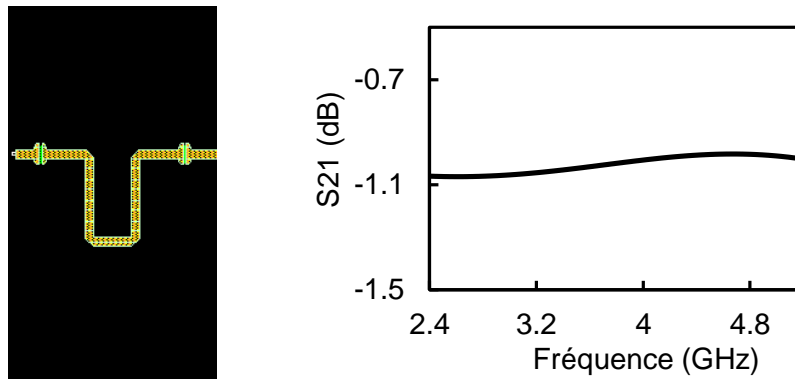


Figure III.76. Réponse de l'atténuateur 1.1 dB

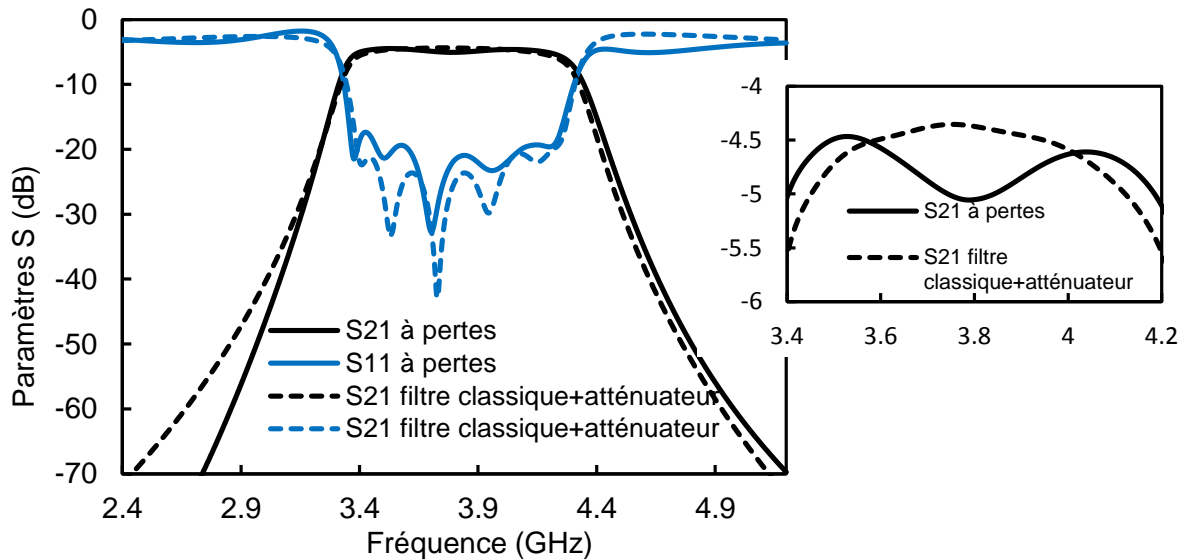


Figure III.77. Comparaison entre le filtre à pertes absorptif symétrique et le filtre de référence avec les atténuateurs

d) Fabrication et mesure

Un prototype a été fabriqué utilisant le substrat d'Alumine présenté dans la section II. La figure III.78 présente la photographie du filtre fabriqué. La taille du circuit est de 36x17 mm² (612 mm²). La comparaison entre la réponse obtenue par la simulation EM et les résultats de mesure est présentée sur la figure III.79.

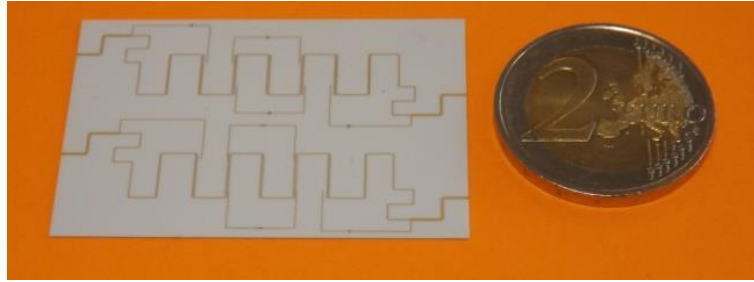


Figure III.78. Photographie du filtre à pertes absorptif symétrique.

Nous constatons que la réponse mesurée présente un décalage fréquentiel de 70 MHz vers les hautes fréquences. Ce décalage est dû à une mauvaise estimation de la permittivité du substrat. Comme pour le filtre transversal, la permittivité relative est estimée à 9.7 au lieu de 9.9 comme prévu au départ. Cette similitude est due au fait que les deux filtres à pertes absorptifs et le filtre transversal sont réalisés sur le même substrat.

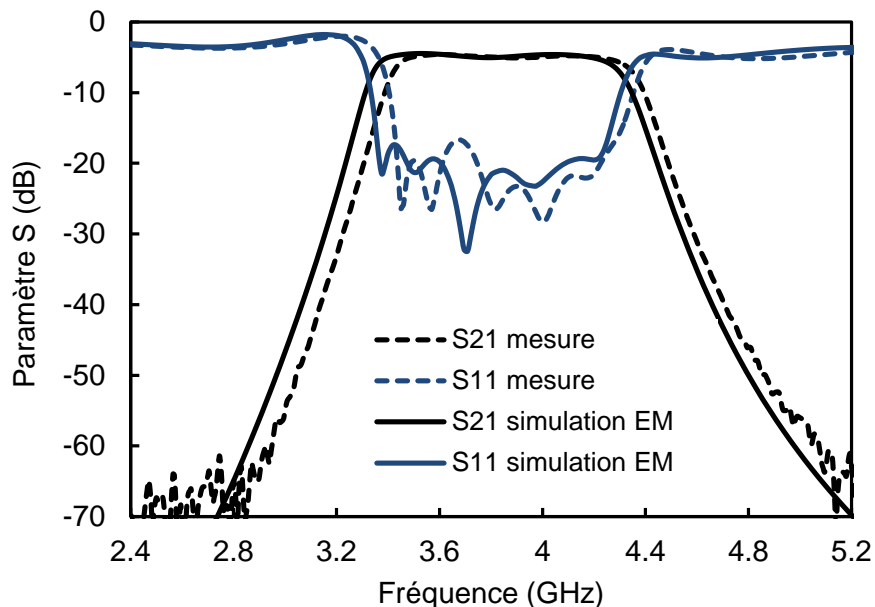


Figure III.79. Filtre à pertes absorptif symétrique : simulation EM ($\epsilon_r=9.9$) vs mesure.

Une nouvelle simulation de la structure du filtre considérant cette valeur de permittivité est effectuée et comparée à la mesure sur la figure III.80. Le filtre présente une légère amélioration de la platitude de 0.55 dB (-0.05 dB par rapport à la simulation). Les pertes d'insertions passent à 5 dB avec une adaptation dans la bande supérieure à 20 dB. On constate aussi une légère réduction de la bande passante par rapport à la simulation EM.

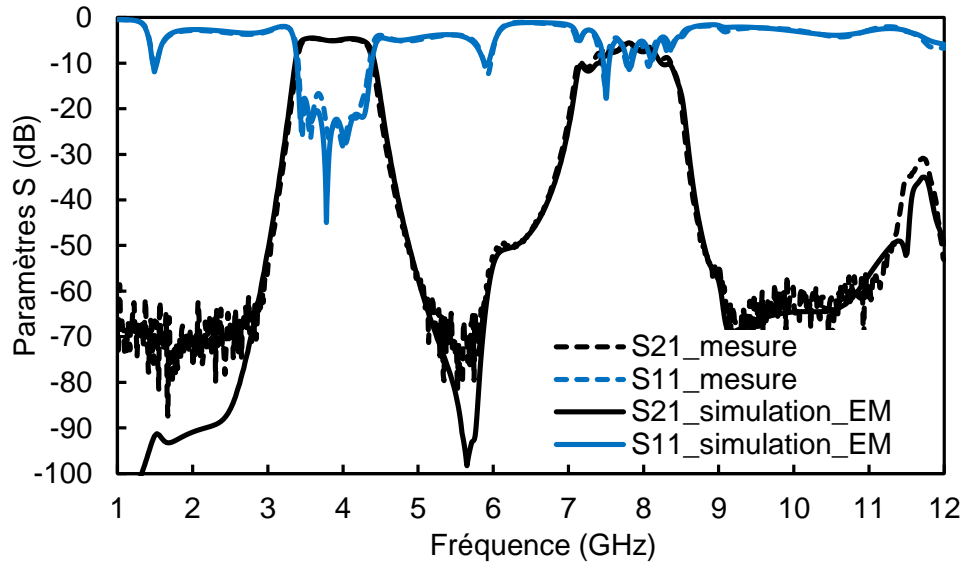


Figure III.80. Filtre à pertes absorptif symétrique : simulation EM ($\epsilon_r=9.7$) vs mesure.

Dans le but d'expliquer l'écart entre les mesures et la simulation EM, une analyse de sensibilité a été faite en considérant toujours les mêmes tolérances de fabrication. La figure III.81 montre toujours un bon accord entre l'analyse de sensibilité et la mesure. On peut observer que cette conception semble être très intéressante en termes de sensibilité. En effet, l'étude statistique montre que 59 % des réalisations satisfont les spécifications données.

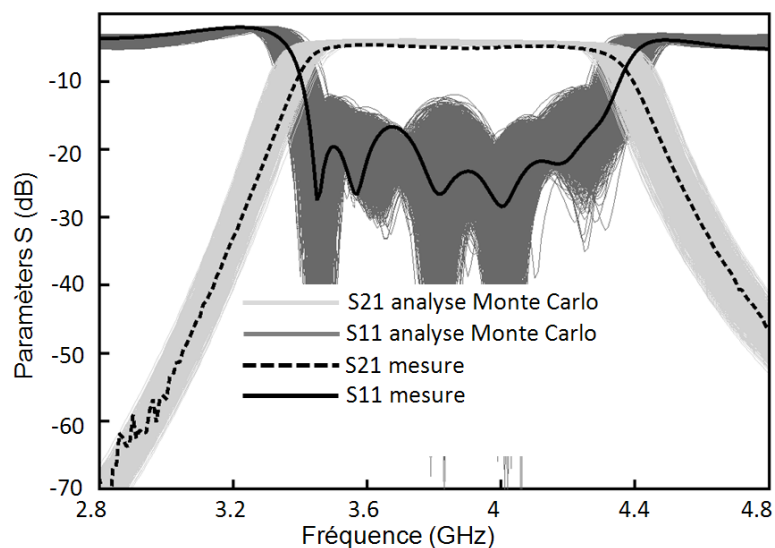


Figure III.81. Filtre à pertes absorptif symétrique : analyse de sensibilité Monte Carlo considérant des tolérances de fabrication typiques ($\pm 8 \mu\text{m}$ sur lignes de transmissions, variation de 1 % de la permittivité et variation de 2% des valeurs de résistances)

2) Filtre absorptif dissymétrique

Ce filtre présente le cas le plus général de la synthèse des filtres à pertes. En effet, la transmission du filtre, la réflexion en entrée et la réflexion en sortie sont atténuées par des

niveaux différents. Ce type de réponse est très utile dans les récepteurs télécoms spatiaux pour protéger les composants placés avant le filtre mais aussi pour faciliter le filtrage du signal par la suite. Dans notre cas les pertes sont distribuées de la façon suivante :

- $K_{21} = 0.63$ (4 dB)
- $K_{11} = 0.9$ (1 dB)
- $K_{22} = 0.5$ (6 dB)

a) Synthèse de la matrice de couplage

Pour répondre aux spécifications du tableau III.1, la topologie, présentée sur la figure III.67, est choisie pour réaliser le filtre à pertes absorptif dissymétrique. La matrice de couplage correspondante est montrée sur la figure III.82. Les pertes sont distribuées de façon uniforme dans le réseau. Le facteur de qualité approximatif de chaque résonateur est de l'ordre de 95.

	S	1	2	3	4	5	6	7	8	L
S	0	0.3940	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0.3940	j0.0113	-0.3974	j0.0167	0	0	0	0	0	0
2	0	-0.3974	j0.0523	0.8543	0	0	0	0	0	0
3	0	j0.0167	0.8543	j0.0792	0.6093	j0.0111	0	0	0	0
4	0	0	0	0.6093	j0.0647	0.5728	j0.0128	0	0	0
5	0	0	0	j0.0111	0.5728	j0.0634	0.5917	0	0	0
6	0	0	0	0	j0.0128	0.5917	j0.1171	0.7908	j0.0517	0
7	0	0	0	0	0	0	0.7908	j0.0527	-0.3660	0
8	0	0	0	0	0	0	j0.0517	-0.3660	j0.0430	0.3875
L	0	0	0	0	0	0	0	0	0.3875	0

Figure III.82. Matrice de couplage du filtre à pertes absorptif dissymétrique.

La différence par rapport à la topologie du filtre à pertes absorptif symétrique est la répartition dissymétrique des pertes, surtout au niveau des nœuds non-résonants à l'entrée et la sortie du réseau, afin de réaliser deux niveaux de réflexion différents aux deux accès du filtre.

La réponse théorique du filtre à pertes est comparée avec la réponse théorique du filtre de référence sur la figure III.83. La transmission du filtre, la réflexion en entrée et la réflexion en sortie sont atténués de 3.8 dB, 1 dB et 6 dB respectivement. Le filtre à pertes présente une platitude de 0.5 dB avec une adaptation supérieure à 20 dB. On constate aussi que la sélectivité du filtre à pertes est comparable à celle du filtre classique de référence.

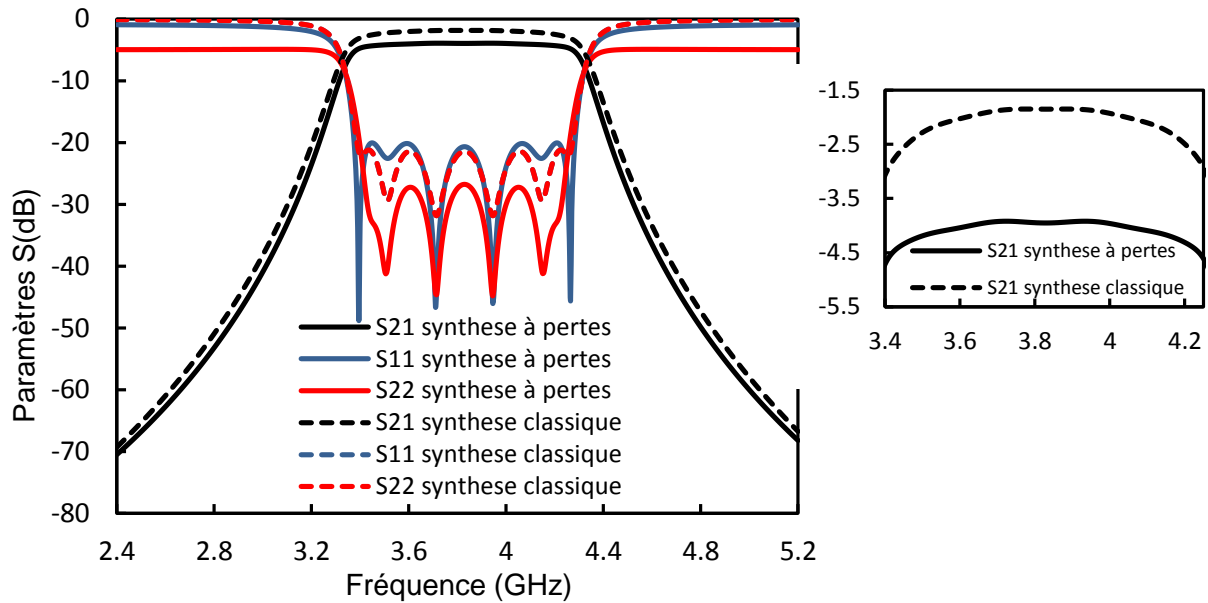


Figure III.83. Comparaison entre la synthèse classique et la synthèse à pertes

La comparaison entre la variation du TPG dans le cas de la synthèse classique et le cas de la synthèse à pertes est présentée sur la figure III.84. On constate que l'ondulation du TPG est légèrement dégradée dans le cas du filtre à pertes.

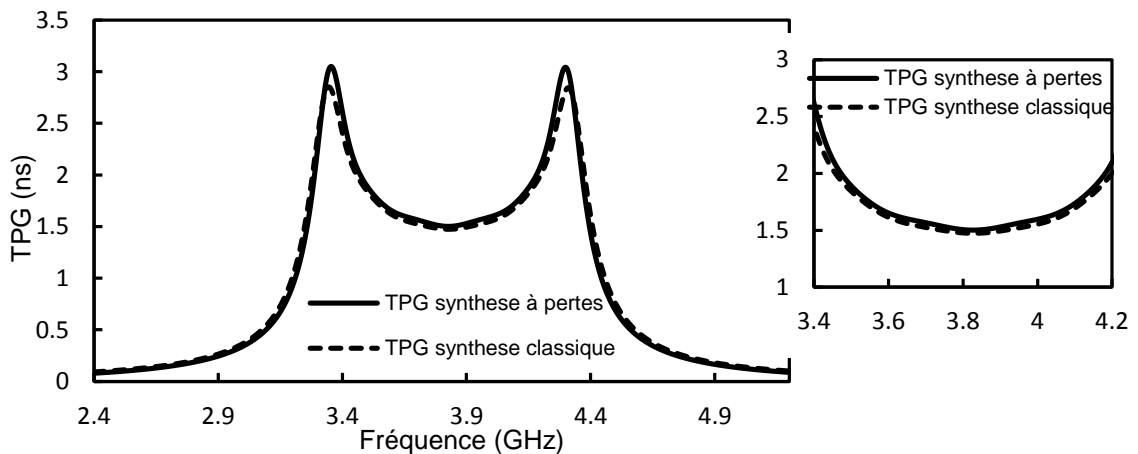


Figure III.84. Variation du TPG : synthèse à pertes vs synthèse classique

b) Simulation EM

Le filtre a été implémenté en utilisant des résonateurs hairpins sur le substrat d'Alumine présenté dans la section II.2. La méthodologie de conception est la même que le filtre précédent. Dans un premier temps, le filtre a été modélisé et optimisé en utilisant des modèles équivalents de lignes couplées tel que le modèle présenté sur la figure III.72. Une fois la réponse souhaitée obtenue, les dimensions trouvées sont reportées dans l'outil Momentum et une simulation EM est effectuée.

La figure III.85 montre la structure finale du filtre à pertes absorptif dissymétrique. Le modèle de CRC et le modèle du nœud non-résonant à trois ports sont les mêmes que ceux utilisées pour réaliser les filtres à pertes précédents. La différence majeure par rapport au filtre absorptif symétrique est la suppression de la résistance sur le premier nœud non-résonant à l'entrée du réseau. L'absence de la résistance ne signifie pas que le couplage résistif n'existe pas. En effet, le couplage est très faible et seul la résistance linéique de la ligne de transmission et son impédance caractéristique très forte (ligne de faible largeur) permettent de réaliser le couplage résistif souhaité.

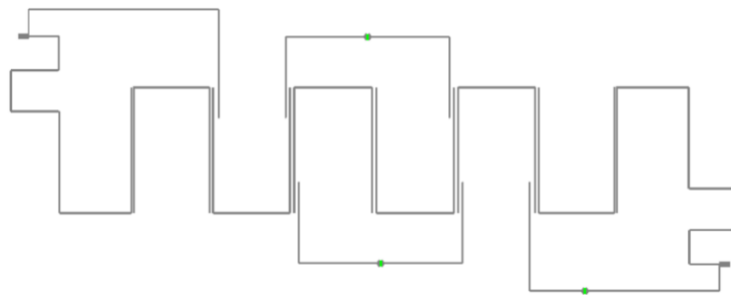


Figure III.85. Structure du filtre à pertes absorptif dissymétrique

La comparaison entre la réponse obtenue par la simulation EM et la réponse théorique à pertes est montrée sur la figure III.86. Les performances électriques du filtre sont comparables à celles trouvées en synthèse. Les pertes d'insertions valent 3.8 dB. L'ondulation des pertes d'insertion dans la bande est dégradée et passe à 0.9 dB. L'adaptation est supérieure à 20 dB sur toute la bande passante. La taille du filtre est de $36 \times 17 \text{ mm}^2$ (612 mm^2).

c) Comparaison avec l'utilisation d'atténuateurs

En utilisant cette topologie de filtre à pertes avec quatre couplages résistifs et deux nœuds non-résonants dissymétriques, nous avons atténué les paramètres S du filtre avec des niveaux différents de pertes. Cette réponse peut être obtenue en plaçant des atténuateurs à l'entrée et à la sortie du filtre de référence. La structure utilisant des atténuateurs placés en entrée et en sortie du filtre est présentée sur la figure III.87. La taille totale du filtre est de $36 \times 8 \text{ mm}^2$ (288 mm^2).

Les atténuateurs sont réglés pour avoir le même niveau de pertes d'insertions que le filtre à pertes (3.8 dB) mais aussi se rapprocher au mieux des niveaux de réflexion en entrée et en sortie. L'atténuateur en entrée est donc réglé à 0.6 dB et l'atténuateur en sortie à 1 dB. La figure III.88 montre les réponses en transmission des atténuateurs considérés.

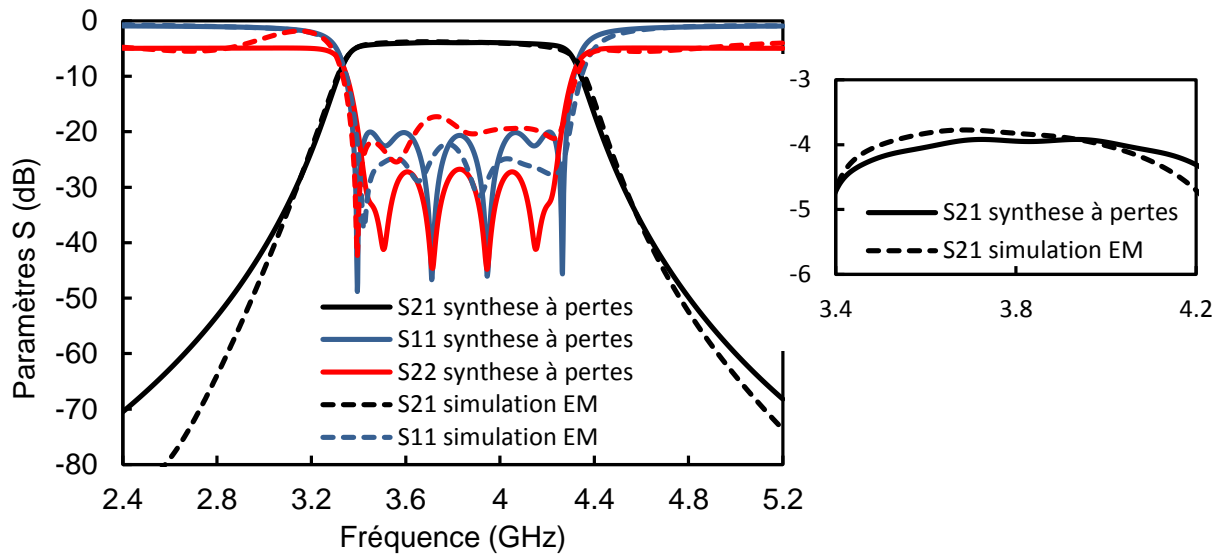


Figure III.86. Simulation EM vs réponse théorique à pertes

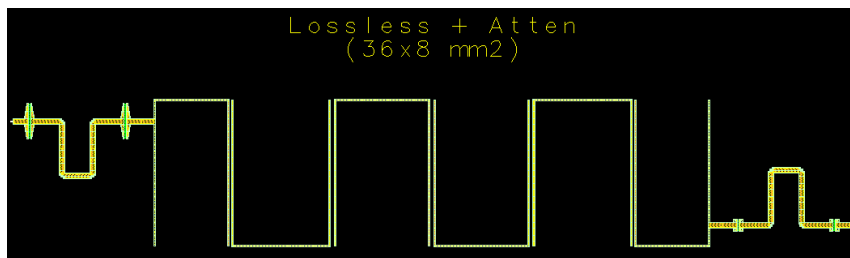


Figure III.87. Atténuation dissymétrique de la réflexion en utilisant des atténuateurs

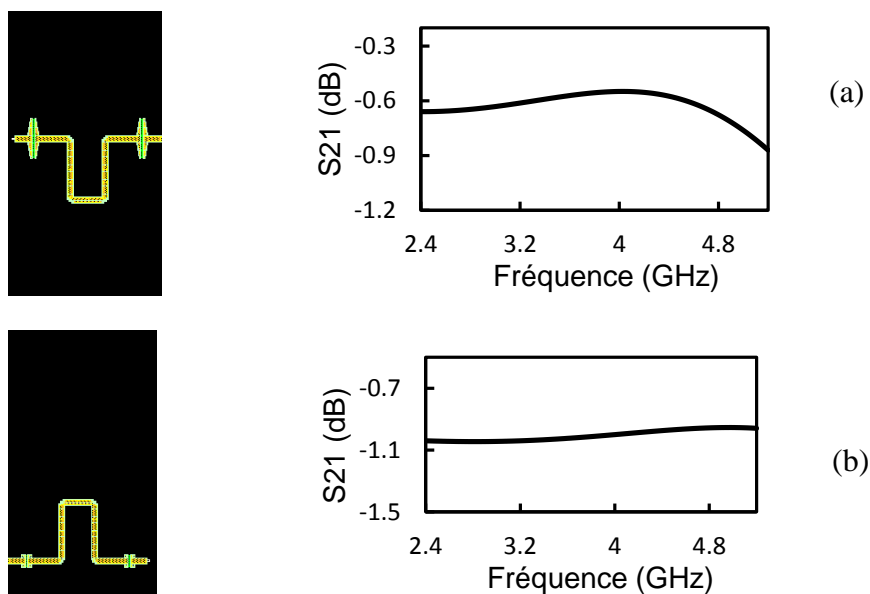


Figure III.88. (a) Réponse de l'atténuateur en entrée. (b) Réponse de l'atténuateur en sortie

La comparaison entre le filtre à pertes absorptif dissymétrique et le filtre de référence avec les atténuateurs est présentée sur la figure III.89. Nous constatons que pour des pertes identiques à celles du filtre à pertes, l'atténuation de la réflexion en sortie est de l'ordre de 3

dB. Pour avoir le bon niveau d'atténuation à 6 dB, il faut ajouter 3 dB des pertes supplémentaires dans le réseau. Les pertes d'insertions du filtre vont subir ce rajout des pertes et se dégradent à 6.8 dB.

Dans ce cas, nous ne satisferions plus les spécifications du cahier des charges en termes de pertes. D'autre part, l'ondulation des pertes d'insertion dans la bande passante est dégradée et passe à 1.2 dB et nous constatons également une dégradation de la sélectivité. Les désavantages sont en termes de surface ; la taille du filtre à pertes est deux fois plus grande que celle du filtre de référence. Cette augmentation de taille est acceptable dans notre application puisque nous sommes toujours sur une technologie planaire compacte.

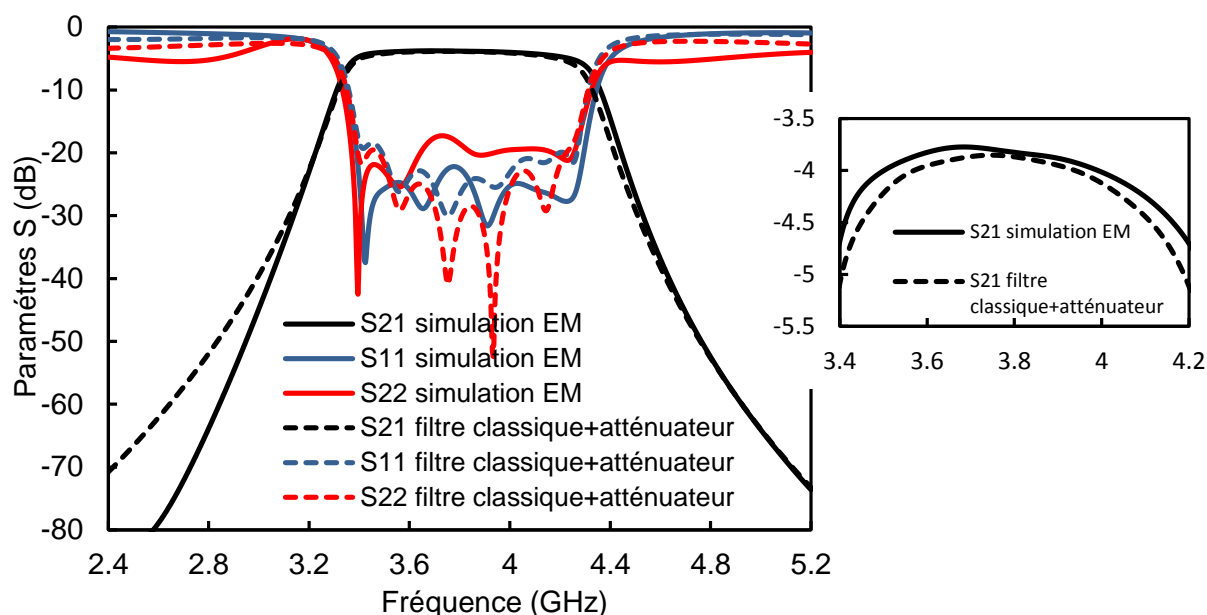


Figure III.89. Comparaison entre le filtre à pertes absorptif dissymétrique et le filtre de référence avec les atténuateurs

d) Fabrication et mesure

Un prototype a été fabriqué en utilisant le même substrat d'Alumine. La figure III.78 présente la photographie du filtre fabriqué. La taille du circuit est de $36 \times 17 \text{ mm}^2$ (612 mm^2). La comparaison entre la réponse obtenue par simulation EM et les résultats de mesure est présentée sur la figure III.90.

La réponse mesurée présente le décalage fréquentiel de 70 MHz vers les hautes fréquences identique à celui constaté pour le filtre absorptif symétrique. Ce décalage correspond à une permittivité de 9.7. Cette similitude est dû au faite que les deux filtres sont réalisés sur la même puce.

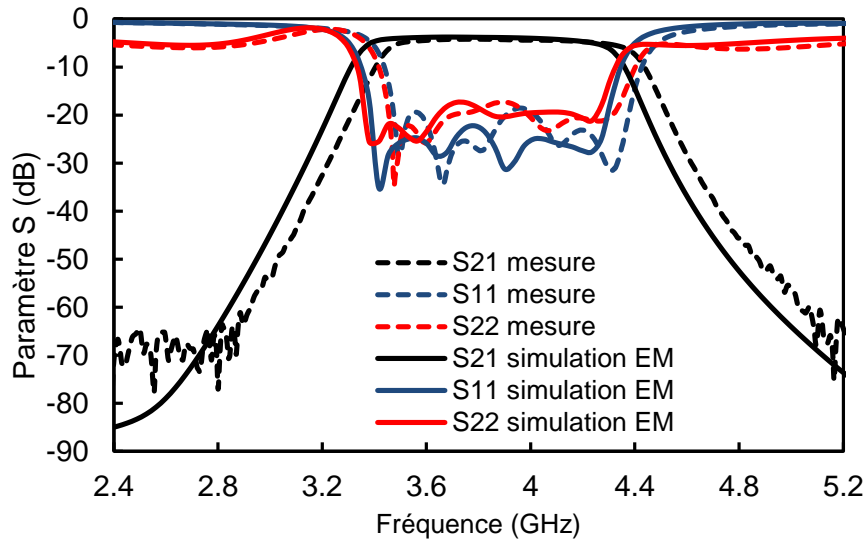


Figure III.90. Filtre à pertes absorptif dissymétrique : simulation EM ($\epsilon_r=9.9$) vs mesure.

La réponse obtenue par la rétro-simulation EM est comparée aux résultats de mesure sur la figure III.91. Le filtre présente une légère dégradation des pertes d'insertions 4.2 dB (+0.4 dB par rapport à la simulation). La platitude est identique à celle simulée (0.9 dB) avec une adaptation dans la bande supérieure à 20 dB. On constate aussi une légère réduction de la bande passante par rapport à la simulation EM.

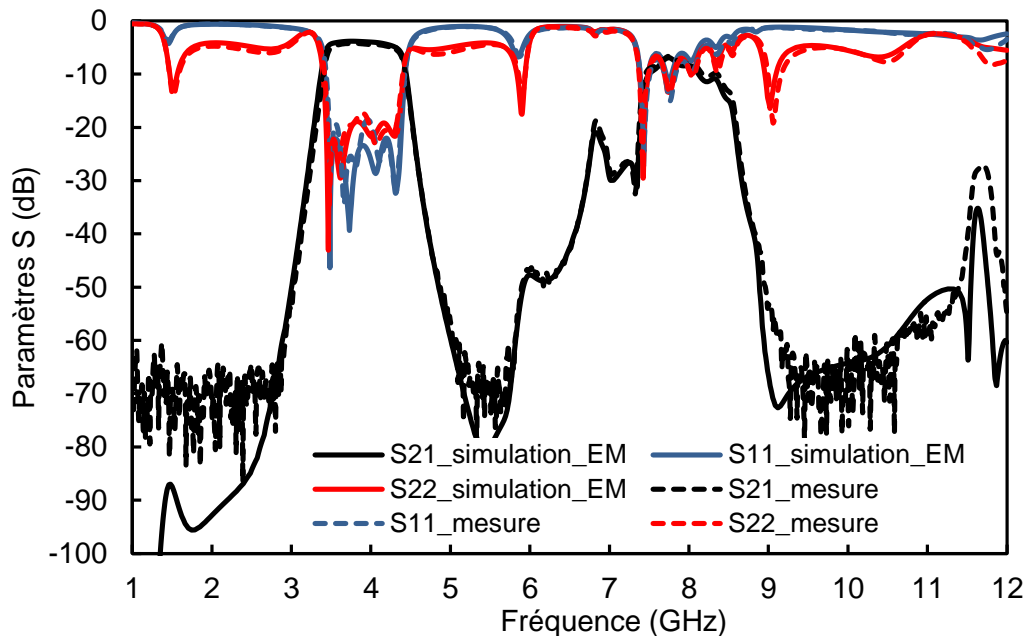


Figure III.91. Filtre à pertes absorptif dissymétrique : simulation EM ($\epsilon_r=9.7$) vs mesure.

L'analyse de sensibilité présentée sur la figure III.92 montre un bon accord avec les résultats de mesure. Comparé au filtre précédent, la conception du filtre à pertes absorptif

dissymétrique est légèrement moins sensible. En effet, l'étude statistique montre que 62 % des réalisations satisfont les spécifications souhaitées.

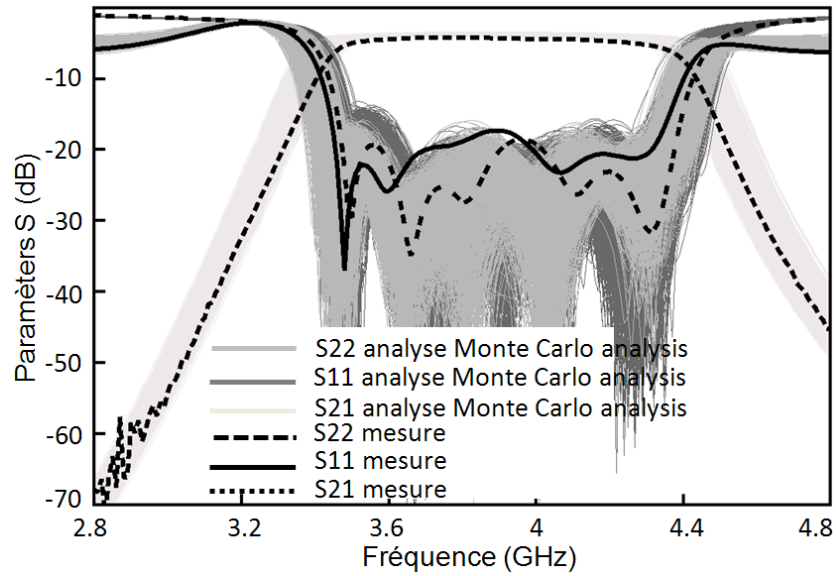


Figure III.92. Filtre à pertes absorbant dissymétrique : analyse de sensibilité Monte Carlo considérant des tolérances de fabrication typiques ($\pm 8 \mu\text{m}$ sur lignes de transmissions, variation de 1 % de la permittivité et variation de 2% des valeurs de résistances)

VI. Discussion

Pour démontrer l'intérêt des solutions à pertes par rapport à une solution classique, le diagramme de la figure III.93 trace la platitude en fonction des pertes d'insertion pour chaque configuration étudiée. Ce graphique montre également la dispersion entre la mesure, la simulation EM et la synthèse dans chaque cas. Le tableau III.4 récapitule les performances mesurées pour chacun des filtres étudiés dans ce chapitre. Nous constatons que la platitude est améliorée dans tous les filtres à pertes réalisés mais au prix de la dégradation des pertes d'insertion.

Théoriquement, le réseau transversal avec les résonateurs à facteurs de qualité hétérogènes conduit à la meilleure performance en termes de platitude avec un niveau de pertes acceptable. Mais, la dispersion entre la mesure, la simulation EM et la synthèse est très importante. Nous constatons aussi que ce filtre présente une mauvaise réjection hors bande ce qui impliquerait l'utilisation d'une cellule passe-bas après le réseau transversal pour pouvoir l'intégrer dans un récepteur. Dans ce cas, la taille du filtre devient la plus encombrante parmi l'ensemble des solutions à pertes étudiées.

D'autre part, le filtre à pertes avec deux couplages résistifs présente un bon compromis platitude – pertes d'insertion ainsi qu'une bonne concordance entre la mesure, la simulation EM et la synthèse. L'ajout de 2 couplages résistifs supplémentaires (filtre à pertes avec quatre CRCs) apporte une très faible amélioration en termes de platitude alors que la dégradation des pertes d'insertion est importante. Ces filtres présentent la solution à pertes la plus compacte qu'on puisse réaliser.

Les filtres à pertes absorptif présentent un compromis platitude – pertes d'insertion acceptable. La platitude de ces filtres n'est pas optimale mais cette solution se montre intéressante pour intégrer des fonctions d'atténuation de l'onde réfléchie. La contrepartie est cependant une surface occupée plus importante en comparaison avec les autres solutions classique et à pertes. On note aussi que dans ce cas la dispersion entre la mesure, la simulation EM et la synthèse est raisonnable.

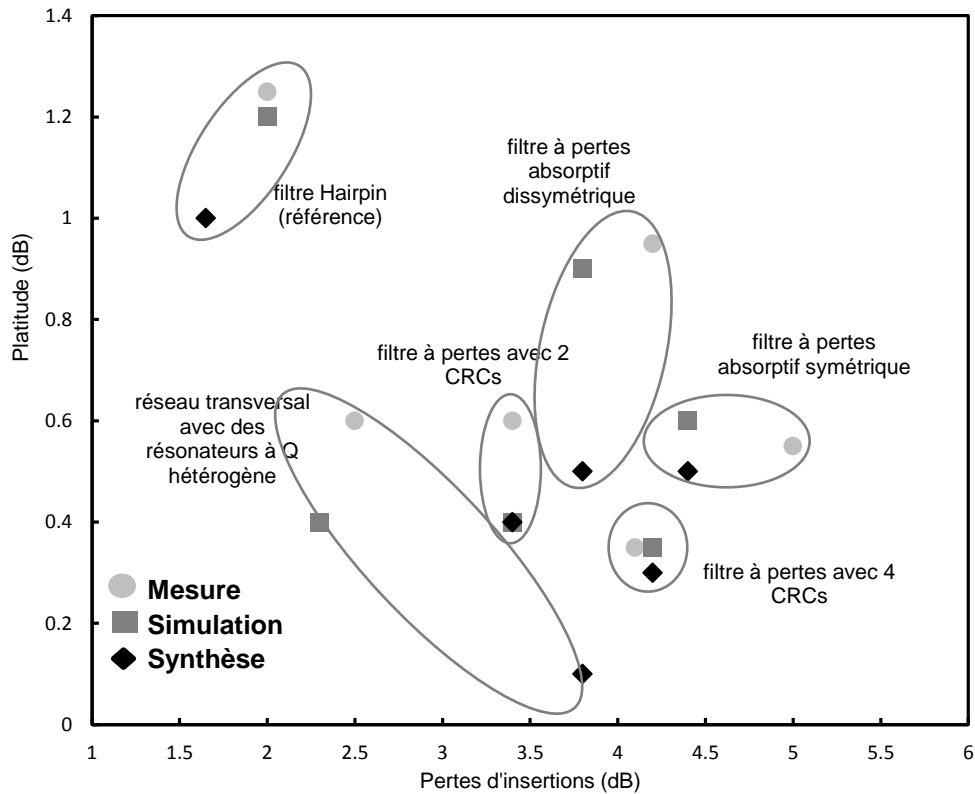


Figure III.93. Platitude en fonction des pertes d'insertions & dispersion de la mesure – la simulation EM – la synthèse.

	PI (dB)	Platitude (dB)	Adaptation (dB)	Bande atténuée à 20-dB (GHz)	Surface (mm ²)
Filtre Hairpin (référence)	1.9	1.2	20	2.5	212
Réseau transversal avec des résonateurs à <i>Q</i> hétérogène	2.5	0.5	18	0.5	480
Filtre à pertes avec 2 CRCs	3.4	0.45	20	2.5	300
Filtre à pertes avec 4 CRCs	4.2	0.35	20	2.5	290
Filtre à pertes absorbif symétrique	5	0.55	19	2.5	612
Filtre à pertes absorbif dissymétrique	4.2	0.9	19	2.5	612

Tableau III.4. Performances mesurées du filtre de référence et des différents filtres à pertes fabriqués

VII. Conclusion

Plusieurs modèles de filtres à pertes pour les récepteurs de charge utile de satellites de télécommunication ont été étudiés afin d'améliorer les performances en termes de platitude par rapport à un filtre en épingle à cheveux (hairpin) classique. Les performances électriques et physiques pour toutes les solutions ont été comparées.

Des filtres à pertes utilisant les techniques de couplages résistifs croisés, l'atténuation de la fonction de transfert et de réflexion et un réseau transversal avec des résonateurs à Q hétérogènes ont été conçus et fabriqués.

Théoriquement, le réseau transversal conduit à la meilleure performance en termes de platitude, mais son implémentation est généralement difficile, surtout compte tenu des circuits de routage placés en entrée et en sortie pour relier les différentes voies, et qui sont naturellement dispersifs, provoquant la dégradation de la platitude et des transmissions parasites dans la bande atténuée. Une analyse de sensibilité de type Monte Carlo a été effectuée afin d'estimer la dispersion de la réponse du filtre en fonction des tolérances de fabrication. Cette étude a montré que le réseau transversal avec des résonateurs à Q hétérogènes est plus difficile à mettre en œuvre que les autres filtres à pertes étudiés dans ce travail.

Les filtres à pertes utilisant la technique des couplages résistifs présentent un bon compromis platitude – pertes. Ces filtres présentent la solution la plus compacte. Compte tenu des performances mesurées rapportées dans le tableau III.4, ces filtres semblent être la meilleure solution pour la mise en œuvre de notre filtre de réception en particulier la version avec 2 CRCs.

Dans une dernière partie, le réseau en ligne a été transformé en introduisant des nœuds non-résonnants et des couplages résistifs croisés supplémentaires afin de concevoir des filtres à pertes absorptifs. Ces filtres permettent d'atténuer l'onde réfléchiée en entrée et en sortie de façon symétrique ou dissymétrique avec un impact réduit sur le niveau absolu des pertes par rapport à une solution classique (filtre de référence + atténuateurs).

VIII. Références

- [1] F.Seyfert, S.Bila, General synthesis techniques for coupled resonator networks IEEE Microwave Magazine, Vol 8, Issue 5, pp 98 - 104, octobre 2002
- [2] F.Seyfert, L.Baratchart, J.Grimm, V.Lunot, J.P.Marmorat, S.Bila, J.Sombrin and C.Zanchi, “Design of microwave filters: extracting low pass coupling parameters from measured scattering data,” International Workshop on Microwave Filters, CNES, Toulouse, France, 2002.
- [3] F.Seyfert, J.P.Marmorat, L.Baratchart, S.Bila, J.Sombrin, “Extraction of coupling parameters for microwave filters: determination of a stable rational model from scattering data,” in Microwave Symposium Digest (MTT), 2003 IEEE MTT-S International IEEE International, Philadelphie, Pennsylvanie, USA, juin 2003
- [4] S.Bila, D.Baillargeat, S.Verdeyme, M.Aubourg, P.Guillon, F.Seyfert, J.Grimm, L.Baratchart, C.Zanchi, J.Sombrin, “Direct electromagnetic optimization of microwave filters,” IEEE Microwave Magazine, Vol 2, Issue 1, pp 46-51, mars 200
- [5] A. Guyette, I. Hunter, and R. Pollard, “The design of microwave bandpass filters using resonators with nonuniform Q ,” IEEE Trans . Microw. Theory Tech., vol. 54, no. 11, pp. 3914–3922, Nov. 2006.
- [6] J. Mateu, A. Padilla, C. Collado, M. Martinez-Mendoza, E. Rocas, C. Ernst, and J. M. O’Callaghan, “Synthesis of 4th order lossy filters with uniform Q distribution,” in Microwave Symposium Digest (MTT), 2010 IEEE MTT-S International, 2010, p. 1.
- [7] V. Miraftab and M. Yu, “Generalized Lossy Microwave Filter Coupling Matrix Synthesis and Design Using Mixed Technologies,” IEEE Trans Microw. Theory and Tech., vol. 56, no. 12, pp. 3016 –3027, Dec. 2008.
- [8] <http://www.tsc.upc.edu/lossyfilters>.
- [9] A. El Mostrah, B. Potelon, E. Rius, C. Quendo, and J.-F. Favennec, “C-band cross-coupled SIW filter using a novel topology of electric coupling” EUMC, 2010
- [10] R. J. Cameron, “General coupling matrix synthesis methods for Chebyshev filtering functions,” Microw. Theory Tech. IEEE Trans. On, vol. 47, no. 4, pp. 433 –442, avril 1999.

***CHAPITRE 4 – HYBRIDATION DE
TECHNOLOGIES POUR LA REALISATION
DE FILTRES COMPACTS ET OPTIMISES EN
FACTEUR DE QUALITE***

I. Introduction

Pour les systèmes de communication par satellite, les filtres performants sont indispensables afin de rejeter les signaux indésirables dans de nombreuses parties de la chaîne de communication. Les technologies fort- Q peuvent répondre à cette exigence mais ils conduisent souvent à des dispositifs encombrants. D'autre part, les technologies compactes faible- Q souffrent généralement d'une dégradation des performances électriques en termes de pertes d'insertion, de sélectivité et de platitude. Pour répondre à une demande croissante de réduction de la taille, il est essentiel de développer des filtres hyperfréquences compacts avec des performances électriques optimisées.

Nous avons vu dans le chapitre précédent que l'approche des filtres à pertes [1-2] est une solution pour améliorer la platitude et la sélectivité d'un filtre utilisant seulement des technologies à faible- Q mais la limitation de ce concept est un sacrifice en termes de pertes d'insertion qui ne peut pas être supporté par tous les systèmes.

Ce chapitre est consacré, en première partie, à l'étude de différentes technologies relativement compactes pouvant être utilisées dans le domaine spatial pour la réalisation de récepteurs. Ces technologies seront classées en fonction du compromis encombrement / facteur de qualité. C'est en hybridant ces technologies de base que nous réaliserons un filtre optimisant le compromis facteur de qualité / encombrement sans sacrifier les performances.

Dans une seconde partie, nous présenterons les différentes synthèses effectuées pour satisfaire les spécifications d'un filtre de récepteur de télécom en bande C, fournies par Thales Alenia Space,

La troisième partie décrit la conception du filtre hybride combinant des résonateurs fort- Q et des résonateurs faible- Q . Cette partie se conclue par la caractérisation expérimentale de prototypes de ces filtres hybrides.

Enfin, nous présentons un second filtre hybride utilisant des résonateurs planaires et pseudo-volumiques pour une fabrication monolithique en technologie LTCC, moins sensible aux tolérances de fabrication.

II. Technologies accessibles pour la réalisation d'un filtre de réception

Les performances d'un filtre sont directement liées au facteur de qualité des résonateurs utilisés. Afin de sélectionner la ou les technologies permettant de réaliser le filtre qui répond de manière optimale aux spécifications du récepteur télécom en bande C (4 GHz), plusieurs technologies sont testées en évaluant plus particulièrement le facteur de qualité et les dimensions du résonateur.

1) Résonateur planaire microruban

a) Résonateur quart-onde

La figure IV.1 présente la structure du résonateur quart-onde. Ce résonateur est constitué d'une ligne métallique de longueur $\lambda/4$ court-circuitée à l'une des extrémités et présentant un circuit ouvert sur l'autre. En fonction des caractéristiques du substrat et des métallisations (tangente de pertes, conductivité, épaisseurs...), les facteurs de qualité dans cette technologie varient typiquement entre 50 et 200 en bande C. Deux substrats couramment utilisés ont été considérés pour calculer le facteur de qualité. Le premier est le substrat d'Alumine d'épaisseur 254 μm , de permittivité relative $\epsilon_r = 9.9$ avec une métallisation d'épaisseur 5 μm et de tangente de pertes $\tan\delta = 0.0002$. Le deuxième est un substrat Ferro A6-S d'épaisseur 370 μm . Sa permittivité relative est de l'ordre de $\epsilon_r = 5.9$ avec une tangente de pertes de 0.002. Les métallisations sont en or, d'épaisseur 5 μm . Les dimensions des résonateurs et leurs facteurs de qualité sont présentés dans le tableau IV.1.

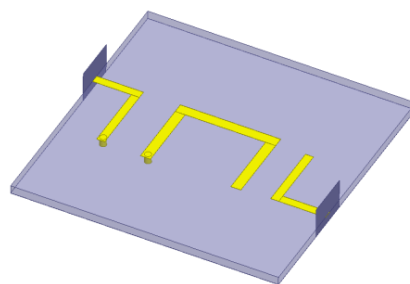


Figure IV.1. Structure du résonateur quart-onde

Technologie	Q_0	$f_0(\text{GHz})$	Mode supérieur (GHz)	Taille (mm^2)
Alumine	80	4	11.9	3x3
Ferro A6-S	90	4	11.7	4x4

Tableau IV.1. Facteur de qualité et dimensions du résonateur quart-onde en fonction de la technologie utilisée

b) Résonateur demi-onde

Les résonateurs planaires demi-ondes sont souvent utilisés pour réaliser les filtres microondes. Ce résonateur est constitué d'une ligne métallique de longueur $\lambda/2$ où ces extrémités peuvent être en court-circuit ou en circuit ouvert. Ces résonateurs peuvent être implémentés en forme d'une épingle à cheveux (*hairpin* en anglais). Les facteurs de qualité atteignables sont sensiblement égaux (éventuellement légèrement au-dessus) de ceux des résonateurs quart d'ondes (50 à 300 en bande C). Les deux configurations réalisées sur le substrat d'Alumine sont présentées sur la figure IV.2. L'encadrement typique de leurs facteurs de qualités et les dimensions des résonateurs sont présentés dans le tableau IV.2.

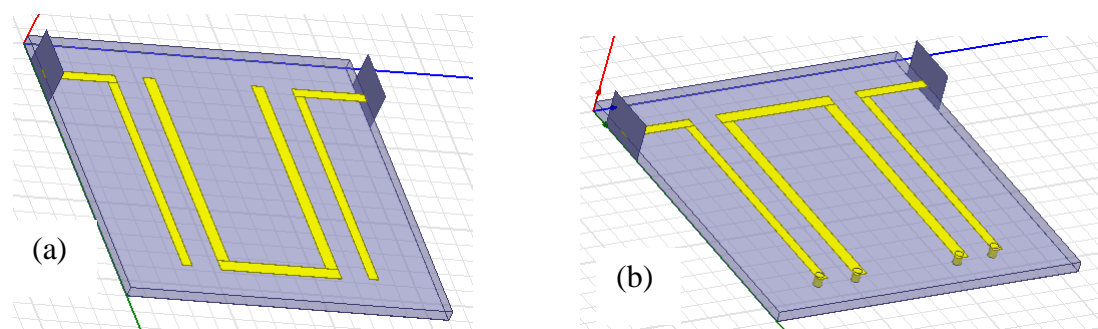


Figure IV.2. Résonateur hairpin demi-onde. (a) Implémentation en circuit ouvert.(b) Implémentation en court-circuit

Implémentation	Q_0	f_0 (GHz)	Mode supérieur (GHz)	Taille (mm ²)
circuit ouvert	85	4	7.8	5.6x3
court-circuit	80	4	8.3	5.6x3

Tableau IV.2. Facteur de qualité et dimensions du résonateur demi-onde en circuit ouvert et en court-circuit

2) Résonateur SIW

Un résonateur SIW est un résonateur pseudo-volumique intégré dans un substrat mono- ou multi-couche. Dans notre illustration, la technologie multicouche LTCC est sélectionnée pour réaliser le résonateur SIW avec le substrat Ferro A6-S présenté dans le paragraphe précédent. La structure du résonateur est montrée sur la figure IV.3. Le résonateur fonctionne sur le mode fondamental TE_{101} (distribution du champ E présentée sur la figure IV.3). Le facteur de qualité de ce mode dépend de l'épaisseur du substrat considéré. Puisque nous utilisons sur une technologie LTCC multicouches, plusieurs hauteurs du substrat peuvent être considérées. Le tableau IV.3 résume les performances électriques et physiques en

fonction de l'épaisseur du substrat sachant que le facteur de qualité peut varier pour d'autres substrats.

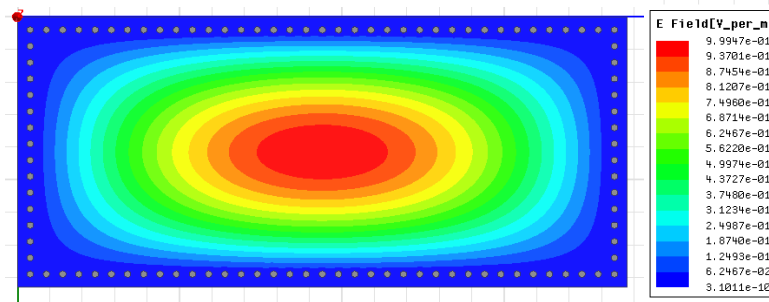


Figure IV.3. Distribution du champ E du mode TE101 dans un résonateur SIW

Epaisseur (mm)	Nombre de couches	Q_0	Taille (mm ³)
0.6	3	245	18.5x27x0.6
1	5	330	18.5x27x1

Tableau IV.3. Facteur de qualité et dimensions du résonateur SIW en fonction du nombre de couches.

3) Résonateur 3D en U en technologie LTCC [3]

En exploitant la facilité d'intégration des technologies multicouches LTCC, le résonateur SIW et le résonateur planaire demi-onde peuvent être combinés en un résonateur 3D en U, structure pour laquelle la technologie LTCC est très appréciable dans un souci de miniaturisation. Ce résonateur, étudié en détail par Laetitia Estagerie [3], est constitué d'une ligne métallique composant la base du U et de deux vias métallisés, comme l'indique la figure IV.4. La longueur totale du résonateur, c'est-à-dire la hauteur des deux vias et la longueur de la ligne, est proche de celle d'un résonateur planaire classique en $\lambda/2$.

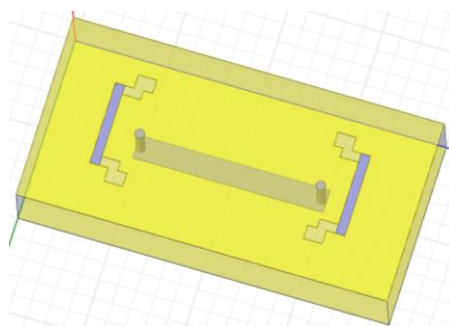


Figure IV.4. Résonateur 3D en forme de U

Sur la figure IV.5 sont représentés les différents paramètres que nous avons eu à optimiser afin d'obtenir la fréquence de résonance désirée ainsi que le facteur de qualité à

vide le plus élevé possible. Le tableau IV.4 présente le facteur de qualité et les dimensions obtenues pour la meilleure configuration. On peut noter que l'encombrement et le facteur de qualité situent ce résonateur entre le résonateur planaire et le résonateur SIW.

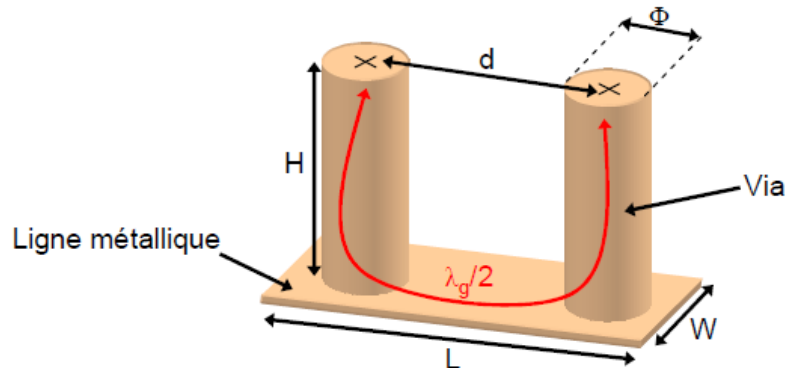


Figure IV.5. Représentation géométrique du résonateur en U - Paramètres à optimiser [3]

W (mm)	H (mm)	Φ (mm)	Q_0	Taille
0.7	2	0.2	155	14.2x2x2.4 mm ³

Tableau IV.4. Facteur de qualité et dimensions du résonateur 3D en forme de U

4) Résonateur diélectrique

Le résonateur diélectrique permet d'avoir un facteur de qualité très élevé avec des dimensions acceptables comparé à des cavités métalliques vides. Dans notre application, nous cherchons à réaliser un filtre très compact. Nous nous sommes donc penchés vers le mode fondamental TM_{010} qui est le moins encombrant. En envisageant la fabrication du filtre par une technique de prototypage rapide comme la stéréolithographie [4], la céramique adoptée est une Alumine de permittivité $\epsilon_r = 9.8$ avec une tangente de pertes de 0.0005. Les distributions des champs E et H dans le résonateur pour le mode TM_{010} sont présentées respectivement sur la figure IV.6 et la figure IV.7. Ce mode n'ayant pas de variation suivant la hauteur, sa fréquence de résonance est insensible à ce paramètre. Cependant, son facteur de qualité varie en fonction de la hauteur, comme présenté dans le tableau IV.5.

Matériau	Mode	f_0 (GHz)	Taille (mm ³)	Q_0
Alumine	TM_{010}	4	18.6x18.6x3	1000
			18.6x18.6x4	1150
			18.6x18.6x5	1250

Tableau IV.5. Facteur de qualité et dimensions du résonateur diélectrique à 4 GHz

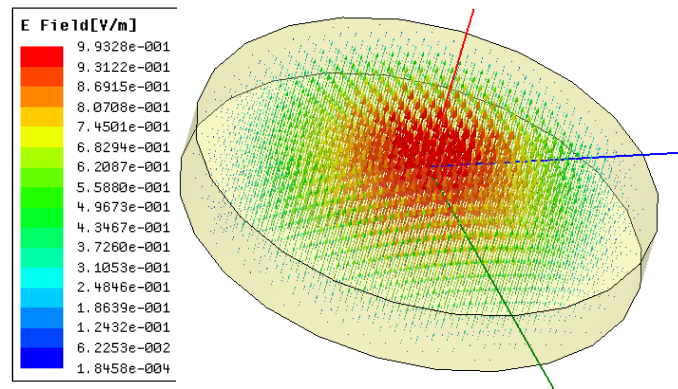


Figure IV.6. Distribution du champ E pour le mode TM_{010} dans un RD

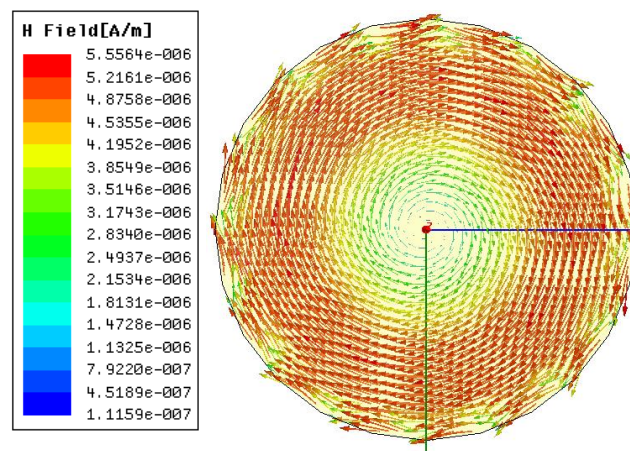


Figure IV.7. Distribution du champ H pour le mode TM_{010} dans un RD

5) Résonateur en cavité à plot capacitif

Les résonateurs en guide d'onde sont généralement encombrants. Une approche pour réduire leurs dimensions consiste à introduire un effet capacitif, à l'aide par exemple d'un plot métallique.

La figure IV.8 présente l'exemple d'une cavité métallique chargée par un plot cylindrique. La cavité est montée au-dessus du substrat d'Alumine. Le gap entre le plot métallique et le plan de masse du substrat microruban permet de régler la fréquence de résonance de la structure. Initialement, nous considérons une cavité métallique vide, de dimensions $12 \times 9 \times 5 \text{ mm}^3$. Pour ces dimensions, la fréquence de résonance du mode TE_{101} est égale à 20,2 GHz. Pour une cavité en aluminium, le facteur de qualité est de 5000.

En insérant un plot métallique, la fréquence de résonance diminue et le facteur de qualité se dégrade. Le tableau IV.6 présente la variation de fréquence de résonance et le facteur de qualité en fonction du gap entre le plot (de diamètre 4 mm) et le plan de masse du substrat microruban. Le diamètre du plot est un paramètre très important qui a un impact sur

le facteur de qualité lorsque la fréquence est ajustée à la même valeur avec le gap. Le tableau IV.7 présente la variation du facteur de qualité en fonction du diamètre du plot, alors que le gap est ajusté à chaque fois pour maintenir une résonance à 4 GHz.

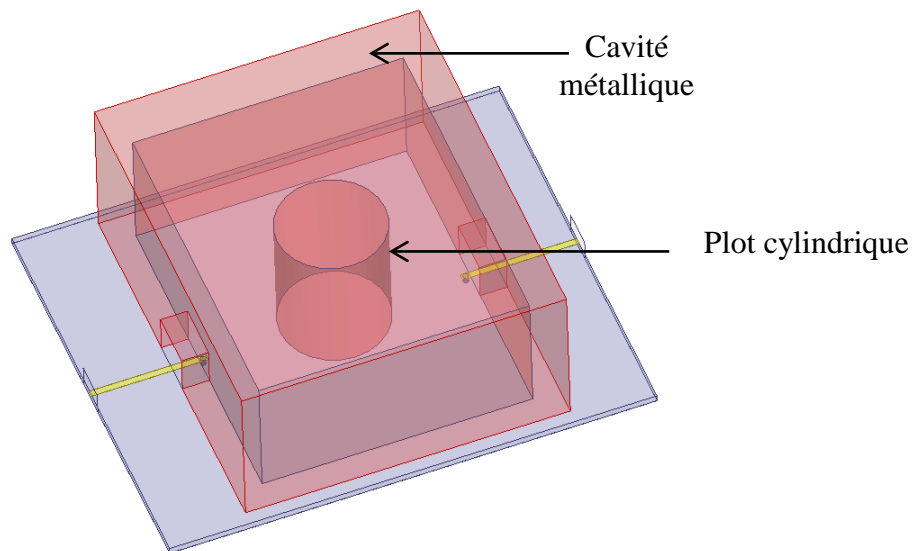


Figure IV.8. Cavité métallique chargée par un plot cylindrique

Gap (mm)	5	4	3	2	0.1
f_0 (GHz)	20.2	15	12.3	9.8	4
Q_0	5000	4100	3000	1600	930

Tableau IV.6. Variation de la fréquence de résonance et du facteur de qualité en fonction de la hauteur du plot métallique ($H_{\text{plot}} = 5 - \text{Gap}$)

diamètre (mm)	1	2	3	4	5
Gap (mm)	indéfini	0.02	0.05	0.1	0.12
Q_0	indéfini	130	350	930	880

Tableau IV.7. Variation du facteur de qualité en fonction du diamètre du plot métallique ($f_0 = 4$ GHz)

Pour notre application à 4 GHz, la réponse obtenue avec une simulation EM est présentée dans la figure IV.9. Le plot présente une hauteur de 4.9 mm et un diamètre de 4 mm. Nous constatons que le résonateur étudié présente une bonne isolation fréquentielle par rapport à une cavité résonante vide dont la dimension serait de $53 \times 53 \times 5 \text{ mm}^3$ pour résonner à 4 GHz sur le mode TE_{101} . Pour cette cavité vide, le premier mode supérieure arrive à 6.3 GHz et le facteur de qualité de la cavité vide atteint 2300. La dégradation du facteur de qualité dans

la cavité réduite par l'introduction du plot est cependant très appréciable en comparaison d'une technologie planaire (Q_0 est de l'ordre de 80).

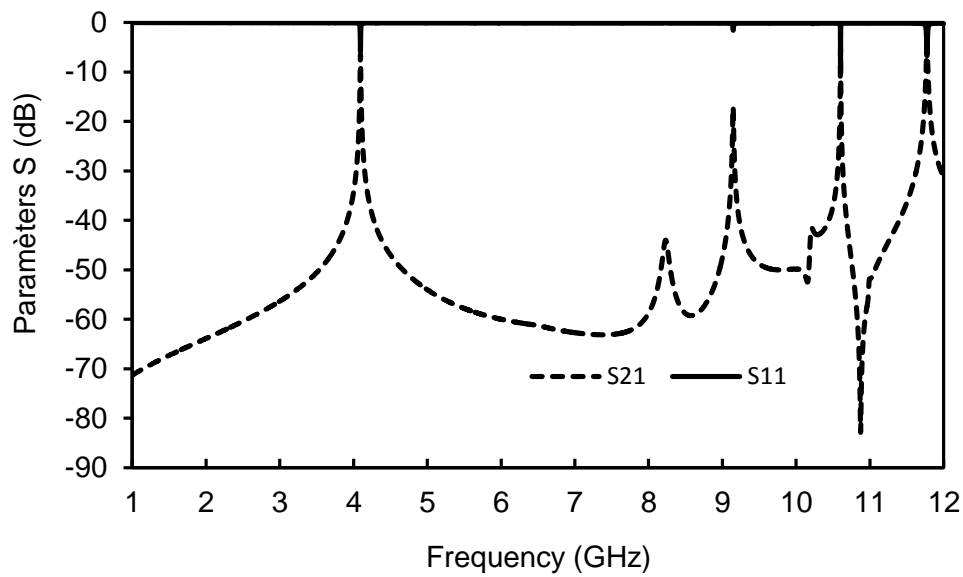


Figure IV.9. Réponse large bande de la cavité résonante chargée par un plot cylindrique

A partir de ces quelques technologies proposées, nous allons maintenant synthétiser un filtre capable de répondre à des spécifications très contraintes en termes de performances électriques et d'encombrement.

III. Synthèse du filtre

1) Cahier des charges

Le tableau IV.8 présente les spécifications du filtre Tx du récepteur télécom en bande C. Ce filtre doit satisfaire des performances électriques très sévères avec une forte contrainte d'encombrement.

Paramètres	Valeur	Unité
Fréquence centrale (f_0)	4000	MHz
Bande passante	250	MHZ
Pertes d'insertion (PI)	< 5	dB
platitude (variation des PI)	< 1	dB
Adaptation	> 15	dB
Ondulation TPG	1.5	nspp
Atténuation à $f_0 - 625$ MHz	30	dBc
Atténuation à $f_0 - 250$ MHz	50	dBc
Atténuation à $f_0 + 200$ MHz	30	dBc
Taille	19x19x3	mm ³

Tableau IV.8. Spécifications du filtre Tx en bande C

Dans les sections suivantes, plusieurs études seront faites pour déterminer la topologie du filtre à réaliser et les performances accessibles en hybridant les technologies présentées précédemment.

2) Etude théorique

Le but de cette étude est de déterminer la topologie du filtre ainsi que le facteur de qualité nécessaires pour répondre aux spécifications du tableau IV.8 en se basant sur les techniques de synthèse présentées dans le chapitre précédent. Il faut noter que les topologies de filtrage évolueront également en fonction des facteurs de qualité et par conséquent des technologies accessibles.

a) Synthèse classique

Pour atteindre les performances électriques nécessaires, un filtre à six pôles avec deux zéros de transmissions, formé de résonateurs ayant un facteur de qualité de l'ordre de 600 est nécessaire. La topologie choisie et la matrice de couplage correspondante sont présentées

respectivement sur la figure IV.10 et la figure IV.11. La figure IV.12 montre la réponse théorique du filtre.

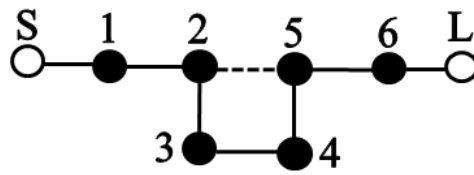


Figure IV.10. Topologie du filtre classique six pôles deux zéros

	S	1	2	3	4	5	6	L
S	0	0.891	0	0	0	0	0	0
1	0.891	$j0.025$	0.754	0	0	0	0	0
2	0	0.754	$j0.025$	0.573	0	-0.062	0	0
3	0	0	0.573	$j0.025$	0.612	0	0	0
4	0	0	0	0.612	$j0.025$	0.573	0	0
5	0	0	-0.062	0	0.573	$j0.025$	0.754	0
6	0	0	0	0	0	0.754	$j0.025$	0.891
L	0	0	0	0	0	0	0.891	0

Figure IV.11. Matrice de couplage du filtre classique six pôles deux zéros

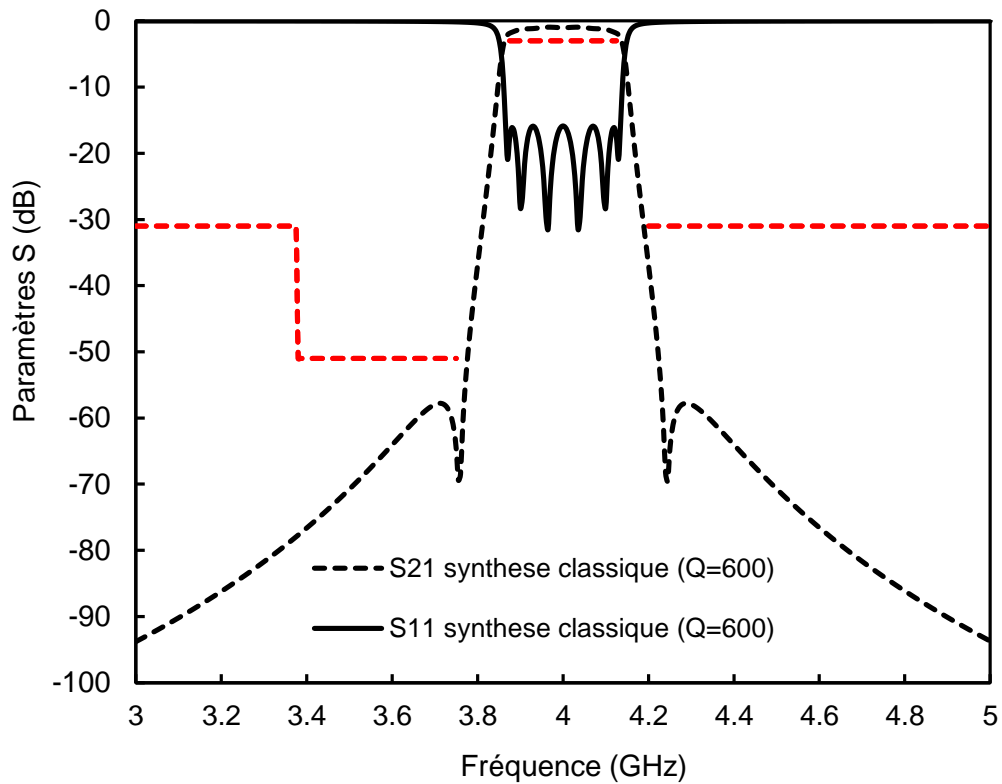


Figure IV.12. Réponse théorique du filtre classique

En se basant sur l'étude de facteur de qualité effectuée dans la section II, nous constatons que le facteur de qualité ($Q=600$) nécessaire pour réaliser le filtre n'est atteignable qu'avec les résonateurs diélectriques en Alumine. Cependant, cette piste est abandonnée puisque le résonateur diélectrique est très volumineux ($18.6 \times 18.6 \text{ mm}^2$) et il est donc impossible de réaliser un filtre constitué de six résonateurs en respectant la contrainte d'encombrement fixée par le cahier des charges ($19 \times 19 \text{ mm}^2$).

b) Synthèse à pertes utilisant la technique de couplage résistif

Comme nous avons pu le montrer, la technique de couplage résistif permet de réaliser un filtre avec de très bonnes performances en n'utilisant que des résonateurs faible- Q , à condition tout de même que les pertes ajoutées ne deviennent pas rédhibitoires.

Quatre couplages résistifs sont donc insérés dans le réseau de la figure IV.10. La nouvelle topologie est présentée sur la figure IV.13 et sa matrice de couplage correspondante est présentée sur la figure IV.14. Cette matrice de couplage est synthétisée, dans un premier temps, à l'aide du logiciel développé par l'équipe de Juan O'Callaghan [5]. Ensuite, nous changeons les pertes de chaque résonateur suivant la technologie disponible. Enfin, nous optimisons les autres termes de la matrice avec un circuit équivalent en éléments localisés pour obtenir les performances désirées.

La synthèse montre qu'il faut utiliser des résonateurs présentant un facteur de qualité de l'ordre de 350 pour respecter les spécifications électriques du tableau IV.8. La comparaison entre la réponse obtenue par la synthèse à pertes et celle obtenue par la synthèse classique est présentée sur la figure IV.15.

En utilisant, la synthèse à pertes nous avons pu diminuer quasiment par deux le facteur de qualité nécessaire (350 comparé à 600). Ce facteur de qualité peut être atteint en utilisant des résonateurs SIWs sur substrat Ferro A6-S. La surface occupée par un résonateur est de l'ordre de $18.5 \times 27 \text{ mm}^2$. Par conséquent, la réalisation d'un filtre constitué de six résonateurs SIWs ne permet pas de respecter l'encombrement souhaité.

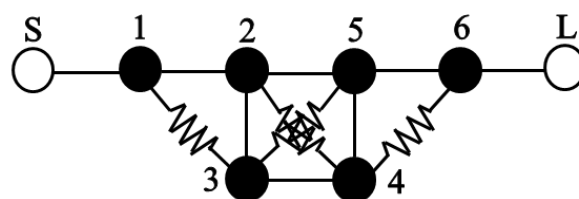


Figure IV.13. Topologie du filtre à pertes avec quatre couplages résistifs

	S	1	2	3	4	5	6	L
S	0	0.791	0	0	0	0	0	0
1	0.791	j0.0626	0.679	j0.0202	0	0	0	0
2	0	0.679	j0.0764	0.535	j0.0341	-0.045	0	0
3	0	j0.0202	0.535	j0.0967	0.562	j0.0341	0	0
4	0	0	j0.0341	0.562	j0.0967	0.535	j0.0202	0
5	0	0	-0.045	j0.0341	0.535	j0.0764	0.679	0
6	0	0	0	0	j0.0202	0.679	j0.0626	0.791
L	0	0	0	0	0	0	0.791	0

Figure IV.14. Matrice de couplages du filtre à pertes avec quatre couplages résistifs

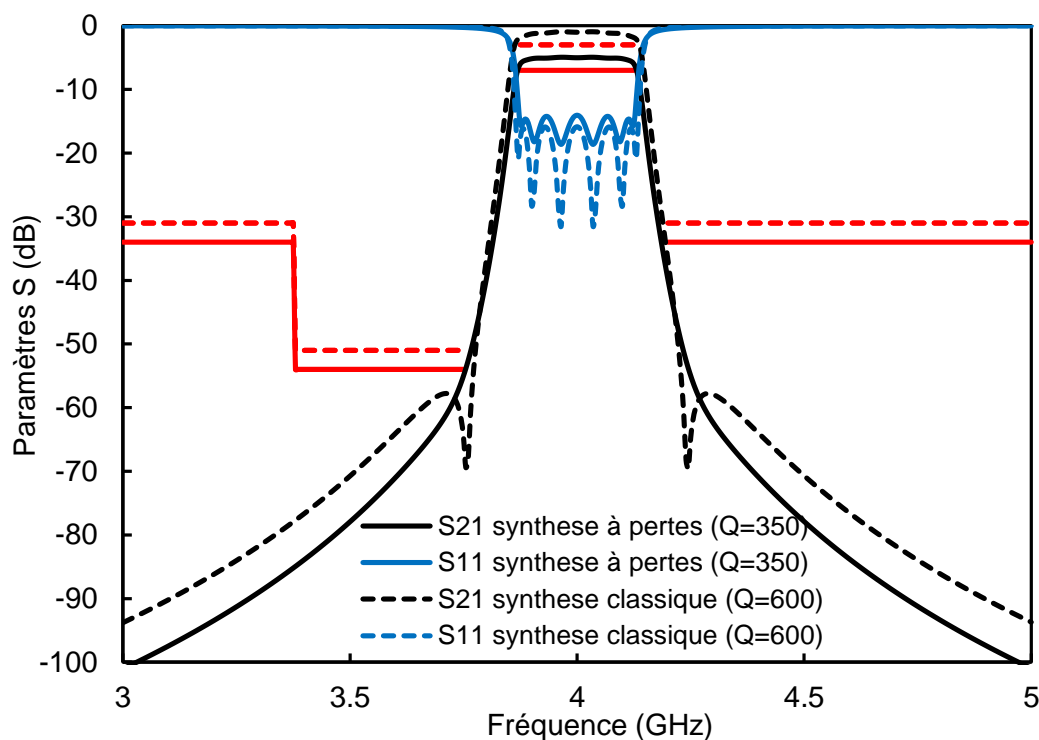


Figure IV.15. Comparaison entre la synthèse à pertes ($Q = 350$) et la synthèse classique ($Q=600$)

c) Synthèse à pertes avec des résonateurs à facteurs de qualité hétérogènes

En combinant l'approche du couplage résistif et l'approche de la distribution hétérogène du facteur de qualité, on peut atteindre des performances électriques encore meilleures. La synthèse consiste à hybrider deux ou plusieurs technologies présentant des facteurs de qualités différents en conservant des couplages à pertes entre les différents résonateurs. L'hybridation des technologies permet d'obtenir un facteur de qualité moyen Q_{moy} supérieur au facteur de qualité le plus faible. Ceci permet de réaliser une réponse très

sélective. En insérant les couplages à pertes, la platitude du filtre peut être améliorée en gardant la même sélectivité.

Une synthèse par optimisation du circuit équivalent a été effectuée considérant un réseau à six résonateurs avec deux couplages résistifs. La topologie du filtre est présentée sur la figure IV.16. Ce cas consiste à l'hybridation de quatre résonateurs présentant un Q faible de l'ordre de 150 ainsi que deux résonateurs présentant un Q fort de l'ordre de 800. Deux couplages résistifs sont ensuite insérés entre les nœuds 1-3 et symétriquement entre 4-6. Le Q faible est atteignable avec une technologie planaire compacte alors que le Q fort est facilement atteignable avec la cavité métallique chargée par un plot.

La matrice de couplage correspondante à ce réseau est montrée sur la figure IV.17. La réponse obtenue est comparée avec la réponse du filtre classique sur la figure IV.18. Nous constatons que cette synthèse hybride avec les couplages résistifs croisés permet de satisfaire les contraintes du cahier des charges. L'inconvénient de cette topologie est la nécessité de réaliser des couplages à pertes entre résonateurs planaires et volumiques. Ceci rend la conception du filtre très difficile.

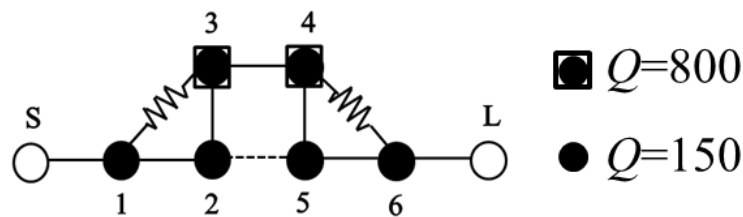


Figure IV.16. Topologie du filtre hybride six pôles avec deux CRCs

	S	1	2	3	4	5	6	L
S	0	0.895	0	0	0	0	0	0
1	0.895	$j0.1344$	0.797	$j0.0357$	0	0	0	0
2	0	0.797	$j0.0971$	0.594	0	-0.072	0	0
3	0	$j0.0357$	0.594	$j0.0542$	0.640	0	0	0
4	0	0	0	0.640	$j0.0542$	0.594	$j0.0357$	0
5	0	0	-0.072	0	0.594	$j0.0971$	0.797	0
6	0	0	0	0	$j0.0357$	0.797	$j0.1344$	0.895
L	0	0	0	0	0	0	0.895	0

Figure IV.17. Matrice de couplage du filtre hybride six pôles avec deux CRCs

Le facteur de qualité Q -fort de l'ordre de 800 est estimé en considérant une cavité métallique chargée par un plot métallique de hauteur $h = 3$ mm, pour satisfaire la contrainte de taille présentée par le cahier des charges. En relâchant cette contrainte avec une hauteur de 5 mm, le facteur de qualité de la cavité est maintenant de l'ordre de 1000.

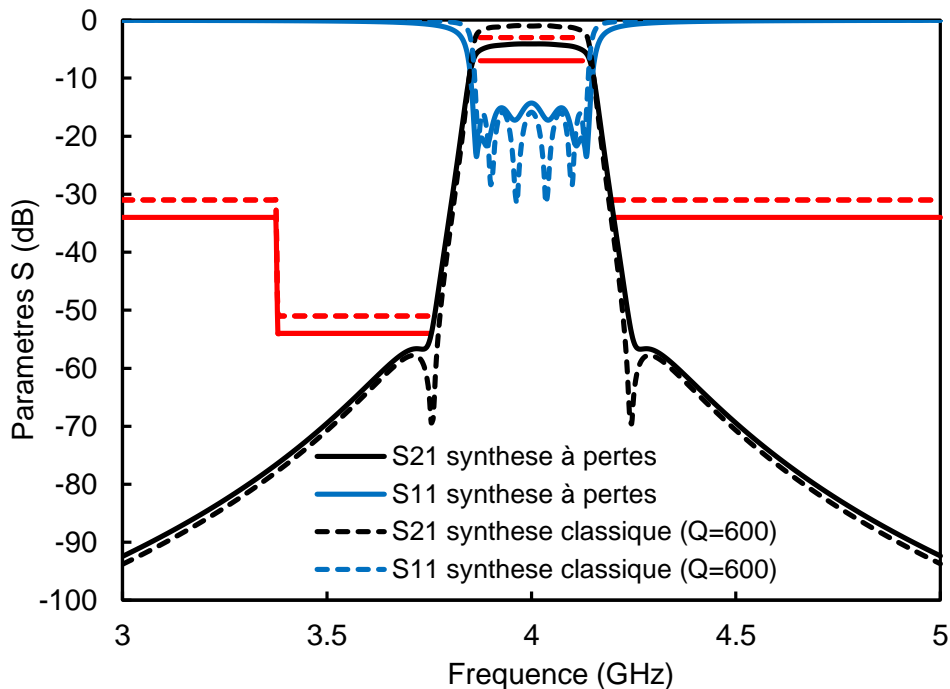


Figure IV.18. Comparaison entre la synthèse hybride avec deux couplages résistifs et la synthèse classique ($Q=600$)

Une nouvelle synthèse hybride utilisant une technologie volumique fort- Q de l'ordre de 1000 et une technologie planaire faible- Q de l'ordre de 80 est effectuée. La topologie du filtre, présentée sur la figure IV.19, élimine cette fois les couplages résistifs. La matrice de couplage est présentée sur la figure IV.20. La comparaison entre la réponse obtenue par cette synthèse et celle obtenue par la synthèse classique est présenté sur la figure IV.21.

Nous constatons que la réponse obtenue satisfait les contraintes électriques du cahier des charges. Le Q faible est facilement atteignable avec les résonateurs planaires demi-ondes et quart-ondes réalisés sur la technologie d'Alumine alors que le Q -fort est atteignable avec une cavité métallique chargée par un plot métallique.

Pour réaliser le filtre Tx du récepteur télécom dans la bande C, nous avons choisi cette topologie. Le principe de conception, la fabrication et la caractérisation du filtre hybride planaire – volumique seront présentés dans les sections suivantes.

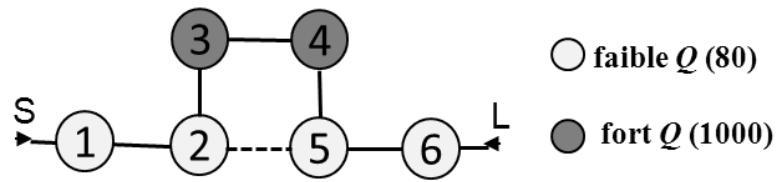


Figure IV.19. Topologie du filtre hybride planaire - volumique

	S	1	2	3	4	5	6	L
S	0	1.101	0	0	0	0	0	0
1	1.101	$j0.2$	0.922	0	0	0	0	0
2	0	0.922	$j0.2$	0.562	0	-0.071	0	0
3	0	0	0.562	$j0.016$	0.634	0	0	0
4	0	0	0	0.634	$j0.016$	0.562	0	0
5	0	0	-0.071	0	0.562	$j0.2$	0.922	0
6	0	0	0	0	0	0.922	$j0.2$	1.101
L	0	0	0	0	0	0	1.101	0

Figure IV.20. Matrice de couplage du filtre hybride planaire - volumique

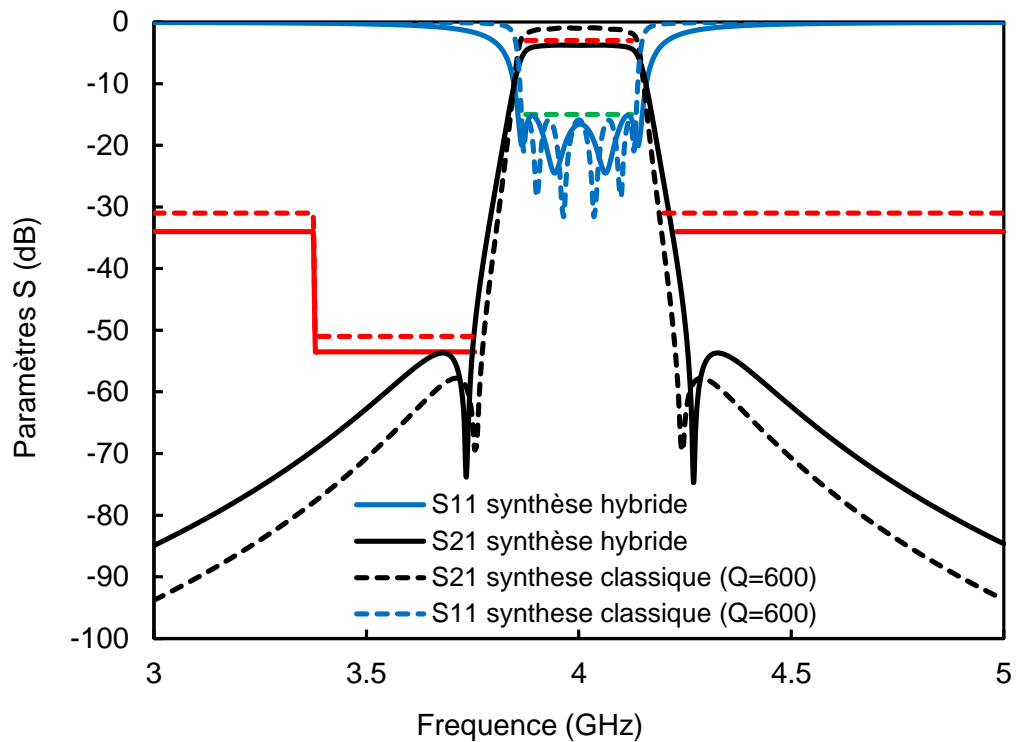


Figure IV.21. Comparaison entre la synthèse hybride planaire - volumique et la synthèse classique ($Q=600$)

IV. Conception et réalisation du filtre hybride planaire-volumique

Pour des applications spatiales, les filtres planaires sont souvent placés dans des structures de blindage afin de minimiser les phénomènes de rayonnement et ainsi les problèmes liés à la compatibilité électromagnétique avec les autres circuits de la charge utile du satellite. Le blindage des circuits utilisant des cavités métalliques est le moyen le plus efficace pour limiter ces phénomènes indésirables.

Comme montré dans [6], les filtres hybrides combinant des résonateurs planaires et des cavités métalliques résonantes peuvent être conçus de manière à réduire la surface du dispositif. En outre, comme indiqué dans [7], l'hybridation de technologies faible- Q (technologie planaire) et fort- Q (cavité métallique) est une solution pour ajuster le Q -moyen du filtre. Ce concept devient très intéressant lorsqu'on exploite le blindage métallique d'un filtre planaire comme résonateur supplémentaire à fort Q .

En général, les dimensions de la cavité de blindage conduisent à une fréquence de résonance très supérieure à la fréquence de travail. La taille du boîtier est en effet choisie dans le but de limiter les perturbations avec le circuit planaire. Cependant, ces cavités présentent un facteur de qualité élevé. L'exploitation de ces résonances peut donc contribuer à améliorer les performances du filtre, sans augmenter la surface.

Les problèmes à résoudre sont ensuite de diminuer la fréquence de résonance de la cavité et de coupler le mode de la cavité et le mode planaire pour concevoir un filtre hybride. Les résonateurs à cavité chargée par un plot métallique, présentés dans la section II.5, permettent de résoudre le problème de décalage en fréquence. Dans les paragraphes qui suivent, le principe de couplage et quelques exemples de conception seront présentés.

1) Principe de couplage entre mode planaire et mode volumique

La figure IV.22 présente un exemple de couplage entre une cavité chargée par un plot métallique et un résonateur planaire quart-onde. Le champ électrique est confiné en dessous du plot métallique et le champ magnétique tourne autour du plot. Cette distribution de champ est compatible avec une ligne de transmission en court-circuit qui possède une distribution de champ magnétique maximum au niveau du court-circuit. Le couplage est modulé en fonction du gap entre le plot et la ligne de transmission. Pour réaliser un couplage fort entre les deux résonateurs, il faut ainsi placer l'extrémité court-circuitée du résonateur quart-onde à proximité du plot.

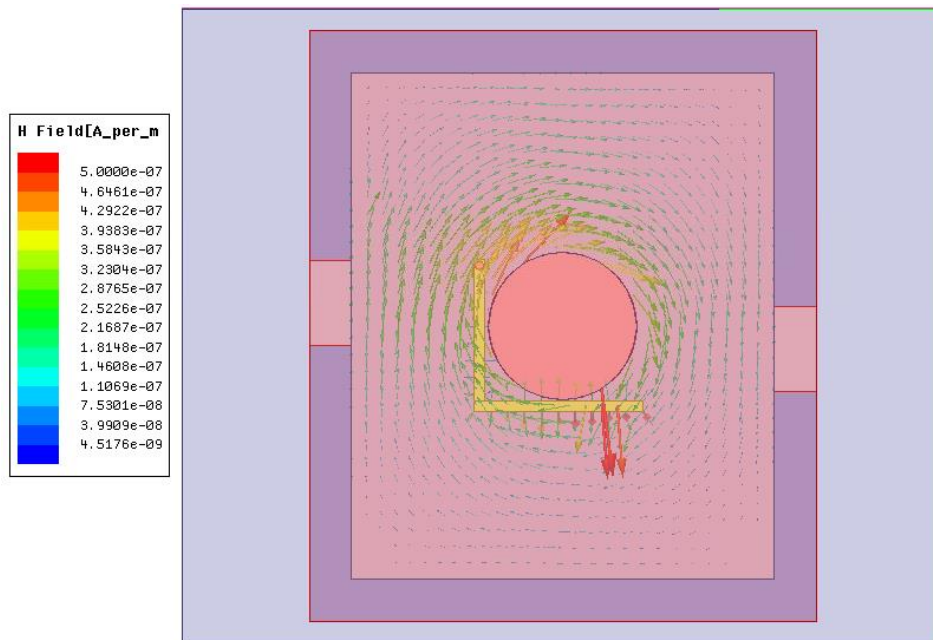


Figure IV.22. Couplage entre la cavité résonante et un résonateur quart-onde – distribution du champs H dans la structure

2) Conception du filtre hybride à l'aide de résonateurs quart-ondes et de cavités

Le filtre hybride est implémenté en utilisant des cavités résonantes fort- Q chargées par des plots métalliques et des résonateurs planaires en $\lambda/4$ faible- Q sur le substrat d'Alumine.

Le filtre est donc composé de deux éléments. La partie planaire microruban est présentée sur la figure IV.23. Elle est composée de quatre résonateurs quart-ondes et des lignes de transmissions qui encadrent le circuit. Ces lignes sont connectées à la masse par des vias dans le but d'assurer un retour à la masse lorsque la cavité, deuxième élément de la structure, est montée en surface. La structure finale du filtre est présentée sur la figure IV.24. La taille du filtre est de $12 \times 19 \times 5$ mm³. Ces dimensions satisfont la contrainte en encombrement demandée.

La cavité est chargée par un plot métallique de diamètre 5 mm. Le couplage croisé entre les résonateurs 2-5 est un couplage par proximité. De ce fait, les lignes construisant les deux résonateurs sont placées au bord du mur métallique qui sépare les deux cavités. De même, le couplage entre les modes planaires et les modes volumiques est un couplage par proximité ce qui impose un placement décentré du plot.

Le positionnement du plot dans la cavité est un paramètre très important qui impacte le facteur de qualité ainsi que la fréquence de résonance. La configuration optimale revient à

placer le plot dans le centre de la cavité. En déplaçant le plot comme présenté sur la figure IV.25, le facteur de qualité passe de 930 à 250. Cette dégradation est due à la nécessité de rajouter un effet capacitif très important mais aussi aux pertes métalliques de la cavité. Nous constatons aussi que pour cette configuration, l'isolation fréquentielle est très bonne. En effet le premier mode supérieur arrive à 27 GHz comme le montre la réponse large bande de la figure IV.26.

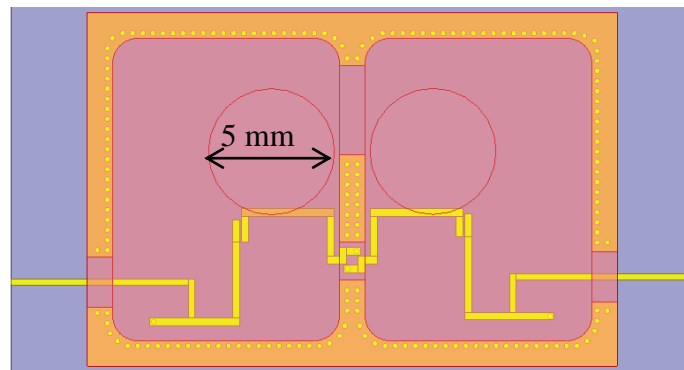


Figure IV.23. Partie planaire du filtre hybride

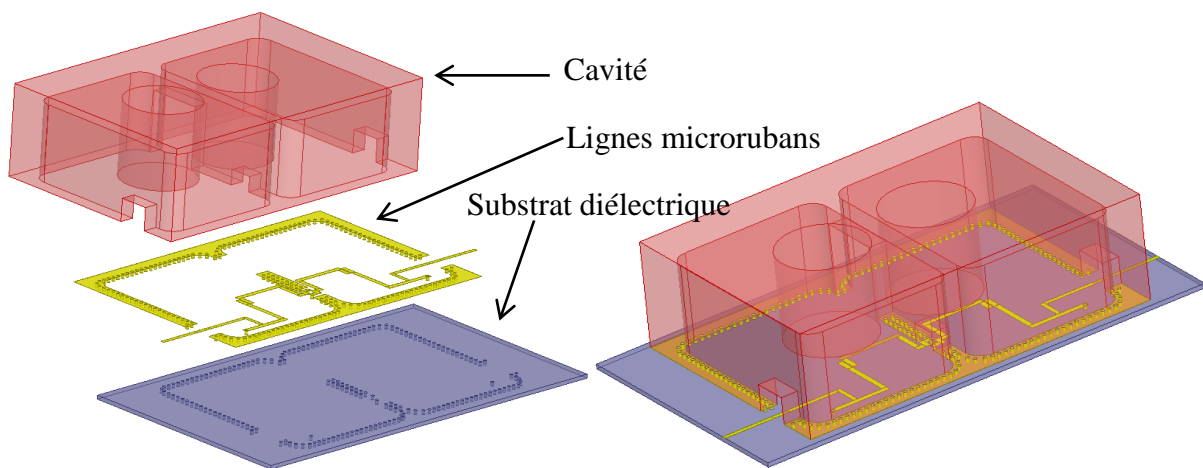


Figure IV.24. Structure 3D du filtre hybride

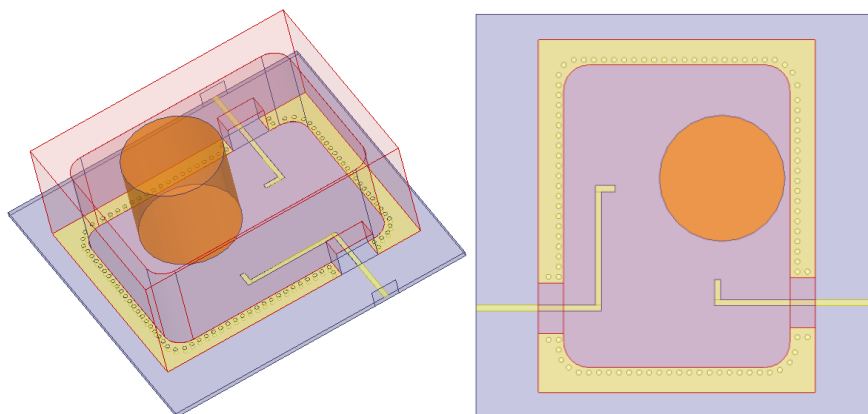


Figure IV.25. Plot métallique décentré

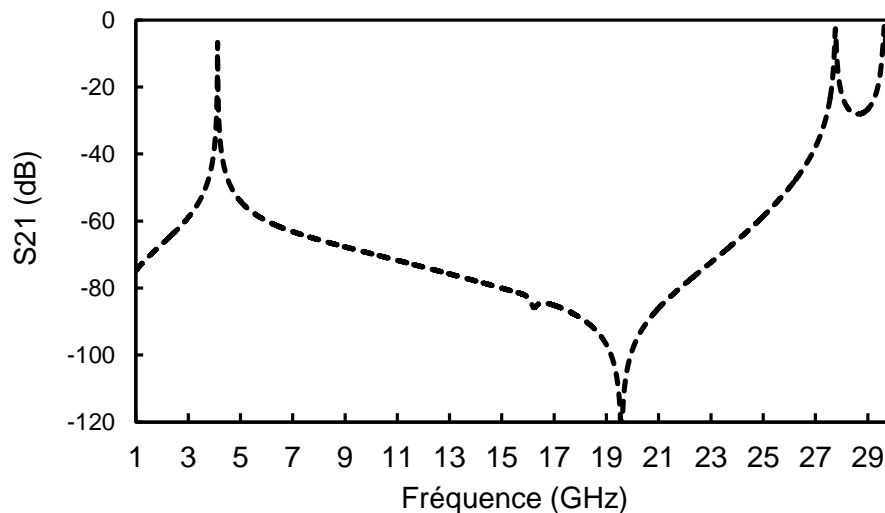


Figure IV.26. Réponse large bande de la cavité chargée par un plot cylindrique décentré

Ce placement entraîne donc une forte dégradation du facteur de qualité. Malheureusement, nous ne pouvons pas éviter cette implémentation en utilisant ces résonateurs planaires quart d'ondes.

Nous avons tout de même poursuivi la conception du filtre avec cette configuration de résonateurs, mais auparavant nous avons dû adapter la synthèse au nouveau facteur de qualité de la cavité.

a) Modification de la synthèse pour une cavité avec un plot décentré

Le facteur de qualité est de l'ordre de 80 pour les résonateurs planaires et 250 pour les résonateurs en cavités. La topologie du filtre est présentée sur la figure IV.19.

La matrice de couplage du filtre hybride est obtenue par l'optimisation de la matrice de couplage synthétisée par la méthode classique développée en [8]. On considère dans un premier temps une matrice de couplage avec une distribution uniforme de pertes réalisant une fonction de filtrage quasi-elliptique. Ensuite, nous changeons les pertes de chaque résonateur suivant la technologie disponible. Enfin, nous optimisons les autres termes de la matrice pour obtenir les performances désirées. La figure IV.27 présente la matrice de couplage optimisée du filtre hybride. Les termes imaginaires M_{ii} sur la diagonale principale traduisent les la distribution hétérogène des pertes dans le réseau.

En utilisant cette distribution non-uniforme de pertes dans le réseau, le facteur de qualité moyen est de l'ordre de 150. La figure IV.28 montre la comparaison entre la synthèse

classique avec une distribution uniforme de pertes ($Q_0=150$) et la synthèse hybride. La réponse satisfait les spécifications souhaitées (tableau IV.8) à l'exception de l'atténuation à $f_0 - 250$ MHz qui atteint 40 dBc au lieu de 50 dBc. La platitude est de l'ordre de 1 dB et l'adaptation est inférieure à 20 dB sur toute la bande passante.

	S	1	2	3	4	5	6	L
S	0	1.243	0	0	0	0	0	0
1	1.243	$j0.166$	1.037	0	0	0	0	0
2	0	1.037	$j0.166$	0.577	0	-0.13	0	0
3	0	0	0.577	$j0.053$	0.706	0	0	0
4	0	0	0	0.706	$j0.053$	0.577	0	0
5	0	0	-0.13	0	0.577	$j0.166$	1.037	0
6	0	0	0	0	0	1.037	$j0.166$	1.243
L	0	0	0	0	0	0	1.243	0

Figure IV.27. Matrice de couplage du filtre hybride cavité résonante - planaire

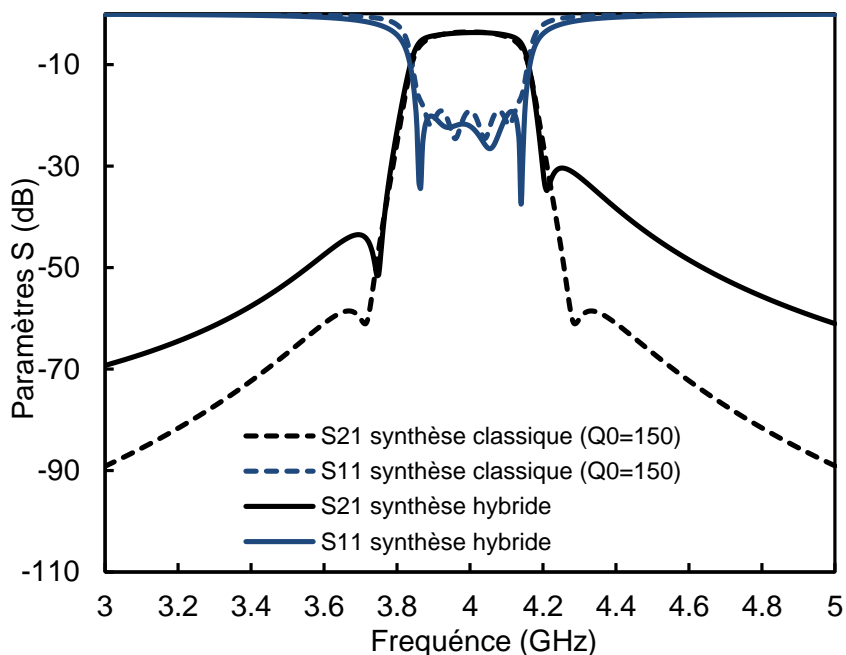


Figure IV.28. Comparaison entre la synthèse classique avec une distribution uniforme de pertes ($Q_0=150$) et la synthèse hybride

b) Conception électromagnétique du filtre hybride avec une cavité à plot décentré

La figure IV.29 présente la comparaison entre la simulation EM et la réponse théorique. Le filtre présente des pertes d'insertion de 3.8 dB, une platitude dans la bande de l'ordre de 0.85 dB et une adaptation supérieure à 18 dB. La réjection à $f_0 - 250$ MHz est égale à 42 dBc alors que celle à $f_0 + 200$ MHz est de 27 dBc. La réponse satisfait les spécifications

souhaitées (tableau IV.8) à l'exception de la réjection hors bande qui ne peut pas être atteint avec les facteurs de qualités utilisés dans cet exemple. Les performances large bande de la structure sont présentées sur la figure IV.30. Nous constatons l'absence d'une remontée de la transmission à $2f_0$, et donc une forte isolation hors bande. Ceci est dû au fait que nous avons utilisé des résonateurs qui ne présentent pas de deuxième harmonique dans le cas planaire (résonateurs quart d'ondes) et qui présentent un mode supérieur à 27 GHz (figure IV.13) dans le cas de la cavité chargée par le plot décentré.

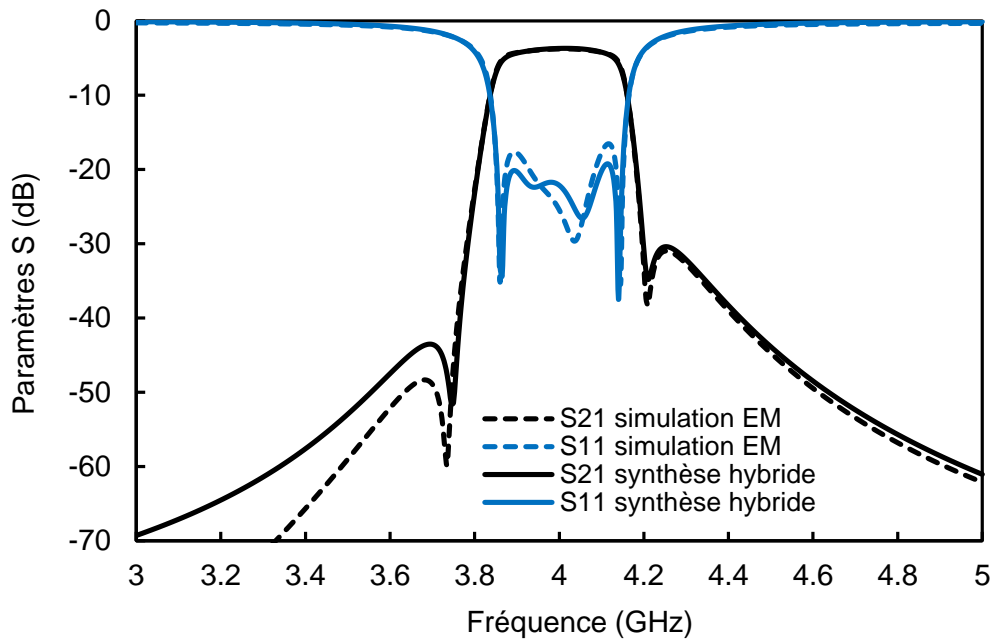


Figure IV.29. Comparaison entre la simulation EM et la réponse théorique dans le cas du filtre hybride cavité métallique rectangulaire – planaire

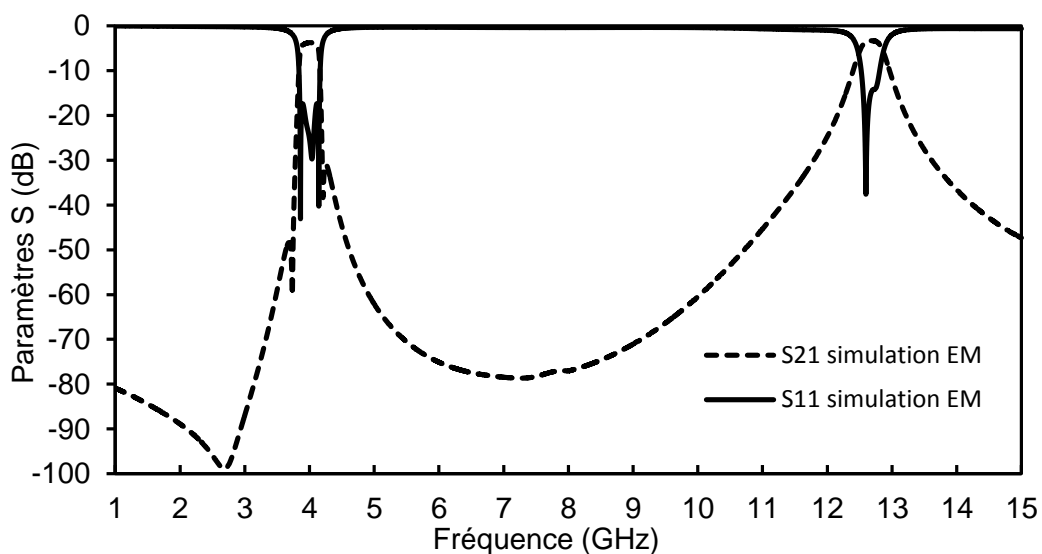


Figure IV.30. Performances large bande du filtre hybride cavité métallique rectangulaire – planaire

Par la suite, deux des quatre résonateurs quart d'ondes sont remplacés par des résonateurs demi-ondes pour permettre le repositionnement des plots au centre de la cavité et augmenter le facteur de qualité.

3) Conception du filtre hybride à l'aide de résonateurs quart d'ondes et demi-ondes et de cavités à plots centrés

La synthèse hybride effectuée dans la section III.2.c satisfait les contraintes du cahier des charges avec un filtre utilisant quatre résonateurs ayant un facteur de qualité de l'ordre de 80 et deux résonateurs ayant un facteur de qualité de l'ordre de 1000. Le faible- Q est facilement atteignable avec les résonateurs planaires demi-onde et quart-onde sur le substrat d'Alumine alors que le fort- Q n'est atteignable qu'avec la cavité métallique chargée par un plot centrée.

Le problème d'implémentation précédent peut être contourné en utilisant à la fois des résonateurs en $\lambda/4$ et des résonateurs en $\lambda/2$. La topologie du filtre et sa matrice de couplage sont présentées sur la figure IV.19 et la figure IV.20 respectivement. La structure de la partie planaire du filtre est montrée sur la figure IV. 31.a. La différence par rapport au filtre hybride précédent est donc l'utilisation de résonateurs demi-ondes pour les nœuds 2 et 5. Ceci permet de réaliser un couplage par proximité avec les cavités chargées par un plot centré, ainsi qu'un couplage indirect entre les nœuds 2 et 5. La cavité a été simplifiée pour faciliter sa fabrication. La figure IV. 31.b montre la représentation 3D de la structure finale.

Pendant la phase d'optimisation, nous avons constaté l'apparition de deux couplages parasites entre les nœuds 1-3 et 2-4 (2-6 et 3-5 symétriquement). Ces couplages parasites rendent le réglage du filtre très difficile. En effet, une nouvelle matrice de couplage a été optimisée considérant ces couplages parasites (figure IV.32). La réponse du filtre obtenue par une simulation EM est comparée avec la réponse théorique (matrice de couplage optimisée) sur la 33.

Le filtre présente des pertes d'insertion de 2.45 dB, une platitude dans la bande de l'ordre de 0.9 dB et une adaptation supérieure à 18 dB. La réjection à $f_0 - 250$ MHz est égale à 50 dBc alors que celle à $f_0 + 200$ MHz est de 50 dBc. La réponse satisfait les spécifications souhaitées en termes de performances électriques et d'encombrement. Les performances larges bandes de la structure sont présentées sur la figure IV.34. Nous constatons une remontée de la transmission à $2f_0$. Ceci est due au fait que nous avons utilisé des résonateurs

qui présente un deuxième harmonique dans le cas du résonateur planaire en $\lambda/2$ et une cavité présentant un mode supérieure à 8.5 GHz (figure IV.9).

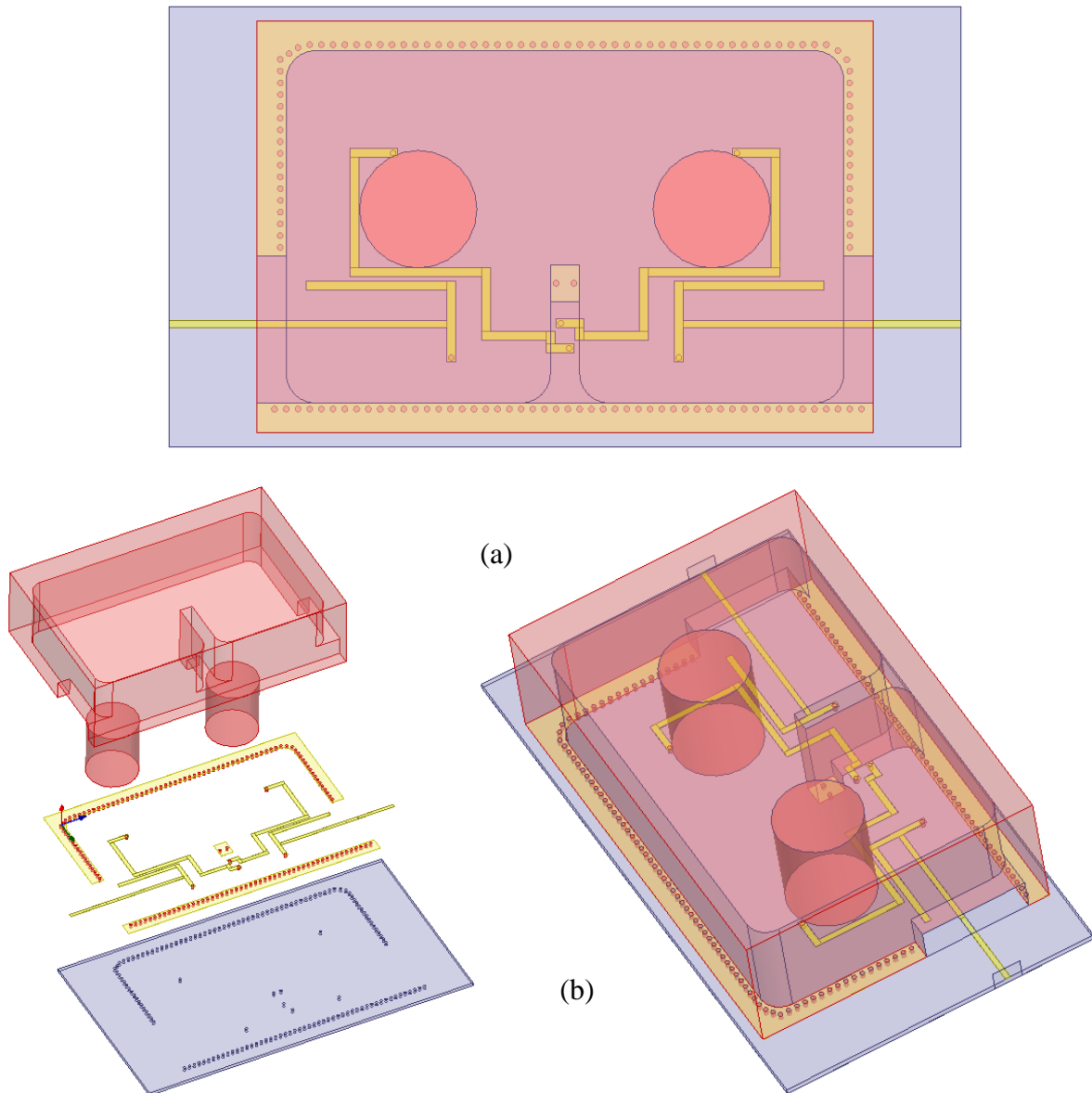


Figure IV.31. Structure du filtre hybride. (a) Partie planaire. (b) Vue 3D

	S	1	2	3	4	5	6	L
S	0	1.243	0	0	0	0	0	0
1	1.243	$j0.166$	1.037	0	0	0	0	0
2	0	1.037	$j0.166$	0.577	0	-0.13	0	0
3	0	0	0.577	$j0.053$	0.706	0	0	0
4	0	0	0	0.706	$j0.053$	0.577	0	0
5	0	0	-0.13	0	0.577	$j0.166$	1.037	0
6	0	0	0	0	0	1.037	$j0.166$	1.243
L	0	0	0	0	0	0	1.243	0

Figure IV.32. Matrice de couplage optimisée du filtre hybride

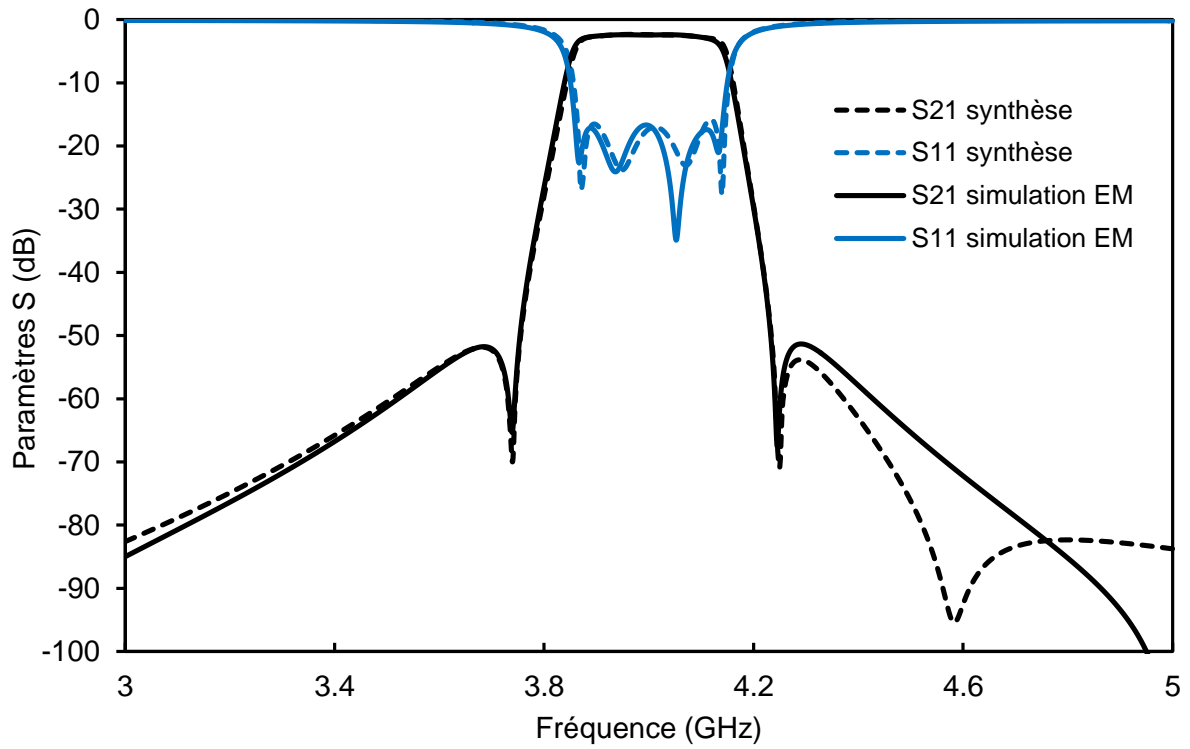


Figure IV.33. Comparaison entre la simulation EM et la réponse théorique dans le cas du filtre hybride cavité métallique rectangulaire chargée par un plot centré – planaire

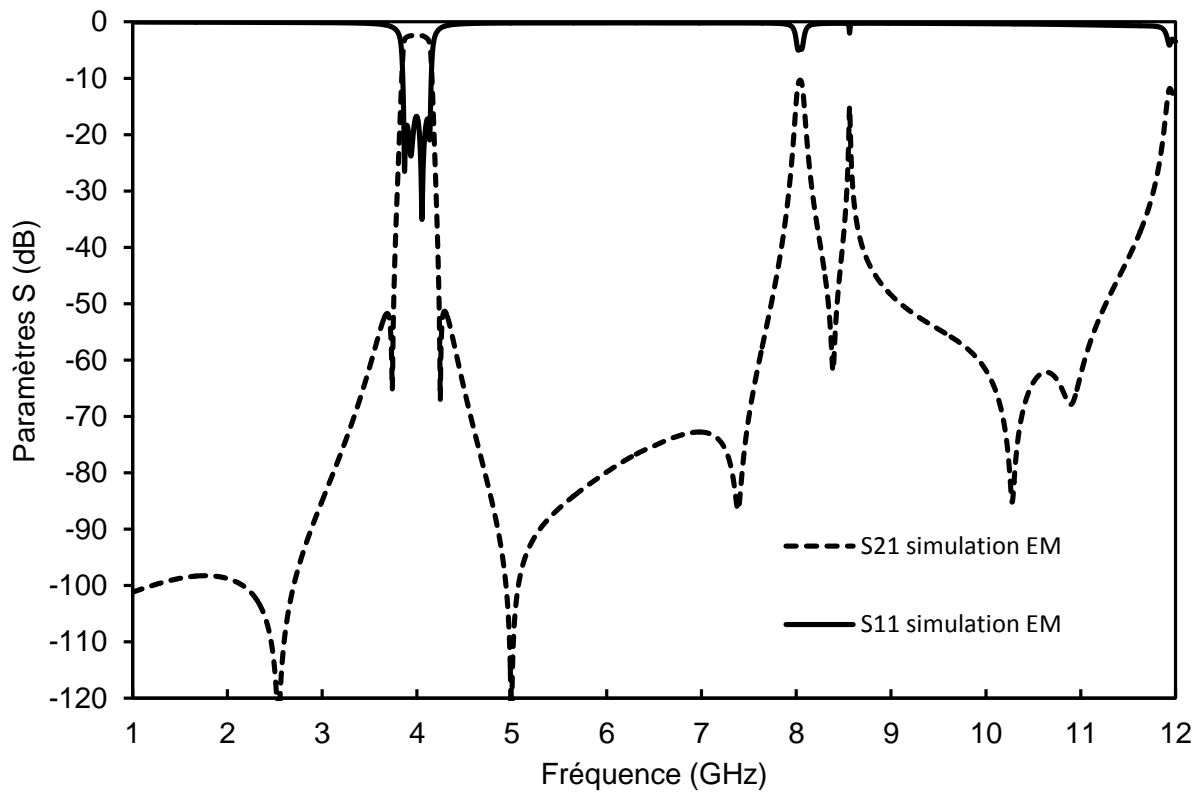


Figure IV.34. Performances large bande du filtre hybride cavité métallique rectangulaire chargée par un plot centré – planaire

Le tableau IV.9 compare les performances électriques des filtres hybrides, avec plot décentré et plot centré, avec les spécifications souhaitées. Nous constatons que la réponse du filtre hybride avec le plot décentré satisfait les spécifications souhaitées à l'exception de la réjection hors bande alors que la réponse du filtre hybride avec le plot centré satisfait les spécifications souhaitées.

Filtre hybride	PI (dB)	Platitude (dB)	S11 (dB)	Rejection à f_0-250 MHz	Rejection à f_0+200 MHz
Spécifications	< 5	< 1	> 15	50	30
Avec plot décentré	3,8	0,85	18	42 dBc	27 dBc
Avec plot centré	2,45	0,9	17,5	50 dBc	51 dBc

Tableau IV.9. Performances des filtres hybrides avec plot décentré et plot centré

4) Fabrication et mesure

a) Filtre hybride utilisant la cavité métallique chargée par un plot décentré

La partie planaire du filtre hybride a été fabriquée sur le substrat d'Alumine présentée dans section II. La cavité métallique a été réalisée en aluminium dans l'atelier de mécanique du laboratoire XLIM. Les plots métalliques sont remplacés par des vis de réglages de mêmes diamètres pour anticiper un défaut de fabrication. Deux vis de fixation sont aussi placées pour limiter les variations des vis de réglage compte-tenu du pas de vis important devant les précisions souhaitées. La photographie du filtre est présentée sur la figure IV.35.

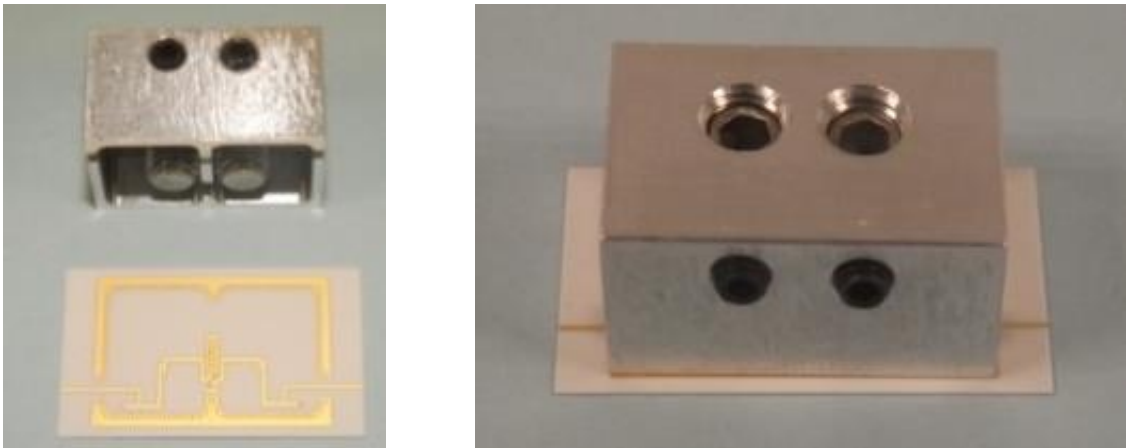


Figure IV.35. Photographie du filtre hybride utilisant une cavité montée en surface

Le filtre a été caractérisé et la comparaison entre les réponses mesurées et simulées est présentée sur la figure IV.36. On peut observer que la réponse mesurée présente un décalage en fréquence, une réduction de la largeur de bande, et des zéros de transmission moins distincts par rapport à la simulation EM. Ces différences sont attribuées aux fortes dispersions sur la fabrication de la cavité chargée par le plot ainsi qu'à la difficulté d'aligner très précisément la cavité montée en surface sur le substrat planaire. Le prototype permet d'ajuster la profondeur des plots mais leur positionnement en x et y est aussi très sensible pour régler le couplage avec les résonateurs planaires. D'autres sources de désaccord, mais plutôt au second ordre, sont la possible sur-gravure du circuit planaire et un mauvais contact entre la cavité et le substrat.

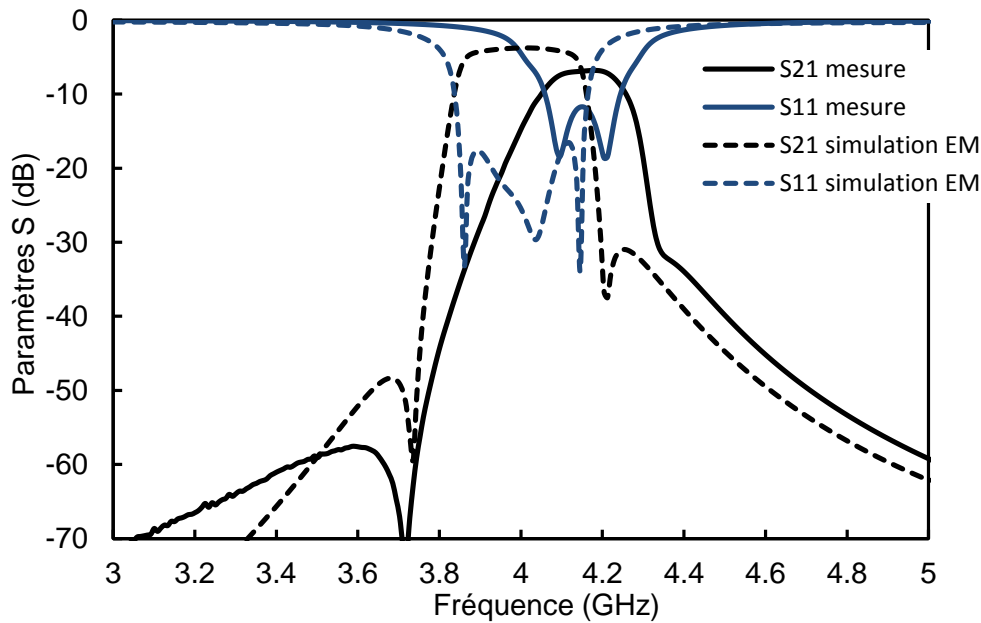


Figure IV.36. Comparaison entre les réponses mesurées et simulées dans le cas du filtre hybride utilisant une cavité montée en surface

b) Filtre hybride utilisant la cavité métallique chargée par un plot centré

La cavité chargée par un plot métallique centré a été fabriquée et caractérisée. La photographie du filtre est présentée dans la figure IV.37. La cavité est réalisée en aluminium alors que la vis de réglage qui fait office de plot est réalisée en cuivre. La partie planaire est réalisée utilisant le même substrat définie dans le paragraphe précédent. La performance large bande mesurée est montrée sur la figure IV.38. Pour un ajustement de la fréquence de résonance à 4 GHz, le facteur de qualité mesuré est de l'ordre de 300 soit trois fois moins bon que le Q estimé en simulation. En ajustant différemment la profondeur du plot, la fréquence de résonance et le facteur de qualité varient, mais pas de manière indépendante. Ce désaccord est dû principalement à la difficulté de l'alignement de la cavité montée en surface sur le substrat planaire ainsi que le mauvais contact entre les deux. D'autre part, on constate une excellente isolation fréquentielle, le premier mode supérieur arrivant à 31 GHz.

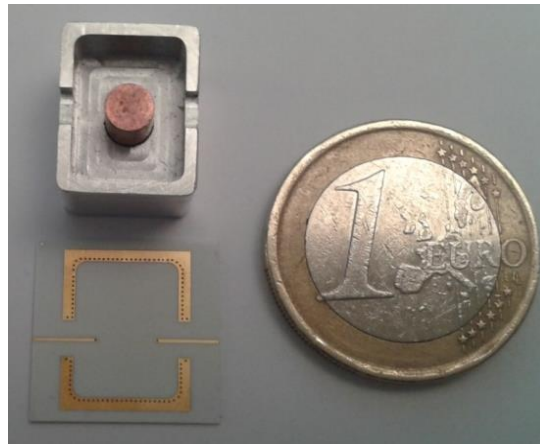


Figure IV.37. Photographie du résonateur à cavité chargée par un plot métallique

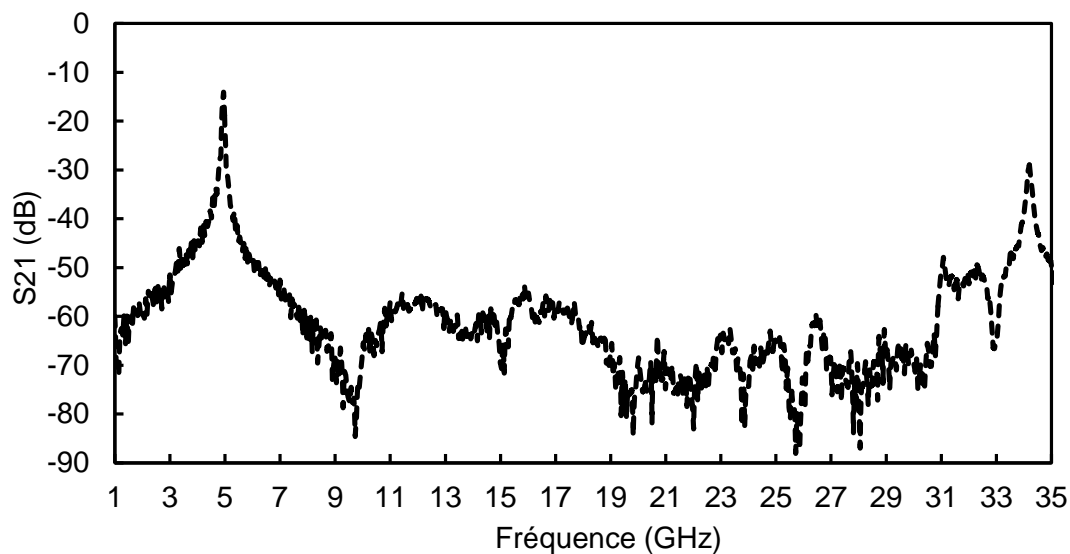


Figure IV.38. Performance large bande mesurée de la cavité chargée par un plot métallique

Le filtre complet a ensuite été caractérisé. La figure IV.39.a montre le système de maintien qui a été fabriqué afin d'assurer un bon contact entre la partie planaire et la cavité. Il est composé d'un support plat qui permet de maintenir fixe la partie planaire suivant l'axe X. La deuxième partie du système est une cavité de maintien dont les dimensions internes de son ouverture correspondent aux dimensions externes de la cavité chargée par les plots. La photographie du filtre final assemblé est présentée sur la figure IV.39.b.

La comparaison entre les réponses mesurées en fonction de plusieurs positions des plots et la réponse simulée est présentée sur la figure IV.40. On peut observer qu'en fonction de l'enfoncement des vis de réglages dans les cavités la réponse change. Dans le cas de cette réalisation, nous n'avons pas pu régler le filtre à cause du pas de vis important devant les précisions souhaitées.

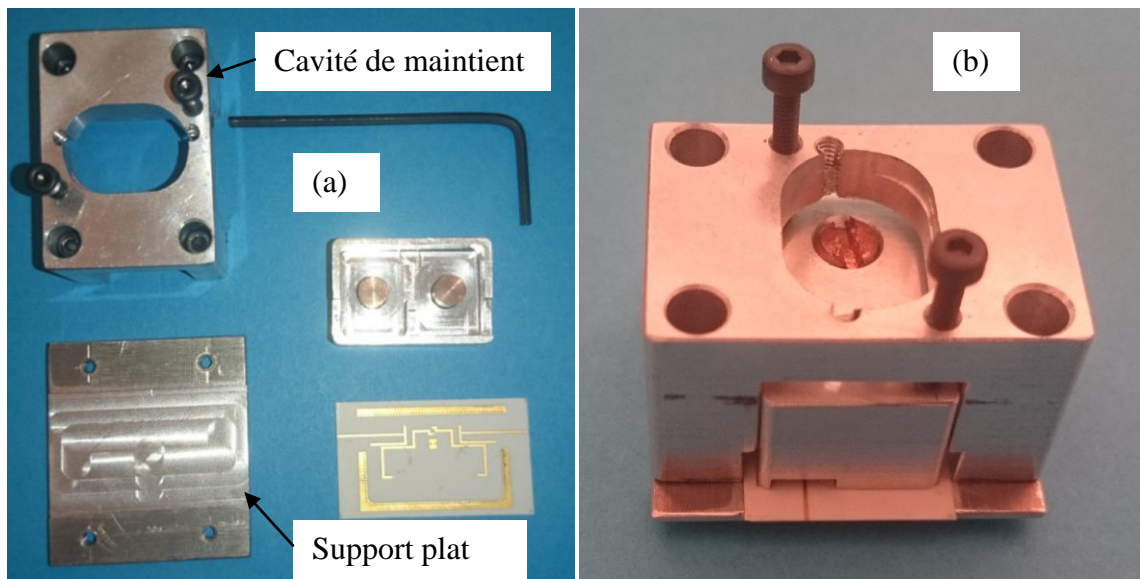


Figure IV.39. Filtre hybride. (a) Système de maintien. (b) Photographie du filtre assemblé

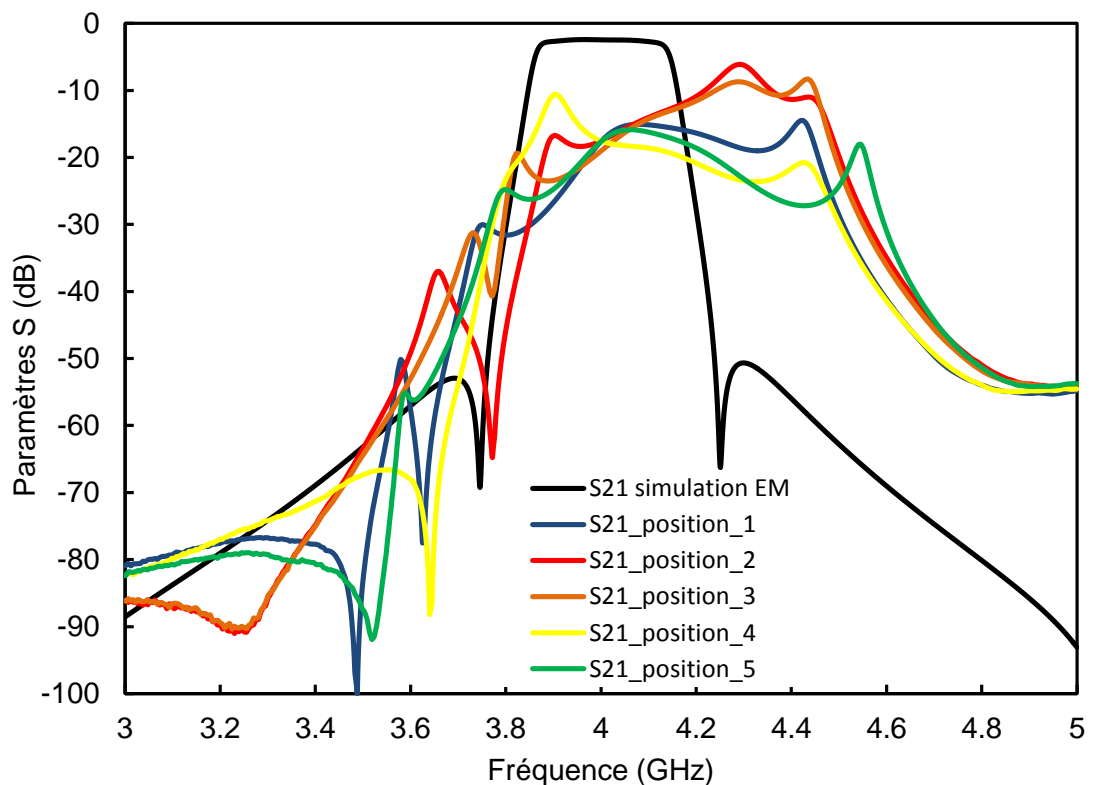


Figure IV.40. Comparaison entre les réponses mesurées en fonction de plusieurs positions des plots et la réponse simulée dans le cas du filtre hybride utilisant une cavité à plots centrés

Une deuxième réalisation de la cavité utilisant la technique de prototypage rapide par l'impression 3D en plastique est effectuée. La figure IV.41 présente la photographie de la cavité dans l'état initial (en plastique) et après métallisation. La métallisation est effectuée en

passant deux à trois couches de laque argenté sur la cavité suivie d'une étape de séchage à 70°C.

La comparaison entre les réponses mesurées et simulées est présentée sur la figure IV.42. Nous constatons un désaccord entre les mesures et la simulation. Ces différences sont attribuées aux faibles tolérances sur la fabrication de la cavité chargée par le plot ainsi qu'à la difficulté d'aligner très précisément la cavité montée en surface sur le substrat planaire.



Figure IV.41. Fabrication et métallisation de la cavité en plastique

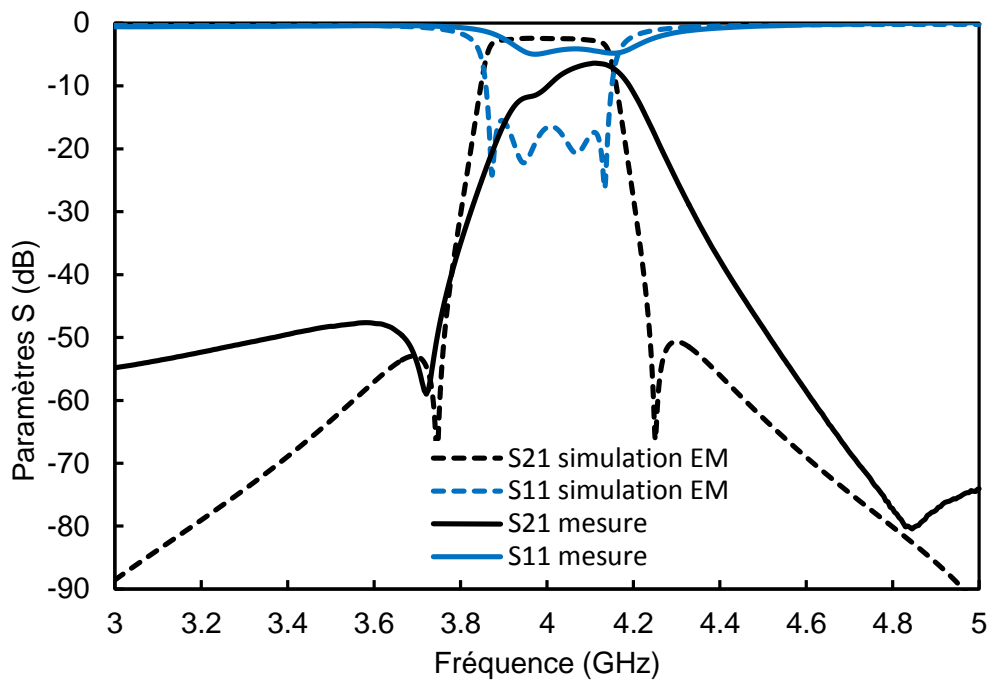


Figure IV.42. Comparaison entre les réponses mesurées et simulées dans le cas du filtre hybride utilisant une cavité en plastique

5) Conclusions

Le filtre hybride utilisant les plots décentrés permet de répondre aux spécifications souhaitées à l'exception de la réjection hors bande qui a été relâchée à 40 dBc au lieu de 50 dBc. Seule la solution du filtre hybride avec les plots centrés convient pour répondre aux spécifications initiales.

Dans les deux cas, les réalisations ne sont pas satisfaisantes. Nous avons constaté un désaccord entre les réponses mesurées et simulées. Ce désaccord est dû principalement aux fortes dispersions sur la fabrication de la cavité chargée par le plot, à la difficulté de l'alignement de la cavité montée en surface sur le substrat planaire ainsi que le mauvais contact entre les deux.

Deux pistes d'amélioration sont envisageables. La première consiste à réaliser un système d'ajustement mécanique en x et y pour limiter les perturbations liées à l'alignement de la cavité montée en surface sur le substrat planaire. La deuxième piste consiste à remonter le plan de masse sur le substrat comme dans [7]. Ceci permet de limiter les variations de couplage entre mode planaire et mode cavité et donc l'incertitude sur l'alignement de la cavité.

Pour répondre à des spécifications relâchées, nous avons donc vu qu'un facteur de qualité de l'ordre de 250 était suffisant pour les résonateurs fort- Q . Ce facteur de qualité peut être atteint avec des résonateurs SIW. Dans la dernière partie de ce chapitre, nous détaillons la conception d'un filtre hybride planaire-SIW permettant de répondre aux spécifications relâchées.

V. Conception d'un filtre hybride SIW-planaire

L'étude précédente a montré que l'assemblage de la partie planaire et la cavité montée en surface est très sensible. La technologie multicouche LTCC est une alternative moins sensible qui permet de réaliser des filtres hybridant plusieurs types de résonateurs tels que les résonateurs SIW et les résonateurs planaires.

Dans les paragraphes qui suivent, un filtre hybride, occupant la même surface que les filtres précédents et utilisant ces deux types de résonateurs, sera présenté. La conception de ce filtre a été effectuée en partie par Aurélien Périgaud, ingénieur à XLIM.

1) Résonateur SIW chargé par un plot capacitif

La figure IV.43 présente le résonateur SIW chargé par un plot capacitif. En considérant le résonateur SIW, sans plot capacitif, de dimensions $9 \times 12 \times 1.7 \text{ mm}^3$, la fréquence de résonance est de 8.6 GHz et le facteur de qualité vaut 400, avec un substrat Ferro A6-S. En insérant un plot métallique laissant un gap de $185 \mu\text{m}$ par rapport au plan de masse inférieur, la fréquence de résonance est ajustée à 4 GHz. Le plot est connecté au plan de masse supérieur avec des vias métallisés. Le nombre de vias et les dimensions du plot sont des paramètres à régler pour optimiser le facteur de qualité et la fréquence de résonance. Le nouveau facteur de qualité est alors égal à 225.

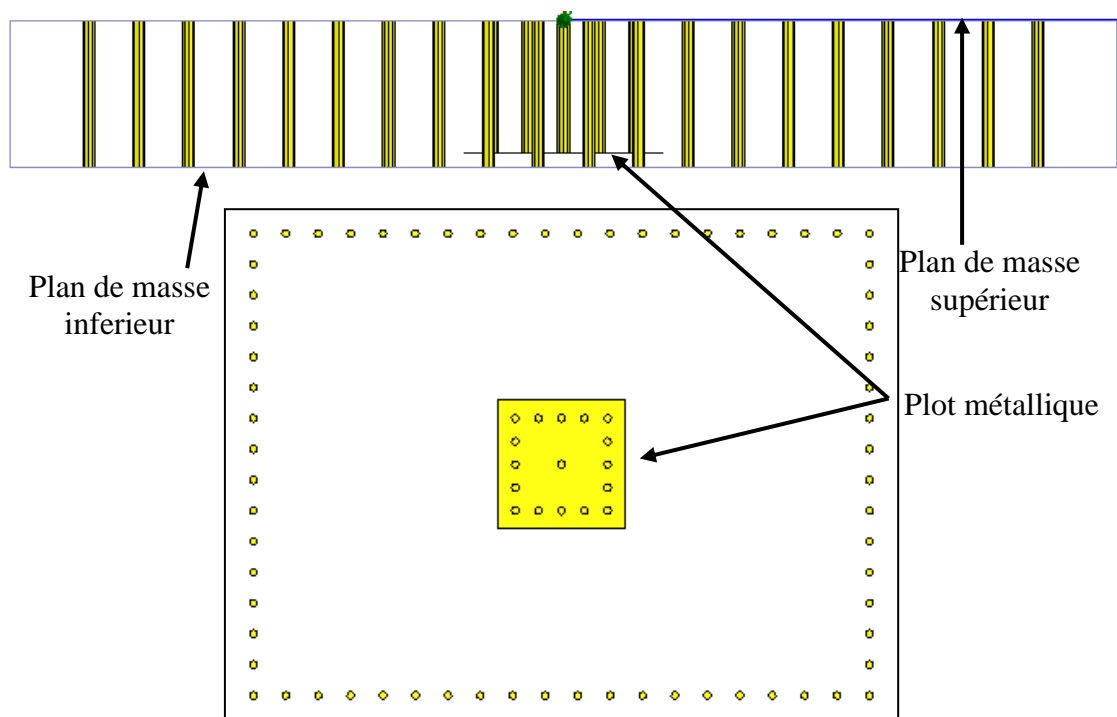


Figure IV.43. Résonateur SIW chargé par un plot métallique

2) Couplage avec des résonateurs planaires

La figure IV.44 présente un exemple de couplage entre un résonateur SIW chargé par un plot métallique et un résonateur planaire quart d'onde. La figure montre que les champs H dans la structure sont colinéaires et donc peuvent être couplés. Le couplage est modulé par les dimensions de la fente. Pour réaliser des fonctions de filtrage large bande, le retour à la masse du résonateur planaire doit être placé à côté de la fente. En effet, le champ H est maximum sur l'extrémité court-circuitée et permet donc d'obtenir un couplage fort.

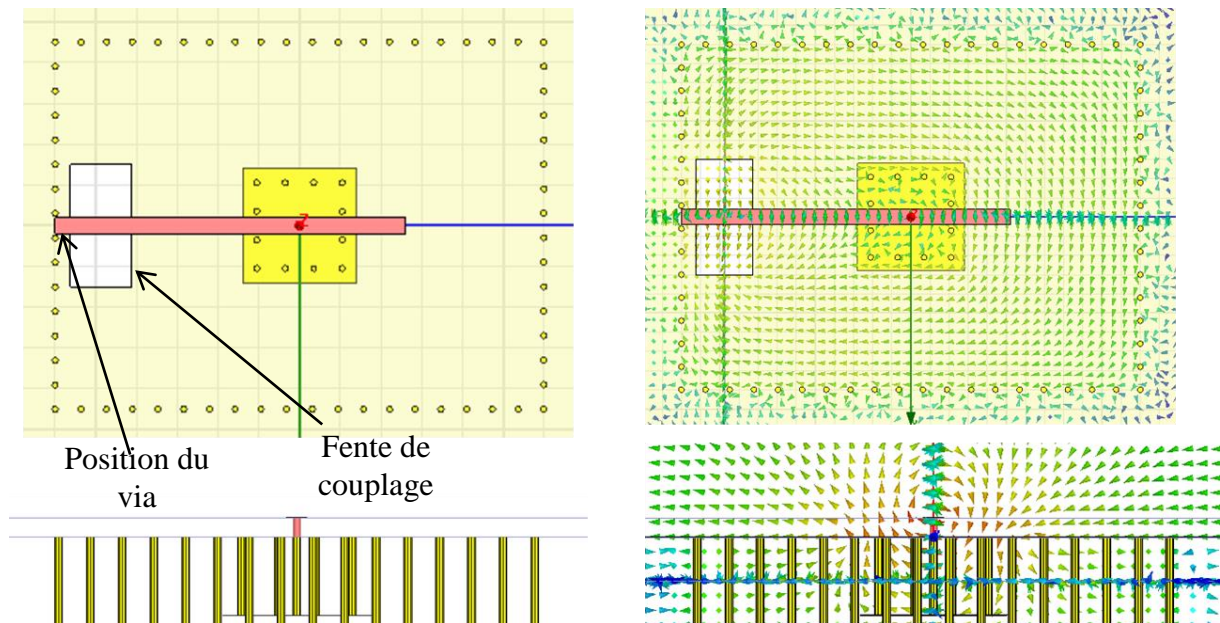


Figure IV.44. Couplage entre le résonateur SIW et un résonateur quart-onde – distribution des champs H dans la structure

3) Conception du filtre hybride SIW-planaire

Le filtre hybride est implémenté en utilisant des résonateurs SIWs fort- Q chargés par des plots métalliques et des résonateurs planaires en $\lambda/4$ faible- Q sur le même substrat de Ferro A6-S. Le facteur de qualité est de l'ordre de 76 pour les résonateurs planaires et 230 pour les résonateurs SIWs. La topologie du filtre et sa matrice de couplage sont présentées sur la figure IV.19 et la figure IV.45 respectivement. La matrice de couplage est synthétisée de la même façon que le filtre hybride précédent.

La figure IV.46 montre la réponse théorique obtenue. La réponse satisfait les spécifications souhaitées (tableau IV.8) à l'exception de l'atténuation à $f_0 - 250$ MHz qui atteint 37 dBc au lieu de 50 dBc. La platitude est de l'ordre de 1 dB et l'adaptation est inférieure à 20 dB sur toute la bande passante.

	S	1	2	3	4	5	6	L
S	0	1.268	0	0	0	0	0	0
1	1.268	$j0.175$	1.092	0	0	0	0	0
2	0	1.092	$j0.175$	0.603	0	-0.138	0	0
3	0	0	0.603	$j0.058$	0.735	0	0	0
4	0	0	0	0.735	$j0.058$	0.603	0	0
5	0	0	-0.138	0	0.603	$j0.175$	1.092	0
6	0	0	0	0	0	1.092	$j0.175$	1.268
L	0	0	0	0	0	0	1.268	0

Figure IV.45.Matrice de couplage du filtre hybride planaire - SIW

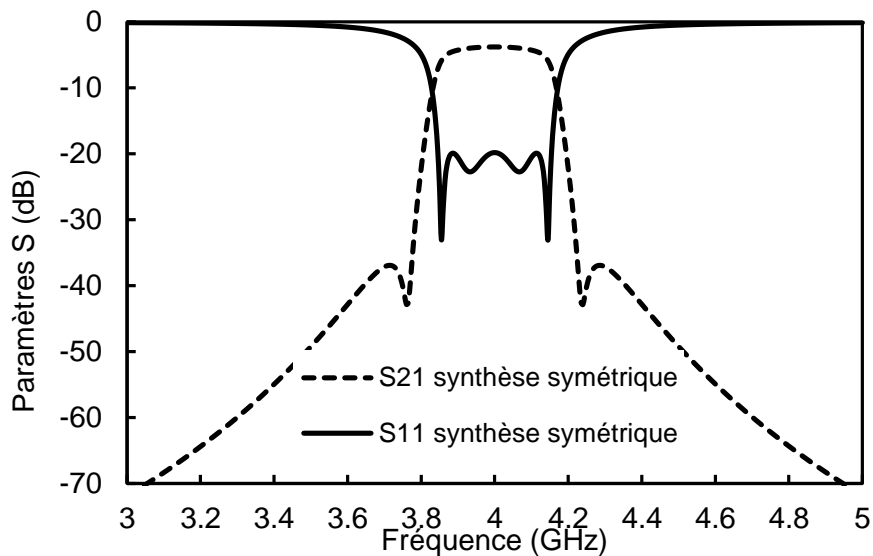


Figure IV.46.Réponse théorique du filtre hybride planaire – SIW symétrique

La figure IV.47 montre la structure du filtre hybride SIW – planaire sur substrat Ferro A6-S. En exploitant le procédé de fabrication LTCC multicouche [3], le filtre est implémenté verticalement. La technologie permet d’empiler onze couches de Ferro A6-S d’épaisseur 185 μm et les séparant par des plans métalliques. De ce fait, le résonateur SIW est réalisé sur une épaisseur de neuf couches alors que l’épaisseur du substrat, pour la partie planaire, est de deux couches. Le tout étant séparé par un plan métallique qui constitue un plan de masse intermédiaire. Des fentes sont gravées sur ce plan pour réaliser le couplage entre la partie planaire et la partie SIW comme montré dans le paragraphe précédent.

Enfin, le plot capacitif est placé au niveau de la huitième couche du résonateur SIW et il est connecté au plan de masse intermédiaire à l’aide des vias.

La réponse obtenue par simulation EM est comparée avec la réponse théorique sur la figure IV.48. Le filtre présente des pertes d’insertion de 3.5 dB, une platitude dans la bande de

l'ordre de 1dB et une adaptation supérieure à 19 dB. La réjection à $f_0 - 250$ MHz et à $f_0 + 200$ MHz est de l'ordre de 24 dBc. La dégradation de la réjection hors bande par rapport à la synthèse est due au placement des zéros de transmissions près de la bande passante. Ceci est fait volontairement pour montrer le potentiel de la structure. La taille du filtre est $14 \times 19 \times 1.7$ mm³ (12×18 mm² de vias à vias).

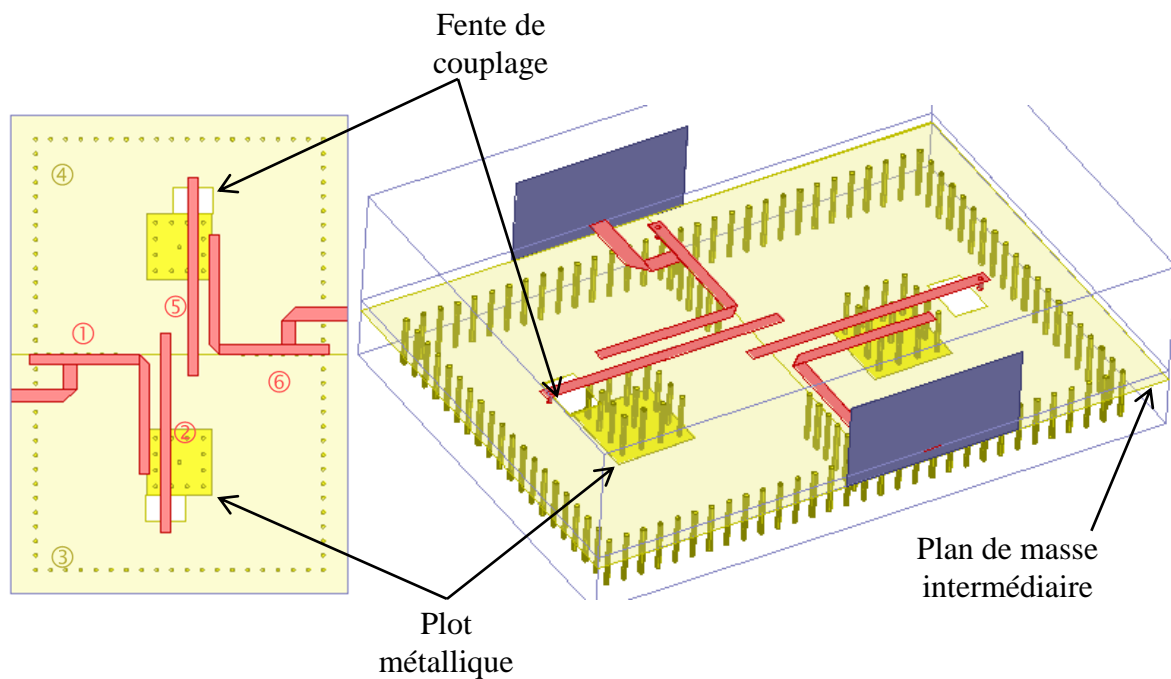


Figure IV.47. Structure du filtre hybride SIW – planaire sur substrat Ferro A6-S

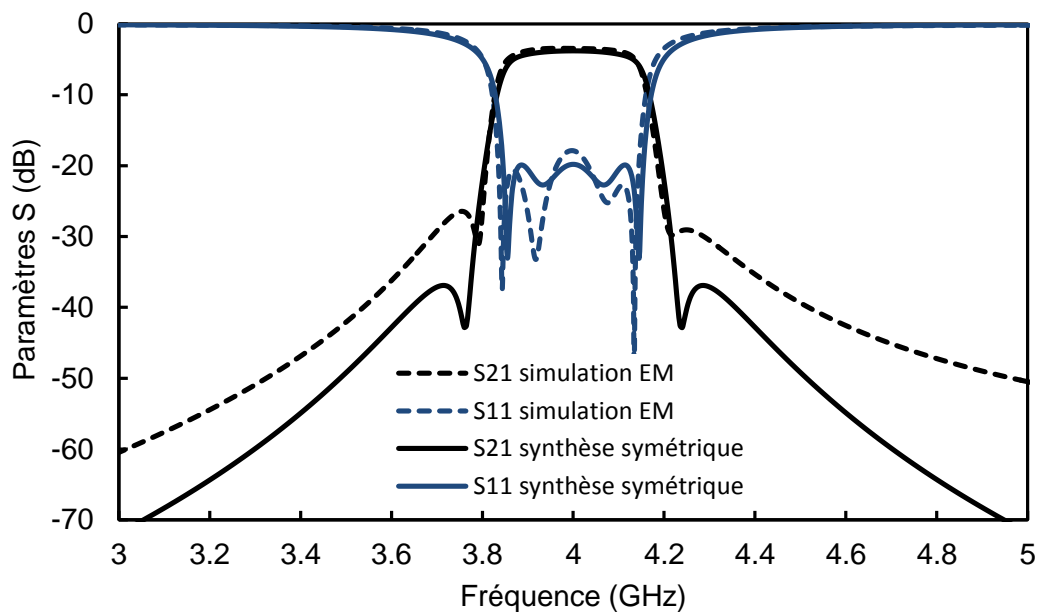


Figure IV.48. Comparaison entre la simulation EM et la réponse théorique dans le cas du filtre hybride SIW – planaire symétrique

Vu que les contraintes de réjection à droite de la bande passante sont moins sévères que celles à gauche, la réponse peut être améliorée en considérant une réponse dissymétrique. Celle-ci peut être réalisée en rajoutant des couplages indirects supplémentaires. La topologie précédente est modifiée en rajoutant deux couplages entre les nœuds 1-5 et 2-6 tel que montré sur la figure IV.49. La figure IV.50 présente la nouvelle matrice de couplage correspondante.

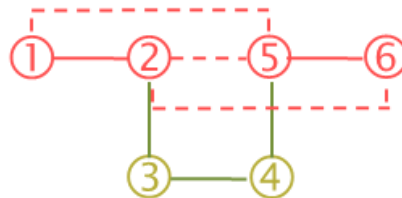


Figure IV.49. Topologie modifiée du filtre hybride SIW – planaire dissymétrique

	S	1	2	3	4	5	6	L
S	0	1.180	0	0	0	0	0	0
1	1.180	j0.175	0.885	0	0	-0.012	0	0
2	0	0.885	j0.175	0.575	0	-0.02	-0.012	0
3	0	0	0.575	j0.058	0.644	0	0	0
4	0	0	0	0.644	j0.058	0.575	0	0
5	0	-0.012	-0.02	0	0.575	j0.175	0.885	0
6	0	0	-0.012	0	0	0.885	j0.175	1.180
L	0	0	0	0	0	0	1.180	0

Figure IV.50. Matrice de couplage du filtre hybride planaire – volumique dissymétrique

La réponse théorique du filtre hybride planaire – SIW dissymétrique est comparée avec la réponse symétrique précédente sur la figure IV.51. Nous constatons que la réjection à gauche de la bande est améliorée alors que celle à droite, la platitude et les pertes d’insertion restent identiques au cas symétrique. En contrepartie, l’adaptation est dégradée et passe à 15 dB sur toute la bande passante au lieu de 20 dB. Cette dégradation est acceptable puisque qu’elle respecte les spécifications souhaitées en termes de réflexion.

La structure du filtre hybride dissymétrique est présentée sur la figure IV.52. Les couplages entre les nœuds 1-5 et 2-6 sont réalisés avec des lignes de transmissions en circuit-ouvert. La longueur de ces lignes est inférieure à $\lambda/2$ pour que leur résonance ne perturbe pas le fonctionnement du filtre dans la bande. La comparaison entre la simulation EM et la réponse théorique est montrée sur la figure IV.53. Le filtre présente des pertes d’insertion de 3.5 dB, une platitude dans la bande de l’ordre de 1dB et une adaptation inférieure à 15 dB. La réjection à $f_0 - 250$ MHz est égale à 37 dBc alors que celle à $f_0 + 200$ MHz est de 29 dBc. Le

filtre fait la même taille que le filtre symétrique. La réponse satisfait les spécifications souhaitées (tableau IV.8) à l'exception de la réjection hors bande qui ne peut pas être atteinte avec les facteurs de qualités utilisés dans cet exemple.

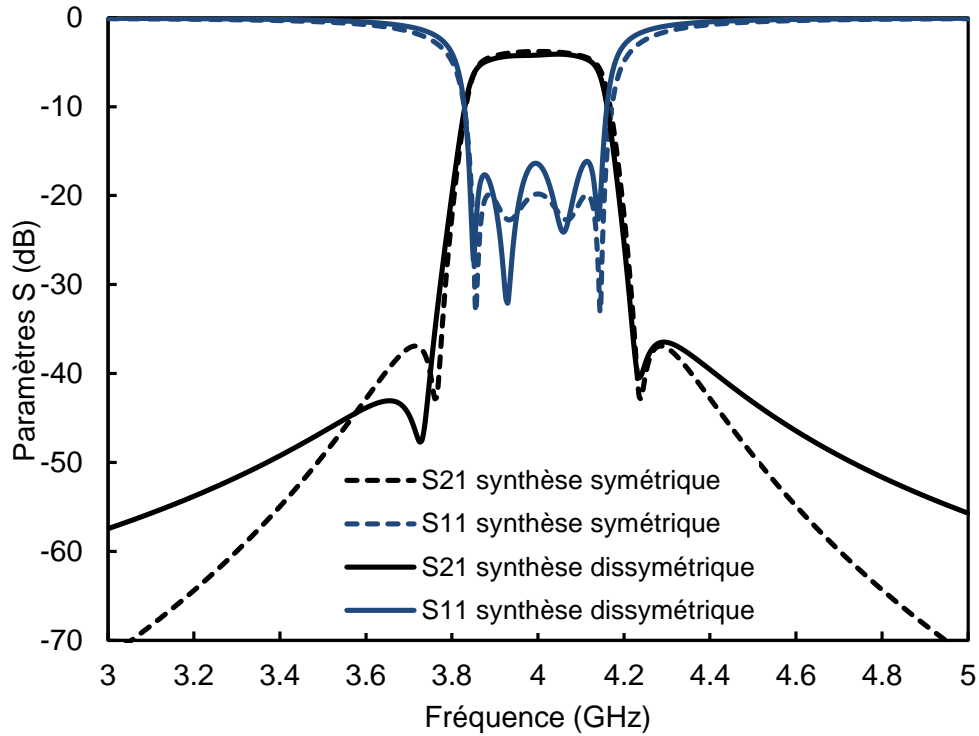


Figure IV.51. Réponse théorique du filtre hybride planaire – SIW dissymétrique

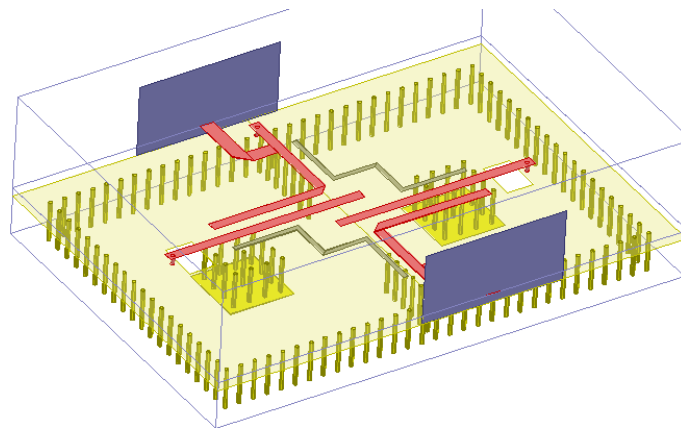
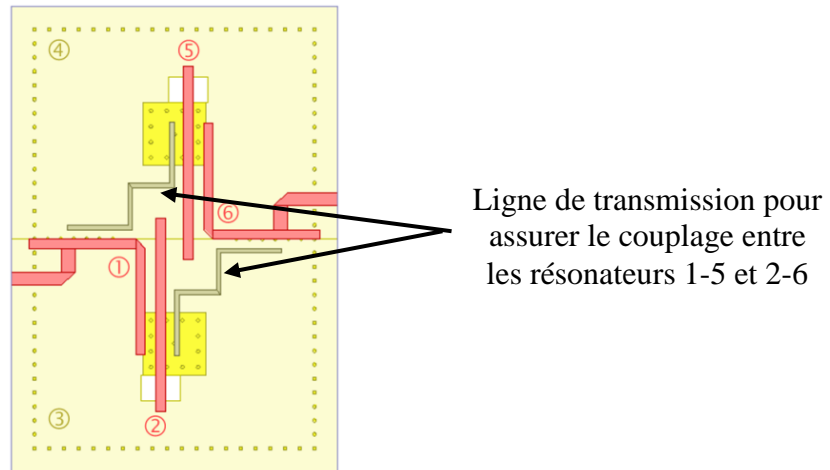


Figure IV.52. Structure du filtre hybride planaire – SIW dissymétrique

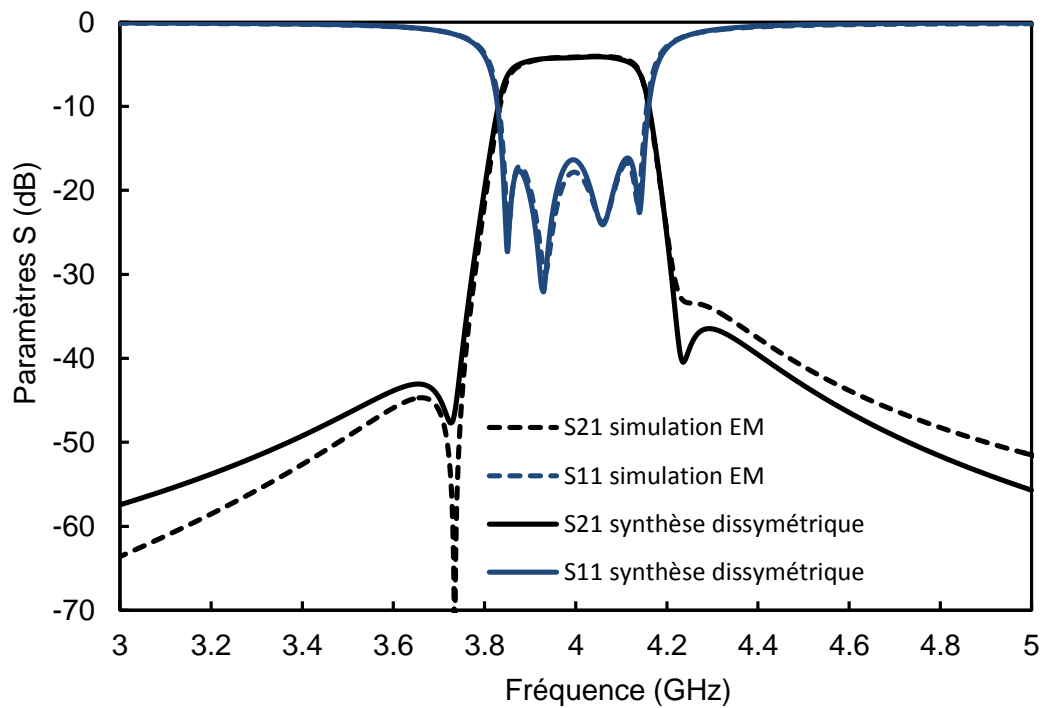


Figure IV.53. Comparaison entre la simulation EM et la réponse théorique dans le cas du filtre hybride SIW – planaire dissymétrique

VI. Comparaison avec les filtres de références

Le tableau IV.10 compare les performances simulées des filtres hybrides avec les spécifications initiales et relâchées ainsi que les filtres SIWs de référence, présentés dans le chapitre 1, et réalisés par les chercheurs du LABSTICC (Brest).

Le filtre SIW réalisé sur substrat d'alumine de permittivité relative $\epsilon_r= 9.9$ ne permet que d'atteindre des spécifications relâchées, résumées dans le tableau I. 3, en termes de réjection et ses dimensions sont trop importantes pour satisfaire l'encombrement visé. La solution proposée par Michel le Coq, qui consiste à utiliser un substrat de titanate de permittivité relative $\epsilon_r= 90$, permet de miniaturiser le filtre SIW avec un gain de 88% en surface utilisée. La limitation de cette solution concerne tout de même les performances électriques qui ne respectent que les spécifications relâchées.

Le filtre hybride compact combinant des résonateurs planaires faible- Q et des cavités résonantes fort- Q chargé par des plots centrés présente un meilleur encombrement que le filtre SIW réalisé sur un substrat de titanate ($12 \times 19 \text{ mm}^2$ comparé à $26.34 \times 14.24 \text{ mm}^2$). Aussi, la réponse du filtre simulé par le logiciel de simulation EM HFSS satisfait parfaitement les spécifications fournies en termes de rejection hors bande, d'adaptation dans la bande, de platitude, de pertes d'insertion et d'encombrement. Cependant, le dispositif est assez sensible aux tolérances mécaniques et des solutions réduisant cette sensibilité doivent être apportées pour aboutir à un prototype fonctionnel.

Le filtre hybride combinant des résonateurs planaires faibles Q et des résonateurs SIW fort Q présente le meilleur encombrement ($12 \times 18 \text{ mm}^2$) parmi les différentes solutions. Cette solution potentiellement moins sensible que la précédente doit être validée expérimentalement. Le design ne permet de satisfaire que les spécifications allégées.

Chapitre 4 – Hybridation de technologies pour la réalisation de filtres compacts et optimisés en facteur de qualité

Structure / spécifications		PI (dB)	Δ PI (dB)	S_{11} (dB)	Rejection à f_0-200 MHz (dBc)	Rejection à f_0+200 MHz (dBc)	Taille (mm ²)
Spécifications	Idéales	< 5	<1	<15	50	30	19x19
	Relâchées	< 5	<1	<15	40	30	19x19
Références SIW	$\epsilon_r= 9.9$	2.45	0.7	-18	38	35	40x80
	$\epsilon_r= 90$	2.65	1	-17	37	27	26.3x14.2
Cavité - microrubans	Plot décentré	3.8	0.85	18	42	27	12x19
	Plot centré	2.45	0.9	17.5	50	51	12x19
SIW - planaire		3.5	1	15	37	29	12x18

Tableau IV.10. Comparaison entre filtres hybrides et filtres de références

VII. Conclusion

Plusieurs technologies pouvant être utilisées pour la réalisation d'un filtre de réception en bande C ont été étudiées dans le but de déterminer les facteurs de qualités et la surface occupée pour chaque solution. On a pu constater en réalisant une synthèse classique que pour satisfaire des spécifications de filtrage fournies par Thales Alenia Space, très sévères en termes de performances électriques, il faudrait utiliser des technologies à fort Q qui ne peuvent pas satisfaire les exigences en termes d'encombrement souhaité et qu'inversement, l'utilisation de technologies planaires compactes ne permettent pas d'atteindre les performances électriques visées.

L'hybridation de technologies faible- Q et fort- Q est la solution que nous avons retenue pour ajuster le Q -moyen du filtre. En l'occurrence, nous avons utilisé le fait que les filtres planaires sont généralement blindés dans des cavités métalliques. Nous avons alors exploité les résonances de ces cavités en insérant des plots métalliques pour concevoir des filtres hybrides au facteur qualité optimisé.

Une première structure a été conçue et qui consiste à l'hybridation des résonateurs planaires microrubans sur substrat d'Alumine et des cavités métalliques chargées par des plots métalliques dans un premier temps décentrés, puis centrés. La première solution ne permet que de répondre à des spécifications relâchées. Seule la seconde solution (plots centrés) convient pour répondre aux spécifications initiales.

Plusieurs prototypes ont été fabriqués. Les mesures effectuées ne sont pas concluantes dans la mesure où les résultats expérimentaux et les résultats de la simulation EM ne sont pas en bon accord. Ces différences sont dues principalement aux faibles tolérances de fabrication de la cavité métallique ainsi qu'à la difficulté d'alignement de la cavité montée en surface sur le substrat planaire. D'autres sources de désaccord sont la sur-gravure du circuit planaire et le mauvais contact entre la cavité et le substrat.

Une deuxième structure, moins sensible aux tolérances de fabrication, a été conçue en se basant sur des résonateurs planaires et des résonateurs SIWs en technologie multicouche LTCC. Le filtre satisfait les spécifications souhaitées à l'exception de la rejection à gauche de la bande passante qui a été relâchée de 10 dBc. Un prototype de cette solution est envisagé.

VIII. Références

- [1] V. Mirmirani and M. Yu, “Generalized Lossy Microwave Filter Coupling Matrix Synthesis and Design Using Mixed Technologies,” *Microw. Theory Tech. IEEE Trans. On*, vol. 56, no. 12, pp. 3016–3027, Dec. 2008.
- [2] A. C. Guyette, I. C. Hunter, and R. D. Pollard, “The Design of Microwave Band pass Filters Using Resonators With Nonuniform Q ,” *Microw. Theory Tech. IEEE Trans. On*, vol. 54, no. 11, pp. 3914–3922, Nov. 2006.
- [3] L. Rigau, “Composants 3D en technologie multicouche LTCC Applications aux fonctions micro ondes de filtrage et rayonnement”, Université de Limoges, thèse 2007
- [4] N. Delhote, “Composants céramiques 3D par procédé de stéréolithographie : solutions de filtrage hyperfréquence innovantes”, Université de Limoges, thèse 2007 Disponible sur : <http://epublications.unilim.fr/theses/2007/delhote-nicolas/delhote-nicolas.pdf>
- [5] <http://www.tsc.upc.edu/lossyfilters>.
- [6] M. Martinez-Mendoza, J. S. Gomez-Diaz, D. Canete-Rebenaque, J. L. Gomez-Tornero, and A. Alvarez-Melcon, “Design of Bandpass Transversal Filters Employing a Novel Hybrid Structure,” *Microw. Theory Tech. IEEE Trans. On*, vol. 55, no. 12, pp. 2670–2678, Dec. 2007.
- [7] A. Perigaud, S. Bila, S. Verdeyme, A. El-Hadbi, JP Coupez, C. Person, JY. Le Naour, JL. Robert, D. Lo-Hine-Tong and A. Louzir, “Design of Compact Ultra-selective Filters for Multiradio Front-ends,” in *Microwave Conference (EuMC), 2013 43rd European*, 2013.
- [8] R. J. Cameron, “General coupling matrix synthesis methods for Chebyshev filtering functions,” *Microw. Theory Tech. IEEE Trans. On*, vol. 47, no. 4, pp. 433–442, avril 1999.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Pour les systèmes de communication par satellite, des filtres avec de très bonnes performances électriques sont indispensables afin de rejeter les signaux indésirables dans de nombreuses parties de la chaîne de communication. Les technologies fort- Q peuvent répondre à cette exigence mais elles conduisent souvent à des dispositifs encombrants. D'autre part, les technologies compactes faible- Q souffrent généralement d'une dégradation des performances électriques en termes de pertes d'insertion, de sélectivité et de platitude. Pour répondre à une demande croissante concernant la réduction de la taille, il est essentiel de développer des filtres hyperfréquences compacts avec des performances électriques améliorées.

Dans le cadre de cette thèse, des nouvelles méthodes de synthèse de dispositifs de filtrage ont été étudiées et développées dans le but d'améliorer les performances tout en conservant un encombrement réduit. Ces méthodes ont été validées pour la conception de filtres de récepteur dans la charge utile de satellites de télécommunication dans le cadre d'une collaboration entre le laboratoire Xlim, le Centre National d'Etudes Spatiales (CNES) et Thales Alenia Space (TAS).

Le *premier chapitre* a permis de situer le contexte général de l'étude, avec notamment les dispositifs de filtrage dans la charge utile des satellites de télécommunications. Les filtres de réception nous intéressant particulièrement, les différentes technologies utilisées pour réaliser ces filtres ont été détaillées. Deux solutions de filtrage pour le filtre de réception (Tx) en bande C, réalisées par les chercheurs du LABSTICC (Brest), ont été présentées et ont servi de référence à notre travail.

Dans le *second chapitre*, un état de l'art des méthodes de synthèse conventionnelle et particulièrement destinées à la compensation des effets liés aux pertes a été exposé. Dans le cas de la synthèse conventionnelle, l'étude montre que pour réaliser un filtre avec de très bonnes performances, la seule alternative est d'employer une technologie fort- Q . Pour résoudre ce problème, de nouvelles techniques de synthèse, dites à pertes permettent d'améliorer globalement les performances du filtre au sacrifice d'une caractéristique, généralement le niveau absolu des pertes. Ces techniques ainsi que les architectures mises en œuvre ont été détaillées. Plusieurs illustrations ont montré le potentiel de ces approches à réaliser des filtres avec de très bonnes performances en utilisant seulement des technologies faible- Q , donc à faible encombrement.

Le *troisième chapitre* a été consacré à la description des travaux effectués sur les filtres à pertes en bande C. Plusieurs modèles de filtres à pertes pour les récepteurs dans la charge utile de satellite de télécommunication ont été étudiées afin d'améliorer les

performances en termes de platitude par rapport à un filtre en épingle à cheveux (*hairpin*) classique. Les filtres à pertes peuvent être divisés en deux sous-familles. La première consiste à introduire les pertes supplémentaires dans les résonateurs tandis que dans la seconde approche, les pertes sont ajoutées dans les couplages entre résonateurs. Pour la première sous-famille, les filtres à pertes peuvent être conçus dans une topologie transversale en utilisant uniquement des résonateurs à facteurs de qualité hétérogènes. Pour la seconde, les filtres à pertes peuvent être conçus suivant une topologie en ligne avec des couplages résistifs entre résonateurs à facteurs de qualité identiques. Les filtres à pertes pour ces 2 catégories ont été conçus et fabriqués. La comparaison entre les performances électriques et physiques pour toutes les solutions, classique et à pertes, a permis de mettre en évidence l'amélioration de la platitude des dispositifs proposés.

Le *dernier chapitre* a été consacré à l'étude du facteur de qualité pour différentes technologies permettant la réalisation d'un filtre de réception en bande C. Plusieurs synthèses ont été réalisées répondant au cahier des charges fournies par Thales Alenia Space. On a pu constater que pour satisfaire les spécifications de filtrage très sévères il faut utiliser des technologies à fort Q qui ne peuvent pas satisfaire les exigences en termes d'encombrement souhaité et qu'inversement, l'utilisation de technologies planaires compactes ne permettent pas d'atteindre les performances électriques visées. De ce fait, nous avons montré que l'hybridation de technologies faible- Q et fort- Q est une solution pour ajuster le facteur de qualité moyen du filtre. Ce concept devient très intéressant lorsque la partie planaire est blindée par une cavité métallique. Compte tenu de la même surface, une cavité classique résonne à une fréquence élevée par rapport à n'importe quel résonateur microruban. Les difficultés, qui consistent à diminuer la fréquence de résonance de la cavité et à contrôler les couplages entre les résonateurs planaires et les cavités, ont été résolus en insérant un plot métallique dans la cavité, permettant par la suite la conception de filtres hybrides. Deux structures ont été réalisées : la première a consisté à hybrider des résonateurs planaires microrubans sur substrat d'Alumine et des cavités métalliques chargées par des plots métalliques. Plusieurs prototypes ont été fabriqués mais les mesures effectuées ne sont pas concluantes pour l'instant. La deuxième structure, moins sensible aux tolérances de fabrication, a été conçue en se basant sur des résonateurs planaires et des résonateurs SIWs en technologies multicouche LTCC. Le filtre satisfait les spécifications souhaitées à l'exception de la rejection à gauche de la bande passante qui a été relâchée de 10 dBc.

Les filtres à pertes ont donc été évalués pour la conception de filtres de réception pour des satellites télécom. Un nouveau concept de filtres hybrides combinant des technologies différentes a été proposé et étudié en détail pour ces mêmes applications.

Le concept des filtres hybridant plusieurs technologies est une approche qui peut être exploitée dans beaucoup d'applications pour optimiser le compromis encombrement / performances électriques. Cette approche a notamment été utilisée dans le cadre du projet EXPRESSO pour la conception de filtres pour des terminaux domestiques de réception multimédia.

Enfin, ce concept d'hybridation technologique se marie très bien avec le développement de technologies d'intégration 3D, notamment les technologies additives, qui ouvre la porte à de nouvelles approches pour l'intégration des systèmes d'émission/réception dans les objets, que ce soit pour des applications grand-public ou de niche.

BIBLIOGRAPHIE PERSONNELLE

Publications dans les revues internationales avec comité de lecture

A. Basti, S. Bila, S. Verdeyme, A. Perigaud, L. Estagerie, H. Leblond

“Design of Microstrip Lossy Filters for Receivers in Satellite Transponders”

Microwave Theory Technique. IEEE Transaction (papier accepté en juin 2014)

Publications dans les conférences internationales avec comité de lecture

A. Basti, S. Bila, S. Verdeyme, A. Perigaud, L. Estagerie, H. Leblond

“Design of a Compact Hybrid Filter Using Microstrip Resonators and Surface Mounted Cavities”

IEEE MTT-S Int. Microw. Symp 2014.

A. Basti, S. Bila, S. Verdeyme, A. Perigaud, L. Estagerie, H. Leblond

“Comparison of Two Approaches for the Design of Microstrip Lossy Filters”

EUMC, Nuremberg, October. 2013.

A. Basti, S. Bila, S. Verdeyme, L. Estagerie, H. Leblond

“Design of a lossy hairpin filter using resistive cross-couplings”

International Workshop on Microwave Filters, Toulouse, October. 2012.

Publications dans les conférences nationales avec comité de lecture

A. Basti, S. Bila, S. Verdeyme, L. Estagerie, H. Leblond

“Conception de filtres à pertes: comparaison de différentes topologies réalisables en technologie planaire”

JNM, Paris, Mai. 2013.

***ANNEXE – PRE-DIMENSIONNEMENT
DU FILTRE***

I. Calcul des longueurs des résonateurs

La première étape de pré-dimensionnement du filtre consiste à calculer la longueur L des pistes métalliques afin que la fréquence de résonance du mode fondamental soit égale à f_0 . Ce calcul est analytique, et les formules utilisées sont rappelées ci-dessous :

$$L = \frac{c}{2f_0\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad (\text{A1.1})$$

où

$$\sqrt{\varepsilon_{eff}} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{w}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (\text{A1.2})$$

avec :

$$c = 3.10^8 \text{ m.s}^{-1}$$

ε_r : permittivité relative du substrat

h : épaisseur du substrat

w : largeur de la piste

II. Calcul du couplage en entrée/sortie

Le segment utilisé pour ce calcul ainsi que la phase du coefficient de réflexion sont donnés sur la figure A1.1.

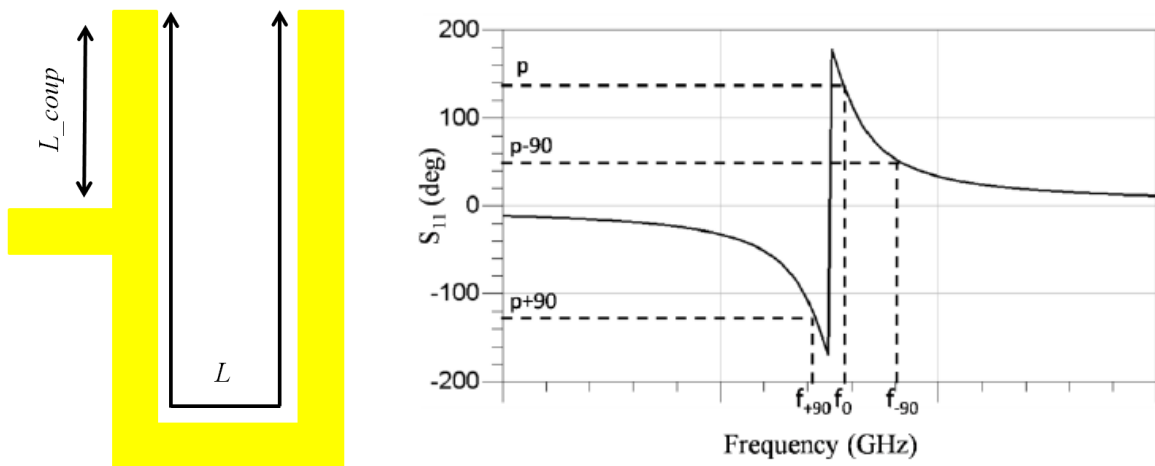


Figure A1.1. Calcul de la position de la ligne d'accès

Le résonateur est couplé par un accès direct, et la réponse en réflexion montre la résonance de la structure à f_0 (fréquence pour laquelle la pente de la phase de S_{11} est maximale).

Le positionnement de la ligne d'excitation L_{coup} est ajusté pour obtenir le couplage d'entrée/sortie souhaité. Ce couplage est calculé d'après l'équation A1.3 :

$$M_{in/out} = \sqrt{\frac{f_{-90} - f_{+90}}{\Delta f}} \quad (A1.3)$$

$M_{in/out}$ correspond aux couplages M_{01} et $M_{n,n+1}$ de la matrice de couplage idéale. En faisant varier L_{coup} , on peut obtenir la loi de variation du couplage $M_{in/out}$ en fonction de L_{coup} . Pour l'exemple considéré (filtre de référence), on obtient l'abaque montrée sur la figure A1.2. On note que la longueur du résonateur L est ajusté afin d'avoir la fréquence de résonance à la fréquence centrale du filtre f_0 pour différentes positions de la ligne d'excitation.

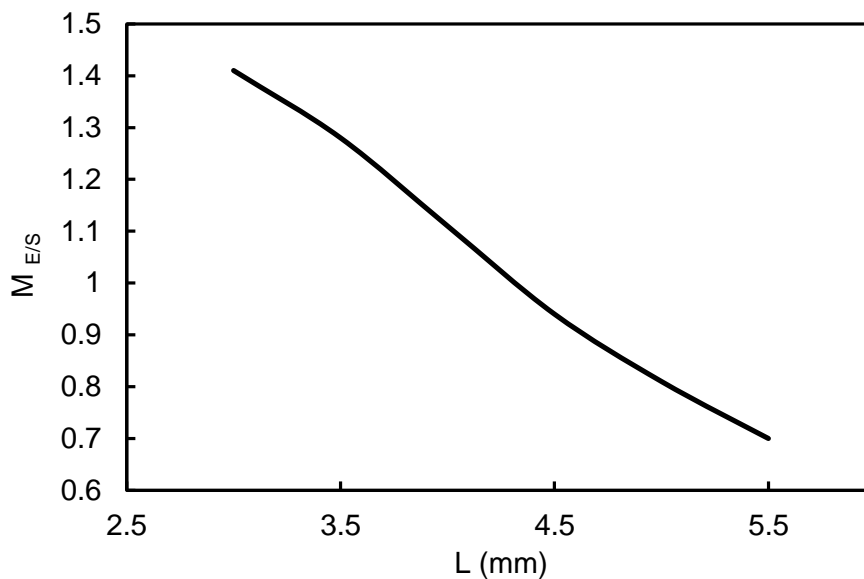


Figure A1.2. Variation du couplage d'entrée en fonction de la position de la ligne d'excitation

III. Calcul du gap entre résonateurs

Le segment considéré dans ce cas est donné sur la figure A1.3. Le couplage entre résonateur est un couplage par proximité qui peut être modulé par le gap entre les résonateurs. Ce segment présente un plan de symétrie PI .

Le plan PI est affecté de conditions de mur électrique puis magnétique pour pouvoir calculer la valeur du couplage réalisé en fonction du gap entre résonateurs. Le segment est donc étudié en oscillations libres. Les fréquences f_{0e} et f_{0m} sont obtenues pour PI affecté d'un court-circuit électrique ou magnétique respectivement. La valeur du couplage peut donc être calculée par la formule suivante :

$$M_{ij} = \frac{f_0}{\Delta f} \left(\frac{f_{0e}^2 - f_{0m}^2}{f_{0e}^2 + f_{0m}^2} \right) \quad (\text{A1.4})$$

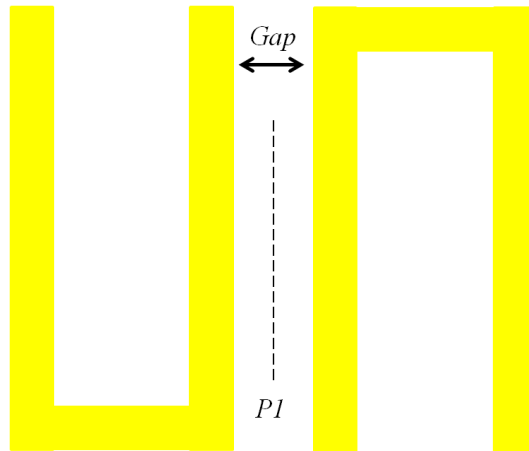


Figure A1.3. Segment utilisé pour le dimensionnement des Gap entre résonateurs

En faisant varier *Gap*, on peut obtenir la loi de variation du couplage M_{ij} en fonction de *Gap*. Pour l'exemple considéré, on obtient l'abaque montré sur la figure A1.4.

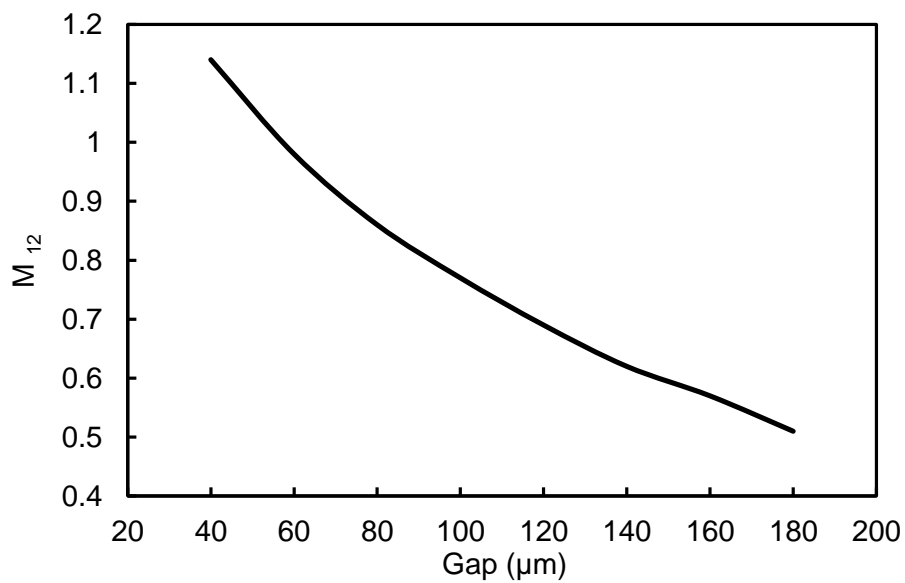


Figure A1.4. Variation du couplage entre résonateurs en fonction du *Gap*