HAL open science

Contribution au co-design et à la co-intégration de réseaux d'antennes actives multi-bandes pour systèmes de radionavigation par satellite

Johann Sence

▶ **To cite this version:**

Johann Sence. Contribution au co-design et à la co-intégration de réseaux d'antennes actives multi-bandes pour systèmes de radionavigation par satellite. Electronique. Université de Limoges, 2019. Français. NNT : 2019LIMO0087 . tel-02483084

HAL Id: tel-02483084

https://theses.hal.science/tel-02483084v1

Submitted on 18 Feb 2020

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

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

Thèse de doctorat

Université de Limoges

Université de Limoges

ED 610 - Sciences et Ingénierie des Systèmes, Mathématiques, Informatique (SISMI)

Institut de Recherche Xlim, UMR CNRS n°7252

Thèse pour obtenir le grade de

Docteur de l'Université de Limoges

Électronique des Hautes Fréquences

Présentée et soutenue par

Johann Sence

Le 15 novembre 2019

Contribution au co-design et à la co-intégration de réseaux d'antennes actives multi-bandes pour systèmes de radionavigation par satellite

Thèse dirigée par Stéphane Bila et Bernard Jarry

JURY :

Président du jury
M. Christian Person, Professeur des Universités, Institut Mines-Télécom

Rapporteurs
M. Christophe Delaveaud, Ingénieur (HDR), CEA-LETI
M. Anthony Ghiotto, Maître de conférence (HDR), Bordeaux INP

Examinateurs
M. Stéphane Bila, Directeur de Recherche, CNRS
M. Bernard Jarry, Professeur des Universités, Université de Limoges
M. Thierry Monédière, Professeur des Universités, Université de Limoges
M. Fabien Seyfert, Chargé de Recherche (HDR), INRIA

Invités
M. Aurélien Périgaud, Ingénieur de Recherche, AVRUL
M. François Torrès, Chargé de Recherche, CNRS

Licence CC BY-NC-ND 3.0

À un pionnier de la RTF, mon grand-père Georges.
À mon fils, Ezra.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

“Men of science have made abundant mistakes of every kind; their knowledge has improved only because of their gradual abandonment of ancient errors, poor approximations, and premature conclusions.”

George Sarton

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Remerciements

Je tiens premièrement à remercier Stéphane Bila, Bernard Jarry et Thierry Monédière pour avoir initié ces travaux sur lesquels repose ma thèse.

Une avalanche de remerciements à l'ensemble des membres du jury qui ont examiné scupuleusement l'ensemble de mes travaux. Merci donc à Christian Person pour sa présidence de mon jury de thèse. Et aussi deux grands mercis à Anthony Ghiotto et Christophe Delavaud qui ont porté la charge de rapporteur de ce manuscrit.

J'adresse de nouveau des remerciements à Stéphane Bila pour sa charge d'encadrant principal au cours de ces travaux. J'en profite pour remercier un encadrant de l'ombre, Aurélien Périgaud, qui m'a appris une bonne partie des compétences et du savoir professionnel dont je dispose aujourd'hui et qu'un jeune docteur se doit d'avoir. Mes remerciements à David Martinez et Fabien Seyfert qui ont été les pivots mathématiques de ce projet. Un chaleureux merci à François Torrès et Faycel Fezai, les antennistes de la bande, pour leur bonne humeur et leur didactique.

Un immense merci aux secrétaires qui m'ont accompagné tout au long de ces travaux et sans lesquelles aucune thèse ne verrait le jour : Marie-Laure Guillat et Marie-Claude Lerouge !

Que serait cette page de remerciements si j'en oublais les maîtres qui m'ont amené là où j'en suis ? Mes premières pensées vont ainsi vers Nicolas Delhote qui, lorsque je résolvais mes premières équations à l'IUT, a su me donner l'envie d'aller plus loin, d'en savoir plus, d'experimenter. Je n'oublie pas non plus Olivier Tantot qui a fait de son mieux pour m'éviter les affres du rattrapage en m'indiquand les « années charnières ». Ce fut un échec mais la leçon fut retenue ! Quelques coups de colliers plus tard, j'ai été plus qu'heureux d'avoir pu faire partie de l'équipe d'une personne rayonnant (et non pas irradiant) cette chaleur humaine qui fait maintenant trop souvent défaut. Je souhaite, pour finir, remercier Serge Verdeyme qui a déjà mis sur la paille plusieurs entreprises de matériels pédagogiques en développant sa méthode de « visualisation de champs électromagnétiques au sein de guides cylindriques et rectangulaires à l'aide de corbeilles à papier et de cartons de ramettes ».

Je remercie l'ensemble des camarades que j'ai pu rencontrer au cours de cette thèse et ils sont nombreux ! Tout d'abord, merci à Pierre Leclerc qui m'aura fait le plaisir d'être mon camarade tout au long de nos études supérieures. Ce qui s'est avéré au début être un formidable créditeur en cigarettes s'est révélé au final bien plus que ça ! Un grand merci à Erwan Capitaine, le troisième larron qui nous a permis de relever l'association SigmaDocX tout en étant le gardien inflexible de cette dernière ! Les cafés/babyfoot d'après-manger accompagné de Arnaud Délias, Nicolas Jolly, Paul Leshauris, Yoan Marchives et Étienne Tartaret resteront de très bons souvenirs bien que je n'aie toujours pas réellement progressé dans le domaine. Un petit coucou à Richard Bézin, Evans Bohl, Jean-Christope Deneuville et Nicolas Pavie qui nous avaient bien dit de « pas faire de thèse » ! Je n'oublie pas les rôlistes de MACAO (Thibault Charlet, Anthony Delage, Joseph De Saxcé, Julien Georges et Étienne Laplanche le MJ) avec lesquels les weekends de la fin m'ont semblé moins moroses. Je sais que j'en oublie mais si je me mets à citer tous les membres des parties de dourak ou de tarot, on est pas sorti ! Quoiqu'il en soit, sachez que je vous remercie tous. Vos passages à mes côtés au cours de ces quelques années auront fait partie des bouffées d'oxygène qui m'ont permis d'aller au bout de mes études universitaires.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Je remercie mes parents pour la qualité éducative et affective qu'ils ont pu me fournir pour me préparer au mieux à l'avenir. J'ai l'impression que c'est pas trop mal réussi quand même ! Je remercie chaudement ma sœur qui m'a permis de garder le cap et rester un grand-frère modèle. Je n'aurais pas assez de mot pour remercier ma compagne Axelle Tintignac qui tout au long de ces années s'est révélée être : un soutient patient et obstiné, une mère incroyable et un formidable « phare dans la tempête » ! Merci à mes grand-parents, Georges et Fernande qui m'auront permis de passer la mauvaise passe physique de la terminale. Il semblerait que cela ait été plutôt profitable ! Tant que je suis dans la section famille, je fais un coucou à mon fils qui m'a montré qu'il y avait plus fatiguant qu'une thèse mais aussi tellement plus…

Un merci gargantuesque aux Lalilulelo ! Ils se reconnaîtront. Merci pour les coups de pieds au cul, le soutient, les messages, les soirées, les trolls… Merci d'être là, merci d'être vous !

Un grand merci au CROUS de Limoges, et particulièrement à M Bernier, qui m'a permis d'effectuer mes études sereinement pendant toutes ces années !

Merci à l'ensemble des personnels médicaux qui m'ont permis de tenir physiquement le coup durant l'ensemble de cette thèse.

Je terminerai par remercier mes dealeurs de drogue personnels, les vendeurs de la librairie Page et Plume : Florence, Ludo et Vincent. Merci de m'avoir filé des petites cartouches de plaisirs qualitatives tout au long du trajet !

À tout ceux que j'oublie parce qu'il est encore trop tard lorsque j'écris ces lignes mais qui se reconnaissent ici : merci.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Droits d’auteurs

Cette création est mise à disposition selon le Contrat :
« **Attribution-Pas d'Utilisation Commerciale-Pas de modification 3.0 France** »
disponible en ligne : *http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/fr/*

Table des matières

Introduction 22
Chapitre I. Les systèmes de réception, co-conception et co-intégration 25
I.1. Réception des ondes radioélectriques 25
I.1.1. Les premiers systèmes de réception 25
I.1.2. Le récepteur superhétérodyne 26
I.2. Réception du signal : antenne 27
I.2.1. Caractéristique de rayonnement : efficacité totale et de rayonnement 27
I.2.2. Sélection et état de l'Art 28
I.2.2.1. Élément rayonnant seul : antenne Patch 29
I.2.2.2. Réseau d'antennes 30
I.3. Filtrage du signal : filtre d'antenne 31
I.3.1. Filtres microondes : généralités 32
I.3.2. Sélection et état de l'art 33
I.3.2.1. Filtres planaires 34
I.3.2.1.1. Résonateurs demi-onde 34
I.3.2.1.2. Résonateurs quart d'onde 35
I.3.2.1.2.1. Filtres à structure interdigitale 35
I.3.2.1.2.2. Filtres quart d'onde : autres exemples 36
I.3.2.2. Filtres SIW 36
I.3.2.2.1. Guides d'ondes en technologie SIW 37
I.3.2.2.2. État de l'art 39
I.3.2.2.3. Vers des applications plus intégrables 40
I.3.2.2.3.1. Mode partiel 40
I.3.2.2.3.2. Guides repliés 41
I.3.2.2.3.3. Guides à nervure 42
I.4. Amplification du signal : amplificateur d'entrée 43
I.5. Co-conception, co-intégration 44
I.5.1. Co-conception 44
I.5.2. Co-intégration 45
I.5.3. Exemples d'applications 46
I.5.3.1. Combinaison amplificateur-antenne 46
I.5.3.2. Combinaison filtre-antenne 47
I.5.3.3. Combinaison filtre-amplificateur 49
I.5.3.4. Chaîne complète 50
I.6. Axes d'études 51
Chapitre II. Synthèse et réalisation de fonctions de filtrage 53
II.1. Rappel théorique, le quadripôle 53
II.1.1. Rappels sur les paramètres S 54
II.1.2. Fonction de transfert et de réflexion 54
II.1.3. Fonction de filtrage 55
II.2. Fonctions de transfert typique 57
II.3. Matrice de couplage 57
II.4. Transformations des matrices de couplage : changement de topologie 60
II.4.1. Rotations 60
II.4.2. Topologies à couplages croisées 62

Licence CC BY-NC-ND 3.0

II.4.2.1. Matrice contenant des triplets 62
II.4.2.2. Matrice contenant des quadruplets 63
II.4.2.3. Autres topologies usuelles 64
II.4.2.3.1. Topologie en flèche 64
II.4.2.3.2. Topologie repliée 65
II.4.2.3.3. Topologie transversale 66
II.4.2.3.4. Topologie extended-box 66
II.5. De la matrice de couplage au filtre physique 67
II.5.1. Point de départ : matrice dénormalisée 67
II.5.2. Couplage inter-résonateur 68
II.5.2.1. Signe du couplage 69
II.5.2.2. Application aux triplets 71
II.5.3. Couplage asynchrone 72
II.5.4. Couplage aux accès 72
II.6. Optimisation de la structure à l'aide des matrices de couplage 73
II.6.1. Presto : identification des matrices de couplage 73
II.6.2. Méthode d'optimisation 74
II.6.3. Variations des paramètres de design 74
II.6.4. Circuit électrique équivalent 75
II.6.4.1. Modèle initial 75
II.6.4.2. Problématique de largeur de bande passante 77
II.6.5. Boucle d'optimisation 79
II.7. Conclusion 80
Chapitre III. Fabrication de filtres multicouches 83
III.1. Technologies multicouches 83
III.1.1. Applications aux dispositifs passifs 83
III.1.2. Substrat organique : technologie séquentielle 84
III.1.3. Substrat céramique : technologie LTCC 85
III.2. Tentative de réalisation industrielle d'un prototype 86
III.2.1. Problématique d'épaisseur 86
III.2.2. Solution retenue : prototypage interne 87
III.3. Essais préliminaires 87
III.4. Améliorations technologiques 89
III.4.1. Métallisation par dépôt autocatalytique de cuivre 89
III.4.1.1. Mécanisme de déposition 90
III.4.1.2. Paramètres extérieurs de contrôle du dépôt 90
III.4.1.3. Première étape : la préparation 91
III.4.1.4. Deuxième étape : activation de surface 92
III.4.1.5. Dernière étape : métallisation 92
III.4.1.6. Avantages de cette méthode 92
III.4.2. Assemblage par microbilles d'étain 93
III.4.3. Assemblage : guide d'alignement 94
III.4.4. Gravure des pièces 94
III.5. Application de la nouvelle méthode à la réalisation d'un filtre 3 pôles 96
III.5.1. Protocole de fabrication détaillé 96
III.6. Prototype de filtre 3 pôles en ligne 98
III.7. Conclusion 100

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Chapitre IV. Conception disjointe d'une chaîne de réception GPS/Galileo 103
IV.1. Radionavigation par satellite : présentation et problématiques 103
IV.2. Conception de l'antenne 106
IV.2.1. Spécifications de l'antenne 106
IV.2.2. Spécifications du réseau 107
IV.2.3. Dimensionnement des éléments du réseau 107
IV.2.4. Étude de l'élément rayonnant de base 108
IV.2.4.1. Analyse électromagnétique 109
IV.2.4.2. Circuit d'alimentation 110
IV.2.4.3. Prototype réalisé 112
IV.2.4.4. Conclusion sur l'antenne seule 114
IV.3. Conception du filtre de réception multi-bande 115
IV.3.1. Chaîne de réception concernée 115
IV.3.2. Spécifications du filtre 115
IV.3.3. Empreinte disponible 116
IV.3.3.1. Intégration compacte de l'élément filtrant 116
IV.3.3.2. Intégration globale de l'élément filtrant 116
IV.3.4. Synthèse du filtre 117
IV.3.4.1. Fonction de filtrage 117
IV.3.4.2. Performances technologiques nécessaires 118
IV.3.5. Études préliminaires 119
IV.3.5.1. Technologie de fabrication 119
IV.3.5.2. Sélection du substrat 119
IV.3.5.3. Caractérisation du matériau 121
IV.3.6. Dimensionnement du filtre 127
IV.3.6.1. Matrice de couplage 127
IV.3.6.2. Couplage inter-résonateur 128
IV.3.7. Optimisation du filtre 130
IV.3.8. Fabrication du filtre 10 pôles 4 zéros 132
IV.3.8.1. Adaptation de la simulation au protocole de fabrication 132
IV.3.8.2. Prototype final de filtre 10 pôles 4 zéros semi-volumique 133
IV.3.9. Modèle de filtre alternatif en technologie stripline 136
IV.4. Amplificateur faible bruit 141
IV.4.1. Spécifications du LNA 141
IV.4.2. Caractéristiques de la puce 141
IV.5. Conclusion 142
Chapitre V. Conception conjointe d'une chaîne de réception GPS/Galileo 145
V.1. Adaptation de l'antenne 145
V.1.1. Définition de la problématique 145
V.1.1.1. Études préliminaires 146
V.1.1.1.1. Paramètres des lignes 146
V.1.1.1.2. Paramètres des résonateurs 147
V.1.1.2. Synthèse des filtres 148
V.1.1.2.1. Déphasage à l'accès 148
V.1.1.2.2. Modèle utilisé pour l'antenne 150
V.1.1.2.3. Filtres générés 150
V.1.1.3. Réalisation du filtre d'adaptation 151
V.1.1.3.1. Modèles préliminaires 151

Licence CC BY-NC-ND 3.0

V.1.1.3.2. Modèles électromagnétiques 152
V.1.1.3.3. Adaptations de la méthode de conception 154
V.1.1.3.3.1. Lignes simulées 154
V.1.1.3.3.2. Modèles circuits des filtres 155
V.1.1.3.3.3. Optimisation du modèle circuit 157
V.1.1.3.4. Modèle électromagnétique 159
V.1.1.4. Résultats d'adaptation 161
V.1.1.5. Prototype et mesures 164
V.1.2. Adaptation de l'antenne réseau 165
V.1.2.1. Antenne réseau 165
V.1.2.2. Application du modèle précédemment développé 165
V.1.2.3. Nouvelle solution de filtrage adaptatif 167
V.1.2.4. Conception du filtre 168
V.1.2.5. Prototype et mesure 170
V.2. Filtre résiduel associé à un amplificateur faible bruit (LNA) filtrant 170
V.2.1. LNA filtrant 170
V.2.2. Filtre résiduel 172
V.2.2.1. Évolution du gabarit de filtrage 173
V.2.2.2. Optimisation de la fonction de filtrage 174
V.2.2.3. Solution de filtrage en technologie SIW 175
V.2.2.4. Solution de filtrage alternative 178
V.3. Conclusion 182
Conclusion 183
Références bibliographiques 185
Annexes 201

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Table des illustrations

Figure 1 : Les dispositifs utilisés pour la première communication transatlantique. 22

Figure 2 : Schéma fonctionnel d'un récepteur radio sans amplification typique des débuts des communications sans fil. 25

Figure 3 : Schéma fonctionnel d'un récepteur superhétérodyne. 26

Figure 4 : Illustration de la répartition de l'énergie apportée à une antenne. 28

Figure 5 : Structures typiques d'une antenne patch rectangulaire. 29

Figure 6 : Illustration de l'association de plusieurs éléments rayonnants ou réseau d'antennes. 31

Figure 7 : Exemple de diagrammes en présence de brouilleur avant/après traitement adaptatif. 31

Figure 8 : Actions des différents filtres dans la chaîne de réception superhétérodyne. 32

Figure 9 : Configurations d'un filtre à structure interdigitale : a) accès par couplage de proximité, b) accès par couplage direct. 35

Figure 10 : Circuit imprimé de l'analyseur de spectre 9kHz - 2,1GHz Siglent SSA3021X exhibant plusieurs filtres à structure interdigitale. 36

Figure 11 : Concept du filtre SIW présenté dans le brevet [50]. 37

Figure 12 : Structure basique d'un guide d'onde SIW. 37

Figure 13 : Filtre balun 3 pôles, accordable, en technologie SIW [95]. 39

Figure 14 : Représentation schématique en gradient du mode fondamental à l'intérieur de structure complète (a), demi-mode (b), quart de mode (c) et huitième de mode (d). 40

Figure 15 : Concept de guide d'onde replié présenté dans [98]. 41

Figure 16 : Structures SIW repliées (a) en T et (b) en C [114]. 41

Figure 17 : Concept de guide d'onde à nervure présenté dans [120]. 42

Figure 18 : Structure typique d'un guide SIW à nervure. 42

Figure 19 : Schéma fonctionnel d'un front-end RF conçu de manière classique. 44

Figure 20 : Schéma fonctionnel d'un front-end RF réalisé par co-conception. 45

Figure 21 : Schéma du réseau d'adaptation reconfigurable avec 9 commutateurs proposé dans [138]. 45

Figure 22 : Illustration des répartitions technologiques dans une démarche de co-intégration. 46

Figure 23 : (a) Prototype du système co-conçu ; (b) Comparaison du gain obtenu par le système dans les deux approches (bande ciblée : 3,1 GHz à 5,1 GHz). 47

Figure 24 : (a) Simulation du système DRA-PA ; (b) Comparaison du gain obtenu par l'antenne seule et le système avec et sans compensation (bande ciblée : 57 GHz à 64 GHz). 47

Figure 25 : Comparaison des dispositifs avec un version co-intégrée (a) et classique (b). ... 48

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Figure 26 : Structure de l'antenne large bande à polarisation circulaire proposée. 48

Figure 27 : Résultats comparatifs des deux méthodes : (a) rapport axial de l'antenne classique, (b) rapport axial de l'antenne co-conçue et (c) efficacité des deux antennes. 49

Figure 28 : Prototypes réalisés avec des démarches (a) de co-conception et (b) classique. 50

Figure 29 : Résultats comparatifs pour les deux méthodes en (a) performances et (b) linéarité. 50

Figure 30 : Dispositifs de réception en technologie CMOS totalement intégrés (a) [149] (b) [150]. 50

Figure 31 : Circuit d'un quadripôle simple. 53

Figure 32 : Illustration de la répartition d'énergie dans un système quadripôle. 53

Figure 33 : Graphe de fluence du quadripôle. 54

Figure 34 : Fonction passe-bande avec 4 pôles et 2 zéros de transmission : a) réponse en module des paramètres S, b) racines des polynômes P, Q et R. 56

Figure 35 : Schéma équivalent électrique sans pertes pour n résonateurs. 58

Figure 36 : Topologie de filtre présentant trois triplets. 63

Figure 37 : Topologie de filtre présentant deux quadruplets. 64

Figure 38 : Filtre 6 pôles présentant 2 zéros de transmission placés symétriquement. 64

Figure 39 : Matrice en flèche correspondante à la réponse. Le placement des couplages étant directement responsable du nom donné à cette matrice. 65

Figure 40 : Topologie en flèche associée à la matrice présentée en Figure 39. 65

Figure 41 : Matrice repliée correspondante à la réponse. 65

Figure 42 : Topologie repliée associée à la matrice présentée en Figure 41. 65

Figure 43 : Matrice transversale correspondante à la réponse. 66

Figure 44 : Topologie transversale associée à la matrice présentée en Figure 43. 66

Figure 45 : Matrice de couplage associée à la réponse présentée en Figure 38. 67

Figure 46 : Topologie dite « extended-box » associée à la matrice présentée en Figure 45. 67

Figure 47 : Couplage de deux cavités cylindriques métalliques sur les modes TE_{011} et TE_{012}. 69

Figure 48 : Réponse en paramètre S d'une structure dans laquelle se couplent deux résonateurs. 69

Figure 49 : Distribution du champ électrique qui s'établit lors du couplage de deux lignes triplaques : (a) pour le mode pair et (b) pour le mode impair. 70

Figure 50 : Répartition du champ électrique pour les modes impair et pair affichée par un logiciel de simulation électromagnétique (ANSYS HFSS). 71

Figure 51 : Position du zéro dans une réponse en paramètres S en fonction du signe du couplage entre les résonateurs (1) et (3). 71

Figure 52 : Réponse typiquement observée dans le cas d'un couplage asynchrone. 72

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Figure 53 : Méthode analytique permettant de déterminer la valeur du couplage à un accès. 72

Figure 54 : Modèle circuit d'une fonction 5 pôles 2 zéros construit sous ADS. 75

Figure 55 : Fonction mutuelle inductance d'ADS. 76

Figure 56 : Réponse en paramètres S obtenue par le circuit électrique équivalent. 76

Figure 57 : Réponse en paramètres S obtenue par le circuit électrique équivalent avec une prise en compte des pertes. 77

Figure 58 : Réponse en paramètres S en corrigeant la bande passante relative. 77

Figure 59 : Circuit pour l'optimisation d'un filtre 6 pôles présentant tous les couplages possibles entre les résonateurs. 78

Figure 60 : Synoptique de la conception de filtres physiques optimisés. 80

Figure 61 : Lignes de transmission triplaques et topographie des champs électromagnétiques. 83

Figure 62 : Illustration du procédé d'assemblage avec deux couches de substrat organique. 84

Figure 63 : Vues en coupe de réalisations en technologie séquentielle. 85

Figure 64 : Illustration du procédé de fabrication LTCC. 86

Figure 65 : Vue en coupe de réalisation en technologie LTCC. 86

Figure 66 : Modèle du premier prototype (ANSYS HFSS). 88

Figure 67 : Fabrication du prototype étape par étape : (a) gravure, (b) perçage et découpe, (c) assemblage, (d) dépôt d'une couche de laque argent, (e) mesure. 89

Figure 68 : Filtres volumiques plastiques en bande Ku et Ka métallisés par dépôt autocatalytique de cuivre. 90

Figure 69 : Banc de manipulation utilisé pour réaliser le dépôt autocatalytique de cuivre. 91

Figure 70 : Pièces obtenues après un dépôt autocatalytique de cuivre. Les tranches des substrats découpés en amont présentent bien une métallisation de cuivre. 93

Figure 71 : Vue à travers le microscope en temps réel de la machine pick-and-place. 94

Figure 72 : Vue au microscope numérique d'une gravure réalisée pour l'implantation d'une puce d'amplification faible bruit. 95

Figure 73 : Pièce gravée incluse dans une empreinte créée en substrat bas coût (FR-4). 95

Figure 74 : Photographies du prototype de filtre 3 pôles réalisé. 98

Figure 75 : Comparatif entre la simulation issue de ANSYS HFSS (en pointillés) et les mesures (en traits pleins) du filtre 3 pôles en ligne. 99

Figure 76 : Mesures dimensionnelles du prototype avant assemblage : (a) au niveau des accès et (b) de la couche contenant le plot capacitif. 100

Figure 77 : Illustration du principe de fonctionnement du système de positionnement par satellite. 103

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Figure 78 : Répartition des bandes de fréquence GNSS pour 3 standards : GPS, GLONASS et Galileo. 104

Figure 79 : Présentation du concept d'antenne multi-bande avec un seul toit rayonnant.... 108

Figure 80 : Réponse en paramètres S simulée pour l'antenne seule. 110

Figure 81 : Empreinte simulée avec CST-MWS du circuit d'alimentation. 111

Figure 82 : Adaptation et taux d'ellipticité dans l'axe du système antenne-coupleur simulé (S_{11} & AR)..... 112

Figure 83 : Directivité (D), gain réalisé (G_{rlz}) et efficacité totale (Eff Tot) du système antenne-coupleur simulé. 112

Figure 84 : Photos du prototype réalisé de l'antenne seule et de son circuit d'alimentation. 113

Figure 85 : Coefficient de réflexion en entrée du système (mesure/simulation). 113

Figure 86 : Taux d'ellipticité du système antennaire (mesure/simulation). 114

Figure 87 : Efficacité simulée et mesurée dans la bande basse et haute. 114

Figure 88 : Schéma fonctionnel de la chaîne de réception dans le cadre de la conception disjointe. 115

Figure 89 : Volume disponible dans le cadre de la première approche. 116

Figure 90 : Volume disponible avec la seconde approche : (a) volume total, (b) volume pour un filtre. (Schématisation non à l'échelle) 117

Figure 91 : Topologie en triplets permettant l'implémentation d'une fonction 10 pôles et 4 zéros de réflexion. 118

Figure 92 : Topologie « extended-box » permettant l'implémentation d'une fonction 10 pôles et 4 zéros de réflexion. 118

Figure 93 : Paramètres S idéaux du filtre pour un facteur de qualité (Q_0) de 300. 119

Figure 94 : Résonateur SIW unitaire avec plot capacitif. 120

Figure 95 : f_0 et Q_0 en fonction des dimensions du plot capacitif. 120

Figure 96 : Composition du substrat métallisé fourni par le constructeur. 121

Figure 97 : Topographie des champs électrique dans le cas (a) d'une ligne coplanaire et (b) d'un résonateur en anneau pour la caractérisation d'un diélectrique multicouche. 122

Figure 98 : Paramètre S_{21} obtenu pour un résonateur en anneau sous-couplé..... 123

Figure 99 : Capture d'écran des résonateurs conçus pour la caractérisation des substrats de (a) 0,635 mm et de (b) 2,54 mm d'épaisseur. 123

Figure 100 : Photo des deux prototypes réalisés : à gauche le modèle à 2,54 mm d'épaisseur et à droite celui à 0,635 mm. 124

Figure 101 : Mesure dimensionnelle en profondeur du prototype de 2,54 mm d'épaisseur. 124

Figure 102 : Mesure dimensionnelle sur le plan (X, Y) du prototype de 0,635 mm d'épaisseur. 125

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Figure 103 : Capture d'écran des résultats d'une simulation paramétrique sur la permittivité du substrat (logiciel ANSYS HFSS). 126

Figure 104 : Diagramme de couplage issu de la matrice retenue. . **Erreur ! Signet non défini.**

Figure 105 : Répartition des résonateurs pour : (a) un couplage positif vertical, (b) un couplage négatif vertical et (c) un couplage positif horizontal 129

Figure 106 : Valeurs des couplages normalisés en fonction de variations géométriques de contrôle 130

Figure 107 : Modèle du filtre conçu pour implémenter une fonction 10 pôles, 4 zéros. 130

Figure 108 : Paramètres S issus de la simulation (ANSYS HFSS). 131

Figure 109 : Modèle ANSYS HFSS du filtre 10 pôles et 4 zéros optimisé et prenant en compte les paramètres de fabrication. 132

Figure 110 : Capture d'écran ANSYS HFSS de la réponse optimisée pour le filtre 10 pôles 4 zéros prenant en compte les paramètres de fabrication. 133

Figure 111 : Photographie des différentes couches du filtre 10 pôles 4 zéros optimisé pour la fabrication après usinage et métallisation. 134

Figure 112 : Photographie du filtre 10 pôles 4 zéros obtenu après l'assemblage des différentes couches et la soudure des connecteurs SMA. 134

Figure 113 : Photographie du filtre 10 pôles 4 zéros obtenu après les mesures correctives. 134

Figure 114 : Comparatif entre l'optimisation sans pertes issue de ANSYS HFSS (en pointillés) et les mesures (en traits pleins) du filtre 10 pôles 4 zéros optimisé pour la fabrication. 135

Figure 115 : Affichage des réponses obtenues dans le cas des deux prototypes de filtre 10 pôles 4 zéros fabriqués. 135

Figure 116 : Photographie d'une couche de la structure obtenue après un contrôle destructif. 136

Figure 117 : Schéma fonctionnel de la solution alternative proposée. 136

Figure 118 : Configuration recherchée pour l'assemblage des résonateurs. 137

Figure 119 : Capture d'écran ANSYS HFSS de la structure interdigitale stripline permettant d'implémenter une fonction 5 pôles et 2 zéros. 137

Figure 120 : Modèle permettant l'implémentation de deux fonctions de filtrage avec 5 pôles et 2 zéros de transmissions duplexées. 138

Figure 121 : Résultat d'optimisation ADS pour la structure étudiée. 138

Figure 122 : Prototypes de filtres deux fois 5 pôles et 2 zéros de transmission fabriqués et mesurés 139

Figure 123 : Meilleure réponse en paramètre S obtenue pour le prototype de filtre présentant deux fois 5 pôles et 2 zéros de transmission. 139

Figure 124 : Facteur de bruit du LNA en fonction de la température (données issues des caractéristiques techniques) 142

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Figure 125 : Schéma fonctionnel de la chaîne conçue dans le cadre de la conception disjointe. 143

Figure 126 : Schéma fonctionnel de la chaîne de réception dans le cadre de la conception conjointe. 145

Figure 127 : Lignes microruban et coplanaire étudiées. 146

Figure 128 : Réponse obtenue sur ANSYS HFSS pour le tracé de β(f) sur notre bande de fréquence d'intérêt pour une ligne microruban. 147

Figure 129 : Modèle de résonateur quart d'onde simulé et réponse en paramètres S obtenue (CST). 148

Figure 130 : Circuit permettant la comparaison entre la simulation électromagnétique et une réponse fidèle à la synthèse réalisée avec un circuit. 149

Figure 131 : Réponses en paramètres S pour le modèle simulé à gauche et le modèle circuit à droite. 149

Figure 132 : Réponses en phases déroulées à l'accès 1 pour les deux modèles (à gauche) et différence entre ces deux phases (à droite). 149

Figure 133 : Modèle simulé pour le té de jonction 150

Figure 134 : Circuit présentant l'ensemble des composants de la chaîne visant à améliorer l'efficacité de l'antenne. 151

Figure 135 : Résultats obtenus pour le circuit avec les fichiers générés mathématiquement. 151

Figure 136 : Résultats comparatifs de l'efficacité totale de l'antenne pour : l'antenne seule (bleu), avec les fichiers générés mathématique (vert), les lignes et les filtres réalisés en modèle circuit (cyan) et une simulation circuit effectué sous CST (rouge). 152

Figure 137 : Modèle électromagnétique de filtre d'adaptation en bande basse développé sous ANSYS HFSS et réponse associée (en trait plein) comparée à celle du modèle mathématique (pointillés). 153

Figure 138 : Modèle électromagnétique de filtre d'adaptation en bande haute développé sous ANSYS HFSS et réponse associée (en trait plein) comparée à celle du modèle mathématique (pointillés). 153

Figure 139 : Résultats obtenus pour le circuit avec les fichiers générés mathématiquement. 154

Figure 140 : Circuit ADS pour tester l'antenne seule à gauche et réponse associée en réflexion et efficacité à droite. 154

Figure 141 : Modèle préliminaire de filtre d'adaptation. En bleu, l'encombrement disponible pour un dispositif filtrant d'adaptation. 155

Figure 142 : Modèle de filtre 2 pôles réalisé pour l'optimisation circuit. 155

Figure 143 : Modèle de filtre 1 pôle réalisé pour l'optimisation circuit. 156

Figure 144 : Circuit permettant la comparaison entre les modèles circuits développés (au centre) et les simulations électromagnétiques (à droite). 156

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Figure 145 : Comparaison des phases des modèles circuits et des simulations électromagnétiques. 156

Figure 146 : Comparaison des réponses en paramètres S des modèles circuits et des simulations électromagnétiques. 157

Figure 147 : Circuit complet employé pour l'optimisation du système d'adaptation. 158

Figure 148 : Résultats issus de l'optimisation ADS. À gauche, comparaison de l'efficacité obtenue (rouge) par rapport à l'antenne seule (cyan) et à l'optimisation mathématique (bleu). À droite, les réflexions obtenues sur les ports d'alimentation par rapport à l'antenne seule (bleu). 158

Figure 149 : Circuit permettant de tester les simulations électromagnétiques. 158

Figure 150 : Efficacités obtenues avec les simulations électromagnétiques : par rapport à l'antenne seule (à droite), par rapport à l'optimisation ADS (à gauche). 159

Figure 151 : Modèle électromagnétique des filtres d'adaptation conçus pour se brancher sur un seul port de l'antenne. 159

Figure 152 : Modèle électromagnétique des filtres d'adaptation conçu pour alimenter l'ensemble des ports de l'antenne. 160

Figure 153 : Réponse en paramètres S du modèle électromagnétique affiché en Figure 152. 160

Figure 154 : Modèle électromagnétique comprenant les filtres d'adaptation et le circut d'accueil du coupleur CMS. 161

Figure 155 : Efficacité totale de rayonnement simulée pour l'antenne seule (bleu), avec les filtres réalisés par la synthèse mathématique et avec le modèle électromagnétique des filtres d'adaptation (rouge) sur chacune des trois bandes utiles (cyan). 162

Figure 156 : Efficacité minimum pour chaque bande utile avec et sans filtres d'adaptation. 162

Figure 157 : Efficacité minimum en bord de bande pour chaque bande utile avec et sans filtres d'adaptation. 163

Figure 158 : Valeur moyenne de l'efficacité dans chacune des bandes utiles avec et sans filtres d'adaptation. 163

Figure 159 : Face arrière du prototype conçu et en cours de mesure. 164

Figure 160 : Captures d'écran du logiciel de simulation électromagnétique CST. Forme finale du réseau de quatre éléments à gauche et formation d'un lobe de rayonnement dans l'axe à droite. 165

Figure 161 : Circuit permettant d'observer l'influence des filtres d'adaptation précédemment développés sur l'efficacité du réseau d'antenne. 166

Figure 162 : Efficacité sur tous les ports de l'antenne réseau lorsqu'elle est chaînée avec le filtre d'adaptation pour l'élément rayonnant seul. 167

Figure 163 : Circuit électrique équivalent pour effectuer la fonction 1 pôle et 1 zéro. 167

Figure 164 : Réponse associée à ce circuit électrique équivalent. 167

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Figure 165 : Comparaison des efficacités simulées pour le réseau seul et avec le filtre d'adaptation. 168

Figure 166 : Plan du circuit réalisé sous Momentum permettant d'implémenter la fonction de filtrage 1 pôle et 1 zéro. 168

Figure 167 : Modèle permettant d'intégrer le filtre 1 pôle 1 zéro dans le circuit d'alimentation d'un des ports du réseau d'antennes. 169

Figure 168 : Comparaison entre les résultats issus de la synthèse et du modèle circuit ADS. 169

Figure 169 : Graphe comparatif des différentes efficacités simulées : avec le réseau seul (bleu), avec les fichiers issus de la synthèse mathématique (cyan), avec les fichiers issus du modèle ADS (rouge). 170

Figure 170 : Topologie de la section de filtrage transversale. 171

Figure 171 : Photographie du circuit réalisé. 171

Figure 172 : Réponses en paramètres S issues de la simulation (à gauche), issues des mesures (au milieu) et facteur de bruit mesuré à gauche. 172

Figure 173 : Superposition des deux courbes (simulation et mesure) du coefficient de transmission S_{21}. 172

Figure 174 : Zone de la puce mise en cause dans le cadre du couplage parasite. 172

Figure 175 : Visualisation de l'impact de l'antenne et du LNA filtrant sur le gabarit de filtrage. 173

Figure 176 : Fonction de filtrage permettant de répondre au nouveau gabarit. 174

Figure 177 : Modèle conçu pour la co-optimisation de la matrice de couplage. 175

Figure 178 : Réponse en paramètres S de la matrice objectif obtenue à partir de l'optimisation. 175

Figure 179 : Modèle du filtre 6 pôles 2 zéros développé. 176

Figure 180 : Réponse en paramètres S obtenus à l'issue de l'optimisation basée sur les simulations électromagnétiques sous ADS. 176

Figure 181 : Photographies des deux prototypes de filtre 6 pôles 2 zéros en technologie semi-volumique réalisés. 177

Figure 182 : Solution de mesure apportée pour le filtre 6 pôles 2 zéros avant l'intégration de la puce. 177

Figure 183 : Topologie du filtre 6 pôles 2 zéros retenue. 178

Figure 184 : Modèle permettant l'implémentation d'une fonction 6 pôles 2 zéros. 178

Figure 185 : Réponse en paramètres S obtenue à l'issue de l'optimisation basée sur les simulations électromagnétiques sous ADS. 179

Figure 186 : Photographie du filtre 6 pôles et 2 zéros de transmission en cours de fabrication – Étape de gravure. 179

Figure 187 : Photographie du prototype fini prêt à recevoir la puce de l'amplificateur faible bruit filtrant. 180

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Figure 188 : Photographies au microscope de l'interconnexion effectuée entre la puce et le circuit d'alimentation du filtre. 180

Figure 189 : Résultats de mesures en réflexion de la structure constituée du filtre et du LNA filtrant. 181

Figure 190 : Résultats de mesures en transmission de la structure constituée du filtre et du LNA filtrant. 181

Figure 191 : Lignes de transmission et topographie des champs électromagnétiques : (a) micro-ruban, (b) coplanaire. 202

Figure 192 : Guide d'onde coaxial et topographie des champs électromagnétiques du mode fondamental (TE_{01}). 203

Figure 193 : Champs électromagnétiques autour d'un câble métallique à proximité d'un plan de masse. 203

Figure 194 : Équivalent en éléments localisés d'un espace entre les extrémités de deux lignes. 204

Figure 195 : Configuration d'un filtre à lignes couplées aux extrémités. 204

Figure 196 : Configuration d'un filtre à lignes couplées parallèlement ; couplage aux accès par proximité. 205

Figure 197 : Configuration d'un filtre à lignes couplées parallèlement ; couplage aux accès par contact. 205

Figure 198 : Configurations d'un filtre hairpin : a) standard b) quasi-elliptique [194]. 206

Figure 199 : Portion de circuit imprimé de l'analyseur de spectre à 20 GHz Agilent N9344C montrant plusieurs filtres micro-rubans en technologies distribuées et notamment deux filtres hairpin. 206

Figure 200 : Représentation schématique d'un filtre à stubs court-circuité (a) et d'un filtre fishbone (b). 207

Figure 201 : Configuration d'un filtre à stubs en circuit ouvert [68]. 207

Figure 202 : Configuration d'un filtre à structure en peigne. 208

Figure 203 : Configuration d'un filtre DBR [77]. 208

Figure 204 : Exemple de filtre basé sur un résonateur bi-mode [214]. 209

Figure 205 : Schéma équivalent entre la source d'impédance R_g et la charge d'impédance R_L. 210

Figure 206 : Assemblage final de l'antenne avec le circuit d'excitation (PCB multicouche). 214

Figure 207 : Analyse de l'adaptation avec et sans gap d'air (Rohacell HF51). 215

Figure 208 : Photographie des différentes couches du filtre 10 pôles 4 zéros après usinage et métallisation. 216

Figure 209 : Filtre assemblé après le programme de chauffage de pièce. 216

Figure 210 : Comparatif entre l'optimisation sans pertes issue de ANSYS HFSS (en pointillés) et les mesures (en traits pleins) du filtre 10 pôles 4 zéros. 217

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Table des tableaux

Tableau 1 : [Spécification fournies pour l'antenne seule] 106
Tableau 2 : [Spécification fournies pour le réseau] 107
Tableau 3 : [Dimensionnement des antennes] 107
Tableau 4 : [Paramètres du design final de l'antenne] 109
Tableau 5 : [Performances du coupleur] 111
Tableau 6 : [Gabarit de filtrage] 115
Tableau 8 : [Pertes d'insertion en fonction du facteur de qualité] 118
Tableau 9 : [Spécification fournies pour le LNA] 141
Tableau 10 : [Caractéristique de l'amplificateur faible bruit, réf. CHA3801-99F] 142

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Introduction

Le XXe siècle a été le théâtre d'un grand nombre d'avancées technologiques. Parmi celles-ci, le développement des réseaux de communication fait sans doute partie des plus importantes. Ce déploiement est, partiellement, imputable à l'émergence des technologies de communication sans fil. C'est en effet le 12 décembre 1901, s'appuyant sur de nombreux travaux menés à la fin du XIXe siècle, que se déroule l'expérience qui marquera l'avènement des transmissions par onde radioélectriques. Ce jour-là, le physicien italien Guglielmo Marconi et son équipe réalisent la prouesse technique de transmettre la lettre « S » (trois petits clics en code morse) entre son laboratoire de Poldhu dans les Cornouailles anglaises et Saint-Jean-de-Terre-Neuve au Canada. Pour réaliser cette première communication transatlantique, il faudra, à l'émission, une antenne rayonnante avec une forme de cône vertical pointé vers le bas de 640 mètres de diamètre supportée par 20 mâts de 65 mètres chacun et alimentée par un générateur de 50 kilowatts. À la réception, une antenne d'un peu moins de 200 mètres de long suspendue à un grand cerf-volant (un "Levitor" de B.F.S. Baden-Powell).

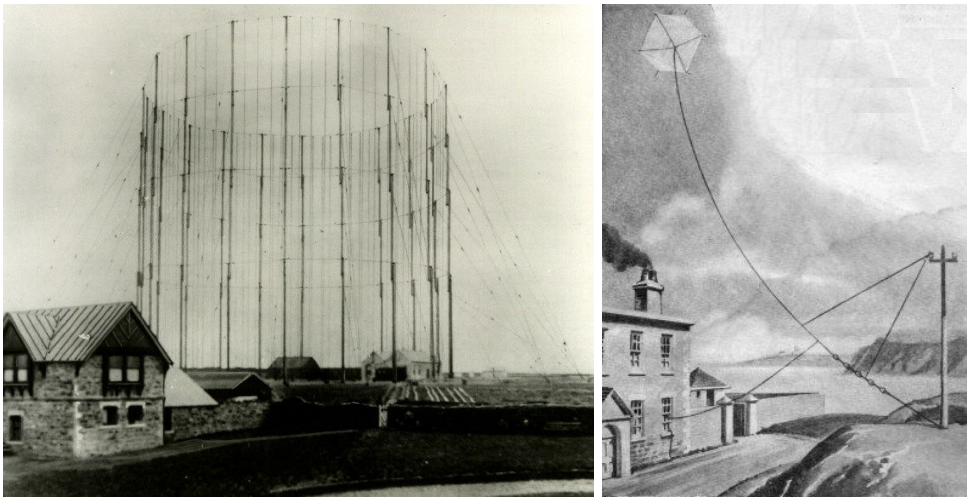


Figure 1 : Les dispositifs utilisés pour la première communication transatlantique.
À gauche, une photo de l'antenne émettrice employée en 1901. À droite, une illustration du système de réception utilisant un grand cerf-volant.
Source : < Wikimedia[1] > et < RF Cafe[2] >

Depuis lors, l'ensemble de ces dispositifs de communication sans fils ont vu leurs tailles se réduire entrainant par la même occasion leur démocratisation. À présent largement répandues, ces technologies sont liées à des intérêts économiques sous-jacents qui réclament toujours plus d'innovations. Les téléphones portables sont un exemple symptomatique de cette dynamique. Devenus de véritable plateformes multimédia, les systèmes électroniques qui leur sont intégrés doivent être toujours plus compacts et efficients.

Cette tendance à l'augmentation de la densité d'intégration s'applique ainsi à l'ensemble des équipements de communications, de localisation ou de surveillance. Parallèlement, ces dispositifs doivent faire preuve de plus en plus d'adaptabilité en matière de fréquence, de puissance ou encore de couverture. Afin de réaliser une amélioration simultanée des performances et de la compacité, il faut envisager une approche qualifiée de « More than

[1] https://commons.wikimedia.org/wiki/File:The_Marconi_Company_first_antenna_system_at_Poldhu,_Cornwall,_December_1901.jpg
[2] http://www.rfcafe.com/references/radio-news/radio-dream-come-true-march-1930-radio-news.htm

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Moore ». Le principe est, ici, d'inverser la démarche de progression habituelle. C'est l'industrie des semi-conducteurs qui est le moteur technologique depuis plusieurs années dans le domaine des mobiles ou encore de l'informatique. Dans ce champ d'application et suivant les conjectures de Moore, de nouvelles puces toujours plus puissantes sont conçues et permettent d'étendre les performances des produits. Cette approche atteignant ses limites, la démarche « More than Moore » propose de définir les besoins de l'application puis de trouver les solutions techniques pour les satisfaire. La miniaturisation laissant, de ce fait, place à de nouvelles voies : changement de matériaux, évolution des architectures de circuit, modification des méthodes de conception…

Par conséquent, l'intégration des circuits et des systèmes devra se faire de manière tridimensionnelle pour minimiser l'empreinte et les étages de connexion. De plus, considérer la conception du système de manière globale afin de rationaliser son architecture est intéressant. Cette approche de conception entraine le rassemblement de fonctions élémentaires dans le but de simplifier les étages d'interconnexion ou même les fonctions elles-mêmes en prenant en compte leurs interactions.

Dans le cadre de ces travaux, l'objectif est de développer une méthodologie de conception conjointe de l'antenne et des circuits associés pour atteindre des performances (rayonnement, efficacité, ...) optimales avec un dispositif intégré et compact. La démonstration est réalisée dans le cadre d'un projet de recherche (ANR ASTRID COCORAM) visant la conception et l'intégration d'un réseau de 4 éléments actifs, tri-bande (GPS/GALILEO) et à polarisation circulaire, pour les systèmes de radionavigation par satellite (GNSS).

Le premier chapitre de ce manuscrit est d'abord consacré à une étude sur les frontaux (front-ends en anglais) RF, les architectures d'émission-réception et ses principales fonctions. Puis, dans un second temps, l'approche proposée est justifiée par une présentation de l'état de l'art portant sur la co-conception et la co-intégration du front-end.

Le deuxième chapitre développe, quant à lui, les méthodes de synthèse pour les filtres à résonateurs couplés ; la conception et la réalisation de filtres étant le principal apport de cette thèse dans ce projet.

Les particularités des fabrications réalisées dans ces travaux sont détaillées ensuite dans un troisième chapitre. À la suite d'une étude technologique concernant les dispositifs multicouches, une méthode développée pour la fabrication de prototypes présentant de fortes épaisseurs est exposée.

Par la suite, le quatrième chapitre présente les différentes fonctions élémentaires du réseau d'antennes actives conçues de manière disjointes. La conception de sous-système par cette approche classique sert de référence et justifie par la suite la démarche entreprise.

Pour terminer, une cinquième partie décrit la mise en œuvre des méthodes de co-conception et co-intégration pour le même réseau d'antennes actives. Cette partie montre alors l'évolution matérielle de la chaîne de réception d'une part, mais aussi l'évolution de ses performances.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Chapitre I
Les systèmes de réception, co-conception et co-intégration

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Chapitre I. Les systèmes de réception, co-conception et co-intégration

Ce premier chapitre sert d'introduction aux deux facettes principales de ces travaux : la réalisation d'un récepteur compact dédié à la radionavigation par satellite puis la co-conception et la co-intégration de ce dernier.

Une première partie se consacre ainsi, à la présentation des systèmes de réception. Du fait de la nature de ce projet, cette étude s'articule autour d'une logique de compacité et de forte intégration. L'apport de mes travaux au sein de ce projet étant concentré autour de la réalisation de dispositifs de filtrage passifs, nous accorderons une attention plus particulière à ces derniers lors de cette étude.

Une seconde partie a pour objectif de présenter la démarche de co-conception et de co-intégration des systèmes de communication. Ce développement s'appuie sur un état de l'art issu de la littérature scientifique qui nous permettra par la suite de situer nos travaux.

I.1. Réception des ondes radioélectriques

I.1.1. Les premiers systèmes de réception

C'est le physicien allemand Heinrich Hertz qui met en évidence les ondes radioélectriques en 1887 en voulant prouver la théorie électromagnétique de James Clerk Maxwell [1]. À l'aide d'un oscillateur (dit oscillateur de Hertz, composé d'un éclateur agissant entre deux sphères creuses en laiton), de différents types d'antennes et d'un émetteur à étincelles, il met en évidence l'existence d'ondes électromagnétiques invisibles ; ouvrant ainsi la voie à la télégraphie sans fil et à la radiodiffusion [2].

Durant une trentaine d'année, un ensemble de systèmes de communications sans fil voit le jour en s'appuyant sur ces expériences. Bon nombre de capteurs (plus que récepteur à proprement parler) se développent autour d'un principe qui reste toujours le même : une impulsion est générée par un circuit oscillant puis captée et restituée par un système de détection [3].

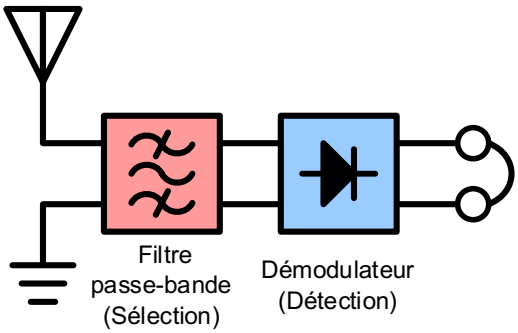


Figure 2 : Schéma fonctionnel d'un récepteur radio sans amplification typique des débuts des communications sans fil.

La Figure 2 illustre le principe de fonctionnement de ces récepteurs. La sélectivité qui était alors assurée par la fréquence de résonance des antennes de réception fut alors optimisée avec des circuits oscillants réglés par des inductances ou des capacités variables. Le circuit démodulateur servant quant à lui, la plupart du temps, de détecteur.

L'invention du tube à vide par Lee De Forest en 1906 a permis un bond dans la réception des signaux. En effet, les premières applications qui furent les redresseurs et les amplificateurs

Licence CC BY-NC-ND 3.0

permirent d'appliquer de nouvelles modulations au signal dont les plus connues restent la modulation d'amplitude (AM, développée autour de 1915) et la modulation de fréquence (FM, développée autour de 1938 et permettant une bien meilleure qualité audio).

I.1.2. Le récepteur superhétérodyne

C'est peu de temps après, en 1918, que Edwin Armstrong invente le récepteur superhétérodyne dont le principe est encore utilisé dans un grand nombre de récepteurs contemporains.

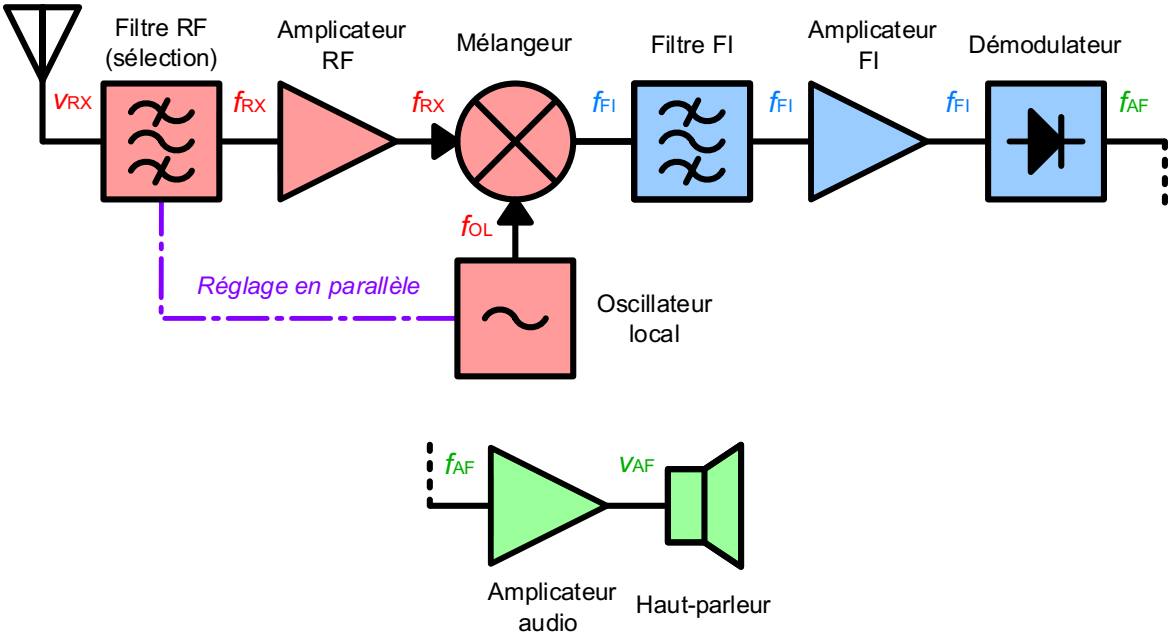


Figure 3 : Schéma fonctionnel d'un récepteur superhétérodyne.

Ce récepteur est caractérisé par un étage à changement de fréquence contrôlé par un oscillateur local (ce changement de fréquence étant à l'origine de l'appellation hétérodyne) ; cet étage ayant pour effet un abaissement de la fréquence de signal permettant un traitement (notamment l'amplification) plus aisé du signal. Dans la Figure 3, la partie rouge correspond à la prise en charge du signal radiofréquence ; la partie bleue correspond à l'étage opérant à la fréquence intermédiaire (plus basse) alors que la partie verte indique le traitement des audiofréquences. La plupart du temps, le filtre radiofréquence et l'oscillateur local sont réglés en parallèle afin que le signal en sortie du mélangeur soit toujours à la fréquence intermédiaire. Il existe également des variations de ce circuit où l'on effectue plusieurs changements de fréquence et ce, pour améliorer la réjection et la sélectivité.

Le développement des technologies se basant sur les semi-conducteurs constitue la dernière grande évolution matérielle des récepteurs radiofréquences. Moins fragiles, moins gourmands en énergie et plus compacts, les transistors, inventés en 1947, ont ainsi rapidement remplacé les tubes dans un grand nombre d'applications. Puis, la découverte des circuits intégrés dans les années 70 et leurs faibles coûts de production permettront finalement une ouverture au grand public de technologies jusqu'alors confinées aux applications militaires.

Depuis lors de nouvelles architectures se sont développées [4] en s'appuyant sur l'évolution des standards (dispositifs multicanaux…) et les améliorations technologiques (modulation/démodulation I-Q…). Toutefois, les critères principaux de ces récepteurs

Licence CC BY-NC-ND 3.0

radiofréquences restent les mêmes : fort niveau d'intégration, grande flexibilité en termes de fréquences, de puissance ou de couverture et une faible consommation en énergie.

Ce projet s'inscrit dans cette démarche et se concentre sur la prise en charge du signal radiofréquence : l'antenne et le « *front-end*[3] RF » (en rouge dans l'exemple en Figure 3). En conséquence, les trois éléments d'amélioration sur lesquels portera cette étude seront : l'antenne de réception, le filtre d'antenne et l'amplificateur faible bruit d'entrée.

I.2. Réception du signal : antenne

Une antenne peut être définie comme un transducteur passif destiné à produire une onde électromagnétique à partir d'un signal électrique et inversement. Une antenne d'émission assure donc la transmission de l'énergie électrique d'un système émetteur à l'espace libre. Réciproquement, une antenne de réception assure la transmission de l'énergie d'une onde électromagnétique, se propageant dans l'espace libre, à un système récepteur.

Il est possible d'utiliser une même antenne aussi bien en réception qu'en émission. Et d'après le théorème de réciprocité de Lorentz, l'ensemble des propriétés d'une antenne sont les mêmes que l'antenne soit utilisée en réception ou en émission.

On peut ainsi considérer une antenne comme un adaptateur d'impédance entre un milieu de propagation et un système électrique.

Les antennes sont définies par un ensemble de caractéristiques électriques et de rayonnements. Ces dernières ont d'ailleurs été standardisées par l'IEEE en 1983 ; le document relatif est référencé sous le nom STD-145-1983 [5]. Il est à noter que ce dernier est mis à jour régulièrement ; la dernière mise à jour en date étant de 2014 [6].

I.2.1. Caractéristique de rayonnement : efficacité totale et de rayonnement

L'objectif de cette thèse n'étant pas la conception d'antennes nous n'allons pas nous étendre sur ces différentes caractéristiques. Toutefois, l'une d'entre elle va nous servir dans la suite de ce manuscrit : l'efficacité totale de l'antenne.

Afin d'étudier ce point, il nous faut considérer l'antenne comme un système dans lequel nous étudions la conservation de l'énergie. On considère alors P_s la puissance initiale apportée par un système connecté à l'antenne. Cette puissance se décompose en deux à l'entrée de l'antenne : $P_{réf}$ la puissance réfléchie par l'antenne et P_{acc} la puissance acceptée par l'antenne. Enfin, au sein de l'antenne, une partie de la puissance acceptée est rayonnée par l'antenne (P_{ray}) tandis qu'une autre partie de cette puissance est dissipée au sein de l'antenne (P_{pertes}). Cette énergie dissipée peut être, en fonction des cas, imputée à des pertes dans un matériau diélectrique servant de substrat et/ou des pertes dans le matériaux conducteur (effet Joule).

D'après la Figure 4, on peut extraire la relation suivante :

$$P_s = P_{acc} + P_{réf} = P_{ray} + P_{pertes} + P_{réf} \qquad (1)$$

Dans le document cité en [5], l'efficacité de rayonnement est définie de manière suivante : « Le rapport entre la puissance totale rayonnée par une antenne et la puissance nette acceptée par cette antenne depuis l'émetteur connecté ». L'efficacité de rayonnement, notée

[3] De l'anglais : système en amont. Nom usuel donné à la partie servant au traitement du signal radiofréquence

Licence CC BY-NC-ND 3.0

η_{ray}, est donc le rapport entre la puissance rayonnée et la puissance acceptée par cette dernière ; soit :

$$\eta_{ray} = \frac{P_{ray}}{P_{acc}} \tag{2}$$

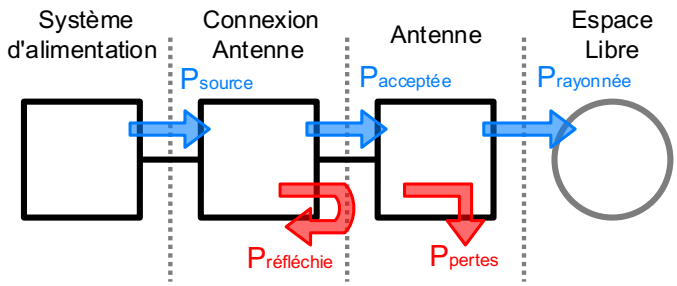


Figure 4 : Illustration de la répartition de l'énergie apportée à une antenne.

L'efficacité de rayonnement d'une antenne ne dépend donc que de ses propriétés intrinsèques. Afin de prendre un compte l'efficacité totale du système antennaire, il faut également prendre en compte la puissance réfléchie par l'antenne et donc, sa compatibilité avec le système d'alimentation. Dans la dernière version du standard [6], on retrouve la notion d'efficacité totale de rayonnement : « L'efficacité de rayonnement d'une antenne atténuée par son facteur de désadaptation d'impédance ». Le calcul de l'efficacité totale, notée η_{tot}, va donc s'effectuer de la manière suivante :

$$\eta_{tot} = \frac{P_{ray}}{P_{tot}} = \frac{P_{ray}}{P_{acc}} * (1 - \Gamma_{ant}^2) \tag{3}$$

On remarque dans l'équation (3) que le calcul de l'efficacité totale revient à calculer l'efficacité de rayonnement et à la multiplier par un nouveau terme. Ce dernier permet tout simplement de rendre compte de l'adaptation de l'antenne à son système d'alimentation. Ce coefficient de réflexion, noté Γ par convention, se calcule de la manière suivante :

$$\Gamma_{ant} = \frac{Z_{ant} - Z_c}{Z_{ant} + Z_c} \tag{4}$$

Où Z_{ant} correspond à l'impédance d'entrée de l'antenne et Z_c l'impédance caractéristique du circuit d'alimentation.

I.2.2. Sélection et état de l'Art

Depuis le début des premières communications sans fil, les dispositifs antennaires ont largement évolués et le nombre de structures de base pour ces derniers est très important. Des antennes directives aux antennes à ouvertures, la littérature regorge d'exemples qui ont été déclinés autour de plusieurs variations.

Comme nous l'avons déjà précisé, ces travaux s'orientent autour d'une logique d'intégration et de compacité. De ce fait, l'ensemble des dispositifs volumiques sont exclus et nous allons nous concentrer sur les antennes planaires ; en particulier les antennes patch.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

I.2.2.1. Élément rayonnant seul : antenne Patch

Ces antennes imprimées, conventionnellement désignées par leur nom anglais « *patch* », sont des éléments rayonnants planaires. Les premières esquisses d'antenne patch apparaissent dans les années 50 mais leur véritable développement ne s'est fait que les années 70 [7], en parallèle de l'émergence de la microélectronique [8]. Elles sont, en effet, réalisées en gravant un circuit imprimé. De part cette technologie de fabrication, elles sont intégrées au plus près des circuits électroniques occupant un volume réduit et se conformant à différents types de surface. Un autre de leurs avantages réside dans leur faible coût de fabrication.

Le principe de l'antenne patch est relativement simple : un élément métallique est déposé à la surface d'un substrat diélectrique qui présente un plan conducteur (plan de masse) du côté opposé. Comme illustré en Figure 5, cet élément métallique est traditionnellement alimenté soit par une ligne micro-ruban soit par un accès coaxial soudé à un point du patch. Les caractéristiques du substrat influencent les performances de l'antenne. On va, en général, sélectionner des substrats dont l'épaisseur est négligeable devant la longueur d'onde et présentant à la fois une faible permittivité relative (ε_r) et une faible tangente de perte (tan δ).

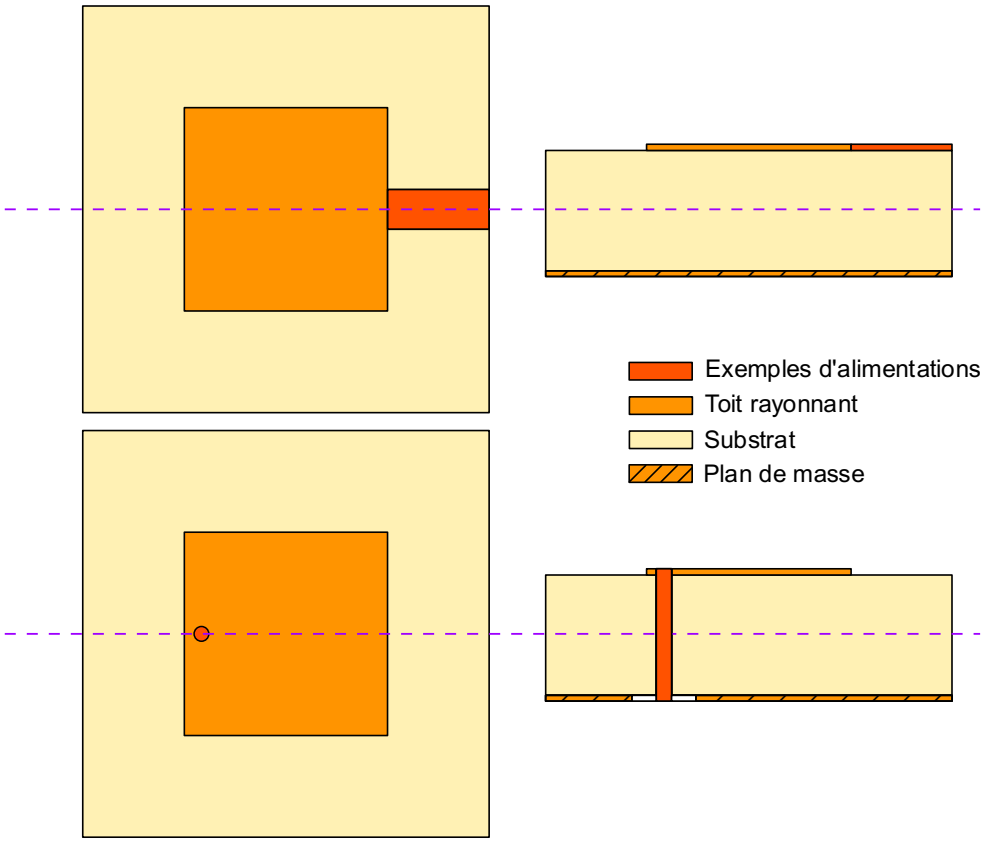


Figure 5 : Structures typiques d'une antenne patch rectangulaire.

Le patch, quant à lui, possède des dimensions de l'ordre de la demi-longueur d'onde guidée. Il est de forme rectangulaire mais peut adopter une forme ronde, triangulaire [9], à coins coupés [10], à encoches [11] ou encore plus exotique [12]–[14] en fonction de l'application et des performances recherchées. La polarisation typique de ces antennes est rectiligne mais il est possible d'obtenir une polarisation circulaire. Cela peut, par exemple, se faire, en tronquant les coins de l'antenne et en jouant sur la position de la sonde d'alimentation [10], [15] , excitant ainsi 2 modes dégénérés. On peut également faire cela en alimentant l'antenne en deux points

Licence CC BY-NC-ND 3.0

mais déphasés de 90° [16], [17]. Les principaux défauts de ce type d'antenne sont qu'elles ne rayonnent que dans le demi-espace dont la frontière est définie par le plan de masse et qu'elles possèdent usuellement une bande passante réduite (≤ 5 % @ -10 dB).

L'objectif est, ici, de concevoir un réseau d'antenne compact, à bas coût, multibande et à polarisation circulaire avec un taux d'ellipticité garanti sur une large ouverture angulaire. En effectuant des recherches dans la littérature pour un élément rayonnant seul, plusieurs solutions s'offrent à nous. La plupart de ces dernières présentent des systèmes trop imposants ; généralement à cause des coupleurs hybrides [18], occupant une grande surface à cette fréquence ou à cause de la présence de plusieurs toits rayonnants [19], [20]. De plus, le taux d'ellipticité présentés par certaines d'entre elles est trop bande étroite pour pouvoir couvrir efficacement plusieurs bandes de fonctionnement [21]. Pour terminer, on ajoutera à l'ensemble de ces inconvénients la sensibilité de la plupart de ces systèmes aux tolérances de fabrication. Dans cet ensemble d'articles, certaines solutions semblent toutefois s'approcher de notre objectif. Ainsi, un dispositif publié [22] présente des paramètres intéressants tant en bande passante qu'en taux d'ellipticité dans l'axe. Néanmoins, comme énoncé précédemment l'aérien est alimenté par un coupleur hybride ce qui augmente son encombrement. De plus, le taux d'ellipticité rayonné en dehors de l'axe n'est pas précisé, bien qu'il soit primordial pour le système envisagé dans notre cas. Ainsi, bien que la littérature ne fournisse pas de solution directe à notre problème, plusieurs pistes pertinentes s'offrent à nous pour développer un élément rayonnant élémentaire répondant aux critères mentionnés ci-dessus.

I.2.2.2. Réseau d'antennes

En associant plusieurs éléments rayonnants simples, et à condition de les arranger judicieusement, il est possible d'améliorer le rayonnement global. C'est en s'appuyant sur ce principe que sont formés les réseaux d'antennes. Du fait de leurs caractéristiques, ces derniers se sont largement développés dans le domaine des télécommunications sans fil [23]–[25]. Ils permettent, en effet, de produire des diagrammes de rayonnement complexes et modifiables électriquement ; on parle alors de formation de faisceau (beamforming en anglais). Ce principe de fonctionnement est illustré en Figure 6.

À l'aide d'un traitement du signal complexe, ces réseaux d'antennes sont capables de modifier leurs caractéristiques afin de s'adapter au système auquel ils sont associés, optimisant ainsi les performances de la liaison. Dans le cadre de ces travaux, cette propriété sera employée à créer des maxima dans la direction utile et des zéros de rayonnement dans les directions où des potentiels brouilleurs peuvent exister. Un exemple schématique de cette situation est illustré en Figure 7.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

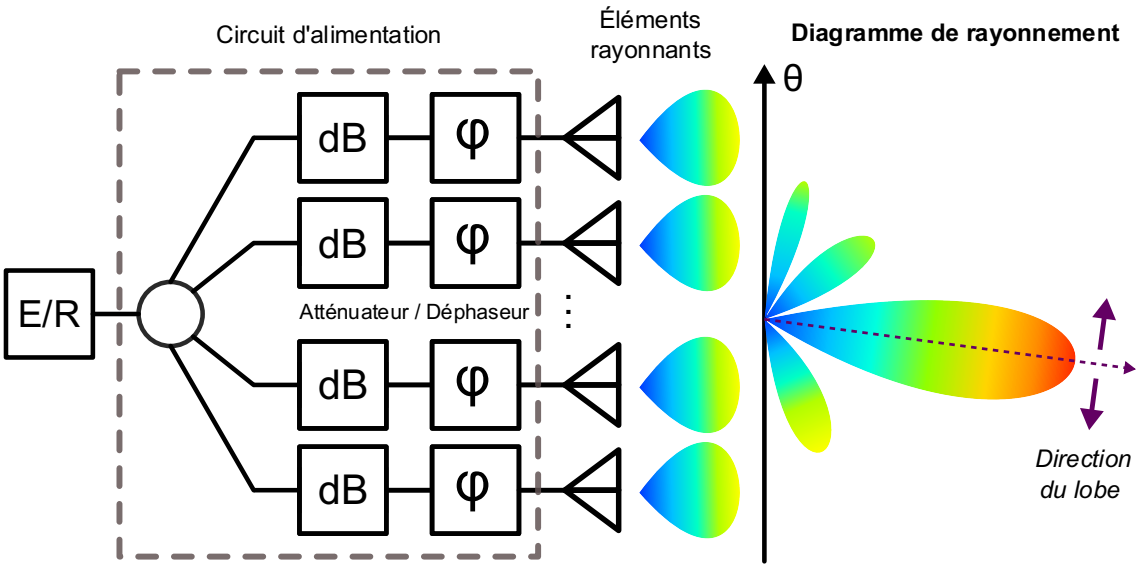


Figure 6 : Illustration de l'association de plusieurs éléments rayonnants ou réseau d'antennes.

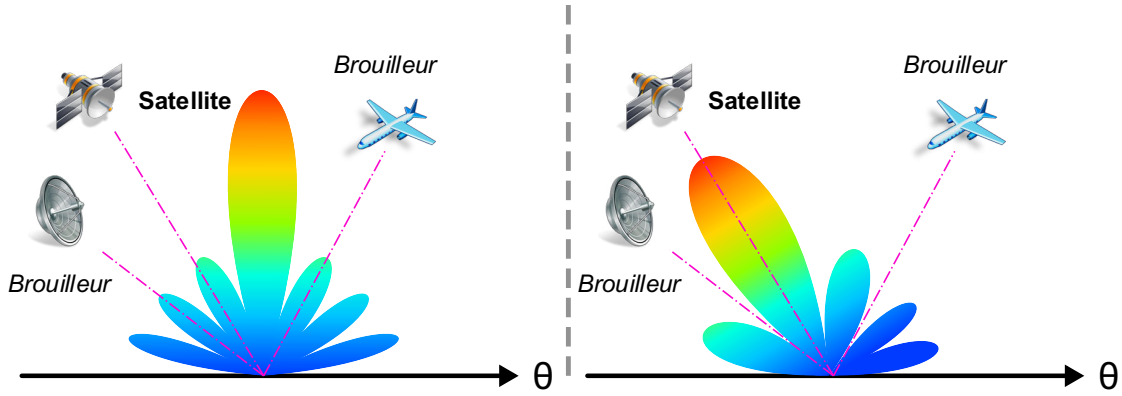


Figure 7 : Exemple de diagrammes en présence de brouilleur avant/après traitement adaptatif.

Généralement, plus un réseau est constitué d'un grand nombre d'éléments (typiquement entre 4 et 7), plus le diagramme formé va avoir la faculté de rejeter des signaux perturbateurs. La distance entre deux éléments d'un réseau est habituellement comprise entre $\lambda_0/2$ et λ_0. Ainsi, la taille des réseaux peut, en fonction de la fréquence visée, devenir très importante. Cette propriété va néanmoins à l'encontre de la logique de forte intégration suivie dans ce projet. On aura alors tendance à réduire les espaces entre les différents éléments rayonnants afin d'obtenir un réseau le plus compact possible. Toutefois, plus ceux-ci sont rapprochés, plus des couplages en champ proche vont apparaître. On retrouve de nombreuses études de ce couplage inter-éléments dans la littérature [26]–[29]. Il ressort de ces études que cette propriété nuit au comportement des antennes (polarisation, adaptation, rayonnement, …) mais aussi au traitement adaptatif en amont. Maitriser et réduire ces effets sera donc un objectif afin de permettre une transmission satisfaisante du signal à l'étage suivant de la chaine.

I.3. Filtrage du signal : filtre d'antenne

Les filtres sont des dispositifs généralement passifs dont l'objectif est de sélectionner, rejeter ou encore supprimer des signaux répartis dans diverses bandes de fréquences. On retrouve ainsi quatre types de filtres : passe-bas, passe-haut, passe-bande et stop-bande.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Dans ce travail de thèse, c'est la fonction passe-bande qui sera notre centre d'intérêt. Un filtre passe-bande va permettre, en faisant une discrimination sur la fréquence, de sélectionner le signal utile qui doit être traité par la suite. Pratiquement, ce dispositif est transparent pour le signal sur une fenêtre fréquentielle appelée bande-passante. A contrario, en dehors de cette bande de fréquence, les signaux sont atténués ce qui, dans notre cas, permet d'éviter le brouillage du signal utile.

De la même manière que les antennes, l'ensemble des caractéristiques définissant un filtre ont été définies par l'IEEE au sein de standards [30]. Parallèlement, un ouvrage en deux volumes réalisé par Matthaei, Young et Jones en 1963 est considéré comme une référence de base en matière de conception et de réalisation de filtres microondes [31], [32].

I.3.1. Filtres microondes : généralités

L'exemple exposé en Figure 3 va permettre de présenter simplement le fonctionnement d'un filtre hyperfréquence. Dans ce cas, le principe de changement de fréquence qui caractérise les systèmes hétérodynes rend vulnérable le système à des signaux émis aux « fréquences images ».

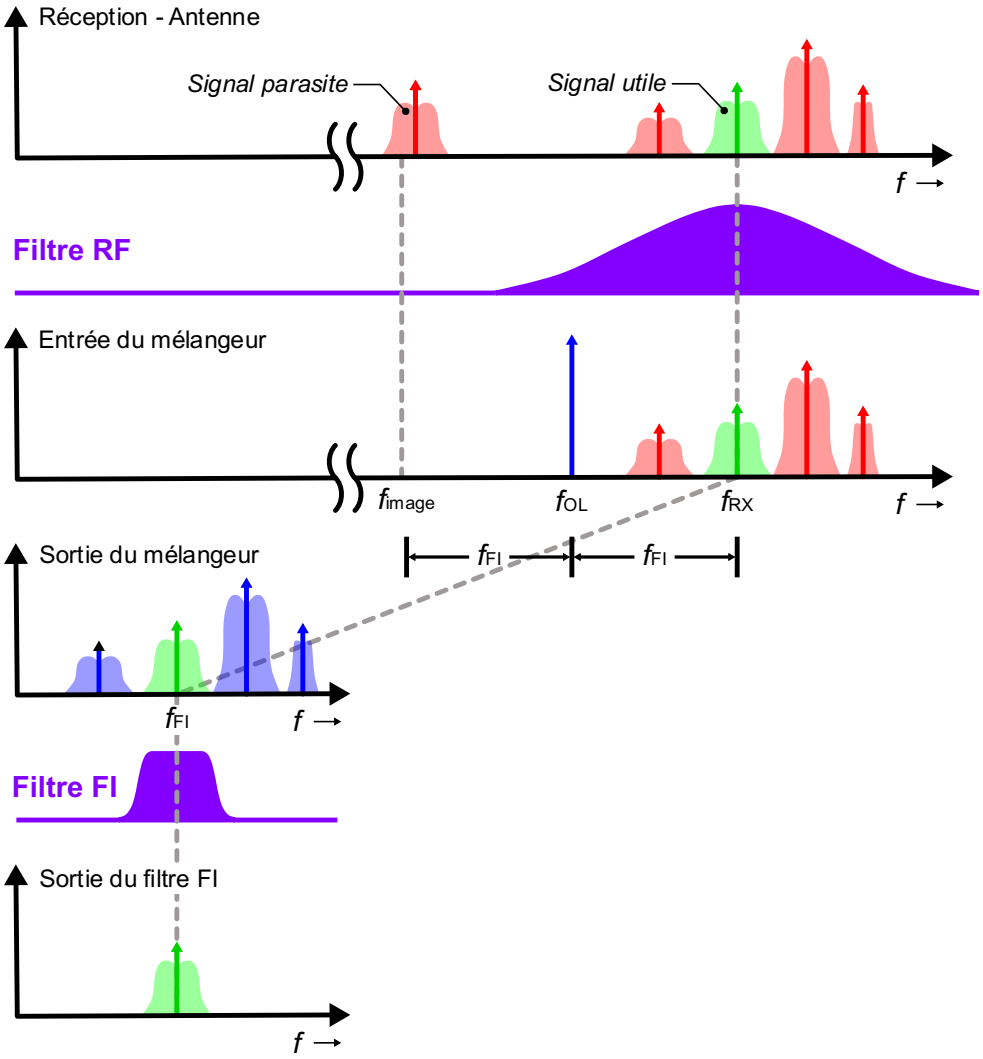


Figure 8 : Actions des différents filtres dans la chaîne de réception superhétérodyne.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

En effet, les signaux situés à ces fréquences peuvent être acceptés par la chaîne de réception et venir perturber l'information reçu. Situé à la suite de l'antenne, il incombe au filtre d'antenne ou « présélecteur » d'éliminer ces signaux parasites. De plus, ce filtre est placé en amont de l'amplificateur radiofréquence afin d'éviter sa saturation par des signaux en dehors de la bande utile. Pour finir, le filtre intermédiaire vient avec une sélectivité plus élevée discriminer le signal utile parmi l'ensemble des signaux transmis par l'étage radiofréquence.

La Figure 8 illustre bien l'opération effectuée par les filtres hyperfréquences : la sélection fréquentielle du signal. Généralement constitués de deux accès d'entrée/sortie, ils peuvent être constitués par un ou plusieurs éléments réfléchissants ou résonants.

Dans le cas d'un filtre à éléments réfléchissants, les éléments constitutifs du filtre viennent à chaque étage réfléchir une partie de l'énergie du signal incident. La superposition en phase des signaux est alors destructive ou constructive en fonction de leur longueur d'onde. À l'inverse, les filtres à éléments résonants visent à transmettre l'énergie fournie d'un accès à l'autre en passant par des éléments qui accepteront un signal correspondant à leur fréquence de résonance. C'est cette dernière catégorie qui sera au centre de l'étude fournie dans ce manuscrit.

I.3.2. Sélection et état de l'art

Les deux dernières décennies ont vu exploser le nombre de terminaux opérant à l'aide de communications sans fil [33]. Cette gigantesque augmentation entraine une forte densification du nombre de signaux électromagnétiques se propageant dans l'espace libre. De cette situation est née la problématique de la sécurité et donc de la robustesse des systèmes aux perturbations par l'ensemble de ces signaux.

Si l'on s'intéresse particulièrement au domaine de la radionavigation, on parle de système suffisamment précis et fiable pour offrir un service dit « *SoL* » [4] [34], [35] (suffisamment digne de confiance pour qu'il soit à l'origine de la sécurité du transport de la population). Pour les signaux situés dans la bande utile, les compétences de « *beamforming* » développées par les réseaux d'antennes (présentées en I.2.2.2) répondent en partie au problème.

Ceux situés en dehors de la bande utile peuvent eux aussi être gênants et venir, par exemple, perturber le fonctionnement de l'amplificateur faible bruit (ou « *LNA* »[5]) situé en amont du mélangeur [36]. Comme illustré en Figure 8, le tri des informations recueillies est assuré par les différents filtres. Ils doivent alors offrir deux compétences essentielles à leur tâche :

- Une réjection hors bande suffisamment importante pour rendre négligeable l'énergie des signaux situés hors de la bande utile.
- Une bonne sélectivité pour que les canaux situés à proximité de la bande utile ne parasitent pas le message reçu.

Avec le nombre d'applications dans lesquelles sont impliqués les filtres, on retrouve une grande diversité de solutions de filtrage dans la littérature. Parmi les groupes disponibles, les filtres dits volumiques ne peuvent être une solution adaptée à nos besoins. Ces derniers, largement exploités dans les premiers radars, s'appuient sur les propriétés de modes résonants au sein de cavité ou se propageant à l'intérieur d'un guide. Leurs résonateurs présentent des facteurs de qualité à vide important (de l'ordre de 1000 à 10000). Le principal

[4] Acronyme de l'anglais : *Safety-of-Life*.

[5] Acronyme de l'anglais : *Low Noise Amplifier.*

Licence CC BY-NC-ND 3.0

désavantage de ces filtres est de présenter un encombrement important ce qui, dans notre logique de forte intégration, les exclut automatiquement de notre étude prospective.

Les structures réalisées à partir d'éléments localisés ne conviennent pas non plus. Ces éléments, inductances et capacités essentiellement, permettent de réaliser des circuits résonants. Ces derniers, contrairement aux résonateurs volumiques, offrent l'avantage d'être compacts. Néanmoins, le facteur de qualité à vide associé est souvent très faible et leur mise en œuvre au-delà de 500 MHz devient complexe [37], [38].

Pour répondre au cahier des charges, il faut considérer des technologies qui vont permettre une intégration du filtre au plus près de l'antenne et de l'amplificateur faible bruit. Nous allons donc nous pencher sur les technologies de filtres planaires, multicouches et semi-volumiques.

I.3.2.1. Filtres planaires

Le développement des filtres planaires s'est effectué de la même manière que pour les antennes patchs. En effet, bien que des concepts aient existé dans la littérature dès les années 50 [39], c'est l'avènement de la microélectronique qui va permettre un déploiement de ces technologies. Leur production ayant été rendu plus aisée grâce aux développements de techniques de gravure.

Réalisés sur un substrat diélectrique partiellement métallisé, ces filtres présentent l'avantage d'être facilement intégrables avec d'autres dispositifs. De plus, ils offrent un encombrement réduit, un faible poids ainsi qu'une reproductibilité aisée. Leur principal inconvénient réside dans leur facteur de qualité généralement faible.

La littérature affiche un grand nombre de technologies qui cherchent à compenser ces faibles performances tout en conservant leur forte faculté d'intégration. Afin de réduire les pertes liées aux substrats, des recherches ont été menées avec des matériaux faibles pertes et la réalisation de filtres sur membranes [40], [41]. D'autres recherches visant à réduire les pertes métalliques ont exploré les possibilités offertes par les supraconducteurs [42]–[44].

Nous aborderons le concept de filtres actifs dans la partie dédiée à l'amplification faible bruit. On peut, néanmoins, le signaler ici en tant que solution apportée aux pertes inhérentes à cette famille de filtres.

Malgré l'efficacité relative de ces filtres, ils se sont abondamment développés, favorisés par le besoin d'avoir des systèmes toujours plus intégrables. Ils se divisent en plusieurs familles offrant chacune des performances et des possibilités de configuration variées.

I.3.2.1.1. Résonateurs demi-onde

Les filtres à résonateurs demi-onde (ou $\lambda/2$), à l'instar de l'ensemble de la famille des filtres linéiques, sont définis comme étant « distribués ». Théoriquement, ces filtres sont conçus à partir de capacités et d'inductances. Nous l'avons vu précédemment, les filtres réalisés à partir d'éléments localisés ne sont plus pertinents lorsque l'on monte en fréquence. Ce modèle des éléments distribués est applicable, quant à lui, à toutes les fréquences et il utilise les propriétés des modes associés aux lignes de transmission. Dans cette situation, on utilise alors des morceaux de lignes de transmission afin de réaliser des composants distribués.

Dans le cas présent, les longueurs de lignes correspondent à la demi-longueur d'onde guidée de la fréquence centrale du filtre (notée f_0). La réponse associée à ce type de d'arrangement est périodique et de période f_0.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Cette famille de filtre n'ayant pas été utilisée au cours de ces travaux, elle ne sera pas traitée plus exhaustivement ici. Toutefois, une étude plus détaillée est présentée en Annexe 1.2.1.

I.3.2.1.2. Résonateurs quart d'onde

Les filtres à résonateur quart d'onde (ou λ/4) sont construits à partir de morceaux de lignes dont les longueurs coïncident au quart de la longueur d'onde guidée de la fréquence centrale du filtre. La seconde résonance, et donc bande passante, de ces filtres survient à $3.f_0$. En outre, il n'y a pas possibilité d'une génération de parasites dans l'espace fréquentiel situé entre ces deux résonances. Cela constitue une qualité non négligeable lorsqu'il s'agit de parvenir à un comportement fiable sur une large bande ou de concevoir un filtre à large bande passante.

Les résonateurs λ/4 procurent deux avantages importants par rapport aux résonateurs demi-onde :

- Une meilleure compacité,
- Un meilleur comportement large bande (en effet, la moindre erreur de réglages dans un filtre à résonateur λ/2 va venir générer des parasites bande étroite à $2.f_0$).

Toutefois, leur utilisation implique un désavantage notable. En effet, ces résonateurs nécessitent qu'une de leurs extrémités soit mise en court-circuit. La plupart du temps, pour répondre à cette condition, ce seront des vias qui réaliseront ce retour à la masse. Intégrer ces éléments dans le circuit vient d'une part complexifier le processus de fabrication mais apporte également des limitations techniques. Par exemple, l'épaisseur de substrat ne doit pas excéder une certaine hauteur sous peine de rendre impossible le perçage ou la métallisation. D'autre part, les filtres réalisés avec ces résonateurs présentent des pertes d'insertion légèrement plus importantes.

I.3.2.1.2.1. Filtres à structure interdigitale

Cette famille de filtres à l'avantage de proposer de forts couplages entre chaque élément ce qui la rend adaptée aux bandes fréquentielles moyennes et larges [45], [46] (10% de bande passante relative minimum pouvant aller jusqu'à 40% selon les cas). Des variations répondant aux demandes en bandes étroites (et donc inférieures à la limite de 10%) ne sont pas exclues pour autant [47]–[49].

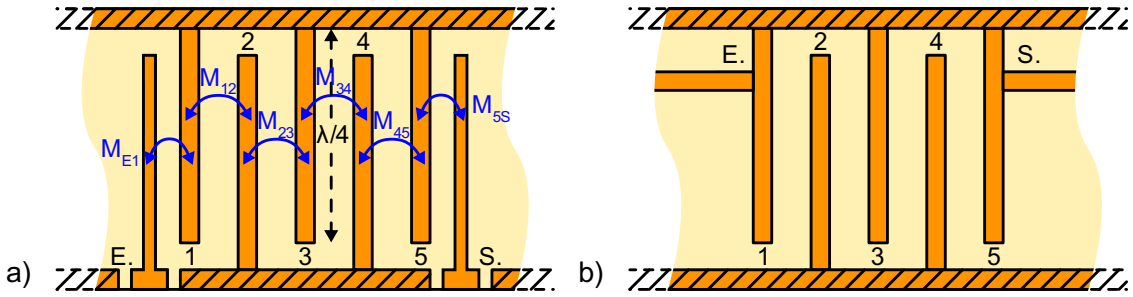


Figure 9 : Configurations d'un filtre à structure interdigitale : a) accès par couplage de proximité, b) accès par couplage direct.

La configuration, renseignée en Figure 9, permet à ces filtres de figurer parmi les plus compacts. Ils sont, toutefois, très sensibles aux tolérances de fabrication que ce soit dans le positionnement des vias ou des gaps inter-résonateurs.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

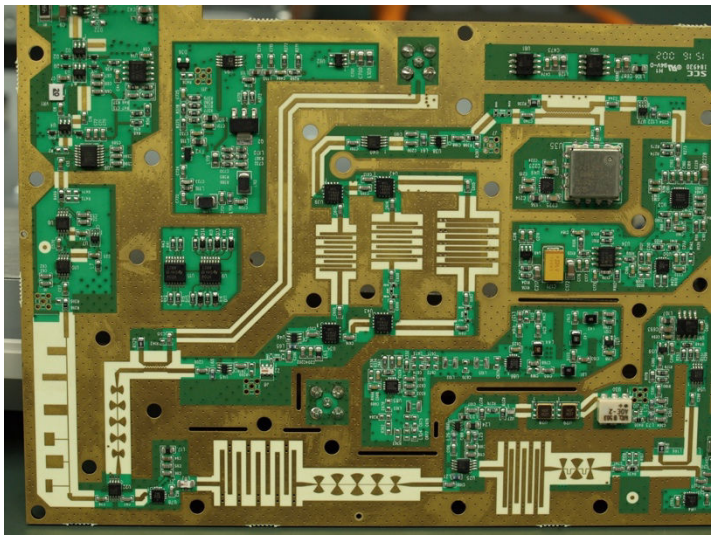


Figure 10 : Circuit imprimé de l'analyseur de spectre 9kHz - 2,1GHz Siglent SSA3021X exhibant plusieurs filtres à structure interdigitale.
Source : < Flickr[6] >.

I.3.2.1.2.2. Filtres quart d'onde : autres exemples

Il existe bien d'autres applications de filtrage s'appuyant sur ce type de résonateur. Toutefois, à l'instar des résonateurs demi-onde, les travaux présentés dans ce manuscrit ne se sont pas appuyés dessus. Ces applications, ainsi que d'autres exemples de filtres s'appuyant sur des principes plus exotiques, sont rassemblées et détaillées en Annexe 1.2.

I.3.2.2. Filtres SIW

Les filtres « *Substrate Integrated Waveguide* »[7] ou SIW constituent un compromis entre les technologies planaires et les technologies volumiques et ce, en matière de facteur de qualité ou d'encombrement.

Ce concept de filtre apparait pour la première fois dans les années 90 où l'on retrouve notamment un brevet déposé par Piloto et al. en 1995 [50]. Comme le montre la Figure 11, des cavités résonantes étaient délimitées au sein d'un substrat à l'aide de trous métallisés et ce, sur plusieurs couches. L'ensemble de la structure était ensuite assemblé avec la technologie multicouche LTCC[8].

Dans la même décennie, on retrouve également la réalisation de guides d'ondes [51] ou d'antennes à fentes [52] s'appuyant sur le même principe technologique. Il faut attendre le milieu des années 2000 pour que la communauté scientifique s'intéresse à cette famille de filtre [53], [54]. Dès lors, les avantages en comparaison des technologies planaires ont permis un fort développement des recherches sur le sujet. Ils proposent, en effet, des facteurs de qualité plus élevés, une isolation à l'environnement quasi parfaite et une bonne tenue à la puissance.

[6] https://www.flickr.com/photos/eevblog/27234643073
[7] De l'anglais : Guide d'onde intégré au substrat
[8] Acronyme de l'anglais : Low Temperature Co-fired Ceramic pouvant se traduire en Céramique Co-cuite à Basse Température.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

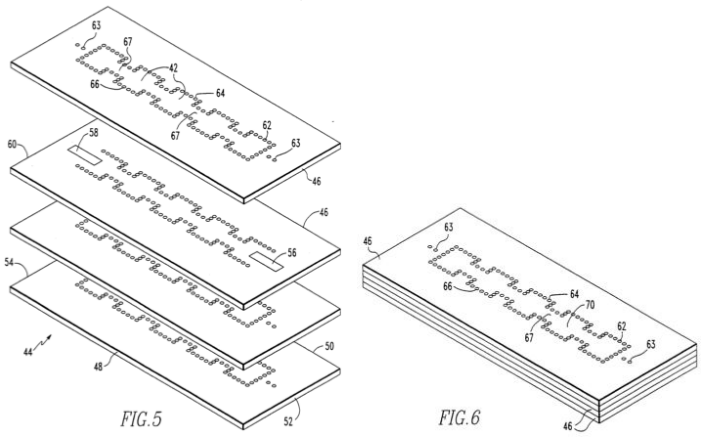


Figure 11 : Concept du filtre SIW présenté dans le brevet [50].

En somme, ils ont hérité des propriétés du modèle initial : le guide d'onde rectangulaire. Pour finir, ces filtres ont l'avantage de pouvoir présenter des coûts de fabrication faibles. En effet, lorsque l'on travaille sur une couche simple de substrat organique métallisé les opérations à effectuer sont simplement la découpe, le perçage et la métallisation des vias ; opérations qui sont bien maîtrisées par les industriels.

I.3.2.2.1. Guides d'ondes en technologie SIW

La structure de base d'un guide d'onde en technologie SIW est illustrée en Figure 12. La plupart du temps, les murs électriques qui rendent la structure imperméable aux ondes électromagnétiques sont constitués de vias.

Les caractéristiques de ce guide sont déterminées de la même manière que pour un guide d'onde classique. La permittivité ε et la perméabilité μ du substrat ainsi que la hauteur h et la largeur a sont les paramètres prédominants. Toutefois, il ne faut pas ignorer l'espacement s ou le diamètre d des vias qui peuvent, s'ils sont mal maîtrisés, fragiliser la structure ou fournir une mauvaise isolation du guide.

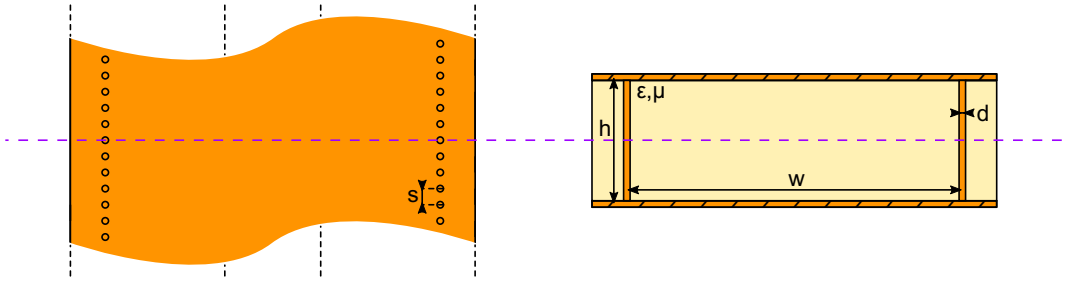


Figure 12 : Structure basique d'un guide d'onde SIW.

D. Deslandes et K.Wu, deux auteurs ayant largement participé à la démocratisation de ces filtres, ont fourni en 2006 un article énonçant les différentes règles de design à suivre lors de leur réalisation [55]. Les auteurs rappellent d'abord que leurs méthodes de calcul ne peuvent s'appliquer qu'aux modes TE_{m0}. En effet, les discontinuités présentes au sein de ce guide empêchent les courants se propageant le long de l'axe de propagation de circuler. Cette propriété montre alors tous les modes ayant une composante magnétique verticale, soit les modes TE_{0n}, TE_{mn} et TM_{mn}, sont susceptibles de présenter de fortes fuites.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Les règles de construction fournies visent à :

- Empêcher que la densité de vias ne vienne fragiliser la structure,
- Limiter les fuites entre les perçages métallisés,
- Éviter la présence de bandes interdites dans la bande de fréquence de fonctionnement.

Il faut, dans un premier temps, définir λ_c la longueur d'onde de coupure à laquelle les paramètres s et d sont souvent reliés dans ces guides de conception :

$$\lambda_c = \frac{1}{f_c\sqrt{\varepsilon\mu}} \tag{5}$$

Où f_c représente la fréquence de coupure du guide, ε et μ respectivement la permittivité et la perméabilité du matériau.

Une première règle qui semble évidente est que s, l'espace du centre d'un via au suivant, doit être supérieur à d, le diamètre du via. Viennent ensuite les deux règles suivantes :

$$0{,}05 < \frac{s}{\lambda_c} < 0{,}25 \tag{6}$$

$$s \leq 2d \tag{7}$$

L'équation (6) expose l'écart que peuvent prendre les trous métallisés afin d'éviter la présence de bandes interdites (< 0,25) et de s'abstenir d'un perçage trop dense inutile pouvant, qui plus est, fragiliser la structure (0,05 <). L'équation (7) fourni la limite à partir de laquelle les fuites intervenant au niveau des discontinuités ne seront plus négligeables.

Par la suite, d'autres travaux ont été menés afin d'étudier les sensibilités échues à ce type de guide pour différentes dispersions [56], [57]. Dans ces derniers, une analyse des performances est fournie en assimilant un guide SIW à un guide d'onde rectangulaire classique rempli de substrat. Si (6) et (7) sont respectées, cette assertion est considérée comme vraie et la largeur efficace w_{eff} de ce guide est définie par :

$$w_{eff} = w - \frac{d^2}{0{,}95s} \tag{8}$$

Une autre formule empirique plus proche de la valeur vraie est proposée dans [58] :

$$w_{eff} = w - 1{,}08 \times \frac{d^2}{s} + 0{,}1 \times \frac{d^2}{w} \tag{9}$$

Notons que ces formules peuvent également s'appliquer à la longueur efficace L_{eff} d'un résonateur par exemple.

Grâce à ces formules, il est alors possible d'obtenir un comportement satisfaisant et d'anticiper les caractéristiques de l'application envisagée. En s'appuyant sur ces bases, de très nombreux modèles ont été développés et la littérature est devenue, en très peu de temps, abondante sur le sujet. Pour preuve, la librairie digitale IEEE Xplore affiche plus de 2700 articles sur le sujet SIW seul.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

I.3.2.2.2. État de l'art

En un peu plus d'une dizaine d'année, la technologie SIW est devenue incontournable. La théorie de cette dernière étant analogue à celle des guides d'ondes rectangulaires, son développement en a été d'autant plus aisé.

La majeure partie des fonctions passives a été réalisée avec cette technique. On retrouve ainsi, non exhaustivement : des antennes [59]–[62], des coupleurs [63], [64], des diviseurs de puissance [65], [66], des déphaseurs [67], [68] ou encore des atténuateurs [69], [70]. Il est également possible de trouver des adaptations aux technologies actives [71]–[73]. Notre centre d'intérêt, les filtres, ont été également largement étudiés [74]–[78]. Il est possible de trouver quelques exemples avec des particularités de conception spécifiques telles qu'une isolation électrique réalisée par des tranchées [79] ou encore des trous d'air au sein de la structure résonante [80].

Ces différentes réalisations ont permis l'exploration de la faisabilité avec diverses technologies de réalisation. On retrouve ainsi des exemples réalisés sur circuit imprimé [81], avec la technologie LTCC [82], [83] ou par technologies additives plastiques [84]–[86]. Dans le champ des ondes millimétriques, il existe même des applications réalisées par micro-électronique en technologie CMOS[9] [87]–[89]. Pour finir, il est intéressant de pointer certaines réalisations faites sur des matériaux textiles [90], [91].

Au cours du temps, plusieurs chercheurs ont cherché à améliorer les performances des filtres SIW. L'amélioration du facteur de qualité est un objectif poursuivi dans la plupart des technologies appliquées au filtrage. À titre d'exemple, une étude a montré une augmentation du facteur de qualité en fabriquant un guide SIW monté en surface avec des cavités remplies d'air [92]. Tout comme l'amélioration du facteur de qualité, l'élimination des résonances parasites fait partie des axes de recherches pour optimiser les fonctions de filtrage. Dans le cas présent, on retrouve des études montrant qu'il est possible d'accomplir cette tâche en réalisant des gravures en surface de la structure [93], [94].

Enfin, l'accordabilité des filtres a été prospectée afin de couvrir plusieurs canaux de communication en un espace réduit [95], [96]. D'autres fonctions ont également été implémentées avec une caractéristique accordable telles que des antennes ou encore des oscillateurs contrôlés en tension (voltage controlled oscillators ou VCOs en anglais) ; un article très complet résumant bon nombre de méthodes pour rendre accordables ces structures a été publié en 2015 [97].

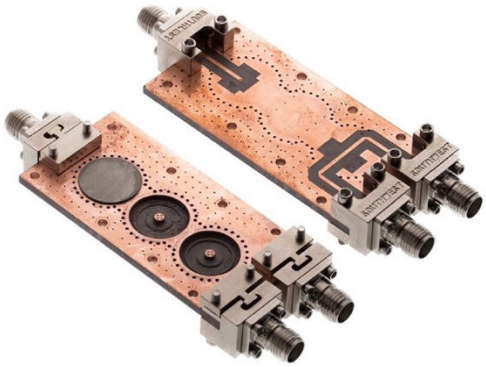


Figure 13 : Filtre balun 3 pôles, accordable, en technologie SIW [95].

[9] Acronyme de l'anglais : *Complementary Metal Oxyde Semiconductor*

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Nous venons de le voir, les avantages indéniables des circuits en technologie SIW leurs ont permis de devenir fortement exploités dans plusieurs systèmes en peu de temps. Cependant, malgré leurs nombreux avantages en comparaison des technologies planaires (intégration, facteur de qualité, ...), ils souffrent d'un inconvénient : leur encombrement. En effet, tout comme les guides d'ondes métalliques, leurs fréquences de résonance vont être conditionnées par le paramètre de largeur w. Ainsi, aux fréquences basses, les technologies planaires seront souvent préférées car occupant moins d'espace. C'est pour cette raison que plusieurs techniques ont été développées afin d'apporter des circuits SIW compétitifs dans ces gammes de fréquences.

I.3.2.2.3. Vers des applications plus intégrables

En ce qui concerne les guides d'ondes en technologie volumique, les premières recherches s'intéressant à la réduction de leurs encombrements sont publiées dès le début des années 40 [98]. Si l'on poursuit sur l'analogie avec cette technologie, certaines solutions permettent d'obtenir une réduction de taille qu'il est possible d'appliquer aux dispositifs SIW. Le concept multimode est notamment un exemple qui s'est développé pour les filtres SIW [99], [100].

Néanmoins ces principes, en plus d'être parfois difficiles à implémenter, ne permettent pas de réaliser une réduction réelle de la largeur w. Une approche primale peut alors être de chercher à la réduire en modifiant la géométrie de la structure pour une fréquence de coupure donnée, ou sa solution duale, qui est complémentaire, où l'on cherche à réduire la fréquence de coupure du guide pour une largeur donnée.

I.3.2.2.3.1. Mode partiel

Cette solution est peut-être celle que l'on peut considérer comme plus intuitive. En effet, comme illustré en Figure 14, le mode fondamental du guide SIW dispose d'une symétrie magnétique verticale. Cette propriété permet de venir placer une découpe dans ses axes de symétrie sans venir perturber outre mesure la propagation du champ.

Les conditions de circuit ouvert ne sont pas parfaites au niveau de ces plans de découpe. Ainsi pour avoir la même fréquence de coupure si l'on se place dans une configuration « demi-mode » (où la structure est découpée en deux dans le sens de propagation), il faudra un guide légèrement plus large que la moitié du guide initial.

Ces systèmes sont moins performants que ceux complets et, afin de maximiser les performances, un compromis doit être fait sur la hauteur de substrat. En effet, plus ce dernier est fin, plus la capacité parasite créée par la découpe est faible et plus les pertes par fuites sont faibles. À contrario, plus le substrat est fin plus les pertes métalliques augmentent et plus le facteur de qualité se trouve réduit.

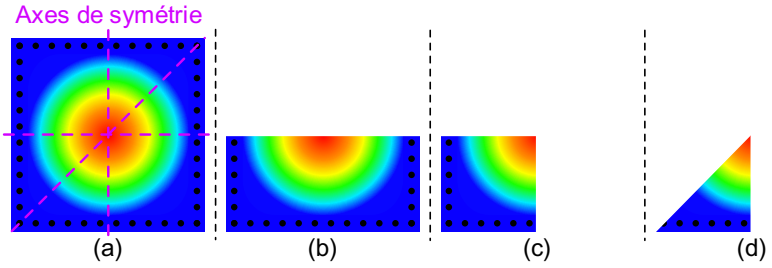


Figure 14 : Représentation schématique en gradient du mode fondamental à l'intérieur de structure complète (a), demi-mode (b), quart de mode (c) et huitième de mode (d).

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Le principe est introduit dès 2006 [101] et s'applique très rapidement aux coupleurs [102]–[104] et aux diviseurs de puissance [105], [106]. Les filtres ne tardent pas à également exploiter ce principe et des applications quart de mode voir huitième de mode sont publiées [107]–[109]. La découpe effectuée rend ces filtres particulièrement sujets aux pertes par radiation. Un article publié en 2017 [110] montre qu'il est néanmoins possible de tirer avantage de cette particularité pour réaliser des couplages magnétiques entre les différents résonateurs.

La conception de ce type de dispositif est rendue compliquée et difficile à maîtriser de par la discontinuité brutale introduite. Quelques articles présentent alors quelques solutions analytiques afin d'appréhender plus facilement ce principe [111], [112].

I.3.2.2.3.2. Guides repliés

Ce concept fait partie des idées apportées par W. L. Barrow et H. Schaevitz dans leur publication de 1941 [98]. L'objectif est ici d'augmenter le chemin parcouru par l'onde en créant des replis à l'intérieur d'un guide d'onde ; le nombre de replis influant directement sur la miniaturisation obtenue. Le principe introduit dans la publication est présenté en Figure 15.

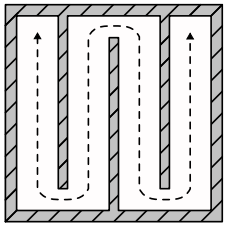


Figure 15 : Concept de guide d'onde replié présenté dans [98].

Tout comme pour le modèle précédent, cette miniaturisation se fait aux dépens des performances. Pour exemple, si l'on se place dans le cadre d'une cavité rectangulaire, plus la hauteur de cette dernière décroit plus le facteur de qualité sera faible (cf Annexe 1).

Cette technique est rapidement appliquée aux guides SIW et la littérature présente deux configurations principales [113], [114]. Ces études théoriques montrent que ces guides présentent des caractéristiques de propagation similaires aux SIW si les dimensions du repli suivent certains critères. Leurs formes « en T » ou « en C » sont mises en lumière en Figure 16.

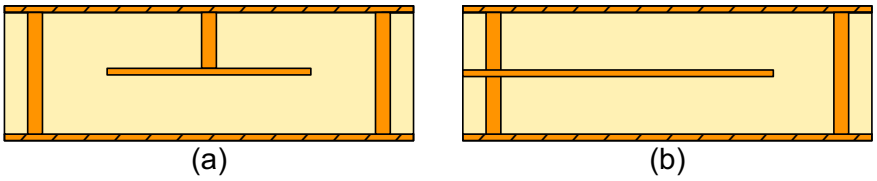


Figure 16 : Structures SIW repliées (a) en T et (b) en C [114].

Des filtres sont rapidement implémentés avec cette technique [115]–[117]. L'implémentation de cette méthode s'appuyant sur les technologies multicouches, les couplages sont souvent effectués d'un étage à l'autre en multipliant les couches pour obtenir des fonctions plus avancées. En pratique, les réalisations sur cartes imprimées par LTCC sont répandues mais il est également possible de retrouver des applications à 200 GHz de ces guides en technologie CMOS [118].

Licence CC BY-NC-ND 3.0

I.3.2.2.3.3. Guides à nervure

Cette dernière technique de miniaturisation s'inspire encore d'un principe développé initialement pour les guides d'ondes. Le principe de « *Ridge wave guide* » apparaît, de nouveau, très tôt en 1947 et est introduit par S.B. Cohn [119]. Il y présente les avantages de ces guides, par rapport aux guides conventionnels, sous différents points :

- Une fréquence de coupure plus basse,
- Une séparation des modes d'ordres supérieurs plus importante,
- Une impédance plus faible.

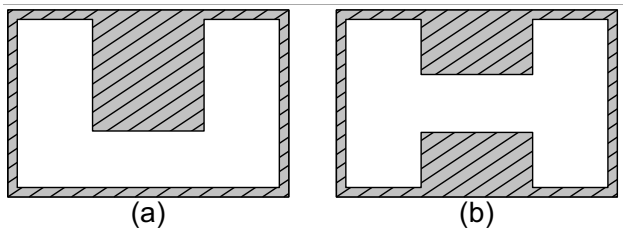


Figure 17 : Concept de guide d'onde à nervure présenté dans [120].

Cette dernière propriété sera celle qui sera le plus exploitée et ce, pour réaliser des adaptations d'impédance. En procédant par étapes où se succèdent des morceaux de guides avec une nervure plus ou moins profonde, on vient créer des profils locaux d'impédances « en escaliers » qui permettent l'adaptation [121]. C'est ce principe qui est, par exemple, utilisé pour réaliser une transition entre une ligne micro-ruban et un guide d'onde [122], [123]. Dans le cas des SIW, un exemple de transition est donné avec un enchainement de paliers basés sur les technologies multicouches [124, Fig. 1(c)].

Comme rapporté en Figure 18, ce type de réalisation nécessite un nombre important de vias. Cette particularité rend le tout plus compliqué à manufacturer et fragilise la structure. C'est donc la forme en U, présentée en Figure 17(a), qui sera la plus exploitée lors de la réalisation de structure SIW.

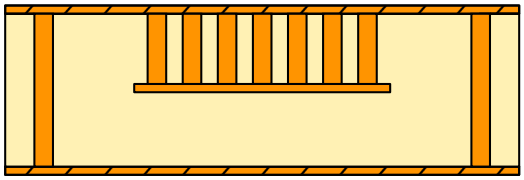


Figure 18 : Structure typique d'un guide SIW à nervure.

Les guides SIW développés autour de ce principe montrent une reproduction des performances similaires à celles des guides d'ondes métalliques. De plus, une étude de 2009 montre qu'il est possible d'améliorer encore la bande passante monomode dans ces guides [125]. Pour ce faire les auteurs ont relié les plots insérés dans le guide par une ligne métallique afin de se débarrasser de la périodicité du motif qui venait dégrader la bande passante. Ils ont également inséré des trous d'air sur les bords de la structure afin de perturber le développement du second mode. D'autres travaux ont montré la possibilité d'utiliser deux substrats de natures différentes, l'un situé sous le plot métallique et l'autre au-dessus, afin d'optimiser les performances du guide [126].

Plusieurs applications de ce motif sont exposées dans la littérature pour l'application de filtre passe-bande. Un article montre, pour un résonateur unitaire et une fréquence de résonance

Licence CC BY-NC-ND 3.0

identique, une réduction de taille d'environ 20 % et une augmentation d'environ 15% de la fréquence des modes d'ordre supérieur [127]. Bien qu'aucune indication ne soit donnée sur le facteur de qualité ce dernier sera, à l'instar des guides repliés, plus faible que son pendant classique. L'objectif poursuivit étant toujours d'améliorer la compacité, on retrouve des combinaisons de plusieurs méthodes permettant de réduire la taille des résonateurs : modes évanescents [128], modes évanescents et repliés [129], demi-mode [130]. Une publication récente montre même la combinaison de l'ensemble des techniques de miniaturisation présentées dans cette sous-partie dans le cadre d'une application large-bande [131].

I.4. Amplification du signal : amplificateur d'entrée

La puissance d'une onde électromagnétique décroit proportionnellement au carré de la distance qui sépare le récepteur de l'antenne émettrice. Ainsi, même avec des émetteurs déployant des signaux de fortes puissances, le signal intercepté par l'antenne devient rapidement trop faible pour être traité en l'état. Pour augmenter la puissance du signal reçu, avoisinant parfois le picowatt, il est nécessaire d'amplifier le signal. Dans la plupart des récepteurs modernes, cette fonction est assurée par un circuit à base de transistors qui permet une intégration facile de la fonction au sein de la chaîne de réception.

Cette première amplification incombe à l'amplificateur d'entrée communément appelé amplificateur faible bruit (ou LNA) qui est, en effet, conçu pour présenter un rapport signal à bruit aussi élevé que possible. Dans nos fréquences d'application, le bruit interne au composant est la principale limitation.

La production scientifique en rapport avec la conception d'amplificateur faible bruit radiofréquences et microondes est très abondante. Elle illustre une évolution importante des technologies de réalisation des circuits qu'elles soient planaires, volumiques, intégrées de type III-IV (e.g. AsGa) ou encore silicium (CMOS ou BiCMOS). Plusieurs ouvrages traitent des méthodes de synthèse de circuits actifs et notamment des LNA qui sont notre centre d'intérêt ici [132].

Les tendances actuelles de ces dispositifs s'articulent autour :

- D'une montée en fréquence ; les technologies intégrées permettent d'atteindre les bandes de fréquences submillimétriques. On peut donner l'exemple d'un LNA de type MMIC[10] HEMT[11] AsGa fonctionnant à 180 GHz [133].
- D'une haute densité d'intégration issue de l'émergence des technologies silicium, de leur montée en fréquence et du développement de techniques de conception spécifiques. On peut présenter ici un récepteur intégré à 4 étages comportant un LNA et un mélangeur en structure différentielle utilisant une topologie cascode. Réalisé en technologie SiGe, il opère à 245 GHz [134].

Dans le cadre de cette thèse, nous nous limiterons à venir interfacer avec des dispositifs de filtrage avec des dispositifs d'amplification faible bruit. Ainsi, nous ne développerons pas plus avant cette étude. Il est toutefois intéressant de noter le développement de solutions de filtrages actives qui apportent notamment une réponse aux problématiques de pertes

[10] Acronyme de l'anglais : *Monolithic Microwave Integrated Circuit* pouvant se traduire par circuit intégré monolithique hyperfréquences (qui est un type de circuit intégré).
[11] Acronyme de l'anglais : High-Electron-Mobility Transistor qui est un type de transistor à effet de champ.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

inhérentes aux filtres passifs [135], [136]. De plus, en suivant une logique de conception conjointe, il est possible d'imaginer une répartition de la fonction de filtrage dans plusieurs éléments et notamment dans l'amplificateur d'entrée.

I.5. Co-conception, co-intégration

Nous en faisions état dans l'introduction de cette thèse, les équipements de communication, de localisation ou de surveillance sans fil sont soumis à des demandes d'intégration toujours plus fortes. En parallèle, les performances de ces systèmes doivent conserver leur efficacité ou même présenter, par exemple, des couvertures ou des puissances plus importantes. Ces exigences industrielles et commerciales mettent à mal des technologies qui frôlent la plupart du temps leurs limites.

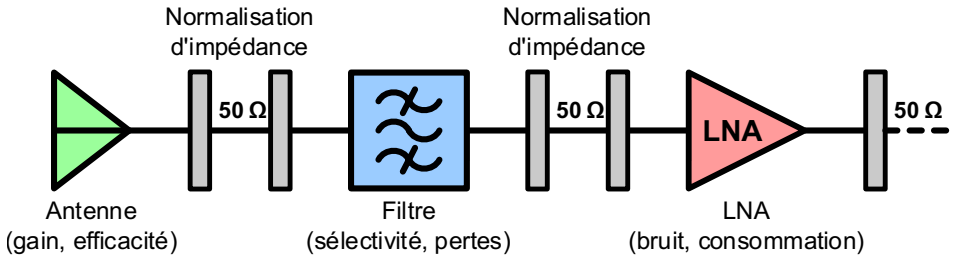


Figure 19 : Schéma fonctionnel d'un front-end RF conçu de manière classique.

La Figure 19 présente une chaine de réception telle qu'elle est produite et assemblée de manière classique. On constate rapidement la présence d'éléments supplémentaires ajoutés aux composants fondamentaux. Ces étages de normalisation ont une impédance réelle de 50 Ω qui présente l'avantage d'être invariante en fréquence. De ce fait, en les utilisant il est possible de procéder à un assemblage direct de composants conçus séparément sans problématiques de compatibilité. Cette méthode de conception, bien que pratique, implique deux désavantages notables :

- Ces interconnexions seront souvent synonymes d'un accroissement de l'espace occupé par le dispositif complet.
- Comme abordé dans la partie I.2.1, la différence entre l'impédance d'un élément de chaîne et l'impédance caractéristique de normalisation entraîne une réflexion qui peut être quantifiée par Γ (Équation 4). Cet étage additionnel est donc l'objet d'un accroissement des pertes au sein des systèmes.

S'affranchir de cette normalisation à 50 Ω permet donc d'améliorer l'intégrabilité et les performances des systèmes. C'est afin de valider cette assertion que cette thèse propose deux axes d'études permettant sa mise en œuvre.

I.5.1. Co-conception

Cette méthodologie de conception vise à optimiser les interactions entre les différents composants du système. Pour ce faire, il faut que chaque bloc de la chaîne présente un accord d'impédance avec son ou ses composant(s) voisins. L'optimisation du transfert d'énergie est introduite par la théorie de la transmission maximale de puissance qui précise que : pour réduire les réflexions entre deux éléments il faut que l'impédance de sortie d'un premier élément tende vers le complexe conjugué de l'impédance d'entrée d'un second élément. Pratiquement, lorsque l'on veut venir créer une liaison entre deux éléments dont les

Licence CC BY-NC-ND 3.0

impédances sont trop différentes on insère un réseau d'adaptation qui permet de réduire cet écart.

Dans le cas présent, les solutions pour une transmission optimale de l'énergie sont recherchées en amont. La Figure 20 illustre l'objectif idéal poursuivi lorsque l'on veut mettre en place cette méthode.

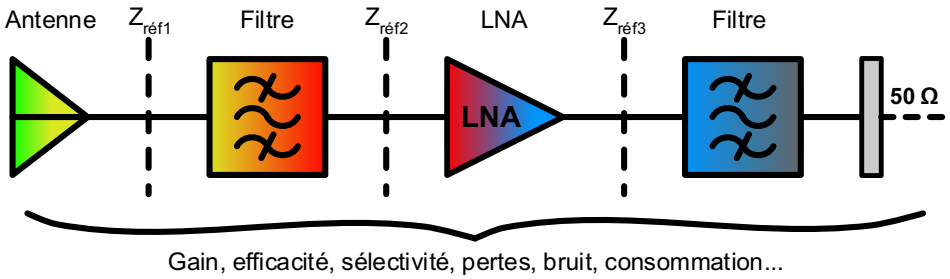


Figure 20 : Schéma fonctionnel d'un front-end RF réalisé par co-conception.

La synthèse, afin de bénéficier au mieux des contributions de chaque élément, se fait au niveau système. Ainsi, chaque sous-élément qui le constitue est conçu de sorte à opérer au mieux avec les autres. Afin de permettre l'implémentation de cette méthode, il faut prévoir une stratégie de synthèse ainsi que le développement d'outils spécifiques.

Pratiquement, ces adaptations sont généralement réalisées à l'aide de stubs ou de réseaux d'adaptations [137]. Bien que certaines structures soient en mesure d'assurer une forte couverture d'impédance, elles ne sont pas capables de le faire autrement que sur une bande assez étroite. Une publication propose une solution pour adapter une antenne sur une bande plus large mais la structure proposée, reporté en Figure 21, est complexe et la bande de fréquence relativement faible (220 MHz à 450 MHz) [138].

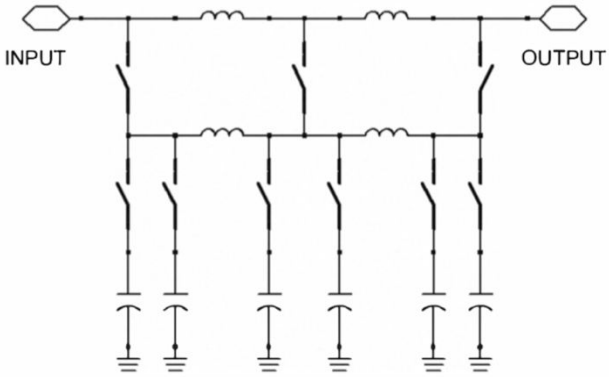


Figure 21 : Schéma du réseau d'adaptation reconfigurable avec 9 commutateurs proposé dans [138].

I.5.2. Co-intégration

Cette démarche doit venir se placer en parallèle de la précédente. En effet, là où l'on cherche à apporter des solutions aux problématiques de compatibilité d'impédance, la co-intégration vise à établir une compatibilité technologique des sous-éléments du système.

En associant judicieusement différentes technologies, il est possible d'optimiser l'équilibre performances/encombrement. La Figure 22 met en avant une solution adaptée à notre problématique dans le cas d'une conception conjointe ou disjointe du système.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

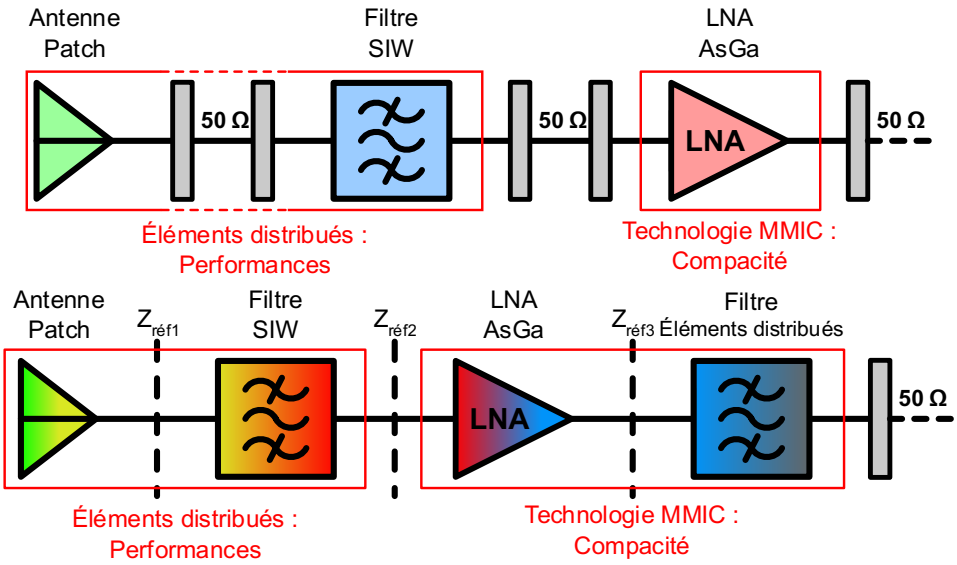


Figure 22 : Illustration des répartitions technologiques dans une démarche de co-intégration.

Afin de réduire l'empreinte occupée par les différents dispositifs, il est pertinent d'aborder l'intégration de manière tridimensionnelle. Cette démarche s'accompagne d'une étude en amont des différentes compatibilités matérielles de nos éléments entre eux.

Dans notre exemple, la répartition technologique proposée permet une intégration du front-end RF au plus près de l'antenne tout en proposant un équilibre au niveau des performances.

I.5.3. Exemples d'applications

Plusieurs auteurs ont déjà exploré cette approche afin de l'appliquer à la conception de sous-systèmes de communications sans fil. Nous proposons ici une étude de l'état de l'art divisée pour chaque sous-système afin d'établir une cartographie du paysage dans lequel s'insère ce projet.

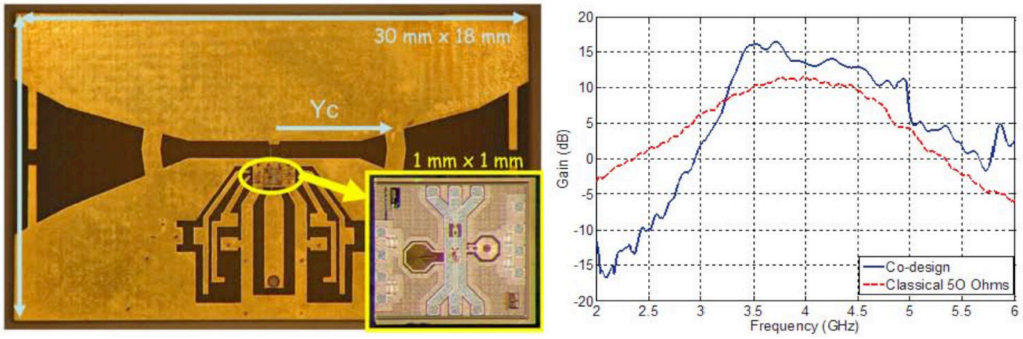
I.5.3.1. Combinaison amplificateur-antenne

Cette sous-catégorie pourrait être divisée en deux parties : les amplificateurs de puissance et les amplificateurs faible bruit. Néanmoins, les problématiques sont la plupart du temps identiques et des études séparées ne seraient pas réellement pertinentes.

Deux articles écrits en 2006 et 2007 par le même laboratoire proposent une approche de co-conception entre un amplificateur faible bruit et une antenne pour une application large-bande [139], [140]. L'amplificateur, réalisé en technologie CMOS 13 µm, présente des performances équilibrées et est adapté à une application large bande. Une antenne « *Bow Tie* »[12] est sélectionnée pour son comportement large bande et sa structure planaire qui facilite l'intégration de la puce. La partie réelle de l'impédance de cette antenne est réglable en modifiant l'angle des bras de l'antenne. Pour venir faire correspondre les parties imaginaires, il faut venir présenter une impédance de nature inductive pour venir compenser l'aspect capacitif du LNA dans ce type de dispositif. Modifier légèrement la structure de l'antenne n'étant pas suffisant deux bras reliant les deux parties de l'antenne ont été rajoutés. Comme présenté en Figure 23, un paramètre (noté ici Yc) permet de contrôler l'impédance ramenée dont la partie imaginaire vient compenser celle du LNA.

[12] De l'anglais : nœud papillon ; nom donné par analogie avec la forme prise par l'antenne.

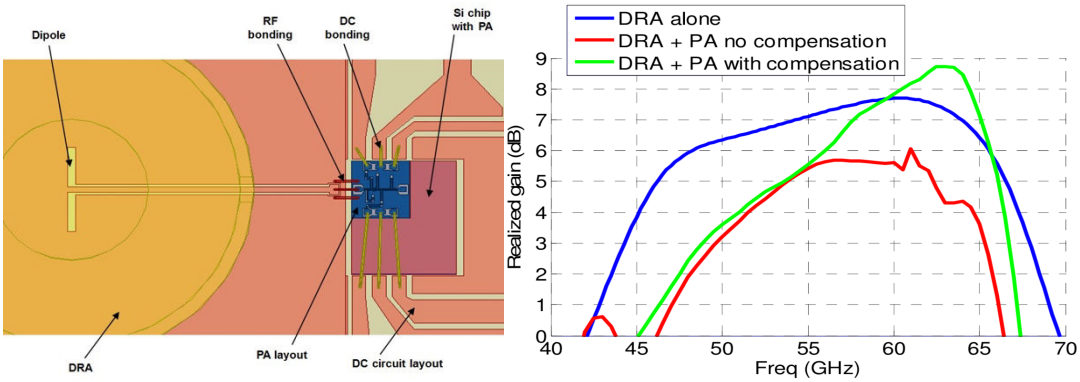
Licence CC BY-NC-ND 3.0



(a) (b)

Figure 23 : (a) Prototype du système co-conçu ; (b) Comparaison du gain obtenu par le système dans les deux approches (bande ciblée : 3,1 GHz à 5,1 GHz).

En 2013, un article fait état du même type de démarche pour une combinaison amplificateur de puissance-antenne [141]. Il y est fait état de l'intégration d'un système d'amplification de puissance (PA) avec une antenne à résonateur diélectrique (DRA) pour une application à 60 GHz. La connexion est assurée par jonction de fils (*wire bonding*) d'or mais à cette fréquence l'effet inductif rapporté vient fortement perturber les performances de l'ensemble. L'ajout d'un stub permet de compenser cet effet sur une faible bande de fréquence. La Figure 24 présente les résultats obtenus avec cette compensation.



(a) (b)

Figure 24 : (a) Simulation du système DRA-PA ; (b) Comparaison du gain obtenu par l'antenne seule et le système avec et sans compensation (bande ciblée : 57 GHz à 64 GHz).

Pour terminer, il est intéressant de noter qu'une publication présente une solution d'adaptation où un simple gap d'air sert à ramener un effet capacitif qui permet d'effectivement réaliser l'adaptation d'impédance [142]. Toutefois, l'application visée est à fréquence unique et il n'est pas réellement fait état de l'impact de ce type de gap sur les performances d'un système.

I.5.3.2. Combinaison filtre-antenne

Cette combinaison utilise un dispositif de filtrage passif afin de réaliser l'adaptation d'impédance avec l'antenne. De plus, la fonction de filtrage ajoutée permet d'améliorer les performances de l'ensemble. Il faut, toutefois, prendre garde à ce que le bilan entre amélioration des performances de l'antenne et pertes ramenées par le filtre soit positif.

En 2009, une démarche de co-conception et co-intégration est menée avec deux dispositifs passifs simples : une antenne patch et un filtre à lignes repliées [143]. La Figure 25 (a) et (b) présente les différences de configuration du dispositif avec les deux démarches ; l'intégration

Licence CC BY-NC-ND 3.0

tridimensionnelle du dispositif étant mise en avant. Néanmoins, ce changement de structure provoque un changement de comportement de l'antenne. Ainsi, lorsque l'on s'intéresse aux résultats comparatifs en Figure 25 (c), on constate une amélioration des performances de l'antenne dans la bande visée mais également un élargissement de la bande passante de l'antenne co-intégrée. Avec cette occurrence, il est difficile de statuer sur le bilan réel de cette méthode mais l'illustration de la démarche est notable.

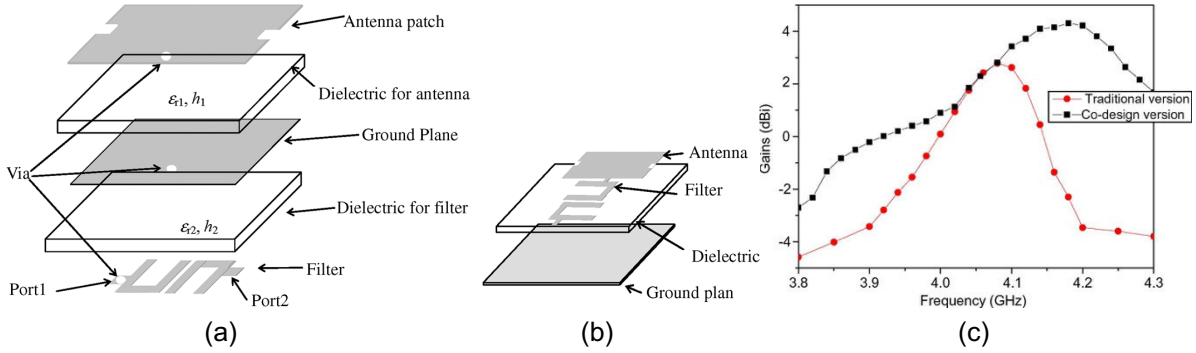


Figure 25 : Comparaison des dispositifs avec un version co-intégrée (a) et classique (b). Résultats comparatifs des deux versions (c).

Une publication datant de cette année met en avant une démarche plus aboutie. Wu et al. y décrivent l'amélioration de la bande passante et des performances d'une antenne patch à polarisation circulaire par co-conception de son circuit d'alimentation [144]. La structure proposée, reportée en Figure 26, expose un résonateur demi-onde et un quart d'onde reliés à une jonction en T en guise de circuit d'alimentation couplant une antenne patch par proximité.

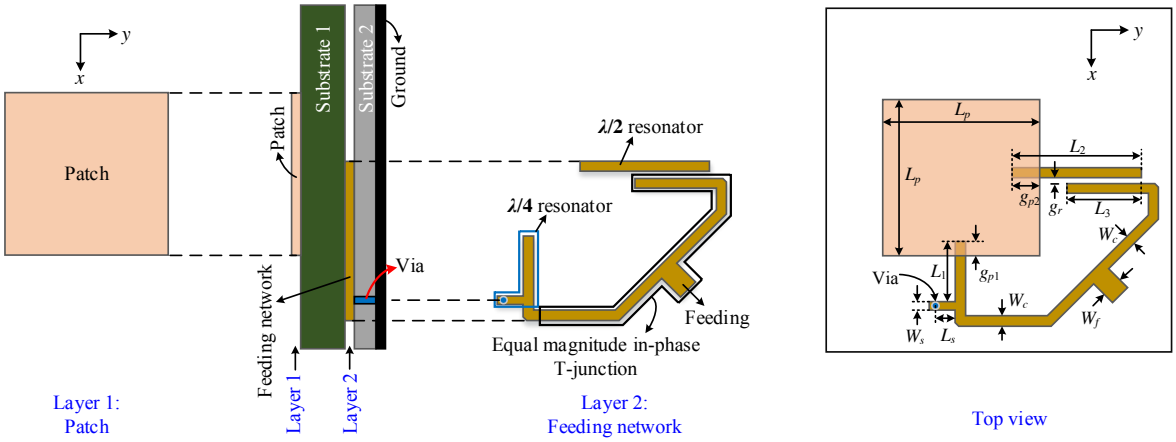


Figure 26 : Structure de l'antenne large bande à polarisation circulaire proposée.

Une version classique dans laquelle un circuit d'alimentation simple à jonction en T placé sur le même étage que l'antenne patch est également conçue pour servir de référence. Les résultats, copiés en Figure 27, présentent une efficacité plus régulière et plus large bande ainsi qu'une amélioration de la bande passante relative (calculée ici à l'aide du rapport axial de l'antenne) par un facteur proche de 3. Notons également que les réponses en réflexion et gain réalisé des deux antennes sont fournies ([144, Fig. 11]) et que l'antenne co-conçue, bénéficiant de l'influence des filtres, affiche une sélectivité plus importante en plus d'un gain plus constant dans la bande.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

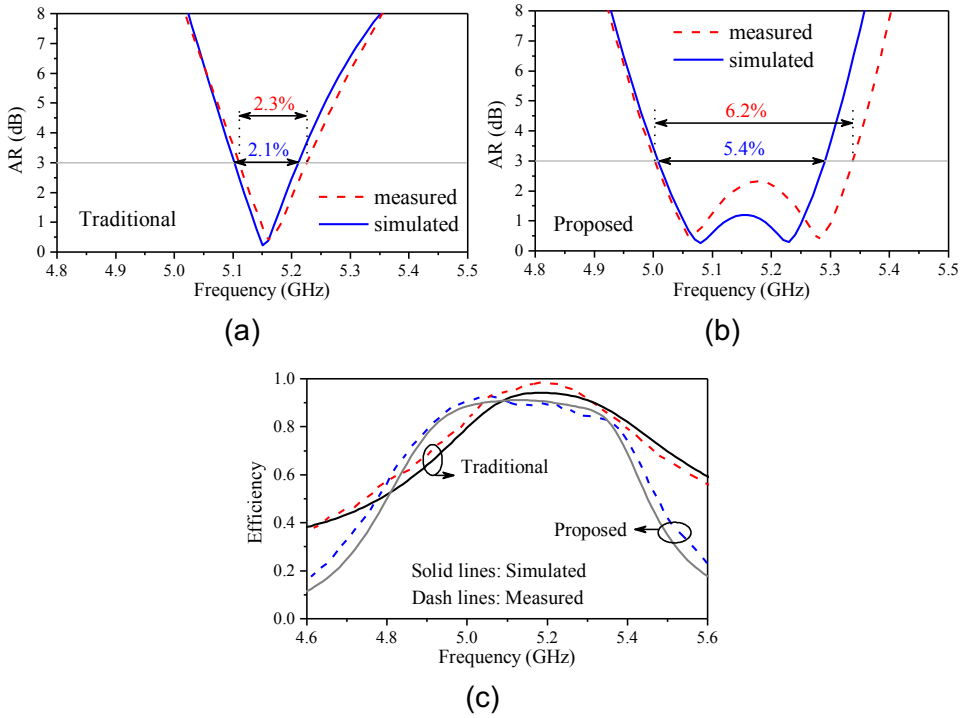


Figure 27 : Résultats comparatifs des deux méthodes : (a) rapport axial de l'antenne classique, (b) rapport axial de l'antenne co-conçue et (c) efficacité des deux antennes.

La même équipe de recherche a publié un mois plus tard un article dans lequel ils présentent une amélioration de cette antenne. Un diviseur de Wilkinson est ajouté en amont des filtres et le résonateur quart d'onde est remplacé par un demi-onde. Ces modifications permettent l'ajout d'un minima dans le tracé du rapport axial ; cela se traduit par l'amélioration de la bande passante relative qui est portée à 9 % [145].

La démarche inverse, dans laquelle un filtre vient réduire la bande passante du système, peut également être appliquée dans cette démarche [146]. Dans ce cas, le filtre se rapproche de sa fonction initiale de discrimination du signal.

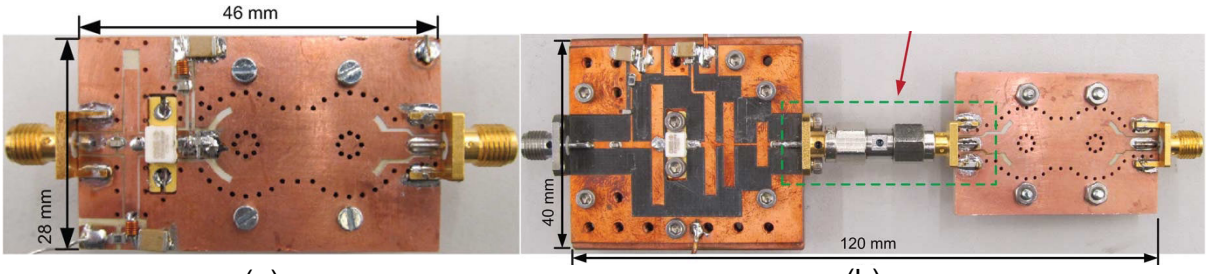
Pour finir, le développement d'outils dédiés à la conception conjointe ont été proposés [147]. Dans cet exemple, une méthode est développée afin de réaliser un filtre 6 pôles en parallèle d'une antenne dipolaire. Cette dernière est validée par le biais de la fabrication d'un prototype fonctionnel. Néanmoins, l'interconnexion entre les deux éléments étant conservée à 50 Ω il n'est pas évident de l'inclure comme exemple de dispositif co-conçu.

I.5.3.3. Combinaison filtre-amplificateur

L'approche poursuivie reste la même et c'est ici généralement un dispositif de filtrage passif qui va venir adapter un amplificateur.

L'exemple le plus probant trouvé dans la littérature met à la fois en avant la co-intégration et la co-conception d'un ensemble amplificateur de puissance et filtre semi-volumique [148]. L'exercice sera illustré par la comparaison entre des assemblages conçus par les deux méthodes. La Figure 28 rapporte les dimensions de dispositifs exécutés en suivant les deux approches. L'intégration proposée permet une réduction de l'aire occupée par un facteur de plus de trois.

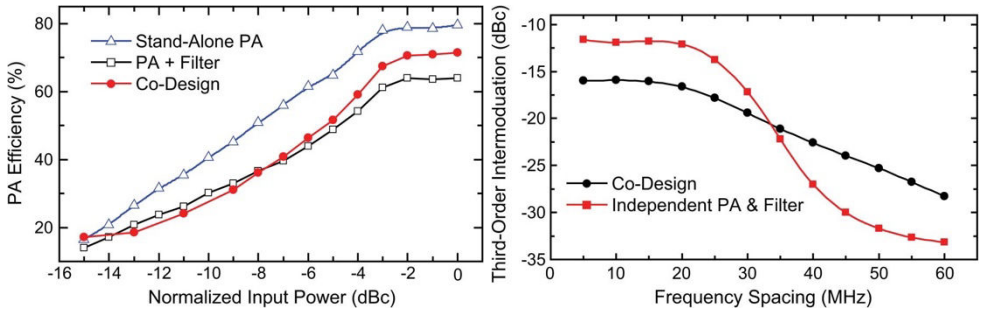
Licence CC BY-NC-ND 3.0



(a) (b)

Figure 28 : Prototypes réalisés avec des démarches (a) de co-conception et (b) classique.

Comme le montre la Figure 29, les performances des deux dispositifs suivent également la même tendance. En effet, là où l'ajout d'un filtre à l'amplificateur fait passer l'efficacité de 80 % à 64 % avec une conception classique, on atteint 72 % par conception conjointe. Rajoutons que la linéarité, pour un écart de fréquence inférieur à 20 MHz, du dispositif conçu conjointement affiche un point d'intermodulation d'ordre 3 plus faible indiquant une meilleure linéarité. Lorsque l'écart augmente, l'effet de filtrage devient plus important et le dispositif classique récupère l'avantage.



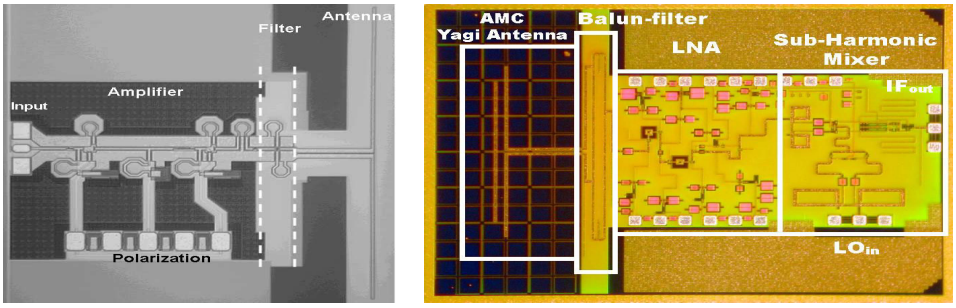
(a) (b)

Figure 29 : Résultats comparatifs pour les deux méthodes en (a) performances et (b) linéarité.

Il est intéressant de noter que cette publication propose également une méthodologie de synthèse de filtre basée sur une impédance d'entrée différente de 50 Ω.

I.5.3.4. Chaîne complète

Lors de cette étude bibliographique, nous n'avons pas trouvé de système de transmission complet faisant état d'une démarche de co-conception. Il est néanmoins intéressant d'indiquer ici deux réalisations en technologie CMOS où l'ensemble de la chaîne de réception a été pleinement intégrée [149], [150].



(a) (b)

Figure 30 : Dispositifs de réception en technologie CMOS totalement intégrés (a) [149] (b) [150].

Licence CC BY-NC-ND 3.0

I.6. Axes d'études

Ce chapitre à mis en évidence plusieurs technologies permettant une intégration tridimensionnelle et compacte d'un front-end RF. Plusieurs variations de ces dernières ont été présentées afin de proposer des solutions adaptées aux demandes de performances et de compacité nécessaires dans une démarche de conception et d'intégration conjointes.

Concernant le domaine du filtrage deux solutions principales ressortent :

- Les solutions de filtrage planaires dont les technologies sont bien contrôlées et dont l'intégrabilité est aisée.
- Les solutions de filtrage semi-volumique dont les performances sont meilleures mais dont la réalisation, généralement multicouche, est plus complexe

Finalement, les bonnes performances de plusieurs sous-systèmes conçus et intégrés conjointement ont été mises en évidence. Ces exemples valident la démarche entreprise et mettent en avant plusieurs problématiques :

- La difficulté à couvrir une bande fréquentielle large car l'impédance varie beaucoup et elle n'est plus purement réelle dans cette démarche.
- Les fonctions de filtrage semblent être une solution pertinente pour effectuer une adaptation complexe. Cependant, les performances des filtres doivent être suffisantes sous peine de venir dégrader les performances du système plus que les améliorer.
- La compatibilité technologique des différentes parties du sous-système fait partie des premiers sujets à traiter lors de la mise en place de cette démarche.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Chapitre II
Synthèse et réalisation de fonctions de filtrage

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Chapitre II. Synthèse et réalisation de fonctions de filtrage

Ce second chapitre a pour objectif de présenter les outils qui permettent de réaliser ce qui constituera le cœur de cette thèse : la conception de systèmes de filtrage passifs.

La base théorique ayant été déjà largement traitée, une très courte partie y sera consacrée afin de rappeler les différentes notations communément employées. Les matrices de couplage, leurs spécificités ainsi que leurs topologies usuelles seront ensuite plus largement traitées. Une méthode de conception de filtre physique, partant de la matrice de couplage et allant jusqu'à l'optimisation de la structure physique, sera finalement présentée.

II.1. Rappel théorique, le quadripôle

Un filtre hyperfréquence, modifiant le signal incident suivant une loi fréquentielle, peut être assimilé à un quadripôle représenté sur la Figure 31.

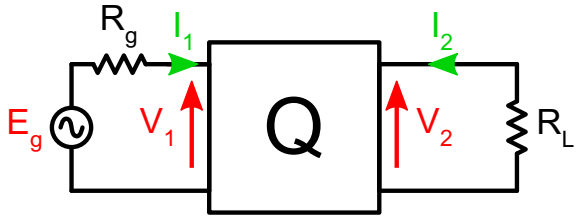


Figure 31 : Circuit d'un quadripôle simple.

La Figure 32 présente les puissances qui circulent au sein de ce système.

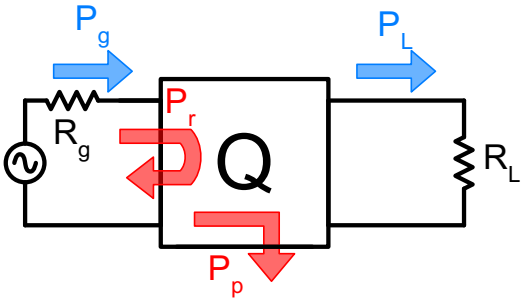


Figure 32 : Illustration de la répartition d'énergie dans un système quadripôle.

On peut ainsi définir :

- P_r : la puissance réfléchie à l'entrée du quadripôle.
- P_p : la puissance dissipée par le quadripôle lui-même.
- P_L : la puissance délivrée à la charge

$$P_L = \frac{|V_2|^2}{2R_L} \tag{10}$$

- P_g : la puissance fournie par le générateur :

$$P_g = \frac{|V_g|^2}{8R_g} \tag{11}$$

Licence CC BY-NC-ND 3.0

II.1.1. Rappels sur les paramètres S

En présentant le graphe de fluence de ce système, on est en mesure de faire apparaître les paramètres S d'un tel système.

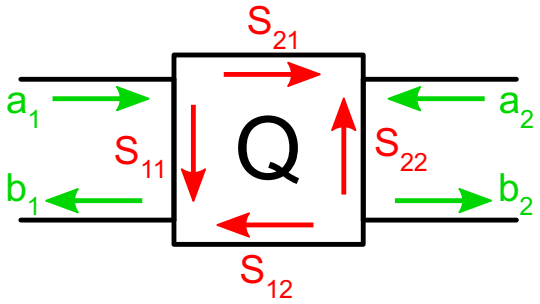


Figure 33 : Graphe de fluence du quadripôle.

On peut déduire de ce système les relations suivantes :

$$\begin{cases} b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{cases} \tag{12}$$

Soit :

$$S_{11} = \left.\frac{b_1}{a_1}\right|_{a_2=0} ; S_{12} = \left.\frac{b_1}{a_2}\right|_{a_1=0} ; S_{21} = \left.\frac{b_2}{a_1}\right|_{a_2=0} ; S_{22} = \left.\frac{b_2}{a_2}\right|_{a_1=0} \tag{13}$$

Les conditions $a_1 = 0$ et $a_2 = 0$ indiquent que, respectivement le quadripôle est adapté en sortie et en entrée.

On peut alors relier ces paramètres aux puissances fournies précédemment :

- La puissance délivrée à la charge :

$$|b_2|^2 = P_L \tag{14}$$

- La puissance fournie par le générateur :

$$|a_1|^2 = P_S \tag{15}$$

- La puissance réfléchie en entrée :

$$|b_1|^2 = P_r \tag{16}$$

II.1.2. Fonction de transfert et de réflexion

Il est alors possible de déduire de ces expressions la fonction de transfert et de réflexion du quadripôle.

La fonction de transfert H(p) s'exprime sous la forme suivante par rapport aux pertes d'insertion :

$$\frac{1}{|H(p)|^2} = \frac{P_g}{P_L} = \frac{1}{|S_{21}(p)|^2_{Q\ adapté}} \tag{17}$$

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Et la fonction de réflexion T(p) prend alors la forme :

$$\frac{1}{|T(p)|^2} = \frac{P_g}{P_r} = \frac{1}{|S_{11}(p)|^2_{Q\ adapté}} \tag{18}$$

Avec p = σ+jω (où jω représente la partie fréquentielle du signal et σ généralement associé aux pertes intrinsèques du quadripôle). Dans le cas où le quadripôle ne présente pas de pertes (P_p=0), la relation de conservation de l'énergie $|H|^2+|T|^2=1$ est établie.

La fonction de transfert d'un filtre passif peut être définie comme un rapport de polynôme :

$$H(p) = \frac{a_0 + a_1 p + a_2 p^2 + \cdots + a_m p^m}{b_0 + b_1 p + \cdots + b_n p^n} \tag{19}$$

On peut également formaliser cette expression sous la forme suivante :

$$H(p) = \frac{\prod_{i=1}^{m}(p - z_i)}{\prod_{i=1}^{m}(p - p_i)} \tag{20}$$

Ces expressions font clairement apparaître p_i et z_i, respectivement les pôles et les zéros réels ou complexes conjugués de la fonction de transfert.

II.1.3. Fonction de filtrage

La fonction de filtrage s'écrit généralement à partir des équations (19) et (20). On formule ainsi la fonction de transfert d'un filtre pour un prototype passe-bas :

$$H(p)^2 = \frac{1}{1 + |D(p)|^2}\ ;\ avec\ D(p) = \frac{T(p)}{H(p)} \tag{21}$$

On appelle D(p) la fonction discriminante du filtre. Le type de polynôme utilisé pour D(p) détermine le type de la fonction de transfert. Cette fonction permet uniquement de définir un filtre passe-bas normalisé par rapport à sa pulsation de coupure ω_c. Afin de concevoir des fonctions passe-bande, stop-bande ou passe-haut, il est nécessaire de réaliser des transformations de la variable fréquentielle ω.

En analysant l'équation (21), on en déduit les deux conséquences suivantes : lorsque la transmission est totale D(p) s'annule, inversement l'atténuation du filtre est maximum lors que D(p) tend vers l'infini.

Dans le cas d'un quadripôle sans perte, on peut poser les équations suivantes :

$$T(p) = S_{11}(p)|_{Q\ adapté} = \frac{R(p)}{Q(p)} \tag{22}$$

$$H(p) = S_{21}(p)|_{Q\ adapté} = \frac{1}{\varepsilon}\frac{P(p)}{Q(p)} \tag{23}$$

Et

$$D(p) = \varepsilon\frac{R(p)}{Q(p)} = \frac{T(p)}{H(p)} \tag{24}$$

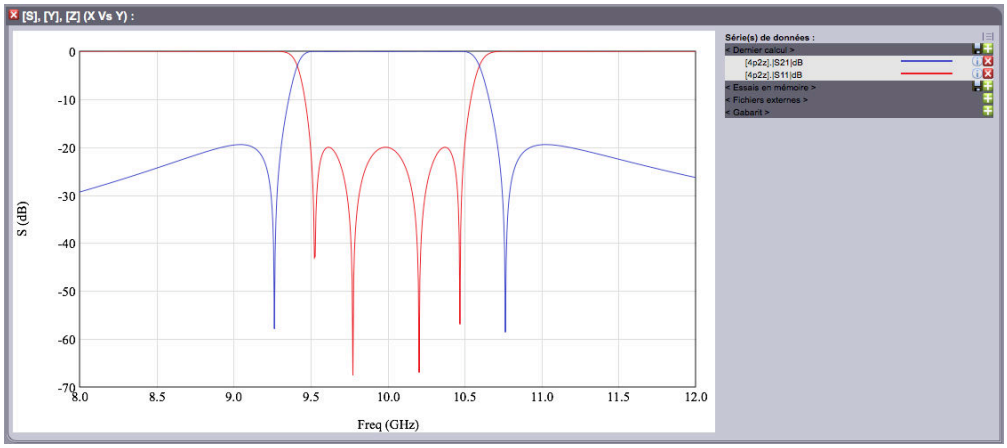
Licence CC BY-NC-ND 3.0

Dans les expressions ci-dessus, ε représentent l'ondulation de la fonction de transfert et P, Q et R sont des polynômes à coefficients réels. On note également que Q(p) est un polynôme de Hurwitz dont les racines sont complexes et à parties réelles négatives.

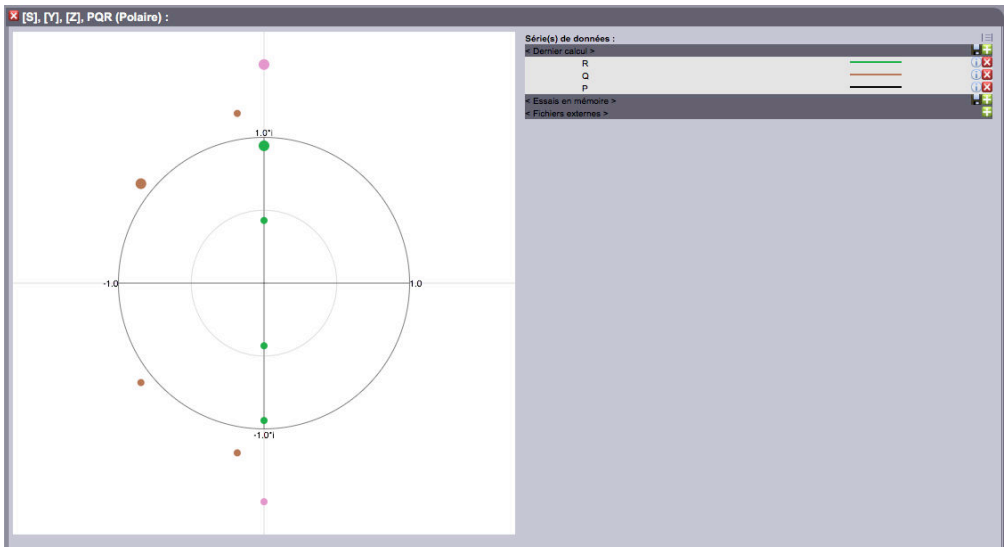
De cet ensemble d'équations, il apparait que :

- Les zéros de P(p) sont les zéros de transmission de H(p) et donc les valeurs pour lesquelles la transmission est nulle.
- Les zéros de R(p) correspondent eux aux zéros de T(p) et correspondent donc aux valeurs pour lesquelles la réflexion est nulle.
- Les zéros de Q(p) définissent les pôles de la fonction de transfert ; leur nombre vient définir l'ordre du filtre

La Figure 34 présente une fonction passe-bande d'ordre 4 avec deux zéros de transmission et la représentation des racines de ses polynômes P, Q et R.



(a)



(b)

Figure 34 : Fonction passe-bande avec 4 pôles et 2 zéros de transmission : a) réponse en module des paramètres S, b) racines des polynômes P, Q et R.[13]

[13] Captures d'écran issues de SyMaCo, un outil en ligne développé par A.Périgaud et permettant notamment la synthèse et la manipulation de matrices de couplage.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

On constate ici que les zéros de R(p) et de P(p) sont purement imaginaires. La réponse en module du filtre synthétisé permet une visualisation directe de leur impact sur la réponse. On peut noter que leurs parties réelles peuvent parfois être non nulles dans certaines applications spécifiques telle que l'amélioration du temps de groupe [151].

II.2. Fonctions de transfert typique

Nous l'avons évoqué dans la partie précédente, l'ensemble des types de filtre est réalisé à partir du prototype passe-bas par transformations fréquentielles. Ainsi, la synthèse théorique d'un filtre commence toujours par la synthèse de la fonction passe-bas associée. La fonction transfert voulue et les performances visées conditionneront l'ordre du filtre.

L'ensemble de ces fonctions ayant été largement présenté dans les ouvrages et la littérature [152], [153], nous nous contenterons de rappeler les propriétés principales des différentes fonctions :

- Fonctions Butterworth : l'ensemble des zéros de R(p) sont confondus et nuls. Les réjections de ce type de filtre sont donc faibles. Les zéros de D(p) sont égaux à 0 ; il n'y a donc pas d'ondulation dans la bande.
- Fonctions Chebychev : les réjections offertes par ce type de fitlre sont, à ordre identique, meilleures que celles des fonctions Butterworth. Les polynômes associés présentent une ondulation constante dans leur bande passante. La distorsion de phase, et donc de temps de groupe, est également plus importante.
- Fonction pseudo-elliptique ou Chebyshev généralisée : ces fonctions sont les plus complexes mais elles permettent d'obtenir les meilleures rejections car elle possèdent, à l'instar des fonctions Chebychev, des zéros de réflexion répartis dans la bande passante pour satisfaire l'équi-ondulation mais également des zéros de transmission en dehors de la bande bande pour augmenter la sélectivité ou égaliser le temps de propagation de groupe.

II.3. Matrice de couplage

Les filtres passe-bande à bande étroite peuvent donc être associés au modèle en éléments localisés présentés en [154]. Dans le cas de fonctions pseudo-elliptiques, le filtre n'est pas constitué uniquement de couplages adjacents mais également de couplages non-adjacents. La Figure 35 met en avant cette situation en présentant l'ensemble des couplages pouvant exister sur un modèle simplifié de filtre à plusieurs résonateurs.

Notons que le filtre représenté par ce schéma est considéré sans pertes car aucun élément résistif en dehors du générateur et de la charge n'apparaît. Dans le cas contraire, les résonateurs LC se verraient adjoindre une résistance R. De plus, seuls les couplages croisés entre résonateurs sont considérés.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

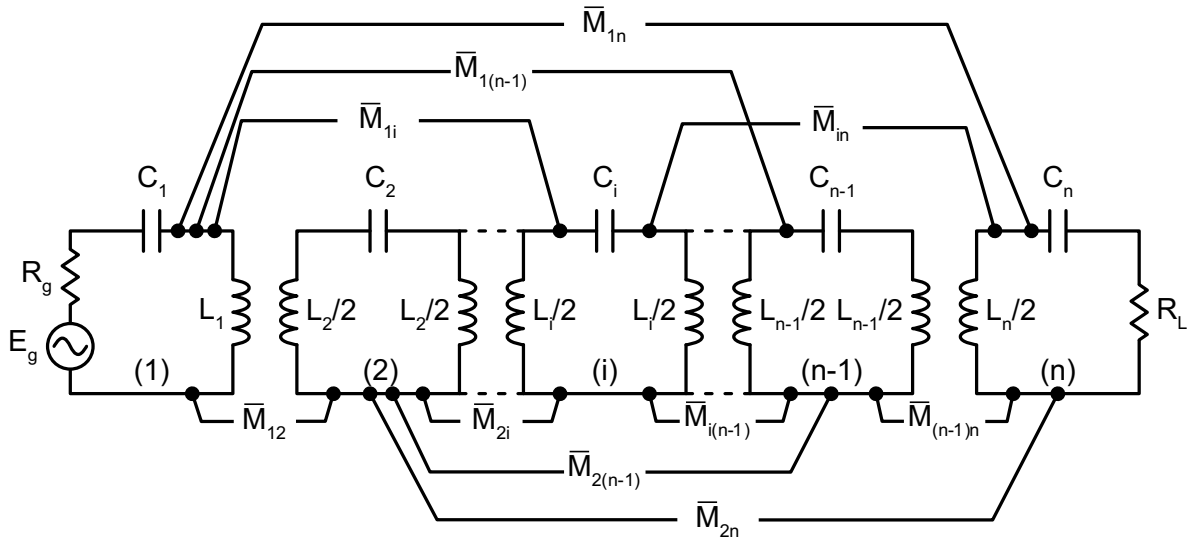


Figure 35 : Schéma équivalent électrique sans pertes pour n résonateurs.

Sur ce circuit les résonateurs sont associés aux couples L_i et C_i et les couplages inter-résonateurs sont représentés par les mutuelles inductance notées $\overline{M}_{ij}$. En appliquant la loi des mailles sur ce circuit on obtient le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} E_g = i_1\left(R_g + jL_1\omega + \dfrac{1}{jC_1\omega}\right) + j\overline{M}_{12}\omega * i_2 + \cdots \\ 0 = j\overline{M}_{12}\omega * i_1 + i_2\left(jL_2\omega + \dfrac{1}{jC_2\omega}\right) + \cdots \\ \cdots \\ 0 = j\overline{M}_{1n}\omega * i_1 + j\overline{M}_{2n}\omega * i_2 + \cdots + i_n\left(R_L + jL_n\omega + \dfrac{1}{jC_n\omega}\right) + \cdots \end{cases} \quad (25)$$

Afin de simplifier l'étude, on admet que les inductances disposent toutes d'une valeur de référence constante et que seules les capacités C_i permettent de contrôler la fréquence des résonateurs.

Pour étendre ces solutions à différentes fréquences et bandes passantes, on effectue une normalisation en utilisant les notations suivantes :

- ω_0 : la pulsation centrale du filtre.
- Et RBW (de l'anglais *relative bandwidth*) : la bande passante relative du filtre (le rapport de la fréquence centrale du filtre, f_0, par sa bande passante, Δf).

$$RBW = \frac{\Delta f}{f_0} \quad (26)$$

On obtient les notations suivantes :

$$r_i = \frac{R_i}{\omega_0 . L . RBW} ; d_i = \frac{1}{\omega_0 . L . RBW}\left(jL_i\omega + \frac{1}{jC_i\omega}\right) \; et \; m_{ij} = \frac{\overline{M}_{ij}}{L . RBW} \quad (27)$$

Licence CC BY-NC-ND 3.0

En utilisant ces dernières, il est possible d'écrire la matrice suivante :

$$\begin{bmatrix} E_g \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} = \omega_0 . L . RBW . \begin{bmatrix} r_1 + d_1 & m_{21} . j \frac{\omega}{\omega_0} & \cdots & m_{n1} . j \frac{\omega}{\omega_0} \\ m_{12} . j \frac{\omega}{\omega_0} & d_2 & \cdots & m_{n2} . j \frac{\omega}{\omega_0} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ m_{1n} . j \frac{\omega}{\omega_0} & m_{2n} . j \frac{\omega}{\omega_0} & \cdots & r_n + d_n \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_n \end{bmatrix} \quad (28)$$

L'approximation des filtres à bande étroite permet d'approcher le rapport ω/ω_0 à 1 ; des simplifications sont alors possibles.

Il en découle :

$$\begin{bmatrix} E_g \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} = \omega_0 . L . RBW . [z] . \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_n \end{bmatrix} \quad (29)$$

Avec :

$$[z] = ([r] + j . [m] + j . [d]) . \omega_0 . L . RBW \quad (30)$$

$$\Rightarrow [r] = \begin{bmatrix} r_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & 0 & \cdots & r_n \end{bmatrix} \quad (31)$$

$$\Rightarrow [m] = \begin{bmatrix} 0 & m_{21} & \cdots & m_{n1} \\ m_{12} & 0 & \cdots & m_{n2} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ m_{1n} & m_{1n} & \cdots & 0 \end{bmatrix} \quad (32)$$

$$\Rightarrow [d] = \begin{bmatrix} d_1/j & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & d_2/j & \cdots & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & 0 & \cdots & d_n/j \end{bmatrix} \quad (33)$$

Où :

- [r] représente la matrice correspondant aux résistances d'entrée et de sortie,
- [m] représente la matrice correspondant aux couplages normalisés entre les résonateurs,
- [d] représente la matrice correspondant aux décalages fréquentiels de chaque résonateurs par rapport à la fréquence centrale.

Dans la majorité des cas, la matrice de couplage [m] utilisée correspond, en réalité, à la somme [m]+[d].

Licence CC BY-NC-ND 3.0

On obtient alors la matrice [m] suivante :

$$[m] = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{21} & \cdots & m_{n1} \\ m_{12} & m_{22} & \cdots & m_{n2} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ m_{1n} & m_{1n} & \cdots & m_{nn} \end{bmatrix} \quad (34)$$

Les termes sur la diagonale (i=j) correspondent alors aux décalages fréquentiels des résonateurs avec la formule de simplification suivante :

$$m_{ii} = \frac{d_i}{j} \quad (35)$$

Les termes autour de la diagonales (i≠j) traduisent toujours les couplages inter-résonateurs et la formule dans ce cas est :

$$m_{ij} = \frac{\overline{M}_{ij}}{L.RBW} \quad (36)$$

On constate que ces matrices ne dépendent plus d'un paramètre fréquentiel d'où l'appellation normalisée. Les paramètres r_1 et r_n correspondant aux couplages d'entrée-sortie et il est possible de réunir les matrices [m] et [r] en une seule matrice d'ordre n+2 pour rendre compte de l'intégralité des couplages qui seront présents dans la structure physique.

Cette démonstration et la méthodologie développée s'appuient sur un modèle bande étroite. Cette condition semble alors exclure les réalisations à large bande mais il n'en est rien. En effet, la matrice de couplage normalisée restera celle développée ici. La normalisation implique une fréquence centrale située à 0 et une bande passante comprise entre -1 et 1. Venir poser par la suite $\omega \neq \omega_0$ et multiplier les coefficients m_{ij} par ω/ω_0 permet d'obtenir une réponse plus conforme au comportement réel du filtre. Finalement, les différences notables seront sur le design du filtre où les coefficients de couplage réels à atteindre seront plus importants. Enfin, la relation entre paramètres S et matrice [Z] est exposée en Annexe 2.

À partir des polynômes de base définis précédemment, il est donc possible possible de déduire un circuit équivalent et une matrice de couplage. Ce problème inverse permettant le passage de ces polynômes à une matrice de couplage a été également largement traité au sein de thèses [155] et d'ouvrages [156] et n'a sera donc pas été rappelé ici.

Les conceptions de filtre présentées dans cette thèse se basent toujours sur une matrice de couplage qu'il est parfois nécessaire de transformer pour faciliter l'implémentation physique du filtre. Nous allons maintenant détailler ces principes.

II.4. Transformations des matrices de couplage : changement de topologie

II.4.1. Rotations

La rotation est une transformation orthogonale qui permet de conserver la réponse du système matriciel initial ; on parle de transformation similaire.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Elle est caractérisée par un angle t et un pivot i,j. La matrice de rotation [R] est une matrice orthogonale (son opposé et sa transposée sont égale) qui vérifie :

$$\begin{aligned} r_{ij} = -r_{ji} &= sin(t) \\ r_{ii} = r_{jj} &= cos(t) \\ r_{kk} &= 1 \; \forall k \neq i \; \wedge \; k \neq j \end{aligned} \tag{37}$$

<u>Exemple</u> : une rotation de pivot 1,3 et d'angle t d'une matrice 3x3 :

$$[R] = \begin{bmatrix} cos(t) & 0 & sin(t) \\ 0 & 1 & 0 \\ -sin(t) & 0 & cos(t) \end{bmatrix} \tag{38}$$

Afin d'obtenir une nouvelle matrice de couplage à partir de cette matrice [R], on utilise la formulation suivante :

$$\left[M_{final}\right] = [R].[M_{init}].[R]^t \tag{39}$$

Ainsi, une matrice de couplage, compliquée à mettre en œuvre physiquement, pourra bénéficier de transformations la rendant plus en accord avec une réalité physique. À l'aide de cette transformation, il est possible d'obtenir des configurations topologiques particulières pratiques pour lesquelles certaines valeurs spécifiques sont nulles.

Une série de rotations particulières permet ainsi de passer d'une topologie à une autre. Les pivots sont prédéfinis mais les angles sont, eux, calculés pour chaque rotation en fonction des valeurs que prend la matrice après la rotation afin d'annuler un terme précis de la matrice. Si l'on reprend l'exemple ci-dessus et qu'on l'applique à une matrice de couplage générique :

$$\left[M_{final}\right] = \begin{bmatrix} cos(t) & 0 & sin(t) \\ 0 & 1 & 0 \\ -sin(t) & 0 & cos(t) \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} a & d & e \\ d & b & f \\ e & f & c \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} cos(t) & 0 & -sin(t) \\ 0 & 1 & 0 \\ sin(t) & 0 & cos(t) \end{bmatrix} \tag{40}$$

On obtient alors le résultat suivant :

$$\begin{bmatrix} \left(a.cos(t) + e.sin(t)\right).cos(t) + \left(e.cos(t) + c.sin(t)\right).sin(t) & d.cos(t) + f.sin(t) & -\left(a.cos(t) + e.sin(t)\right).cos(t) + \left(e.cos(t) + c.sin(t)\right).cos(t) \\ d.cos(t) + f.sin(t) & b & -d.sin(t) + f.sin(t) \\ \left(-asin(t) + e.cos(t)\right).cos(t) + \left(-e.sin(t) + c.sin(t)\right).sin(t) & -d.sin(t) + f.cos(t) & -\left(-asin(t) + e.cos(t)\right).sin(t) + \left(-e.sin(t) + c.cos(t)\right).cos(t) \end{bmatrix} \tag{41}$$

Derrière cette formulation complexe, on retrouve trois cas d'annulation de terme possible :

- Annulation de m_{ii}, a dans le cas présent :

$$t = arctan\left(-\frac{m_{ij}}{m_{jj}} \pm \frac{\sqrt{m_{ij}.m_{ij} - m_{ii}.m_{jj}}}{m_{jj}}\right) \tag{42}$$

- Annulation de m_{ij}, e dans le cas présent :

$$t = arctan\left(\frac{m_{ii} + m_{jj} + \sqrt{m_{ii}^2 - 2.m_{ii}.m_{jj} + m_{jj}^2 + 4.m_{ij}^2}}{2.m_{jj}}\right) \tag{43}$$

Licence CC BY-NC-ND 3.0

- Annulation de m_{ik}, d dans le cas présent :

$$t = arctan\left(-\frac{m_{ik}}{m_{kj}}\right) \tag{44}$$

La méthode développée ici et présentée pour une matrice d'ordre 3 est valide pour des matrices d'ordres plus importants [157], [158].

Cette transformation, grâce à l'annulation localisée de termes dans la matrice de couplage, est la clef qui permet de passer d'une topologie de matrice de couplage à une autre.

II.4.2. Topologies à couplages croisées

Cette partie vient illustrer le propos développé dans la partie précédente. Nous allons en effet, présenter quelques topologies couramment employées et que l'on retrouvera dans la suite de ce manuscrit.

L'objectif est ici de présenter également des assemblages de résonateurs classiques permettant de générer des zéros de transmission. Pour pouvoir réaliser ces zéros, il faut généralement pouvoir développer des couplages négatifs et positifs afin de satisfaire les couplages donnés par la matrice.

Finalement, pour illustrer proprement ce principe d'équivalence des différentes topologies ainsi que l'invariance des rotations, nous allons présenter trois matrices et topologies faisant référence à la même réponse.

II.4.2.1. Matrice contenant des triplets

Un triplet est un assemblage de trois résonateurs consécutifs dont chacun des couplages possibles est réalisé.

D'un point de vue matriciel, un triplet est développé de la façon suivante :

$$\begin{bmatrix} 0 & m_{S1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ m_{1S} & m_{11} & m_{12} & m_{13} & 0 & 0 \\ 0 & m_{21} & m_{22} & m_{23} & 0 & 0 \\ 0 & m_{31} & m_{32} & m_{33} & m_{34} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & m_{43} & m_{44} & m_{5L} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & m_{L5} & 0 \end{bmatrix} \tag{45}$$

Mis en rouge dans l'exemple ci-dessus un triplet permet de développer un zéro de transmission. Si l'on calcule la fonction de transfert issue de cette matrice on obtient :

$$H(\omega) = -2.j.\frac{m_{34}.(-m_{12}.m_{23} + m_{13}.m_{22} - m_{13}.\omega)}{m_{4L}.m_{S1}.(m_{22}.m_{33} - m_{22}.\omega - m_{33}.\omega + \omega^2 - m_{23}^2)} \tag{46}$$

Cette fonction de transfert a été largement décrite dans la partie II.1.2 et l'on rappelle que pour trouver les zéros de transmission il suffit de trouver les valeurs pour laquelle cette réponse s'annule. Cela revient ici à chercher pour quelle fréquence le numérateur est nul. On obtient alors la formule suivante :

$$\omega_z = \frac{-m_{12}.m_{23} + m_{13}.m_{22}}{m_{13}} \tag{47}$$

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Un triplet permet donc de créer un zéro de transmission à une fréquence donnée en fonction des paramètres de couplage définis au sein de la matrice.

Plusieurs triplets peuvent ainsi s'enchaîner au sein d'une matrice pour former une réponse présentant plusieurs zéros de transmission. Une topologie typique présentant un enchainement de trois triplets est illustrée en Figure 36.

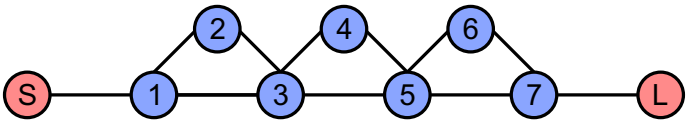


Figure 36 : Topologie de filtre présentant trois triplets.

II.4.2.2. Matrice contenant des quadruplets

Un quadruplet est une configuration de résonateurs permettant d'obtenir deux zéros de transmission symétriques.

Tout comme pour les triplets, il est possible de positionner précisément ces zéros de transmission. Dans cette configuration, on note néanmoins que les décalages fréquentiels (soit la diagonale de la matrice) sont nécessairement nuls.

On illustre de nouveau la situation avec une matrice simple :

$$\begin{bmatrix} 0 & m_{s1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ m_{1s} & 0 & m_{12} & 0 & m_{14} & 0 \\ 0 & m_{21} & 0 & m_{23} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & m_{32} & 0 & m_{34} & 0 \\ 0 & m_{41} & 0 & m_{43} & 0 & m_{5L} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & m_{L5} & 0 \end{bmatrix} \tag{48}$$

De nouveau mise en évidence par la couleur rouge, cette matrice présente une fonction de transfert complexe dont nous ne présenterons que le numérateur car le dénominateur est très volumineux et présente peu d'intérêt dans le cas présent.

$$H(\omega) = -2.j.\frac{m_{S1}.m_{4L}.(m_{12}m_{23}m_{34} - m_{14}\omega^2 + m_{23}^2.m_{14})}{\dots} \tag{49}$$

On calcule de nouveau les valeurs pour lesquels le dénominateur s'annule. Ce dernier présentant un terme d'ordre deux la solution sera duale et l'on obtient :

$$\omega_z = \pm\frac{\sqrt{m_{14}m_{23}.(-m_{12}m_{34} + m_{23}m_{14})}}{m_{14}} \tag{50}$$

Cette solution confirme le fait que l'on obtient deux zéros symétriques par rapport à la fréquence centrale lorsque l'on met en place un quadruplet. La Figure 37 montre une topologie formant deux quadruplets.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

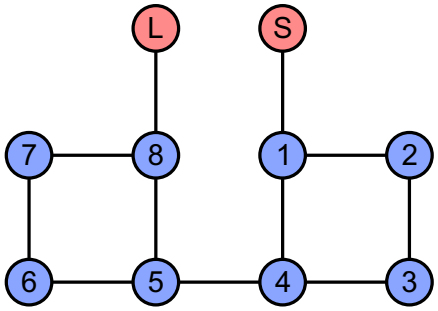


Figure 37 : Topologie de filtre présentant deux quadruplets.

II.4.2.3. Autres topologies usuelles

Nous venons de présenter deux topologies simples permettant de démontrer facilement l'implémentation de zéros de transmission. Il existe, en fait, un grand nombre de topologies qui correspondent à différentes implémentations physiques. Dans les exemples suivants, chacune des topologies correspondra à une même fonction de transfert. Les différentes topologies peuvent être obtenues par rotation ou par transformation orthogonale d'une manière générale.

La fonction de transfert commune est présentée en Figure 38. Elle présente 6 pôles et 2 zéros de transmission. Les matrices de couplages que nous allons donner comprendront les couplages aux accès et seront donc de dimension 8x8.

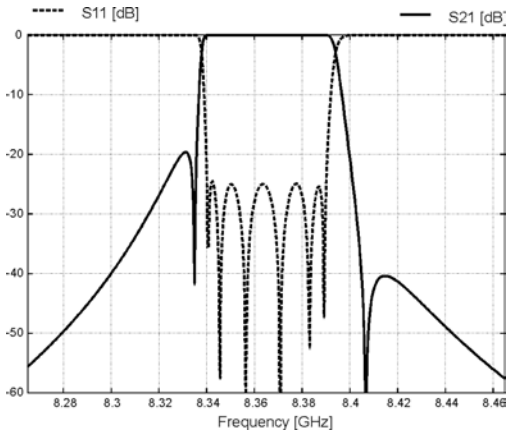


Figure 38 : Filtre 6 pôles présentant 2 zéros de transmission placés symétriquement.

II.4.2.3.1. Topologie en flèche

La matrice constitue généralement une base de départ à partir de laquelle d'autres topologies vont être obtenues par le biais de transformations. On retrouve des exemples de cette assertion dans la littérature où l'on peut également faire référence à cette topologie et tant que matrice « roue » [160]. Notons qu'il est toujours possible de se ramener à une matrice en flèche et que cette dernière possède l'avantage d'être unique (forme canonique).

Licence CC BY-NC-ND 3.0

0.0000	0.9944	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
0.9944	-0.0093	-0.8289	0.0000	-0.0000	-0.0000	0.0000	0.0000
0.0000	-0.8289	-0.0105	-0.5980	0.0000	-0.0000	0.0000	0.0000
0.0000	0.0000	0.5980	-0.0111	-0.5300	0.0000	0.2247	0.0000
0.0000	-0.0000	0.0000	0.5300	-0.1853	-0.6767	-0.2900	0.0000
0.0000	-0.0000	-0.0000	0.0000	-0.6767	0.4192	-0.7433	0.0000
0.0000	0.0000	0.0000	0.2247	-0.2900	-0.7433	-0.0093	0.9944
0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.9944	0.0000

Figure 39 : Matrice en flèche correspondante à la réponse. Le placement des couplages étant directement responsable du nom donné à cette matrice.

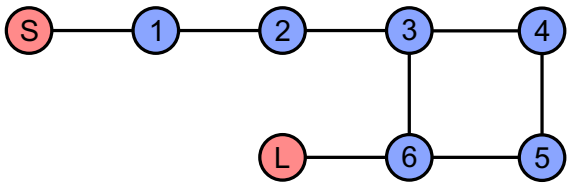


Figure 40 : Topologie en flèche associée à la matrice présentée en Figure 39.

Bien que pratique d'un point de vue théorique, cette matrice présente le défaut d'être rarement en adéquation avec l'architecture physique du filtre auquel elle sert de base de construction.

II.4.2.3.2. Topologie repliée

Les matrices de cette famille, en favorisant la mise en place de quadruplets, permettent de maximiser le nombre de zéros de transmission réalisables. Cette particularité, ainsi que la facilité de sa mise en œuvre physique, en font une des topologies les plus utilisées. Notons que cette topologie peut également être référencée comme matrice en échelle.

Ces matrices peuvent facilement être reconnues par les couplages non adjacents entre les résonateurs qui forment une diagonale de couplage mise en avant en Figure 41.

-0.0000	-0.9944	0.0000	-0.0000	-0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000
-0.9944	-0.0093	-0.8289	0.0000	0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000
0.0000	-0.8289	-0.0105	-0.5756	0.0000	0.1621	0.0000	-0.0000
-0.0000	0.0000	-0.5756	-0.1196	0.6658	-0.1924	0.0000	0.0000
-0.0000	0.0000	0.0000	0.6658	0.3528	0.5425	0.0000	0.0000
0.0000	0.0000	0.1621	-0.1924	0.5425	-0.0105	0.8289	0.0000
-0.0000	-0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.8289	-0.0093	0.9944
-0.0000	-0.0000	-0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.9944	-0.0000

Figure 41 : Matrice repliée correspondante à la réponse.

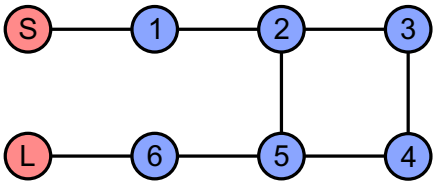


Figure 42 : Topologie repliée associée à la matrice présentée en Figure 41.

La topologie présentée en Figure 42 illustre bien la maximisation des quadruplets en tant que sous-éléments constitutifs. On peut d'ailleurs déduire de cette dernière qu'il serait possible

Licence CC BY-NC-ND 3.0

d'implémenter un quadruplet supplémentaire et donc deux zéros de transmission, symétriques par rapport à la fréquence centrale, supplémentaires.

II.4.2.3.3. Topologie transversale

Après avoir montré la matrice de couplage basique ainsi que la plus répandue, nous allons à présent illustrer les possibilités offertes par les transformations de matrice avec la matrice transversale.

Cette matrice présente la particularité, un peu contre-intuitive, de n'avoir aucun couplage entre les résonateurs. À l'inverse, les accès d'entrée et de sortie sont couplés à tous les résonateurs qui portent tous un décalage fréquentiel.

La matrice rapportée en Figure 43 et la topologie en Figure 44 font toujours référence à la réponse de la Figure 38.

0.0000	-0.4779	-0.4446	-0.2616	0.2991	0.4102	0.4865	0.0000
-0.4779	0.4989	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.4779
-0.4446	0.0000	-0.9927	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.4446
-0.2616	0.0000	0.0000	1.1349	0.0000	0.0000	0.0000	0.2616
0.2991	0.0000	0.0000	0.0000	-1.1815	0.0000	0.0000	0.2991
0.4102	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	1.0612	0.0000	0.4102
0.4865	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	-0.3271	0.4865
0.0000	0.4779	0.4446	0.2616	0.2991	0.4102	0.4865	0.0000

Figure 43 : Matrice transversale correspondante à la réponse.

Bien que l'implémentation de ce type de structure ne soit pas toujours aisée, la littérature affiche quelques applications de ces topologies et notamment en technologies planaire [161], [162].

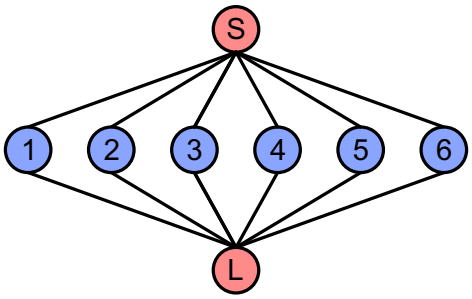


Figure 44 : Topologie transversale associée à la matrice présentée en Figure 43.

II.4.2.3.4. Topologie extended-box

Pour cette topologie, plusieurs solutions peuvent être obtenues pour une même fonction de transfert. La topologie n'est donc pas canonique. Cet exemple est décrit plus précisément dans [159]. Dans le cas précis de cette fonction de transfert, les deux solutions réelles aboutissent à la matrice de couplage exposée en Figure 45, la seconde étant obtenue en inversant entrée et sortie.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

$$\begin{bmatrix} 0 & 1.193 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1.193 & 0.013 & 0.229 & 0 & -0.891 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.229 & -0.257 & 0.832 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.832 & 0.164 & 0.486 & 0 & -0.671 & 0 \\ 0 & -0.891 & 0 & 0.486 & 0.032 & 0.586 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.586 & -0.158 & 0.628 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -0.671 & 0 & 0.628 & 0.013 & 1.193 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1.193 & 0 \end{bmatrix}$$

Figure 45 : Matrice de couplage associée à la réponse présentée en Figure 38.

La topologie associée est reportée en Figure 46.

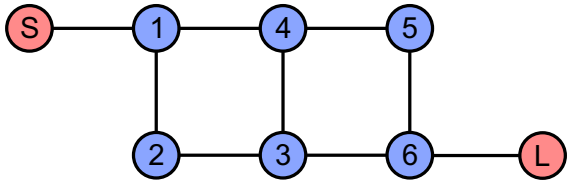


Figure 46 : Topologie dite « extended-box » associée à la matrice présentée en Figure 45.

II.5. De la matrice de couplage au filtre physique

La partie précédente fait état du potentiel de design offert par les matrices de couplage. En effet, la flexibilité offerte par les transformations de matrice permet d'envisager l'application d'une réponse par plusieurs configurations physiques. En fonction de l'application visée, il est possible de choisir la topologie qui s'adapte le mieux aux problématiques physiques afin de répondre à un gabarit de filtrage donné.

L'ensemble des filtres conçus, réalisés et présentés dans ce manuscrit sont réalisés à partir de matrices de couplage.

Une topologie est sélectionnée pour s'adapter aux problématiques physiques d'implantation. Une structure physique est ensuite conçue et simulée par ordinateur à l'aide de logiciel de simulation électromagnétique. Ce modèle est ensuite optimisé afin de présenter une réponse au plus proche de la réponse fournie par la synthèse de filtres.

L'objectif de cette partie est de présenter la méthode suivie et les outils employés dans cette thèse pour obtenir un prototype réalisable physiquement

II.5.1. Point de départ : matrice dénormalisée

Comme nous venons de le préciser, une matrice de couplage répondant à un gabarit fixé sera notre point de départ. Cette matrice, ainsi qu'introduit dans la partie II.3, est normalisée et donc pour le moment générique. Afin de la rendre propre à notre situation, il faut effectuer une dénormalisation de la matrice de couplage. Rappelons ici que cette matrice est de dimension n+2 par rapport à la fonction de filtrage synthétisée d'ordre n car la matrice comprend les couplages d'entrée et de sortie.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

$$[m] = \begin{bmatrix} m_{SS} & m_{S1} & m_{S2} & \cdots & m_{Sn} & m_{SL} \\ m_{1S} & m_{11} & m_{12} & \cdots & m_{1n} & m_{1L} \\ m_{2S} & m_{21} & m_{22} & \cdots & m_{2n} & m_{2L} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ m_{nS} & m_{n1} & m_{n2} & \cdots & m_{nn} & m_{nL} \\ m_{LS} & m_{L1} & m_{L2} & \cdots & m_{Ln} & m_{LL} \end{bmatrix} \rightarrow [M] = \begin{bmatrix} M_{SS} & M_{S1} & M_{S2} & \cdots & M_{Sn} & M_{SL} \\ M_{1S} & M_{11} & M_{12} & \cdots & M_{1n} & M_{1L} \\ M_{2S} & M_{21} & M_{22} & \cdots & M_{2n} & M_{2L} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ M_{nS} & M_{n1} & M_{n2} & \cdots & M_{nn} & M_{nL} \\ M_{LS} & M_{L1} & M_{L2} & \cdots & M_{Ln} & M_{LL} \end{bmatrix} \quad (51)$$

Comme le montre l'équation (51), l'objectif est de passer l'ensemble de la matrice normalisée [m] à une matrice dénormalisée [M]. Les formules permettant d'effectuer cette opération sont différentes pour les couplages aux accès, les décalages en fréquence et les couplages inter-résonateurs. Nous rappelons ces formules :

- Couplages aux accès (ici les paramètres avec un indice L ou S) :

$$M_{accès\ dénormalisé} = m^2_{accès\ normalisé}.RBW = m^2_{accès\ normalisé}.\frac{\Delta f}{f_0} \quad (52)$$

- Couplages inter-résonateur (ici les paramètres avec i≠j) :

$$\frac{\overline{M}_{ij}}{L} = M_{ij} = m_{ij}.RBW = m_{ij}.\frac{\Delta f}{f_0} \quad (53)$$

- Fréquence de résonance d'un résonateur (i) (ici les paramètres avec i=j) :

$$f_i = f_0 + m_{ii}.\frac{\Delta f}{2} \quad (54)$$

Une fois la matrice dénormalisée calculée, nous disposons d'une base qui a un rapport direct avec les valeurs à réaliser physiquement au sein de la structure simulée.

En ce qui concerne les fréquences de résonance des résonateurs, l'opération à effectuer est assez simple. En effet, le réglage s'effectue simplement en dimensionnant les résonateurs. La fréquence de résonance étant d'autant plus élevée que le résonateur est de faible dimension. D'un point de vue pratique, ces valeurs peuvent être rapidement calculées par des simulations en oscillations libres dans des logiciels tels que ANSYS HFSS ou CST.

II.5.2. Couplage inter-résonateur

Ce paramètre fait apparaître l'énergie qui est transmise entre deux éléments résonants. Ce principe est illustré dans la Figure 47 où l'on montre que plus un iris entre deux éléments résonants se réduit, plus les fréquences de résonances des deux modes affichés sont proches.

Une simulation en oscillation libre permet généralement d'accéder à des valeurs approchées de modes se développant dans la structure. Néanmoins, lorsque l'on veut effectuer un calcul au plus proche de la valeur vraie de ce couplage, on effectue une simulation en oscillation forcée.

La structure simulée se compose alors des deux résonateurs dont on veut caractériser le couplage et de l'interface qui permet le couplage. Cette interface peut être un iris, comme dans l'exemple ci-dessus, mais aussi l'espacement entre deux résonateurs, une ligne... Dans cette situation, les accès sont faiblement couplés dans l'objectif d'obtenir une réponse en paramètres S qui se rapproche de celle qui pourrait être obtenu en oscillation libre. Les fréquences auxquelles les modes s'établissent présentent une transmission maximum entre

Licence CC BY-NC-ND 3.0

les accès faiblement couplés (par convention, on vise un maximum de transmission à - 20 dB). La réponse en paramètres S observable est alors semblable à celle schématisée en Figure 48.

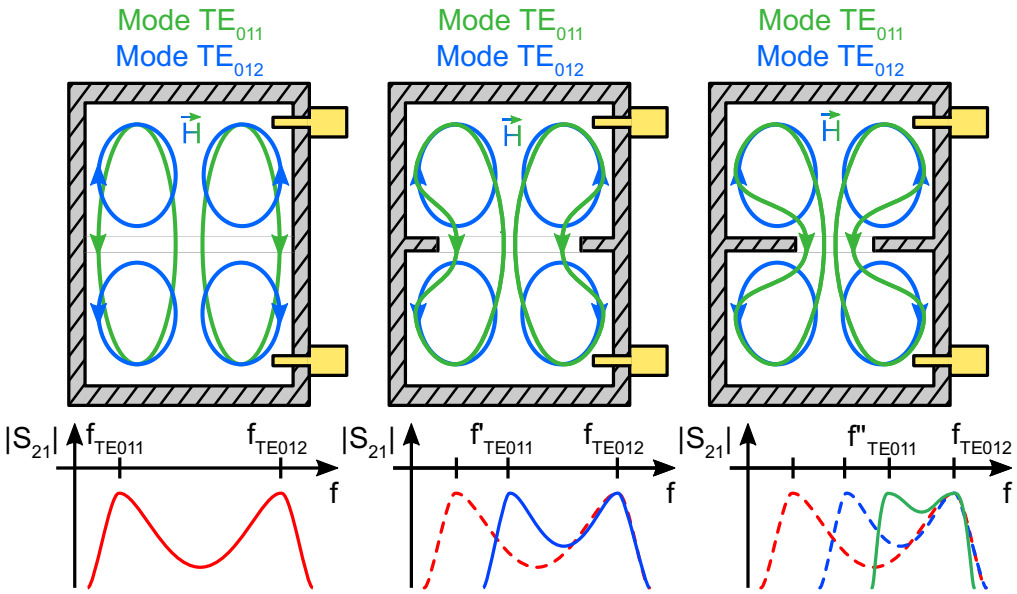


Figure 47 : Couplage de deux cavités cylindriques métalliques sur les modes TE_{011} et TE_{012}.

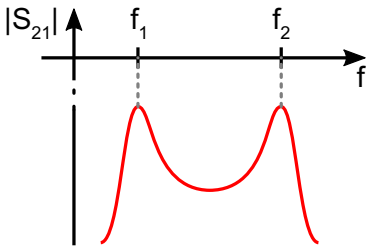


Figure 48 : Réponse en paramètre S d'une structure dans laquelle se couplent deux résonateurs.

L'espacement des deux fréquences faisant état directement de l'intensité du couplage. Le calcul de la valeur absolue de ce couplage M est alors réalisable avec la formule :

$$|M| = \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_2^2 + f_1^2} \tag{55}$$

Notons que dans certaines structures complexes, la géométrie environnante va venir influencer le couplage entre les deux résonateurs. Il est alors pertinent de faire la simulation dans la structure complète en éliminant l'ensemble des autres résonateurs pour avoir une estimation plus juste du couplage.

II.5.2.1. Signe du couplage

Nous en avons fait état précédemment : pour réaliser des fonctions elliptiques de filtrage, nous avons besoin de couplages de signes différents. En effet, les couplages peuvent prendre une valeur « positive » ou « négative » en fonction de leur nature magnétique ou électrique.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Prenons, pour exemple, le couplage de deux lignes triplaques adjacentes. Lorsque l'on vient exciter cette structure, deux modes propres s'établissent :

- Le mode pair que l'on peut assimiler à l'excitation en phase des deux lignes.
- À l'inverse, le mode impair correspond à l'excitation en opposition de phase des deux mêmes lignes.

Cette situation est renseignée en Figure 49 et fait apparaître les formes prisent par le champ électrique pour ces deux modes.

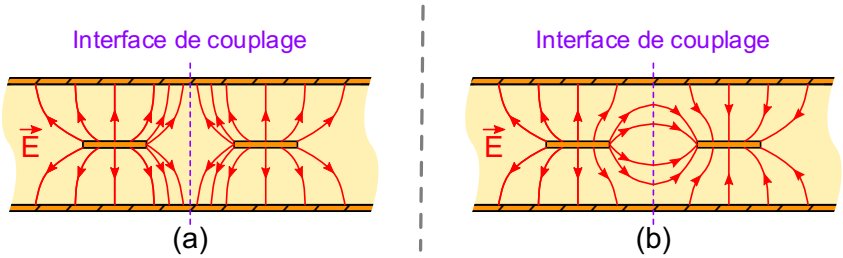


Figure 49 : Distribution du champ électrique qui s'établit lors du couplage de deux lignes triplaques : (a) pour le mode pair et (b) pour le mode impair.

Par convention, si le premier mode établi est impair (à f_1 sur la Figure 48), alors le couplage est considéré comme positif. L'autre option, où le premier mode est pair, implique évidemment un couplage négatif.

Il est alors possible de réécrire la formule (55) :

$$M = \frac{f_p^2 - f_i^2}{f_p^2 + f_i^2} \tag{56}$$

Où f_p représente la fréquence de résonance du mode pair et f_i la fréquence de résonance du mode impair.

Il est en revanche impossible d'analyser ces couplages autrement qu'en visualisant les champs et la nature dominante du couplage à une fréquence donnée.

Pratiquement, l'analyse de la nature du couplage se fait en observant visuellement les champs électriques aux fréquences auxquelles s'établissent les modes. La Figure 50 fait apparaître deux captures d'écran du logiciel ANSYS HFSS dans lesquelles on observe la répartition en champ électrique de deux modes différents. Dans cet exemple, ce sont deux lignes micro-rubans qui sont simplement couplées par proximité.

Bien qu'il soit ici facile de reconnaitre la nature des couplages, cela n'est pas toujours le cas pour des couplages s'effectuant sur de faibles ouvertures par exemple. Se référer alors au sens du champ électrique permet de faire remonter facilement l'information d'un accord ou d'une opposition de phase et donc d'identifier facilement le signe du couplage.

Pour établir une structure permettant la mise en œuvre d'une matrice de couplage proposant des signes différents, il est nécessaire d'identifier les assemblages permettant de favoriser l'un ou l'autres des signes. Quantifier la force maximum atteignable de couplages en fonction des limites technologiques disponibles est également nécessaire afin d'anticiper la faisabilité ou non d'une fonction donnée.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

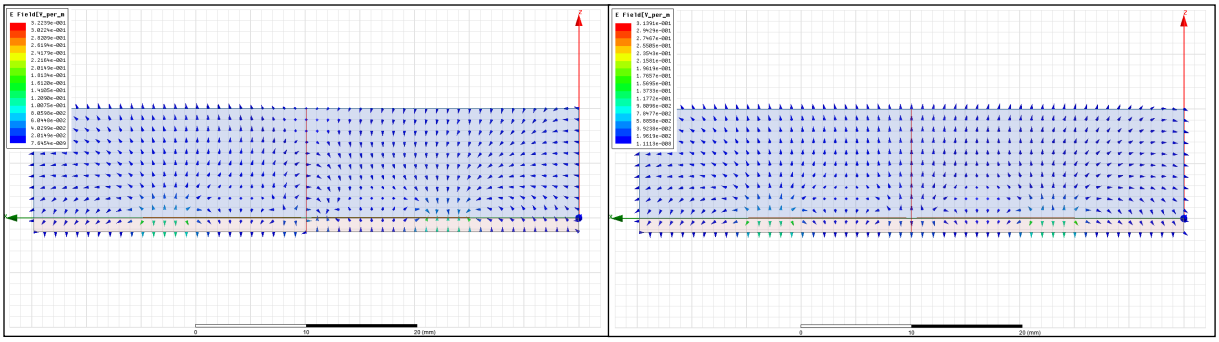


Figure 50 : Répartition du champ électrique pour les modes impair et pair affichée par un logiciel de simulation électromagnétique (ANSYS HFSS).

II.5.2.2. Application aux triplets

Lors de la construction d'une structure complexe, il peut être possible de faire une vérification supplémentaire afin de valider la nature du signe du couplage. En effet, l'équation (47) rappelée ci-dessous permet de donner la pulsation normalisée à laquelle va se développer un zéro de transmission.

$$\omega_z = \frac{-m_{12}.m_{23} + m_{13}.m_{22}}{m_{13}} \tag{47}$$

Si le décalage fréquentiel du résonateur (2) est faible, il est alors possible de relier directement le signe du couplage au signe du paramètre m_{13}, couplage entre le résonateur (1) et (3).

Effectuer cette étape durant la conception permet les vérifications suivantes :

- La nature du couplage entre deux résonateurs est bien celle attendue.
- L'identification de couplages parasites au sein de la structure qui peuvent venir dégrader la réponse (création de zéros en dehors ou même à l'intérieur de la bande-passante).

Ainsi, construire un dispositif pas à pas permet de valider un arrangement et d'identifier de potentiels problématiques physiques qui pourraient venir par la suite nuire à l'optimisation de la réponse.

Typiquement, dans une structure en triplet, les couplages m_{12} et m_{23} sont positif et la position du zéro est déterminée par le couplage m_{13}. Dès lors, le zéro sera situé à gauche si le couplage m_{13} est positif et à droite s'il est négatif. La Figure 51 schématise les deux situations qu'il est possible d'observer dans une réponse en paramètre S de l'une ou l'autre des situations.

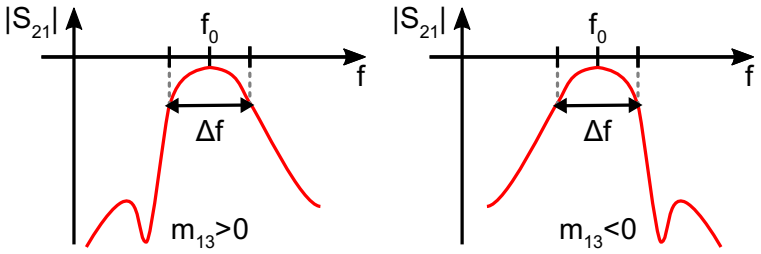


Figure 51 : Position du zéro dans une réponse en paramètres S en fonction du signe du couplage entre les résonateurs (1) et (3).

Licence CC BY-NC-ND 3.0

II.5.3. Couplage asynchrone

Dans les faits, les couplages réalisés sont rarement purement magnétiques ou électriques ; on parle alors de couplages mixtes. La situation idéale décrite en Figure 47 n'est alors plus respectée et la fréquence de résonance des deux modes varie lorsque l'on change les paramètres de couplage. Le couplage effectué est alors défini comme asynchrone et la Figure 52 avance une schématisation des réponses qui peuvent être observée dans ce cas.

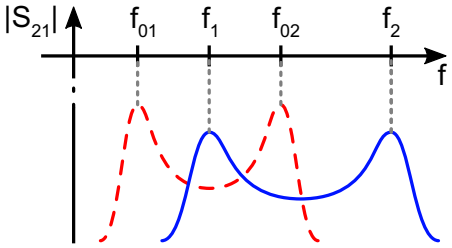


Figure 52 : Réponse typiquement observée dans le cas d'un couplage asynchrone.

Dans la situation décrite en Figure 52, f_{01} et f_{02} sont les fréquences de résonance dans la situation initiale. Les fréquences f_1 et f_2 sont alors les fréquences de résonance observées après une variation des paramètres de couplage dans un cas asynchrone.

Cette situation a été décrite et analysée électriquement par une publication parue en 2000 [163]. L'auteur donne alors une formule permettant de compenser le caractère asynchrone du couplage grâce à la formule suivante :

$$M = \pm\frac{1}{2}.\left(\frac{f_{02}}{f_{01}}+\frac{f_{01}}{f_{02}}\right).\sqrt{\left(\frac{f_2^2-f_1^2}{f_2^2+f_1^2}\right)^2-\left(\frac{f_{02}^2-f_{01}^2}{f_{02}^2+f_{01}^2}\right)^2} \qquad (57)$$

Cette formule est également applicable au couplage synchrone et dans ce cas elle dégénère en l'équation notée précédemment (55).

II.5.4. Couplage aux accès

Puisqu'il s'agit ici de déterminer la valeur du couplage à l'entrée ou à la sortie du dispositif indépendamment l'un de l'autre, il n'est pas possible d'utiliser ici la transmission. Le calcul est donc effectué en envoyant une onde par un seul accès et c'est la phase de la réflexion qui permet de déterminer la valeur du couplage à l'accès.

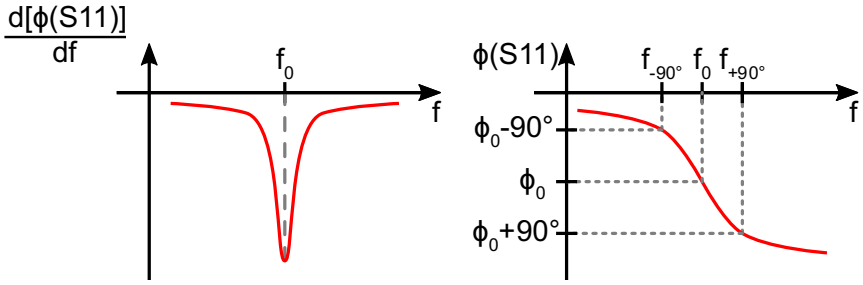


Figure 53 : Méthode analytique permettant de déterminer la valeur du couplage à un accès.

La fréquence de résonance de la structure à l'accès pourrait être déterminée grâce à la réponse en paramètre S de la réflexion S_{11}. Néanmoins, dans la pratique, cette valeur peut être faussée en fonction de la résolution accordée par le logiciel. Il est donc utile de se fixer

Licence CC BY-NC-ND 3.0

une seule référence : la phase de la réflexion. Comme indiqué sur la Figure 53, la fréquence centrale f_0 est déterminée par le point d'inflexion de phase. En reportant cette fréquence au niveau de la phase de la réflexion, il est possible d'établir un écart fréquentiel à partir d'un déphasage de ± 90° par rapport à la phase à f_0.

Le calcul du couplage aux accès est alors le suivant :

$$M_{acc} = \frac{f_{+90°} - f_{-90°}}{f_0} \tag{58}$$

La valeur calculée par cette formule étant le couplage dénormalisé aux accès.

II.6. Optimisation de la structure à l'aide des matrices de couplage

Une fois que la matrice de couplage a été validée en vérifiant que les valeurs de couplages sont atteignables et que la topologie est implémentable, on commence à construire l'architecture physique du filtre. La synthèse du filtre est alors vérifiée en réalisant un modèle réel du filtre à l'aide d'un logiciel de simulation électromagnétique.

Comme lors des étapes précédentes les différents couplages entre les résonateurs ont été étudiés, cette conception se traduit par un assemblage des différentes sous-ensembles étudiés séparément.

Même si cette phase préliminaire a été réalisée avec minutie, il est très rare que la réponse corresponde à celle établie par la synthèse. En effet, la mise en place de l'ensemble des résonateurs dans la structure peut faire apparaître des couplages croisés ou parasites qui viennent détériorer la réponse. De surcroit, le simple assemblage des résonateurs entre eux viendra changer la répartition énergétique dans l'ensemble et donc impacter la réponse.

Une phase d'optimisation est donc systématiquement nécessaire. Les logiciels de simulation possèdent généralement un optimiseur intégré mais ce dernier est rarement efficace. Dans le cas, par exemple, de ANSYS HFSS l'optimisation passe par des simulations complètes successives de l'ensemble du modèle qui tentent de s'approcher des buts indiqués en enchaînant plusieurs itérations. Pour certaines structures, où les simulations peuvent prendre plusieurs heures, cette méthode est trop coûteuse et peu efficace.

La mise en place d'une méthode d'optimisation alternative est donc tout à fait pertinente. Nous allons, dans un premier temps, introduire le concept d'extraction des matrices de couplage pour finir par présenter la méthode complète employée dans ces travaux.

II.6.1. Presto : identification des matrices de couplage

Cette extraction repose sur l'approximation de la réponse par un polynôme rationnel complexe puis, par la détermination (synthèse) d'une matrice de couplage.

Être capable d'extraire cette matrice de couplage est nécessaire à la mise en place de la méthode d'optimisation. En général, si le travail en amont de la simulation complète a été bien effectué, la réponse simulée approche suffisamment la réponse cible pour permettre une extraction. Néanmoins, dans certains cas, la réponse simulée reste trop éloignée de l'objectif et il peut alors être utile d'effectuer une division de la structure pour permettre cette approche.

Un logiciel développé par l'INRIA, nommé Presto, accompli l'extraction d'une matrice de couplage normalisée à partir de la réponse du filtre.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

II.6.2. Méthode d'optimisation

Le principe de base est le suivant : associer une réponse en paramètres S issue d'une simulation électromagnétique à une matrice de couplage qui permet de relier le modèle physique à un circuit équivalent en éléments localisés. Cette méthode est issue des travaux de recherches menés conjointement entre XLIM avec S.Bila et l'INRIA avec F.Seyfert et publiés en 2001 [164].

Il est possible de mettre une première méthode d'optimisation itérative à partir des matrices de couplages identifiées par le programme Presto. En effectuant une comparaison entre la matrice objectif et la matrice analysée, il est possible d'identifier les couplages ou les résonateurs qui nécessitent une correction. Toutefois, cette méthode est à réserver à des structures simples ou quasiment optimisées car elle ne permet pas de prendre en compte les couplages parasites dont l'apparition est très probable dans une structure physique.

Une deuxième méthode s'appuie sur l'optimisation de la réponse du filtre à partir du circuit électrique équivalent du filtre. À partir des matrices extraites, des relations sont établies entre les paramètres géométriques du filtre et chaque terme des matrices extraites. Plus laborieuse, cette méthode nécessite un grand nombre de simulations pour établir des lois de variation suffisamment complètes. Malgré sa complexité apparente, cette méthode permet de contrôler de certains couplages parasites et ainsi d'arriver plus efficacement à la solution finale. De plus, certaines des étapes redondantes ont été automatisée afin d'optimiser le temps de travail de l'utilisateur.

II.6.3. Variations des paramètres de design

Une fois les premières étapes de design validées, on simule l'ensemble de la structure et une première extraction est effectuée. Afin de vérifier que le point de départ de l'optimisation est correct, il faut vérifier que les informations données par le logiciel Presto impliquent une matrice correspondant à la réponse électromagnétique. Par la suite, il faut renseigner les valeurs obtenues avec l'extraction dans un circuit électrique équivalent et vérifier que la réponse obtenue par ce dernier est conforme avec la simulation initiale.

Lorsque l'on conçoit un modèle électromagnétique d'un dispositif par ordinateur, il est pertinent d'effectuer cette construction à l'aide de variables. Une structure construite à base de variables pourra voir l'ensemble de sa géométrie s'adapter lors de la modification d'un seul paramètre. Cette pratique est utile pour la conception de filtres simples mais elle est indispensable pour réaliser l'optimisation d'un système complexe.

L'étape de vérification étant effectuée, on analyse alors l'influence des variations géométriques du dispositif sur la réponse en paramètres S. Pour ce faire, on applique de légères variations $\pm \Delta\varepsilon$ à des paramètres évalués par l'utilisateur comme impactant la réponse. Cela concernera, par exemple, les dimensions d'un résonateur ou l'espacement entre deux éléments. Réaliser deux variations autour de la valeur initiale d'un paramètre permet d'avoir une meilleure évaluation de l'influence de ce dernier sur la réponse. Pour chacune de ces N variations, une matrice de couplage est extraite et consignée.

L'ensemble de ces matrices sont ensuite traitées afin d'évaluer la pondération des différents paramètres sur les coefficients de la matrice. Ainsi, tous les m_{ij} de la matrice sont traduits comme fonctions des variations géométriques, ce qui permet d'évaluer les couplages parasites ou involontaires.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

II.6.4. Circuit électrique équivalent

Les logiciels circuits tels que ADS sont des outils puissants de calcul capables d'analyser des circuits complexes en des temps réduits. Les outils d'optimisation embarqués sont également très efficaces et permettent généralement une convergence rapide vers une solution si l'optimiseur parvient à en trouver une (qu'elle soit existante ou non).

II.6.4.1. Modèle initial

En utilisant le modèle présenté en II.3, il est possible d'établir un modèle circuit permettant de remonter à une fonction de filtrage. La Figure 54 reporte un exemple réalisé au début de ces travaux où l'on synthétise une fonction possédant 5 pôles et 2 zéros de transmission.

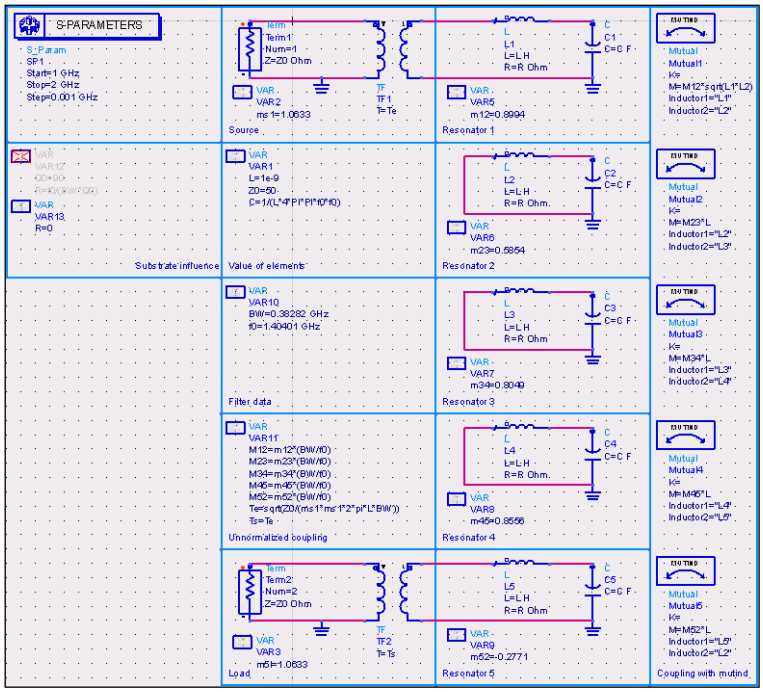


Figure 54 : Modèle circuit d'une fonction 5 pôles 2 zéros construit sous ADS.

Comme nous l'avons précisé au cours de la partie théorique, les résonateurs sont symbolisés par des circuit LC. Les couplages aux accès seront représentés par des transformateurs d'impédance et les couplages inter-résonateurs par des mutuelles inductances.

Pour constituer les résonateurs LC il faut fixer une valeur arbitrairement pour pouvoir calculer la suivante. Dans le cas présent on fixe la valeur de l'inductance à 1 nH et le calcul de la valeur de la capacité s'effectue grâce à la formule précisée par l'équation (59). La capacité permet alors de reporter les décalages fréquentiels situés sur la diagonale de la matrice [cf. Éq. (54)].

$$L_i = 1\,nH\ \forall i\ ;\ L_i C_i \omega_i^2 = 1\ \Rightarrow\ C_i = \frac{1}{4\pi^2 f_i^2} \qquad (59)$$

Où f_i est la fréquence de résonance d'un résonateur exprimé en GHz.

Les couplages inter-résonateurs sont réalisés grâce à une fonction de mutuelle inductance. Les valeurs employées pour les M_{ij} sont les valeurs dénormalisées grâce à l'équation (53)

Licence CC BY-NC-ND 3.0

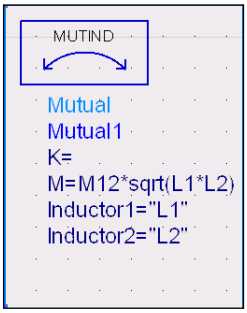


Figure 55 : Fonction mutuelle inductance d'ADS.

Les couplages aux accès sont représentés par des transformateurs d'impédances. Afin de transcrire les valeurs indiquées par la matrice de couplage on suit la formule suivante :

$$T_{acc} = m_{acc}\sqrt{\frac{2\pi\Delta f}{Z_0}} \tag{60}$$

Où T_{acc} représente le rapport de transformation, Δf la bande passante en GHz et Z_0 l'impédance caractéristique du circuit.

On s'attache à reporter une fonction large bande afin d'évaluer les limitations de cette application. La bande passante relative est ici d'environ 30% et la réponse obtenue est affichée en Figure 56.

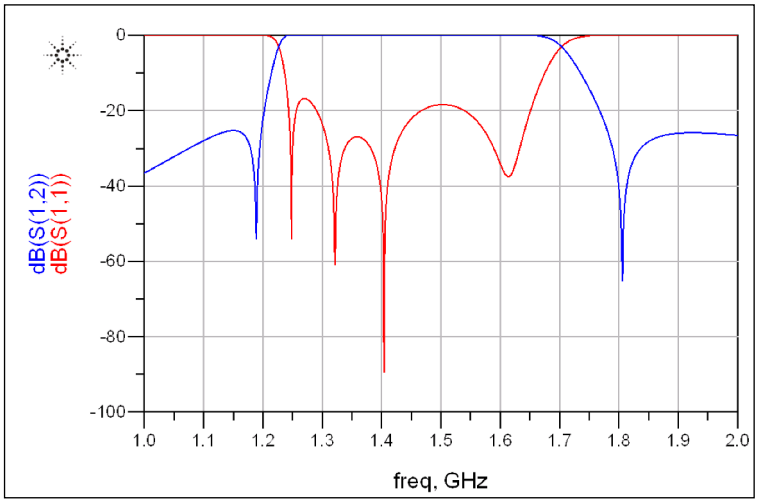


Figure 56 : Réponse en paramètres S obtenue par le circuit électrique équivalent.

Notons ici qu'il est possible de renseigner les pertes dans le modèle. Pour ce faire, on ajoute un élément résistif à l'inductance dans le circuit. La valeur de cette résistance est définie par la formule suivante :

$$R = \frac{f_0}{\Delta f . Q_0} \tag{61}$$

Où Q_0 représente le facteur de qualité à vide moyen de l'ensemble des résonateurs. Cet ajustement du schéma analytique permet de prendre en compte les pertes du système. Il est, en revanche, très compliqué d'attribuer à chaque résonateur les pertes qu'il développe. En effet, l'extraction Presto n'est pas exacte sur les répartitions des pertes et les attribue de

Licence CC BY-NC-ND 3.0

préférence aux accès. Pratiquement, on fait la somme de ces pertes et on les répartit, équitablement, sur tous les résonateurs par le biais du facteur de qualité à vide.

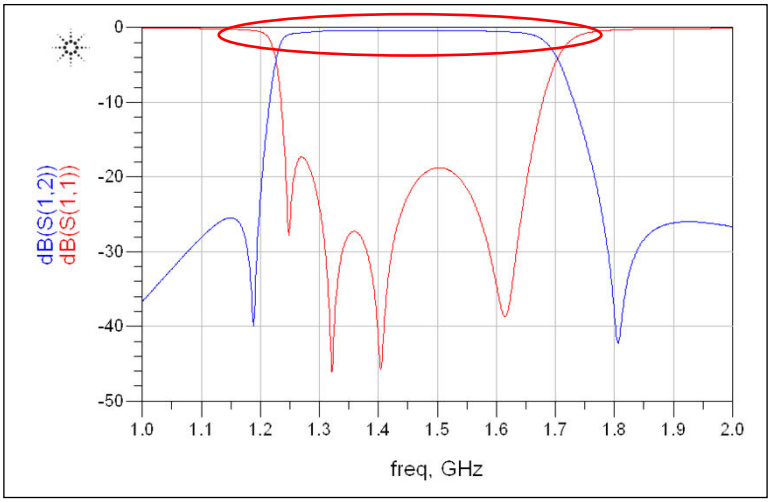


Figure 57 : Réponse en paramètres S obtenue par le circuit électrique équivalent avec une prise en compte des pertes.

La Figure 57 montre l'influence de l'ajout de pertes dans ce circuit électrique équivalent. Notons que le modèle d'inductance d'ADS permet d'intégrer directement une résistance à l'élément localisé.

II.6.4.2. Problématique de largeur de bande passante

Pour le tracé de la Figure 56, les paramètres de couplage sont ceux issus directement de la synthèse de filtre. La synthèse ayant été réalisée avec une adaptation constante, l'aspect du tracé obtenu n'est donc pas celui attendu. Cela s'explique par le fait que le modèle sur lequel se base la synthèse est bande étroite (bande passante relative de l'ordre de quelques pourcents). Si l'on effectue une correction de la bande passante sur la simulation afin d'avoir une bande passante relative d'environ 3 %, on obtient la réponse reportée en Figure 58.

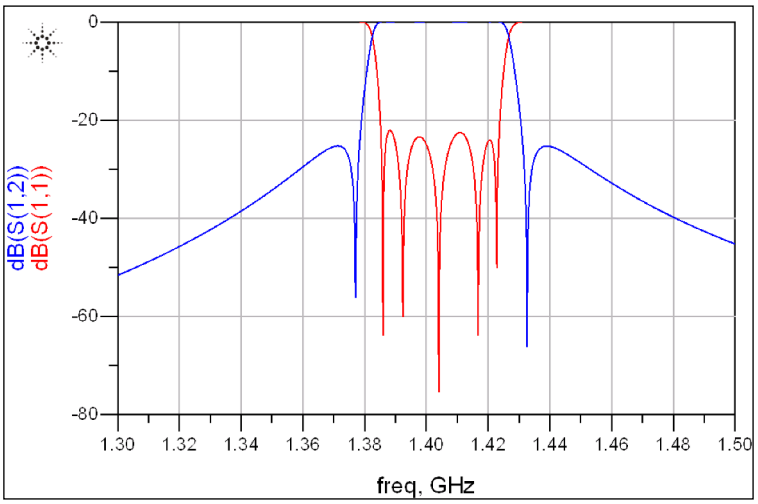


Figure 58 : Réponse en paramètres S en corrigeant la bande passante relative.

La réponse n'est toujours pas idéale mais elle permet de mettre en avant les problématiques liées à la largeur de la bande passante.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Par conséquent, pour les cas où l'approximation ω/ω0 ≉ 1, il faut considérer que les valeurs des couplages dépendent de la fréquence. De plus, les valeurs des inductances et des capacités sont modifiées par homothétie fréquentielle. La corrélation, entre les données issues de la simulation électromagnétique et celles obtenues par le simulateur analytique, s'en trouve améliorée. Ces améliorations peuvent être observées sur l'accord fréquentiel et l'adaptation des deux réponses.

Ces ajustements sont effectués grâce aux formules suivantes :

- Les couplages inter-résonateurs :

$$M_{ij} = m_{ij}.RBW.\frac{f_0}{f} = \frac{m_{ij}}{f} \tag{62}$$

- La fréquence de travail du circuit est modifiée :

$$f' = \frac{f}{S_f} + \left(1 - \frac{1}{S_f}\right).f_0 \; ; \; \Delta f' = \frac{\Delta f}{S_f} \tag{63}$$

  Où S_f est le coefficient de correction dont la valeur est fixée à 100 pour ramener l'ensemble des filtres sur des bandes passantes relatives inférieur à 1 %. Cela se traduit par une nouvelle bande passante Δf' qui est simplement divisée par S_f.

- Les pertes sont alors corrigées avec le même coefficient de correction :

$$\forall i \wedge \forall j, R_i = \frac{\sum_{i=1}^{n} pertes_{ij}}{n.Sf} \tag{64}$$

  Où n représente l'ordre du filtre.

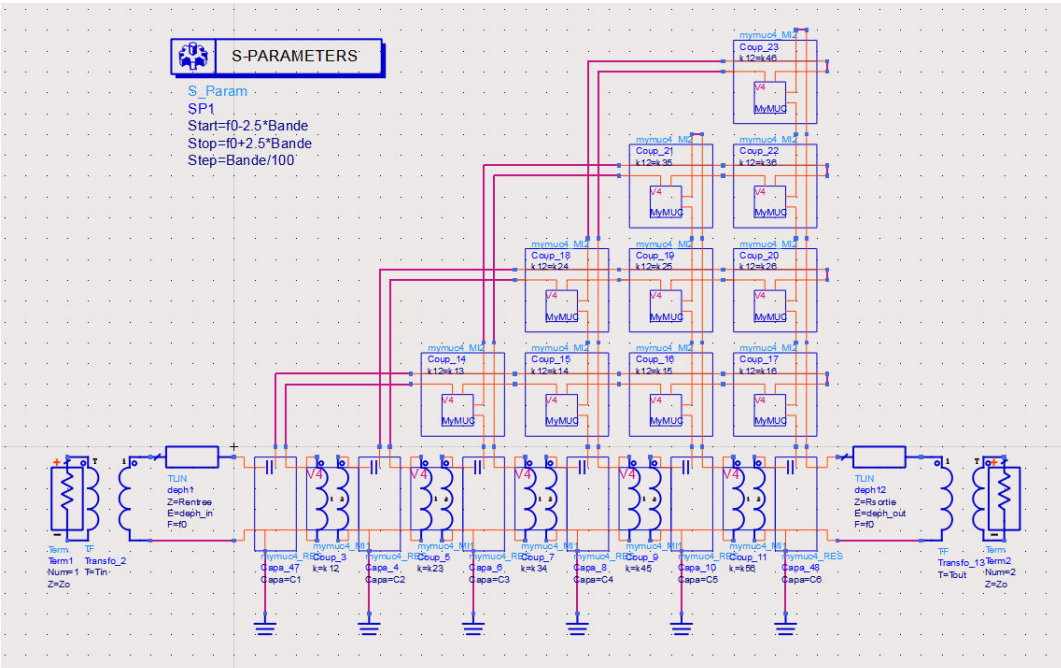


Figure 59 : Circuit pour l'optimisation d'un filtre 6 pôles présentant tous les couplages possibles entre les résonateurs.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Ces corrections sont issues des travaux de thèse d'A.Périgaud. Ces dernières sont implémentées dans une série de circuits ADS qu'il a conçu et dans lesquels l'ensemble des couplages, pour un filtre d'ordre n, peuvent être modélisés. Il a également créé un tableur qui permet de traiter rapidement l'ensemble des matrices extraites et d'établir les lois de variation fonctions des paramètres [165]. La Figure 59 présente une capture d'écran du circuit créé.

Ces deux outils seront ceux utilisés pour la réalisation des filtres de ce manuscrit.

II.6.5. Boucle d'optimisation

Une fois l'ensemble des lois de variation rentrées dans le circuit ADS, on effectue une optimisation qui peut avoir plusieurs objectifs. De manière générale, on va venir reporter le gabarit de filtrage employé pour la synthèse du filtre. Cette optimisation est généralement rapide et vient donner directement les corrections $\Delta\varepsilon_c$ à apporter aux N paramètres initiaux afin de converger vers la réponse cible.

Il peut arriver que cette optimisation n'arrive pas à converger vers une solution, deux options sont alors disponibles :

- Un relâchement sur les objectifs d'optimisation (adaptation, réjection, etc.).
- Si un relâchement des contraintes n'est pas possible avec l'application souhaitée, on va venir apporter X nouveaux paramètres de variations géométriques. Cette option porte le nombre de simulations à effectuer à 2*(N+X) et rallonge donc le temps nécessaire à l'optimisation.

Dans le cas où l'optimisation trouve une solution, on va venir apporter des variations correctives $\pm\,\Delta\varepsilon_c$ au modèle. Une fois la simulation de la nouvelle structure effectuée, la réponse obtenue doit être proche de celle indiquée par l'optimisation analytique. Si le résultat est trop loin du cahier des charges, une nouvelle itération de cette méthode d'optimisation peut être effectuée.

Notons que cette méthode permet d'effectuer une analyse en dispersion des différents paramètres sélectionnés pour l'optimisation. Le comportement du filtre au regard de certaines modifications peut ainsi être établit et si la structure est trop sensible, une nouvelle topologie peut être mise en place.

Le synoptique présentant l'intégralité de cette méthode de conception de filtre est exposé en Figure 60.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

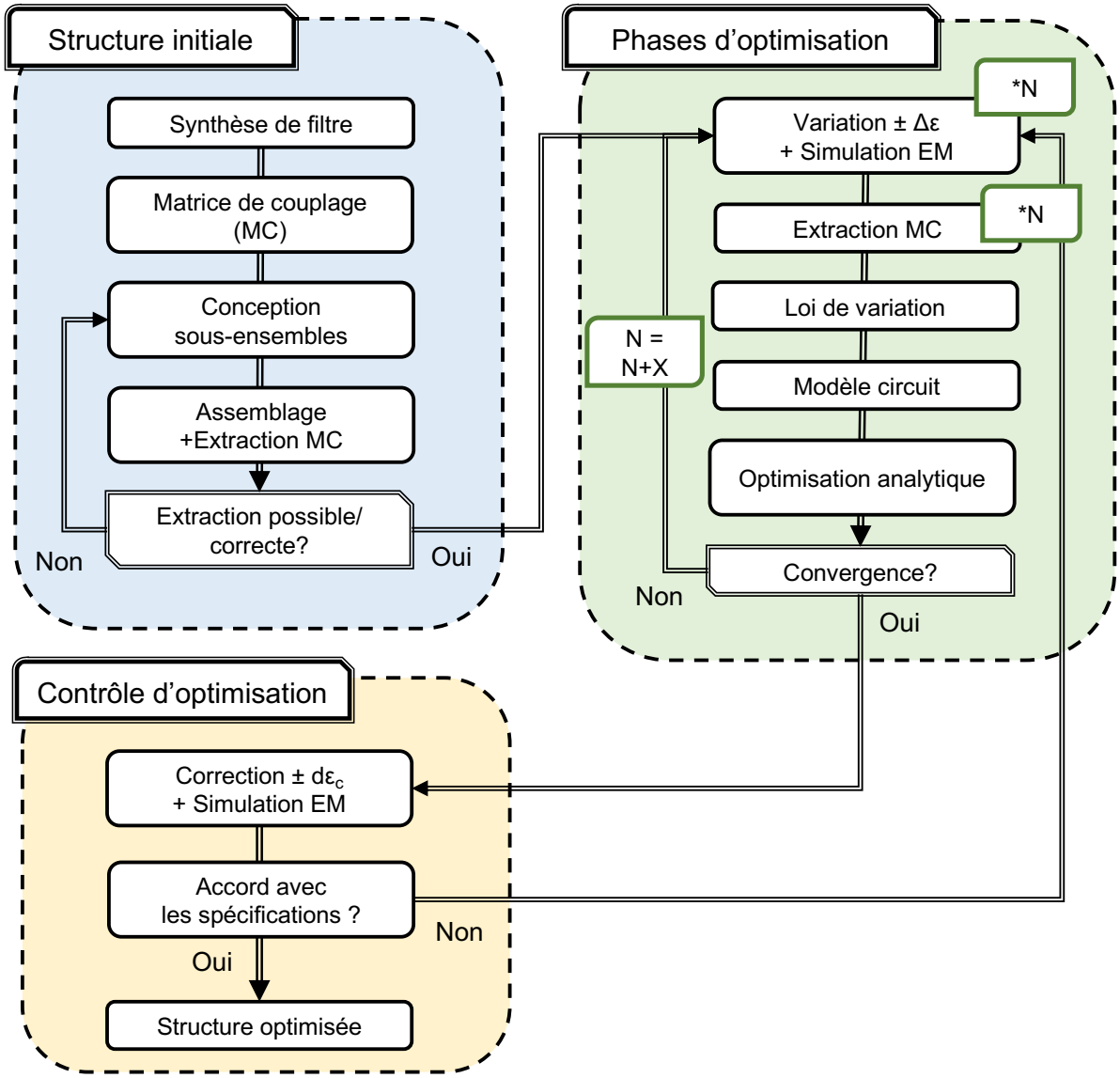


Figure 60 : Synoptique de la conception de filtres physiques optimisés.

II.7. Conclusion

Ce chapitre a permis l'introduction du concept des matrices de couplage. Après avoir montré leur synthèse, les performances et la flexibilité qu'elles offrent pour la conception de fonctions de filtrage ont été mises en avant.

Au cours de la dernière décennie, cet outil a prouvé son efficacité au point que, récemment, le logiciel CST a commencé à l'intégrer directement au sein de ses outils de design.

Dans une deuxième partie, nous avons présenté une méthode pour la conception assistée par ordinateur d'une structure de filtrage. Les étapes initiales ont permis de relier l'instrument mathématique qu'est la matrice de couplage aux phénomènes physiques intervenant au sein d'un dispositif de filtrage.

Pour terminer, nous avons retranscrit une procédure d'optimisation qui permet de prendre en compte d'éventuels couplages parasites tout en étant indépendante de la nature du filtre développé. Nécessitant un grand nombre de simulation pour être mise en place, elle permet

Licence CC BY-NC-ND 3.0

nonobstant d'opérer une analyse des simulations électromagnétiques et d'apporter des corrections sur la structure géométrique du filtre.

Bien que coûteuse en temps, cette méthode permet d'établir des modèles simulés dont la réponse obtenue, pour une géométrie donnée, est fiable. Cette fiabilité permet d'aborder sereinement l'étape suivant ces simulations électromagnétiques : la fabrication des dispositifs conçu par ordinateur.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Chapitre III
Fabrication de filtres multicouches

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Chapitre III. Fabrication de filtres multicouches

Situé en aval des simulations électromagnétiques, la fabrication des dispositifs reste une étape présentant de nombreuses difficultés. En effet, cette dernière doit se conformer aux limitations inhérentes à la technologie de fabrication choisie pour sa réalisation. Ainsi, une étude des moyens industriels disponibles est généralement effectuée avant toute simulation. Cela permet d'éviter l'écueil de ne pouvoir fabriquer le dispositif simulé par la suite. Toutefois, il est parfois nécessaire de s'affranchir de ces limitations afin de pouvoir réaliser des modèles répondant à un cahier des charges exigeant. Il faut alors mettre en place une nouvelle méthodologie de fabrication soit avec les moyens disponibles sur places soit, lorsque cela est possible, en partenariat avec une entreprise de fabrication de dispositifs microondes.

Le Chapitre I en a fait état, les dispositifs multicouches permettent de mettre en place plusieurs avantages de conception. Amélioration du facteur de qualité, plus grande flexibilité de design ou encore la diminution de la surface occupée sont autant d'avantages offerts par cette méthode de conception. Ce sont ces derniers qui nous ont amené à considérer l'option d'un filtre de réception multicouche pour répondre aux besoins de l'application visée.

III.1. Technologies multicouches

Lors de la partie précédente, bon nombre des exemples donnés s'appuyait sur les technologies multicouches. Cette partie a pour objectif de présenter rapidement les deux principales technologies utilisées dans la gamme de fréquences que nous visons.

III.1.1. Applications aux dispositifs passifs

Les technologies multicouches permettent tout d'abord d'implémenter aisément les lignes triplaques ; autrement appelées par leur dénomination anglophone « *stripline* ». Ces lignes affichent, grâce au blindage créé autour de l'âme conductrice, des performances globalement meilleures et la propagation d'un mode purement TEM. Initialement prévue pour fonctionner dans l'air à l'aide de support diélectrique [166], une commercialisation avec un pourtour du conducteur purement diélectrique est rapidement réalisée par plusieurs laboratoires [167, Fig. 4].

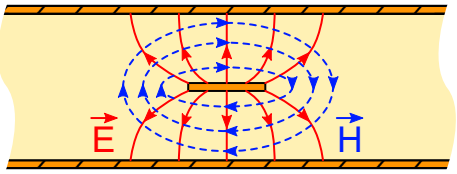


Figure 61 : Lignes de transmission triplaques et topographie des champs électromagnétiques.

Cette configuration est applicable à l'ensemble des résonateurs planaires que nous avons décrit dans la partie I.3.2.1. Ce qui permet généralement d'améliorer légèrement leur facteur de qualité ainsi que la force des couplages inter-éléments.

Les filtres multicouches désignent des filtres dont les couplages ou les résonateurs sont répartis sur plusieurs niveaux. Dans le cas des filtres planaires on parlera typiquement de filtres striplines. Le potentiel offert par ces technologies dans la réalisation de filtres planaires semi-volumiques peut être vu dans un article de A.Périgaud publié en 2016 [168]. Les filtres SIW, quant à eux, sont généralement réalisés avec une configuration multicouche et n'ont

Licence CC BY-NC-ND 3.0

donc pas de dénomination particulière. L'application de ces techniques multicouches offre plusieurs avantages :

- Des résonateurs plus compacts : la surface occupée par les filtres sera réduite. Les parties I.3.2.2.3.2 et I.3.2.2.3.3 montrent deux applications pour les résonateurs SIW. Pour les résonateurs planaires, on peut donner l'exemple de filtre interdigités dont la longueur des barreaux a été réduite par l'ajout d'un effet capacitif [169].
- Une augmentation du nombre de couplages réalisables : dans les deux cas la verticalisation des résonateurs offre de nouvelles opportunités de configurations qui permettent l'implémentation de nouvelles topologies.

III.1.2. Substrat organique : technologie séquentielle

Cette technologie s'appuie sur l'enchainement dans un ordre prédéfini de plusieurs étapes. La structure réalisée doit en tenir compte lors de la conception car plusieurs limitations y sont directement liées.

Avant de considérer les limitations liées à un empilement, il faut étudier les limitations matérielles inhérentes à l'utilisation de substrats organiques. Les gravures peuvent ainsi être réalisées mécaniquement par gravure ou chimiquement par un procédé lithographique. Industriellement, c'est ce dernier qui sera le plus souvent retrouvé car offrant de meilleures résolutions et ne présentant pas de phénomène de sur-gravure. La résolution typique offerte va de 80 à 120 µm de largeur de piste ou d'espace entre deux pistes. Le perçage des différentes couches également soumis à une règle directement liée à l'épaisseur du substrat. Ainsi, le ratio entre l'épaisseur de substrat et le diamètre de perçage ne peut excéder une valeur allant de 0,8 à 1,2 ; cette règle s'applique également aux dispositifs multicouches.

L'enchainement répétitif appliqué est alors le suivant :

- Perçage des substrats nécessitant une connexion sur une épaisseur,
- Métallisation des vias obtenus (cette étape vient également « recharger » en métal les faces du substrat, les étapes de gravures se réalisent donc après),
- Gravure des faces intérieures du futur assemblage ou sous-assemblage,
- Collage des différentes couches de l'assemblage ou du sous-assemblage.

Ce procédé se répète ainsi jusqu'à obtenir l'assemblage final. La dernière étape consiste alors à reprendre les trois premières étapes : perçage des vias nécessaires dans toute l'épaisseur, métallisation des vias et gravure des faces extérieures. Un exemple de réalisation est donné en Figure 62.

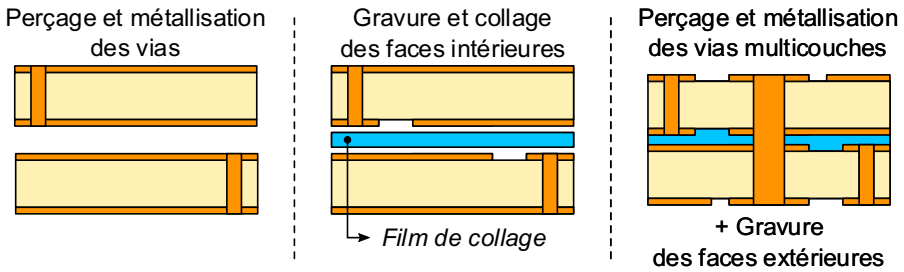


Figure 62 : Illustration du procédé d'assemblage avec deux couches de substrat organique.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

À mesure que le nombre de couches augmente, l'assemblage devient de plus en plus complexe et soumis à des limitations. De plus, le coût de la réalisation est également tributaire de ce facteur et peut devenir rapidement important.

Pour assurer la continuité électrique entre deux couches, il faut percer un trou débouchant sur la totalité de l'assemblage et le métalliser. En fonction de l'épaisseur à traverser le diamètre de ce via peut devenir important et gêner la réalisation de certaines fonctions telles que des transitions ou des filtres. Notons de plus qu'il est impossible avec cette méthode d'obtenir un contact métallique continu entre deux épaisseurs.

Des perçages dont l'épaisseur est contrôlée pour réaliser des trous non débouchant (aussi appelé vias borgnes) sont possibles. Cela permet d'obtenir une plus grande flexibilité dans la conception. Toutefois, l'épaisseur du perçage n'est pas très bien maitrisée et la métallisation n'est pas garantie.

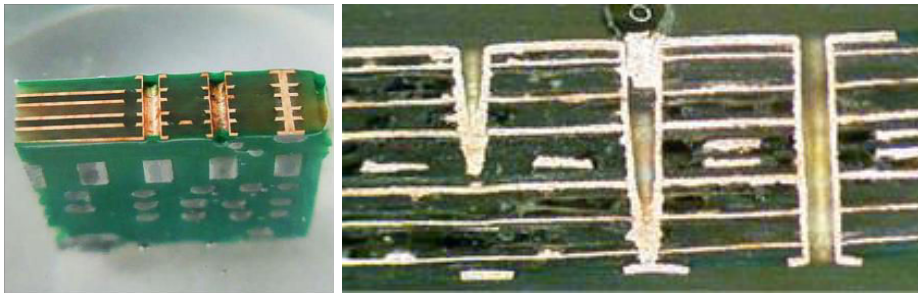


Figure 63 : Vues en coupe de réalisations en technologie séquentielle.
Sources : <Line Tek[14]> et <Gideon Analytical Labs[15]>.

Remarque : il existe une autre technologie d'assemblage intitulée « *Smart Via* » qui permet d'assembler les différentes couches métalliquement. Néanmoins, cette dernière n'était pas disponible lors de nos contacts avec les industriels et ne sera donc pas développée.

III.1.3. Substrat céramique : technologie LTCC

Contrairement aux technologies appliquées aux substrats organiques la technologie LTCC[16] n'utilise pas de médium pour réaliser l'assemblage de plusieurs couches. C'est, en effet, les différentes épaisseurs de matériau diélectrique qui se contractent lors de la cuisson et forment un bloc monolithique.

Chacune des couches est préparée en amont de l'assemblage du dispositif multicouche. Des vias y sont percés et métallisés et les pistes métalliques sont déposées à la surface des substrats unitaires. La température d'assemblage étant relativement basse (≈ 900 °C) des métallisations telles que l'or ou l'argent sont possibles.

Une fois ces étapes préparatoires effectuées, les étages sont superposés et montés en température afin de permettre l'agglomération de ces derniers ; le frittage est le terme consacré pour cette étape où sous l'effet de la chaleur les grains constituant la matière viennent se souder entre eux et assurer la cohésion de la pièce. Durant cette étape, la

[14] http://www.line-tek.com/p-387.html
[15] https://gideonlabs.com/posts/fire-on-multilayer-pcb
[16] Accronyme de l'anglais : Low Temperature Co-fired Ceramic pouvant se traduire par Céramique co-cuite à basse température.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

structure se réduit pour atteindre ses dimensions finales et des déformations dues à l'inhomogénéité de cette rétractation sont possibles.

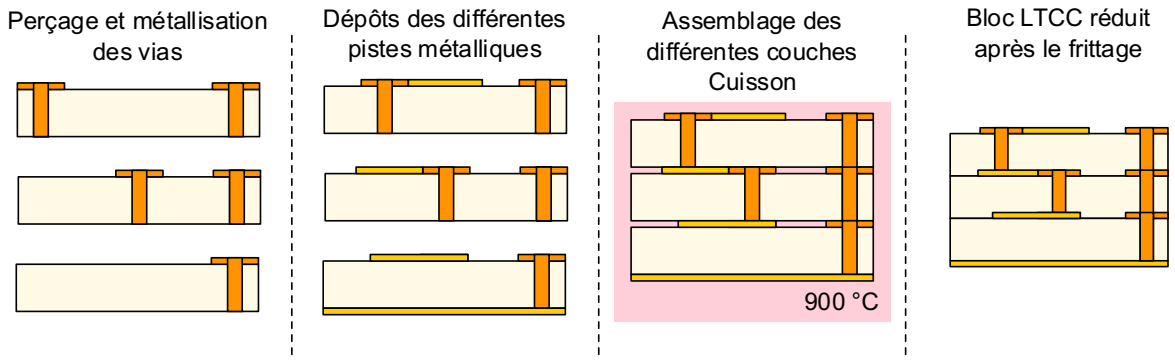


Figure 64 : Illustration du procédé de fabrication LTCC.

Les épaisseurs de couches utilisées dans le cadre de ce procédé sont généralement faibles (de 100 à 200 µm). Le nombre de couches assemblables sans surcoût ou problématiques de déformation est de l'ordre de la dizaine.

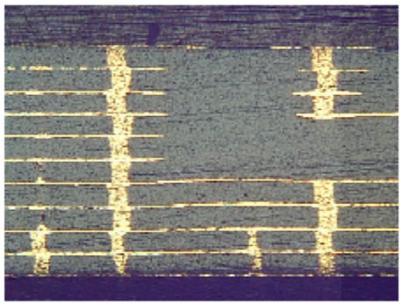


Figure 65 : Vue en coupe de réalisation en technologie LTCC.
Source : <Thèse Aurélien Périgaud [155]>.

III.2. Tentative de réalisation industrielle d'un prototype

III.2.1. Problématique d'épaisseur

Après avoir établi un modèle préliminaire avec le logiciel ANSYS HFSS, plusieurs entreprises ont été contactées pour réaliser un filtre présentant une conception multicouche. Plusieurs entreprises ont alors été contactées pour obtenir un devis pour cette pièce.

Cependant, une épaisseur inhabituelle de l'ensemble rend sa fabrication impossible. En effet, l'épaisseur maximale traitable par les entreprises contactées est d'environ 5 mm. Par exemple, l'entreprise A&P - LITHOS annonce pouvoir traiter des épaisseurs de 4,5 mm. L'entreprise CIBEL, quant à elle, permettrait de traiter une épaisseur maximale 5,5 mm. Notons que dans le cadre de ce projet, certaines structures vont présenter une épaisseur dépassant les 11 mm soit plus de deux fois supérieure à la limite supérieure, sans prendre en compte d'éventuelle épaisseurs de colles.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Une solution envisageable serait alors de séparer la structure en deux en trouvant des substrats légèrement plus fins pour fabriquer deux pièces pouvant être usinées et assemblées par la suite. Plusieurs points de doutes subsistent alors :

- Le contact entre deux plaques serait assuré par une épaisseur de colle diélectrique ce qui exclut la possibilité d'une continuité de masse autrement que par des vias qui seront très larges à cause de l'épaisseur de la pièce.
- Le paramètre énoncé ci-dessus implique la nécessité d'utiliser des vias non débouchant pour assurer la continuité de masse au niveau du plot capacitif. Cela entrainerait plusieurs incertitudes au niveau de ce point critique de la structure.
- La qualité de l'empilement final n'est pas assurée tant en continuité de masse qu'en assemblage. Il est, en effet, peu probable que des vias de dimension convenable puissent traverser l'intégralité de la structure tout en étant métallisés.

Ces premières constatations rapides apportent la conclusion qu'il semble peu fiable de s'engager avec cette méthode de production. Qui plus est, pour la réalisation de ces pièces dont les dimensions sont considérées comme exotiques, le coût d'un prototype devient rédhibitoire.

Lors des étapes préliminaires de conception, ce modèle était prévu pour fonctionner avec une technologie appelée Smart Via qui aurait permis un assemblage de la structure par des contacts métalliques localisés. Malheureusement, lors de nos démarches auprès des industriels, cette technique n'était pas disponible.

III.2.2. Solution retenue : prototypage interne

Afin de trancher ce nœud gordien, la décision a été prise d'essayer de réaliser le prototype en interne, avec les moyens dont dispose le laboratoire XLIM. Cela permettant de s'astreindre d'une réalisation coûteuse et dont les résultats ne sont pas garantis.

Initialement, cette solution s'appuyait simplement sur une machine de gravure basique et une métallisation réalisée par une laque argent de marque Ferro [documentation en ligne[17]]. Nous verrons qu'au fur et à mesure des tests, nous bénéficierons de nouveaux moyens qui nous permettrons de nous orienter vers des prototypes plus aboutis.

III.3. Essais préliminaires

Une première expérience a donc été réalisée à partir de substrats échantillons Rogers RT/duroid® 6010.2LM disponibles directement au sein du laboratoire. Deux couches de substrats de 1,27 mm couvertes d'un dépôt 17 µm de cuivre sont combinées pour fabriquer un prototype de filtre multicouche.

L'objectif étant de voir si cette méthode est efficace, on va ici se contenter de concevoir un résonateur unitaire. Il s'agit, en outre, de constater si les points suivants sont réalisables :

- Un contact entre les deux plaques de diélectrique.
- Un plot métallique au sein de la structure.
- Une isolation électrique du résonateur.

[17] http://www.cds-electronique.com/TDS/BT%20LAQUE%20L-200%20N.pdf

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Le modèle, exposé en Figure 66, mesure 27,5 mm de côté avec une surface effective de 20 mm pour le résonateur. Le plot métallique mesure 10 mm de diamètre et l'alimentation du résonateur se fait avec deux lignes coplanaires court-circuitées alimentées par des connecteurs SMA[18]. Un facteur de qualité de 250 pour une fréquence de résonance du premier mode $f_{TE101} \approx 2{,}75$ GHz est obtenu en simulation.

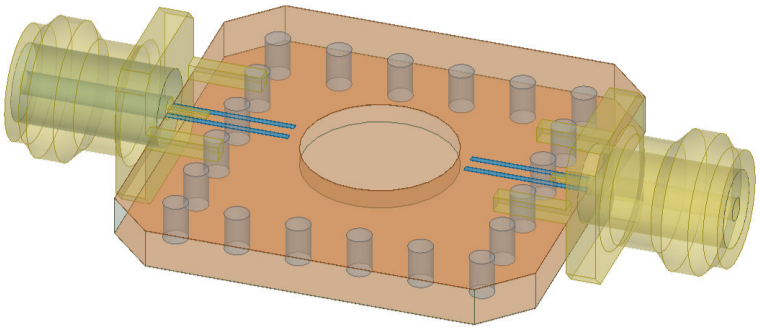


Figure 66 : Modèle du premier prototype (ANSYS HFSS).

Cette première fabrication se fait en différentes étapes successives :

- Une première étape de gravure effectuée par une machine dédiée, Figure 67(a).
- Le perçage, la découpe et l'arrachage de la couche métallique sont effectués à la main avec toutes les incertitudes apportées, Figure 67(b).
- L'assemblage se fait par le biais de vis sur la majeure partie de la structure pour assurer un serrage homogène et deux piges sont insérées pour laisser la place au connecteur SMA tout en assurant la continuité du mur électrique, Figure 67(c).
- L'isolation électrique du plot métallique est assurée par plusieurs couches de laque argent recuite au four (≈ 140°C), Figure 67(d).
- Deux connecteurs SMA sont découpés et soudés pour alimenter la structure, Figure 67(e). Une découpe des connecteurs est nécessaire car l'épaisseur atypique du résonateur fait qu'il n'y a pas de connecteurs correspondants ; il faut alors découper les cales inférieures d'un connecteur standard pour qu'il puisse s'adapter.
- Les mesures indiquent un facteur de qualité de 140 (une réduction du facteur de qualité de 44 %) avec $f_{TE101} = 2{,}739$ GHz (un décalage de 4 % de la fréquence centrale).
- Le léger décalage en fréquence n'est pas choquant aux vues de la méthode de fabrication (perçage, découpe et ablation de la couche métallique étant effectués manuellement). En revanche, une diminution de 40 % du facteur de qualité est inquiétante. L'influence de ce paramètre est, en effet, forte sur les pertes d'insertions.

Une phase de rétro-simulation est alors lancée pour voir d'où pourrait provenir cet écart de facteur de qualité. Une série de simulations a permis d'imputer ces écarts à une somme de facteurs :

- La qualité de la métallisation autour de la structure. En effet, lors des premières simulations nous avions pris une valeur de conductivité globale de 20 $S.\mu m^{-1}$. Après plusieurs phases de caractérisations menées notamment dans [170], la conductivité de la laque argent s'avère être beaucoup plus faible que prévu soit 3 $S.\mu m^{-1}$.

[18] Acronyme de SubMiniature version A

Licence CC BY-NC-ND 3.0

- Le contact mécanique entre les deux plaques. L'absence de contrôle sur ce paramètre soulève plusieurs inconnues. Ainsi, même si le contact mécanique semble être correct sur les bords de la structure, nous n'avons aucune certitude au niveau du plot métallique, il peut subsister une lame d'air entre les deux substrats.
- Ce point recoupe les deux points présentés ci-dessus mais il semble critique pour les performances du filtre : les performances du plot capacitif. Durant les mesures, une légère imperfection au sein de la première couche de métallisation avait complètement compromis l'efficacité de l'ensemble. Après 3 couches de métallisation et la correction de ce défaut, la réponse en paramètre S était beaucoup plus proche de celle attendue.
- La qualité de la soudure au niveau des accès. L'erreur commise pour cet essai a été d'effectuer cette soudure après le dépôt de laque argent, ce qui empêche l'alliage d'étain d'adhérer à la surface.

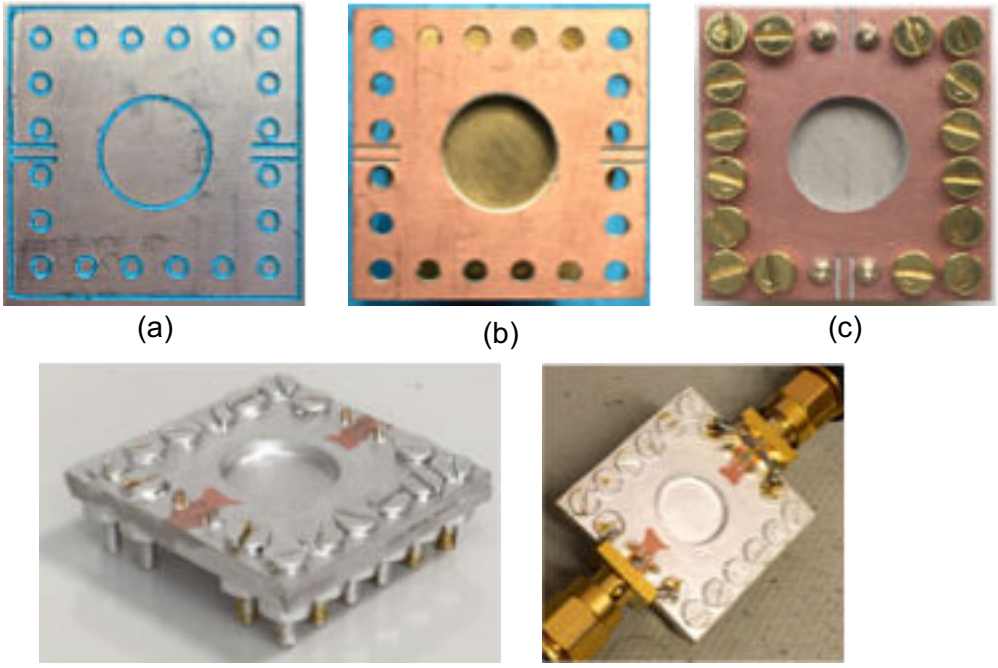


Figure 67 : Fabrication du prototype étape par étape : (a) gravure, (b) perçage et découpe, (c) assemblage, (d) dépôt d'une couche de laque argent, (e) mesure.

Fort de l'expérience acquise lors de ce premier essai, plusieurs vagues de prototypes se sont succédées afin d'améliorer ce qui reste le point critique de cette réalisation : le facteur de qualité.

III.4. Améliorations technologiques

Plutôt que de décrire les différentes vagues de prototypes, les avantages apportés et les défauts constatés, nous allons décrire dans cette partie successivement les différents apports technologiques qui ont permis d'arriver au meilleur résultat.

III.4.1. Métallisation par dépôt autocatalytique de cuivre

La métallisation autocatalytique, ou *electroless*, de matériau isolant (céramique, polymère, etc.) est un procédé largement employé dans l'industrie notamment dans le domaine de la microélectronique. Elle a été initialement implantée au laboratoire XLIM pour effectuer des

Licence CC BY-NC-ND 3.0

métallisations cuivre de pièces céramiques. Des travaux ont également été menés afin d'appliquer cette technique à la métallisation de pièces plastiques pour des applications de filtrage microonde.

Effectuer un dépôt electroless revient à réaliser une réaction d'oxydo-réduction en solution aqueuse entre les ions d'un métal que l'on souhaite déposer et un réducteur puissant. Dans ce processus autocatalytique, le substrat sert simultanément d'anode et de cathode pour la réaction redox. Le dépôt de métal est la base de la réaction cathodique alors que la réaction anodique correspond à l'oxydation d'une molécule organique. Ainsi, une fois la réaction amorcée, elle s'entretient puisque le dépôt métallique devient lui-même le catalyseur de la réaction. Afin d'amorcer la réaction, il faut activer le substrat dont on veut recouvrir la surface par absorption d'un catalyseur spécifique. Les matériaux de nature polymère, naturellement inertes, devront obligatoirement être nettoyés et traités pour que puisse se produire l'absorption du catalyseur permettant le dépôt métallique.

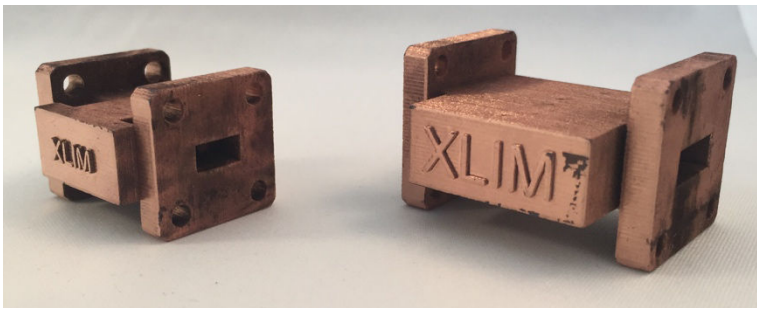


Figure 68 : Filtres volumiques plastiques en bande Ku et Ka métallisés par dépôt autocatalytique de cuivre.

Plusieurs bains de solutions différentes sont alors nécessaires pour réaliser un dépôt autocatalytique de cuivre.

III.4.1.1. Mécanisme de déposition

Nous l'avons abordé au-dessus, cette réaction se base sur le contrôle de la réaction autocatalytique de complexes métalliques sur la surface d'un matériau.

La réaction globale est la somme de réactions électrochimiques anodiques et cathodiques que nous ne préciserons pas ici. La réduction du métal et l'oxydation d'un réducteur se produisent simultanément suivant la réaction globale suivante :

$$ML_m^{n+} + Red = M + mL + Ox^{n+} \qquad (65)$$

Avec ML_m^{+n} l'ion du métal M^{n-} complexé par m molécules L et Red/Ox^{n+} la molécule organique qui permet la réaction d'oxydation.

Dans le cas présent d'un dépôt de cuivre la réaction est la suivante :

$$Cu^{2+} + 2HCHO + 4OH^- \rightarrow Cu^0 + 2HCOO^- + H_2 + 2H_2O \qquad (66)$$

III.4.1.2. Paramètres extérieurs de contrôle du dépôt

La stabilité des bains dans lesquels on plonge la pièce à métalliser est primordiale afin d'assurer la qualité du revêtement et la vitesse de réaction. Plusieurs paramètres permettent

Licence CC BY-NC-ND 3.0

de stabiliser un bain de déposition chimique par leurs ajustements précis : température, pH, agitation du bain, ajout d'additifs, etc.

Un des phénomènes les plus problématiques qui peut survenir pendant la réaction est une précipitation désordonnée du métal contenu dans la solution. Elle se solde généralement par une métallisation de mauvaise qualité sur le matériau mais aussi par une métallisation de tout ce qui est en contact avec la solution (sonde de température, bécher, agitateur, etc.). Cette singularité est expliquée par un changement local du pH [171]. C'est pour éviter ces problèmes au cours de la réaction que l'on utilise des composants de coordination (les complexes) pour maintenir l'ion métallique en solution. De plus, l'adjonction de certains tampons appropriés permet de maintenir un pH constant.

La température, quant à elle, modifie considérablement la cinétique des réactions électrochimiques. Pratiquement, on n'observera pas de dépôts chimiques en dessous de 40 °C (la vitesse de déposition étant trop faible). Une température trop élevée sera également nuisible puisqu'au-delà de 95 °C, les bains seront instables et se décomposeront spontanément.

Pour finir, l'agitation du bain est également une donnée importante car elle permet d'homogénéiser la température de la solution généralement chauffée localement. De plus, cela permet un apport constant d'espèces chimiques sur les surfaces de la pièce cible. Industriellement, les bains sont constamment alimentés par un flux de solutions dont les paramètres sont contrôlés afin d'assurer et de maîtriser complètement les dépôts.

III.4.1.3. Première étape : la préparation

Le dépôt autocatalytique de cuivre est un processus qui nécessite une série d'étapes successives et obligatoires. En effet, le dispositif que l'on souhaite métalliser doit subir plusieurs prétraitements afin d'assurer une homogénéité et une bonne adhérence du dépôt.

La phase initiale est dédiée au nettoyage et à l'oxydation des surfaces à métalliser. L'état de surface, quelle que soit la méthode de dépôt utilisée, joue un rôle fondamental dans l'adhérence du dépôt et de sa qualité.

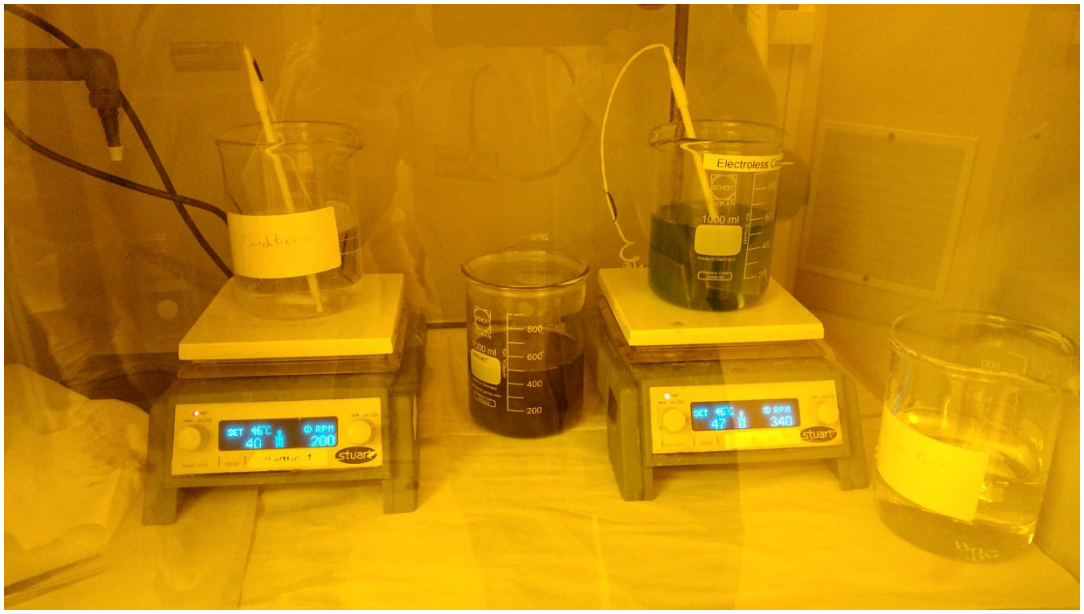


Figure 69 : Banc de manipulation utilisé pour réaliser le dépôt autocatalytique de cuivre.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Un nettoyage « classique » de la pièce est alors quasi-systématiquement nécessaire. Afin de débarrasser la pièce de la plupart des contaminants qui la jonchent. Ces derniers seront généralement des saletés diverses telles que des empreintes digitales, des résidus de fabrications, etc. Dans cette situation, la pièce va être plongée dans un bain d'alcool isopropylique puis le tout sera mis dans un bain à ultrasons. Cette étape devrait permettre de se débarrasser de la majorité des macro-impuretés typiques.

Un second prétraitement intensif de nettoyage est alors appliqué. L'objectif est ici de venir oxyder les surfaces sur lesquelles on veut déposer. En clair, cela signifie que l'on veut augmenter la rugosité de surface des pièces afin d'améliorer l'accroche des catalyseurs puis de la métallisation. Pratiquement, ce bain est généralement à base d'un mélange sulfochromique (mélange d'acide chromique CrO_3 et d'acide sulfurique H_2SO_4) qui présente l'avantage d'être très corrosif.

Le temps d'immersion dans ce bain est généralement court (de l'ordre de quelques minutes).

III.4.1.4. Deuxième étape : activation de surface

L'objectif est de fournir des emplacements catalytiques à la surface du diélectrique. Les catalyseurs, autrement appelés activateurs, sont des matériaux qui contiennent communément des métaux précieux tels que le palladium, le platine ou l'or.

Dans le cas d'un activateur au palladium, la mise en solution vise à créer des amas de palladium à la surface du diélectrique. Ce faisant, la surface devient catalytique et donc propice à l'absorption des ions cuivre dans le bain final.

Le temps d'immersion dans ce bain est également généralement court (de l'ordre de quelques minutes).

III.4.1.5. Dernière étape : métallisation

La dernière étape consiste à la métallisation à proprement parler de la pièce. Elle se déroule dans le bain de dépôt autocatalytique que nous avons décrit précédemment. Après la réduction chimique du catalyseur, une couche métallique mince de cuivre se dépose sur les surfaces. Le phénomène de métallisation peut s'observer dans les secondes suivant l'immersion. L'épaisseur du dépôt ainsi effectué dépend de plusieurs paramètres et notamment du temps pendant laquelle la pièce reste immergée ainsi que de la température de la solution.

Le temps d'immersion est alors dépendant de l'épaisseur de métallisation désirée. Dans notre cas, cette étape de métallisation était de l'ordre d'une vingtaine de minutes pour déposer quelques microns de cuivre. Le temps d'immersion était quoiqu'il en soit limité puisque notre paillasse de manipulation ne dispose pas d'un système permettant d'établir un flux contrôlé de la solution. Les concentrations de réactifs sont donc limitées et il faut procéder à plusieurs bains successifs si l'on veut augmenter l'épaisseur de la métallisation. Dans notre cas, ces quelques microns sont suffisants pour l'application visée.

III.4.1.6. Avantages de cette méthode

Ainsi, malgré l'utilisation de composant chimique dangereux, cette méthode est très efficace et peu coûteuse lorsqu'il s'agit de venir déposer du cuivre en surface d'un matériau non conducteur. Ces performances lui ont permis de connaître un essor considérable dans les milieux industriels à la fin du siècle dernier.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Dans notre cas, elle vient remplacer la laque argent qui nécessitait plusieurs dépôts et recuits pour arriver à une conductivité relativement faible de 3 S.µm^{-1}. Les caractérisations faites sur les dépôts autocatalytiques de cuivre montrent une conductivité très légèrement supérieure de 5 S.µm^{-1}. Bien que présentant un résultat finalement proche de la laque argent, la métallisation electroless permet de réaliser un dépôt homogène sur toute la surface de la pièce (attention toutefois au rapport diamètre/épaisseur des vias qui peut rendre la métallisation compliquée). De plus, une fois cette couche de cuivre appliquée, il est possible d'effectuer un « flash » d'or de quelques centaines de nanomètres afin de protéger la pièce de l'oxydation de ces surfaces.

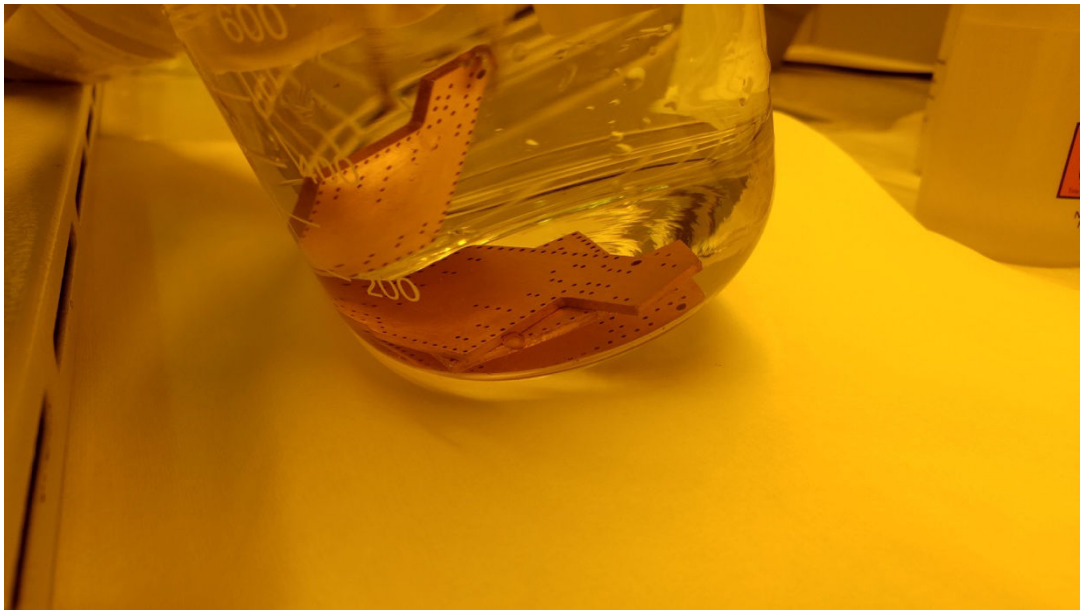


Figure 70 : Pièces obtenues après un dépôt autocatalytique de cuivre. Les tranches des substrats découpés en amont présentent bien une métallisation de cuivre.

III.4.2. Assemblage par microbilles d'étain

L'assemblage des différentes couches faisait l'objet de nombreuses interrogations lors des premières étapes de prototypage. En effet, l'assemblage doit permettre localement un contact métallique pour permettre une continuité de masse puis diélectrique afin de permettre la propagation du champ.

L'utilisation de colle diélectrique ou métallique étant exclue nous nous sommes tournés vers une méthode de soudure locale.

Nous avons ainsi utilisé une machine de « *pick-and-place*[19] » LPKF Protoplace S [documentation en ligne]. Cette machine permet de déposer de manière très localisée des microbilles d'étain à travers une seringue par un système de mise en surpression. La Figure 71 montre un dépôt de microbilles sur la partie métallisée à gauche du circuit. Les différentes parties métalliques en regard sont alors recouvertes et assemblées. Une fois les différentes couches assemblées l'ensemble est passé sur une durée très courte dans un four allant jusqu'à 235 °C. Les microbilles sont alors fondues, les différentes couches sont soudées et viennent garantir l'assemblage de la pièce. En fonction de la géométrie de la pièce, il peut être

[19] De l'anglais « saisir et placer ».

Licence CC BY-NC-ND 3.0

nécessaire de venir appliquer une pression lors de cette étape de montée en température afin d'assurer une bonne jonction des différentes couches.

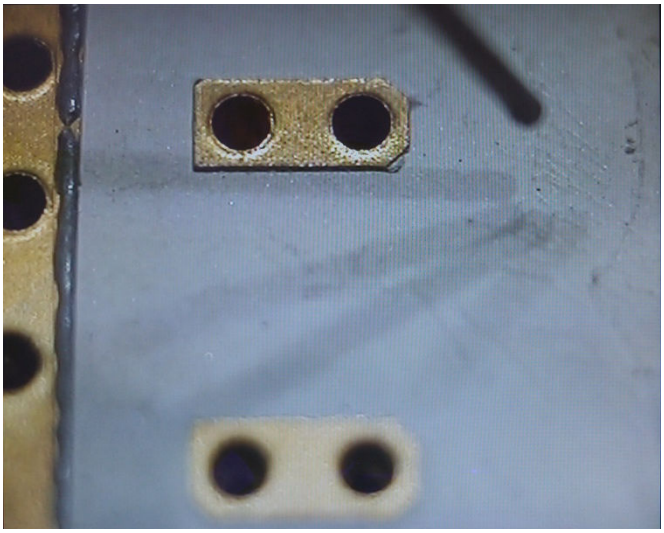


Figure 71 : Vue à travers le microscope en temps réel de la machine pick-and-place.

III.4.3. Assemblage : guide d'alignement

Lors des phases d'empilement, il est nécessaire de pouvoir garantir un maintien de l'alignement des différentes couches. Pour ce faire, des vias d'alignement ont été ajoutés aux différentes couches des dispositifs. Ces vias sont situés à l'extérieur de la structure et minimisés au maximum. Leurs diamètres sont dépendants des normes mécaniques qui imposent les diamètres standards des vis et des piges ; les diamètres que nous avons généralement sélectionnés sont de 1,6 mm et 2 mm. Afin d'empêcher une quelconque influence de ces vias sur les différents résonateurs, ils sont généralement isolés du reste de la structure par des vias de plus petite dimension qui viennent assurer une isolation électrique.

III.4.4. Gravure des pièces

Au cours de ce projet, le laboratoire XLIM s'est doté d'une machine de gravure performante : une LPKF ProtoMat S63 [documentation en ligne[20]].. La résolution avancée par la machine est de 0,5 µm ce qui permet d'assurer une fidélité de reproduction entre la simulation et le circuit réalisé. La Figure 72 présente un zoom effectué sur une zone gravée après les différentes étapes de métallisation.

[20] https://www.lpkfusa.com/datasheets/prototyping/s63.pdf

Licence CC BY-NC-ND 3.0

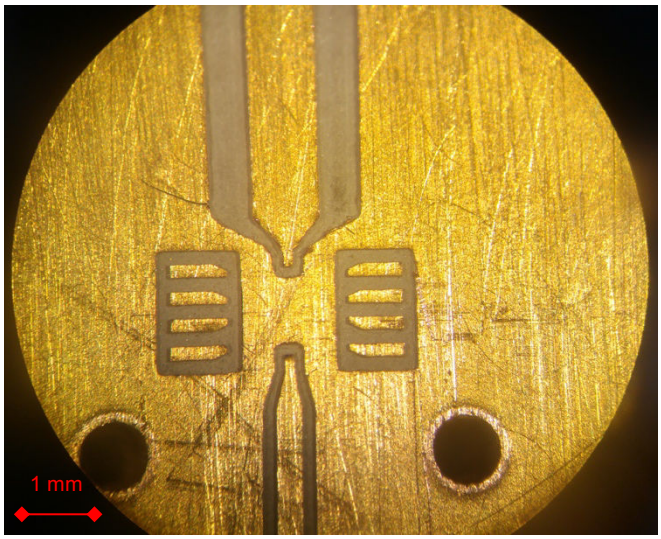


Figure 72 : Vue au microscope numérique d'une gravure réalisée pour l'implantation d'une puce d'amplification faible bruit.

Le procédé utilisé par la machine pour maintenir les pièces pendant la gravure est un système d'aspiration qui vient coller la plaque de substrat sur le plan de travail. Cette méthode est suffisante lorsque l'on usine une plaque entière de substrat mais très peu fiable lorsqu'il s'agit des dimensions que possèdent certaines de nos pièces.

Afin de résoudre ce problème, dans les premières étapes de prototypage, les pièces étaient maintenues à l'aide d'un adhésif double face après les étapes de métallisation. Cependant, la force d'adhésion était telle qu'elle venait parfois arracher la métallisation obtenue lors du dépôt autocatalytique de cuivre.

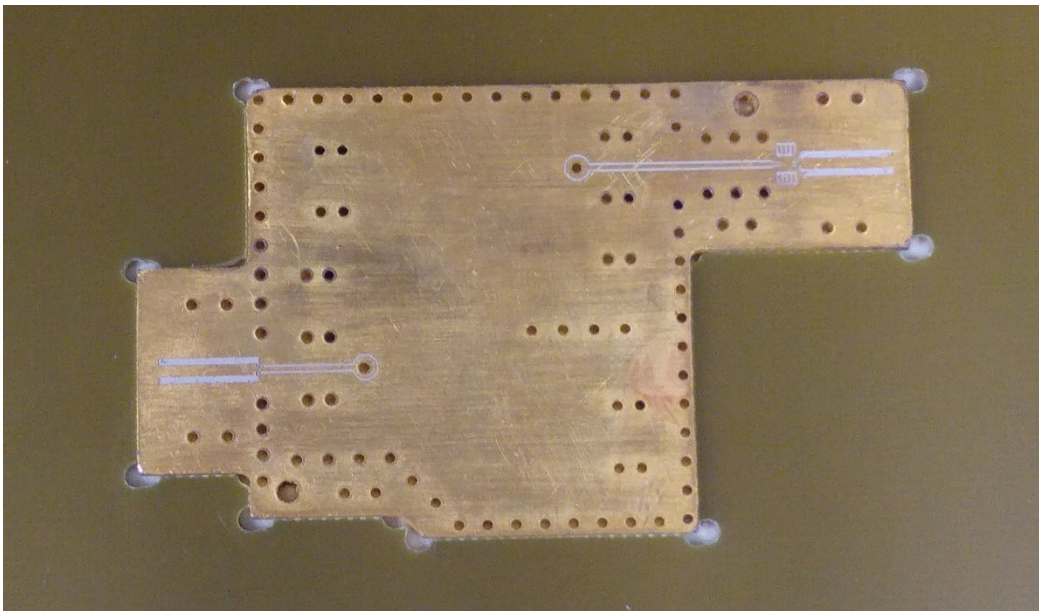


Figure 73 : Pièce gravée incluse dans une empreinte créée en substrat bas coût (FR-4).

La solution finalement retenue consiste à venir percer une empreinte des pièces à graver dans un substrat à bas coût et donc sacrifiable (ici du FR-4). Ce substrat qui possède une empreinte du circuit à graver est ensuite fixé à la table. Durant la création de l'empreinte, l'enlèvement de matière se fait à l'intérieur du contour et nous prenons une marge de sécurité d'une centaine

Licence CC BY-NC-ND 3.0

de microns afin d'éviter tout problème d'emboitement. De plus, des trous sont rajoutés aux coins de la pièce afin de permettre son extraction facilement.

La Figure 73 expose un exemple de circuit gravé alors qu'il est inclus dans une empreinte réalisée par découpage dans un autre substrat moins coûteux.

III.5. Application de la nouvelle méthode à la réalisation d'un filtre 3 pôles

À l'issue de la réalisation d'une dizaine de prototypes nous avons fini par établir un processus de fabrication permettant d'obtenir des performances acceptables ainsi qu'une bonne reproductibilité.

Le dernier résonateur unitaire fabriqué reproduisait l'élément de base des filtres SIW à plots capacitifs qui seront utilisés par la suite. Il exposait une fréquence de résonance de 1,389 GHz pour un facteur de qualité de 275. Cela représente des décalages respectifs de moins de 1 % (f_0 = 1,4 GHz) pour la fréquence et de 15 % (Q_0 = 325) pour le facteur de qualité. Ce modèle validant le protocole de fabrication nous avons décidé de mettre en place la fabrication d'un filtre 3 pôles en ligne afin de procéder à une vérification approfondie de la méthode fabrication.

III.5.1. Protocole de fabrication détaillé

Nous présentons ici le protocole de fabrication développé au cours de cette thèse et permettant l'implémentation de dispositifs de filtrage semi-volumique multicouches constitués de substrats semi-organiques.

Ce protocole de fabrication se déroule à partir du moment où les masques de la structure optimisée ont été créés.

<u>Étape 0 – Exportation des masques</u>

- Export des masques au format gerber.
- À chaque couche métallique correspond un fichier de gravure. Les polygones pleins correspondent aux parties à garder. Si deux couches métalliques viennent en vis-à-vis, les dimensions de l'une des deux sont diminuées afin de conférer à l'ensemble une certaine tolérance à la dispersion de positionnement à l'étape 4.
- À chaque couche de substrat correspond deux fichiers : un pour les vias et les trous, un autre pour le contour à découper. Les contours sont représentés par des arrêtes de polygones (pas des polygones pleins).
- Il faut prévoir des contours supplémentaires pour créer les empreintes dans le FR-4 (ces empreintes sont utilisées pour maintenir les pièces à graver lors de l'étape 3). Ces empreintes sont légèrement plus grandes (~ 50 µm) que les contours des substrats et intègrent des trous aux coins.

<u>Étape 1 – Perçage et détourage (plus empreintes dans FR-4)</u>

- Les perçages sont d'abord créés. Ces perçages incluent des "trous fiduciaires" qui serviront de repères à l'étape 3. Ces fiduciaires pourront également accueillir des piges de positionnement pour l'étape 4.
- Les circuits sont ensuite détourés.
- Des empreintes sont également créées dans des plaques de FR4 (bas coût). A l'inverse du détourage, l'enlèvement de matière se fait à l'intérieur du contour.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Étape2 – Métallisation : préparation, dépôt autocatalytique, dépôt électrolytique

- Les pièces sont ébavurées.
- Les pièces sont légèrement polies en surface de manière à gommer les irrégularités créées par le perçage des vias.
- Les pièces sont nettoyées avant métallisation. Elles passent par un simple bain d'alcool isopropylique ou deux bains successifs d'acétone et d'alcool isopropylique. Un passage de chaque bain par un bac à ultrasons pendant quelques minutes est conseillé (pour assurer un niveau minimum d'impuretés sur la pièce).
- Métallisation par procédé auto-catalytique, en phase liquide : electroless. Cette étape permet de métalliser les vias et les bords de circuit. Les noms donnés aux bains sont issus des indications données par le fabricant :
    - Conditionner - Bain acide qui vient oxyder le substrat : préparation de la surface des pièces.
    - Catalyst - Dépose une couche d'activateur à la surface de la pièce : couche qui permet d'amorcer la réaction.
    - Electroless Copper - Métallisation de la pièce : dépôt d'une fine couche de cuivre.
- Électrolyse or : la couche d'or déposée permet protéger la nouvelle métallisation, qui est naturellement très réactive à tous les polluants ambiants.

Étape 3 - Gravure et nettoyage

- Les circuits sont positionnés dans les empreintes des plaques FR4 créées à l'étape 1. Le cas échéant, des plaques trop fines peuvent être maintenues par un scotch double face (on prend alors soin de ne déposer de l'adhésif que sur des zones qui disposaient d'une métallisation cuivre nativement sur le substrat).
- Les pistes sont ensuite gravées. L'alignement se fait grâce aux "trous fiduciaires" créés à l'étape 1.
- Des morceaux de substrats sacrificiels sont découpés au bout des pistes d'alimentation du dispositif afin d'assurer un contact diélectrique au niveau des connecteurs SMA qui seront soudés à la fin de l'étape 4. (Étape optionnelle, dépendante du besoin ou non de connecteur SMA)
- À l'issue de la gravure, les restes de matières sont éliminés avec un procédé peu abrasif. Une inspection à la binoculaire permet de s'assurer de la qualité de la réalisation. L'utilisation d'aiguilles ou de pointes de foret peut être nécessaire pour dégager des résidus de gravure dans les vias et de s'assurer de leur métallisation.

Étape 4 – Assemblage

- Des microbilles d'étain sont déposées sur les bordures des couches (celles qui ont des dimensions plus petites).
- Les fiduciaires reçoivent des piges ou des vis puis les différentes couches du circuit sont posées les unes sur les autres. Il est également possible d'aligner la pièce avec des cales créées spécialement aux dimensions de la pièce.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

- Elles sont maintenues en pression pendant le chauffage.
- Des connecteurs SMA sont soudés sur le circuit pour permettre sa mesure si l'option des pointes de mesure n'est pas possible.

III.6. Prototype de filtre 3 pôles en ligne

La réalisation d'un filtre constitué de 3 pôles en ligne constitue une étape intermédiaire qui permet d'évaluer la validité de la méthode développée. Ce modèle constitue, en effet, un exemple plus complexe qu'un simple résonateur ou que deux résonateurs couplés et des fonctions de filtrage plus complexes peuvent déjà être réalisées dès 3 pôles (i.e. les triplets). Il reste néanmoins simple car ne faisant intervenir que les couplages par proximité et se base sur une fonction de trois résonateurs couplés sans couplages croisés. De ce fait, le modèle est rapidement conçu, optimisé et présente une réponse simple facilement analysable.

Les photographies du prototype conçu sont affichées en Figure 74.

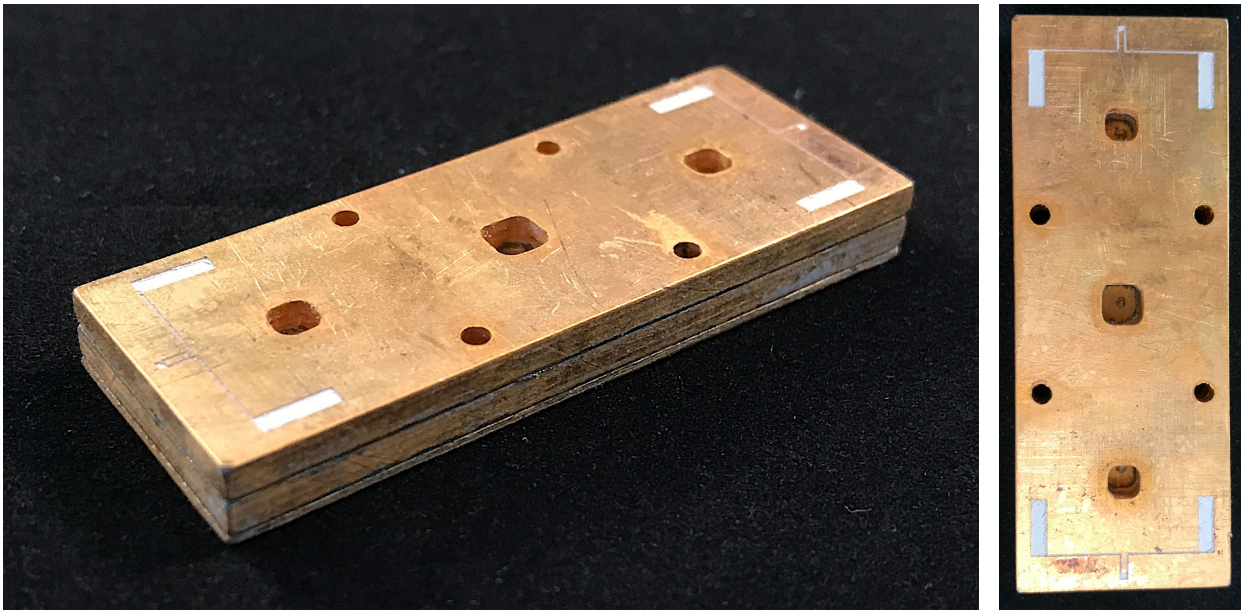


Figure 74 : Photographies du prototype de filtre 3 pôles réalisé.

Pour ce prototype, nous avons opté pour une mesure sous pointe du dispositif car les accès sont tous deux situés sur la face supérieure du dispositif. De plus, les couplages inter-résonateurs sont contrôlés non seulement par proximité mais également par un iris créé par les trous d'alignements qui ont ici une double fonction.

Les résultats de mesures obtenus sont comparés à la simulation en Figure 75. Plusieurs points positifs ressortent de cette manipulation :

- Premier point, la fonction obtenue est bien ressemblante à celle d'origine.
- Le filtre est plutôt bien calé en fréquence (décalage mesuré de -9 MHz) et la bande passante réalisée est proche de celle spécifiée. L'un des objectifs de ce prototypage était de voir si les simulations permettraient de prendre en compte les gaps d'air présents entre les couches (issus à la fois des gravures et des sur-gravures en épaisseur, soit environ 100 µm d'air). Les résultats obtenus montrent que les potentiels décalages sont bien pris en compte par les simulations.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

- Les pertes sont cohérentes avec celles attendues (Qo ≈ 190). Cependant, des améliorations seraient les bienvenues afin d'atteindre un facteur de qualité de l'ordre de 250-300.

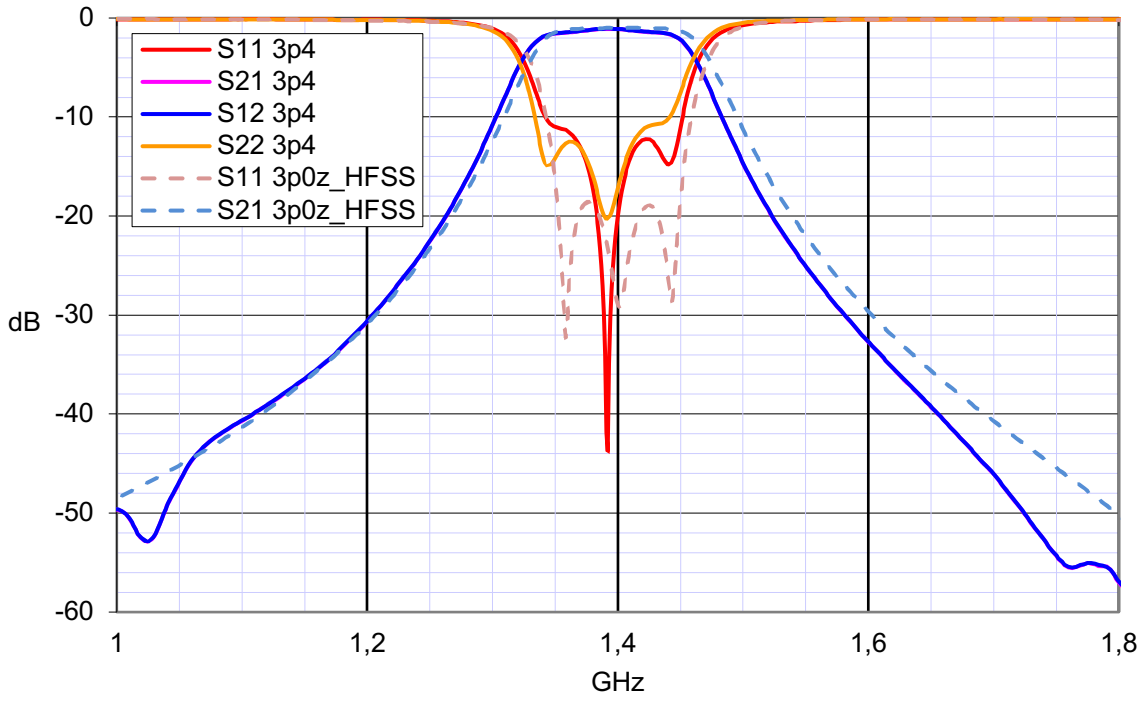


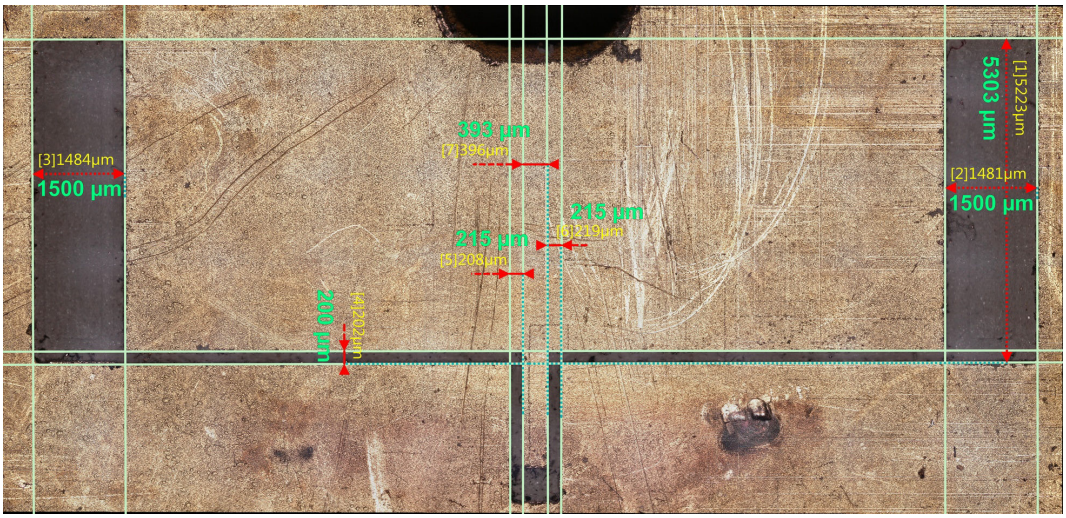
Figure 75 : Comparatif entre la simulation issue de ANSYS HFSS (en pointillés) et les mesures (en traits pleins) du filtre 3 pôles en ligne.

Parallèlement, plusieurs défauts font surfaces :

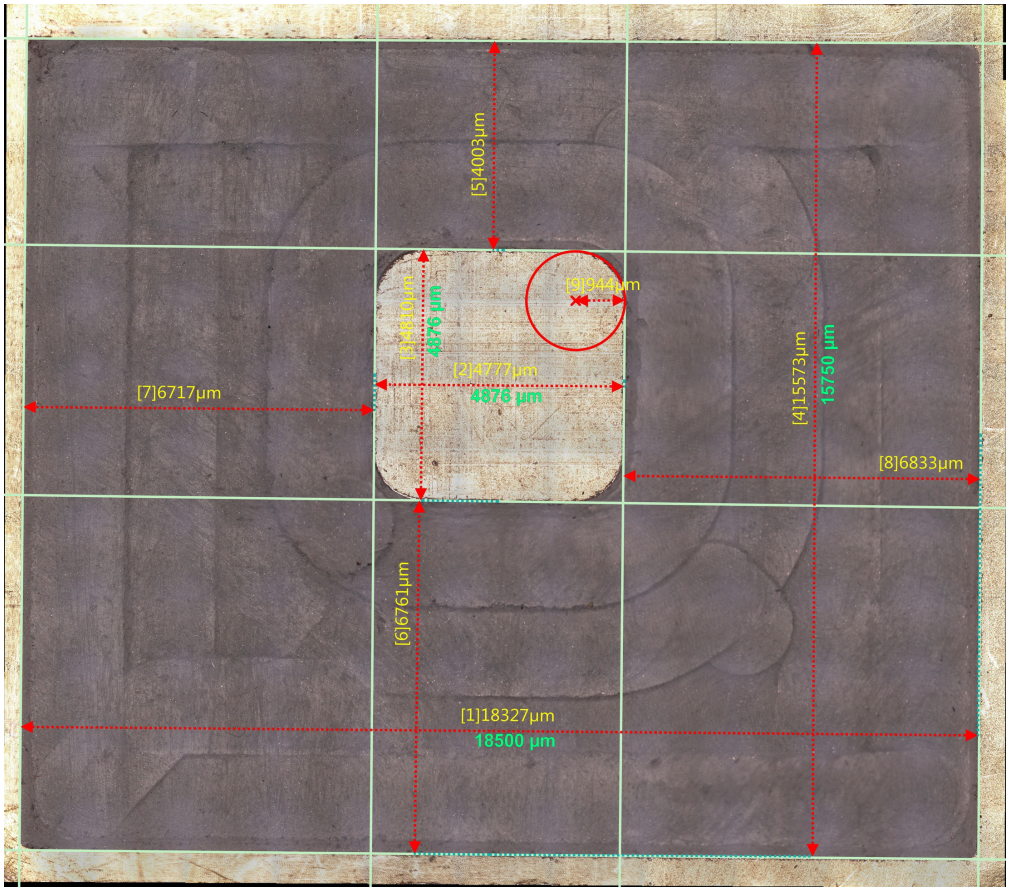
- L 'adaptation est un peu décevante (≈ -11 dB contre ≈ -18 dB en simulation). La matrice de couplage analysée fait ressortir une dispersion en fréquences au niveau des résonateurs. L'utilisation d'un plot capacitif rend les résonateurs très sensibles aux dispersions de fabrication. Dans ce processus où tous les aspects technologiques ne sont pas parfaitement maîtrisés, il est normal de voir se produire ce type de décalage. L'allure globale de la réponse, où le paramètre S_{11} est assez différent de S_{22}, s'explique par le fait que les fréquences de résonance des résonateurs 1 et 3 sont relativement éloignées.
- Les mesures dimensionnelles, présentées en Figure 76, montrent un assez bon accord entre les simulations et la réalisation. Les décalages observés ne pouvant être expliqué par les légères dispersions mesurées, ce sont les microbilles d'étain qui pourraient être en cause. En effet, lorsque l'on décolle les différentes couches, on perçoit parfois un dépôt excessif de microbilles causant un bourrelet d'étain qui peut venir modifier les performances du plot capacitif.

Malgré ces quelques défauts, la réponse obtenue est satisfaisante et valide le protocole de fabrication mis en place.

Licence CC BY-NC-ND 3.0



(a)



(b)

Figure 76 : Mesures dimensionnelles du prototype avant assemblage : (a) au niveau des accès et (b) de la couche contenant le plot capacitif.

III.7. Conclusion

Une méthode de fabrication a été développée pour solutionner les problématiques d'épaisseurs atypiques des dispositifs à venir dans ce projet. En utilisant les différents moyens de production présents au laboratoire XLIM, un filtre microonde SIW multicouche et à plot capacitif a été fabriqué. Les résultats obtenus pour ce prototype en ligne à 3 pôles permettent

Licence CC BY-NC-ND 3.0

de valider le processus de fabrication exposé. Le contrôle destructif du dispositif a montré une bonne cohérence géométrique entre les simulations et le modèle. Cependant, certains fluages de l'étain qui sert à la jonction des différentes couches pourraient être problématique par la suite. Les quelques sources de variations ainsi observées sur un dispositif simple et en ligne pourraient devenir problématiques pour des dispositifs plus complexes.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Chapitre IV
Conception disjointe d'une chaîne de réception GPS/Galileo

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Chapitre IV. Conception disjointe d'une chaîne de réception GPS/Galileo

IV.1. Radionavigation par satellite : présentation et problématiques

Les systèmes de positionnement par satellite, pouvant être également désignés par le sigle anglais *GNSS*[21], sont des dispositifs permettant à un utilisateur d'accéder à sa position dans l'espace tridimensionnel, sa vitesse, la date et l'heure. Généralement inclus dans des récepteurs portables de faibles dimensions (ordinateurs de bord des véhicules de loisirs, téléphones portables, etc.), ils s'appuient sur une constellation de satellites artificiels orbitant constamment autour du globe terrestre.

Comme l'illustre l'infographie reportée en Figure 77, le principe de cette technologie repose sur la méthode mathématique de la trilatération. À l'instar de la triangulation, cette technique permet de déterminer la position relative d'un point en s'appuyant sur la géométrie des triangles. Toutefois, là où la triangulation utilise les angles et les distances, la trilatération utilise uniquement les distances qui séparent les points émetteurs de l'objet cible. Il est alors nécessaire de disposer d'au moins trois satellites pour déterminer la position exacte d'un terminal.

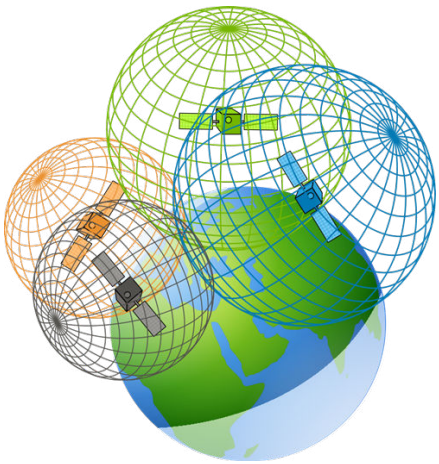


Figure 77 : Illustration du principe de fonctionnement du système de positionnement par satellite. Source : <GISGeography[22]>

Développés à l'initiative des États-Unis dans les années 70, le GPS[23] est le premier système du genre à être opérationnel en 1995. Sa constellation, constituée d'au moins 24 satellites, permet à un utilisateur de pouvoir toujours établir un contact avec 4 d'entre eux. Son usage se démocratise dans les années 2000 lorsque le président Bill Clinton annonce la fin de la dégradation volontaire du signal pour les applications civiles. La résolution horizontale qui était avant d'environ une centaine de mètres passa alors à une dizaine de mètres et permit des applications telles que la navigation routière.

Conscients des intérêts sous-jacents à ces technologies, d'autres pays ou associations d'états ont développé leurs propres systèmes concurrents : GLONASS (URSS puis Russie), Galileo (Union européenne), COMPASS (Chine), QZSS (Japon) et IRNSS (Inde). Ces deux derniers assurant uniquement une couverture régionale au niveau du pays concerné. Les terminaux

[21] Acronyme de l'anglais : Global Navigation Satellite System.

[22] https://gisgeography.com/gps-accuracy-hdop-pdop-gdop-multipath/

[23] Acronyme de l'anglais : Global Positioning System traduit par Géo-Positionnement par Satellite.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

actuellement commercialisés permettent généralement l'exploitation des signaux de plusieurs de ces systèmes ; typiquement GPS et GLONASS.

Grand succès commercial des années 2000, le GPS est rapidement devenu incontournable et a permis des développements dans un grand nombre de domaine : navigation aérienne, maritime et terrestre, suivi et traçage de parcours, agriculture de précision et bien d'autres applications. L'intégration de puces électroniques GPS au sein des smartphones a récemment multiplié le nombre d'usages domestiques et individuels. Bien qu'étant à présent une technologie éprouvée, les signaux GNSS font encore l'objet de travaux de recherches tels que : géodésie, synchronisation entre horloges atomiques ou encore utilisation en environnement marin [172].

L'application développée dans le cas présent compte utiliser deux standards GNSS différents :

- GPS qui fonctionne sur trois bandes de fréquences distinctes : L1 centrée sur 1575,42 MHz, L2 centrée sur 1227,60 MHz et L5 centrée sur 1176,45 MHz.
- Galileo qui fonctionne lui, sur trois bandes de fréquences : E1 centrée 1575,42 MHz, E5 centrée sur 1191,795 MHz et E6 centrée sur 1278,75 MHz. Les systèmes Galileo, plus récents, embarquent des horloges atomiques plus précises qui permettent une meilleure synchronisation. Un décalage d'une nanoseconde étant équivalent à trente centimètres de décalage, les dispositifs Galileo offrent donc une meilleure résolution que ceux du GPS : annoncée à moins d'un mètre pour les services de haute précision et moins de 5 mètres pour les applications grand public.

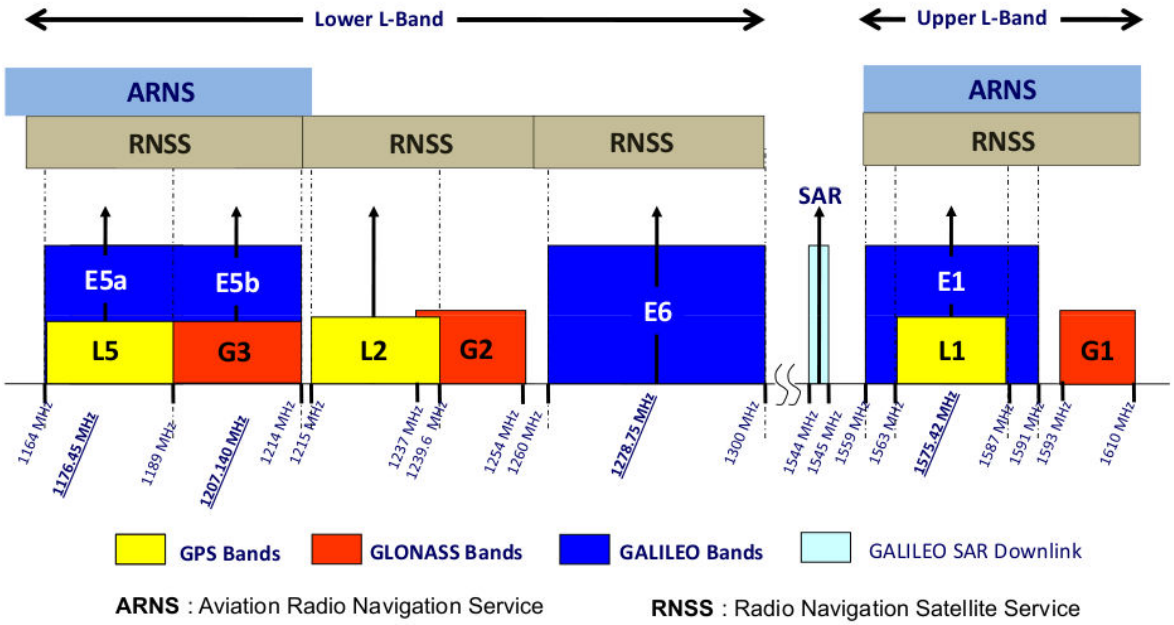


Figure 78 : Répartition des bandes de fréquence GNSS pour 3 standards : GPS, GLONASS et Galileo.
Source : <ESA Navipedia[24]>

Ces systèmes sont toutefois sensibles aux signaux parasites et à l'environnement. En espace citadin, l'utilisation est complexifiée à cause du masquage d'un certain nombre de satellites par les bâtiments : on parle alors d'un effet de « canyon urbain ». De plus, des phénomènes

[24] https://gssc.esa.int/navipedia/index.php/GNSS_signal

Licence CC BY-NC-ND 3.0

de réflexion peuvent avoir lieu sur les bâtiments et ainsi créer des trajets multiples entre l'émetteur et le terminal. Concernant les signaux parasites, deux sources de brouillage peuvent être distinguées : intentionnelles ou non. Dans le cas des sources de brouillage involontaires, il s'agit généralement de systèmes de télécommunications radiofréquences opérant dans des bandes voisines ou partagées. À ces dernières viennent se rajouter, dans un contexte militaire, les tactiques de brouillage intentionnelles. Dans le cadre d'applications nécessitant précision et fiabilité, il est impératif de produire des équipements présentant une certaine immunité à ces sources d'erreurs.

Ce point a déjà été traité dans le premier chapitre où l'on a exposé les caractéristiques que devait présenter un dispositif de radionavigation par satellite. Les systèmes *CRPA*[25] permettent de former le faisceau en contrôlant le diagramme de rayonnement d'un réseau d'antennes par un traitement numérique en temps réel. La prise en charge du signal RF est effectuée comme à l'accoutumé par un module d'amplification faible bruit et un module de filtrage. [173]

En plus de ces aspects sécuritaires, les dispositifs doivent offrir un fort potentiel d'intégrabilité. Les raisons sont plurielles : le peu de place disponible sur les porteurs, l'aérodynamisme esthétique ou encore la furtivité. Cette diminution doit alors s'effectuer dans les trois dimensions de l'espace. L'une des solutions est de réduire l'espace entre les éléments du réseau d'antenne. Les problématiques résultantes de ce rapprochement ont déjà été traitées mais on peut en aborder ici les conséquences. Ainsi, au-delà de la dégradation des performances du réseau, les systèmes de traitement adaptatif CRPA sont impactés ; cela peut se solder, par exemple, par de mauvaises estimations des directions d'arrivée.

Dans le but d'apporter une réponse à ces problématiques qui concernent à la fois les domaines civils et militaires, ce projet propose de concevoir un réseau CRPA pour systèmes GPS et Galileo. S'appuyant sur une approche de co-conception et co-intégration, ce dernier devra présenter les particularités suivantes :

- Compact.
- Tri-bande : L1 (1575,42 MHz), L2 (1227,60 MHz) et E6 (1278,75 MHz).
- À polarisation circulaire.

L'objectif du projet est d'intégrer les fonctions d'amplification faible bruit et de filtrage au plus près de l'antenne. L'ensemble des problématiques de rayonnement, de filtrage et d'amplification seront donc des sujets d'intérêts. La conception conjointe ayant ici pour but d'améliorer l'intégration du système complet tout en optimisant les performances de ce dernier.

Ce chapitre porte sur une étape qui est réalisée en amont du processus final : la conception disjointe des différents éléments du système. Dans le cas présent, la réalisation de la chaîne est divisée en plusieurs sous-tâches :

- La conception et la réalisation d'un aérien planaire, tri-bande et à polarisation circulaire seront effectués. La mise en place d'un réseau sera étudiée par la suite à partir de l'élément rayonnant seul développé dans cette partie.

[25] Acronyme de l'anglais : Controlled Reception Pattern Antenna.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

- L'évaluation des performances électriques et des technologies compatibles avec une intégration du filtre au plus près de l'antenne et du LNA sera accomplie et un filtre multi-bande répondant à ces critères sera conçu et réalisé.
- Un amplificateur faible bruit (LNA) adapté à 50 Ω répondant et aux spécifications fixées sera recherché ou créé.

Cette phase repose sur plusieurs intentions dont la première est de densifier au maximum une fonction de réception performante et fiable pour un système de radionavigation par satellite. Elle permet également d'évaluer les limites technologiques qui se poseront dans le cadre de ces réalisations. Pour terminer et cela en constitue peut-être le point principal, le dispositif conçu ici servira de référence comparative pour la phase de conception conjointe.

IV.2. Conception de l'antenne

L'antenne présentée dans cette partie a été conçue et réalisée par F.Fezai dans le cadre de son postdoctorat, au début du projet.

Il s'agissait de concevoir une antenne qui répondait à tous les critères reportés dans le Tableau 1 tout en étant la plus compacte possible pour sa mise en réseau par la suite. Un réseau de quatre antennes élémentaires a été étudié dans un second temps pour la formation d'un faisceau électromagnétique. Comme précisé auparavant, le réseau a pour objectif de permettre la formation de maxima dans la direction utile et des zéros (en rayonnement) dans les directions où de potentiels brouilleurs peuvent exister.

Notons que cet élément servira de brique de base pour la conception du reste de la chaîne.

IV.2.1. Spécifications de l'antenne

Les spécifications données par la DGA[26], pour chaque élément de la chaîne de réception dans le cadre de ce projet ANR ASTRID[27], seront détaillées au début de chaque sous partie.

Tableau 1 : [Spécification fournies pour l'antenne seule]

Intitulé	Spécification proposée
Fréquences et largueur de bande	L1 (1575,42 MHz) ± 25 MHz
	E6 (1278,75 MHz) ± 25 MHz
	L2 (1227,60 MHz) ± 15 MHz
Polarisation	RHCP
Gain max d'un ER[28] (valeur min. dans chaque bande)	≥ 3 dBic

[26] Acronyme de : Direction Générale de l'Armement.
[27] Acronyme de : Agence Nationale de la Recherche et d'Accompagnement Spécifique des Travaux de Recherches et d'Innovation Défense ; partenariat de la DGA avec l'ANR pour soutenir des projets à caractère fortement exploratoire et innovant.
[28] Acronyme permettant d'abréger le terme Élément Rayonnant.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Angle d'ouverture à 3 dB (pour chaque bande)	≥ 80°
Taux d'ellipticité dans l'axe pour un ER	≤ 2 dB
Taux d'ellipticité pour |θ| < 45°	≤ 3 dB pour 0° < |θ| < 10°
Taux d'ellipticité pour |θ| < 45°	≤ 6 dB pour 10° < |θ| < 30°
Taux d'ellipticité pour |θ| < 45°	≤ 8 dB pour 30° < |θ| < 40°

IV.2.2. Spécifications du réseau

Ces spécifications concernent la mise en place du réseau à partir de l'élément rayonnant seul conçu en amont. Les spécifications restent alors les mêmes mais on rajoute des conditions géométriques et propres au réseau.

Le réseau est prévu pour être constitué de quatre éléments rayonnants.

Tableau 2 : [Spécification fournies pour le réseau]

Intitulé	Spécification proposée
Taille du plan de masse (réseau : 4 ER)	Réseau de 4 ER disposés dans un carré de côté ≤ 16 cm radôme inclus
Distance centre à centre entre 2 ER	≤ 0,5 λ_{min}
Hauteur d'une brique élémentaire (Antenne + Filtre + LNA)	Épaisseur totale radôme inclus ≤ 2 cm
Isolation entre deux ER	> 20 dB
Nombre de connecteurs	Chaque ER est doté d'une sortie

La dernière condition concernant les connecteurs est une redite des performances que doit présenter l'antenne. Ainsi, au regard de l'application considérée, un réseau mono-sortie n'a aucun intérêt.

IV.2.3. Dimensionnement des éléments du réseau

La deuxième étape du projet a consisté à concevoir un réseau d'antenne à quatre éléments séparés par une distance d centre à centre qui doit être inférieure ou égale à $0,5*\lambda_{min}$. Les longueurs d'onde correspondant aux trois bandes étudiées ainsi que la distance d calculée pour chaque fréquence sont données dans le Tableau 3.

Tableau 3 : [Dimensionnement des antennes]

Fréquence /MHz	Longueur d'onde λ_0 /mm	Distance d
L2 ≈ 1227	244,5	122,25
E6 ≈ 1278	234,7	117,35

Licence CC BY-NC-ND 3.0

L1 ≈ 1575	190,5	95,25

D'après ces valeurs, la distance séparant les éléments du réseau est donc fixée à 95.25 mm. Cela signifie que la dimension maximale (Wp) des toits rayonnants doit être strictement inférieure à cette valeur afin que les éléments ne se touchent pas. Quant à la valeur de la permittivité relative du PCB, elle doit être supérieure à 4.

IV.2.4. Étude de l'élément rayonnant de base

Le Chapitre I a fait l'objet d'une étude bibliographique portant sur les antennes patch. Lors de la création de cette antenne, différentes possibilités ont été envisagées : un ou plusieurs toits rayonnants, une ou plusieurs excitations et différentes géométries de patch.

Les solutions d'antennes avec une seule excitation sont très intéressantes, cependant elles ne permettent pas de satisfaire toutes les exigences sur les trois bandes. C'est pour cela que la solution retenue pour le projet COCORAM consiste à utiliser une antenne avec une double excitation telle que présentée dans la Figure 79.

Il s'agit d'une antenne à fentes, de type patch, qui peut résonner à deux fréquences rayonnantes dont le rapport ($Rf_{max/min}$) entre la fréquence maximale (f_{max}) de la bande L1 du GPS et la fréquence minimale (f_{min}) de la bande L2 est de 1.28.

$$Rf_{max/min} = \frac{f_{max}}{f_{min}} \tag{67}$$

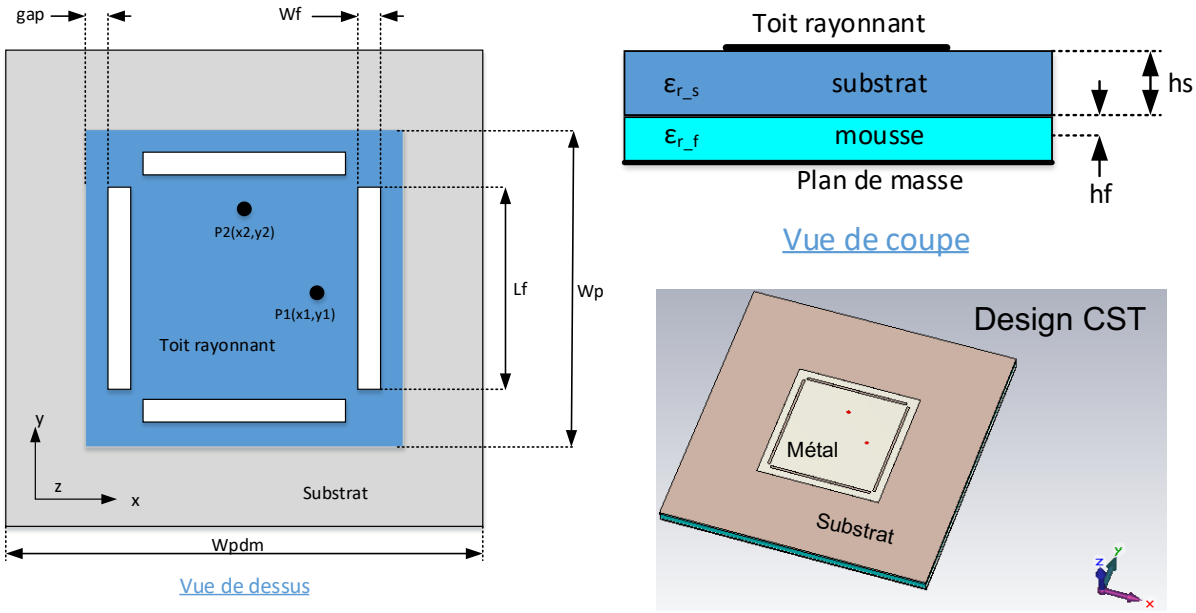


Figure 79 : Présentation du concept d'antenne multi-bande avec un seul toit rayonnant.

Les deux sondes d'excitation sont placées aux positions indiquées par P1 et P2 positionnées à la même distance par rapport au centre de la structure (x=0 ; y=0) alignées orthogonalement sur les axes des « x » et « y », respectivement. Après plusieurs études paramétriques sur le logiciel de simulation électromagnétique CST-Microwave Studio, les valeurs des différents paramètres optimisés pour l'antenne dans les bandes de fréquences (L2, E6 et L1) sont présentées dans le Tableau 4.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Tableau 4 : [Paramètres du design final de l'antenne]

Paramètres	Valeurs /mm
Gap	0,85
W_f	0,5
L_f	52,8
W_p	56,9
$P_1(x_1, y_1)$; $P_2(x_2, y_2)$	(11,03, 0) ; (0, 11,03)
W_{pdm}	170
h_s	6,02
h_f	2

Le principe de fonctionnement ainsi que les détails mécaniques de la structure réalisée sont détaillés en Annexe 2.

IV.2.4.1. Analyse électromagnétique

Les résultats de l'analyse d'adaptation (S_{11}) aux niveaux des deux accès P_1 et P_2 de l'antenne isolée sont présentés ci-dessous. Étant donné que le couplage entre les deux sondes d'excitation est trop faible (inférieur à -20 dB), l'adaptation (S_{ii}) vue sur un accès (P_1) de l'antenne est identique à celle vue sur l'autre accès (P_2). C'est pour cette raison, et aussi pour alléger la présentation des résultats, que seul le S_{11} et le S_{21} sont présentés et interprétés et non pas les quatre paramètres. Dans un premier temps, ces derniers (S_{11} et S_{21}) sont présentés sur toute la bande d'analyse entre 1.1 GHz et 1.7 GHz. Ensuite, des zooms du S_{11} sur les deux bandes utiles (bande basse : L2 et E6 ; bande haute : L1) sont fournis.

Il a été préférable de faire en sorte que la résonance du mode TM_{100} soit placée au milieu des bandes L2 et E6 ; cela permet de couvrir chacune d'entre elles simultanément. Le défaut de cette technique et que le niveau du coefficient de réflexion est relativement fort en bord de bande alors qu'il est inférieur à -20 dB au centre de chaque bande.

Étant donné que le coefficient de couplage S_{21} est inférieur à -22 dB dans les bandes utiles, toute l'énergie délivrée aux accès de l'antenne est soit rayonnée soit réfléchie sans aucun échange entre les accès. Cette situation n'est pas respectée dans le cas de la résonance du mode TM_{200} centrée à la fréquence 1.47GHz. Dans ce cas, le coefficient de couplage est très fort (égal à -2 dB). Cela corrobore l'analyse mentionnée dans en Annexe 3.1. L'énergie est donc totalement couplée du port n°1 au port n°2 et vice versa. Nous avons ici un couplage total entre les deux voies d'alimentation et aucun rayonnement.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

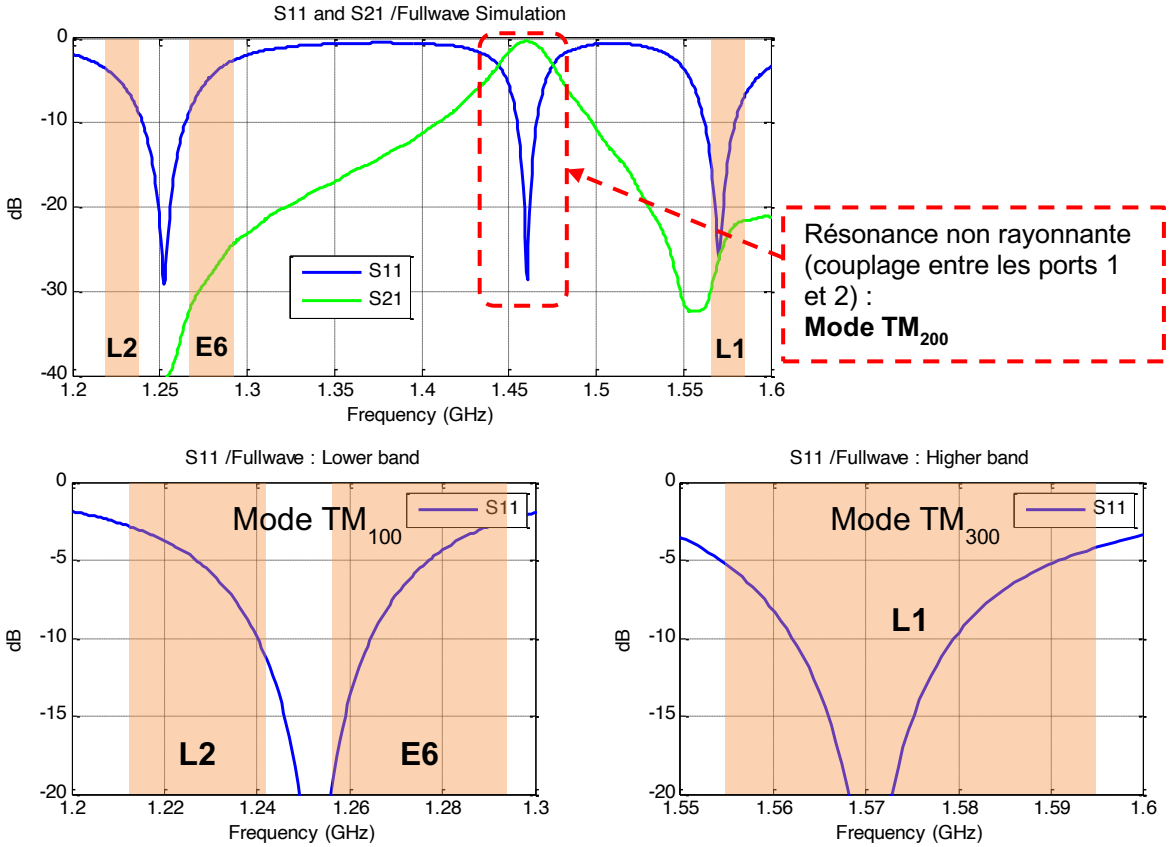


Figure 80 : Réponse en paramètres S simulée pour l'antenne seule.

IV.2.4.2. Circuit d'alimentation

Une fois la conception de l'élément rayonnant terminée, il faut créer un dispositif permettant d'obtenir des pondérations a_1 et a_2 (en quadrature) nécessaires pour l'aboutissement à la polarisation circulaire droite de l'antenne. Pour ce faire, le signal sur l'accès 2 de l'antenne doit être en avance de phase (90°) par rapport à celui de l'accès 1.

Les solutions à base de coupleur hybride ont été étudiées mais n'ont pas été retenues. En effet, à cette fréquence, bien que ces coupleurs soient faciles à réaliser, l'encombrement résultant ne convient pas à la forte demande d'intégration. Le choix s'est donc porté sur un coupleur en technologie CMS[29] miniature.

Le composant sur étagère trouvé est un coupleur de la marque Anaren et de référence XC1400P-03 [documentation en ligne[30]]. Ses faibles dimensions (6,35 x 5,08 x 2,75 mm^3) ainsi que ses performances reportées dans le Tableau 5 apportent une solution conforme aux problématiques de polarisation et d'encombrement.

Ce coupleur CMS nécessite une impédance de 50 Ω à ses accès afin de fonctionner correctement. Ainsi, bien que pratique par les caractéristiques qu'il déploie, il viendra limiter la phase de conception conjointe. En effet, ce coupleur constituera un étage à 50 Ω dont il ne sera pas possible de se défaire. La conception conjointe globale se résumera en deux sous-conceptions conjointes : de l'antenne au coupleur et du coupleur au LNA.

[29] Acronyme de Composant Monté en Surface.

[30] https://cdn.anaren.com/product-documents/Xinger/90DegreeHybridCouplers/XC1400P-03S/XC1400P-03S_DataSheet(Rev_C).pdf

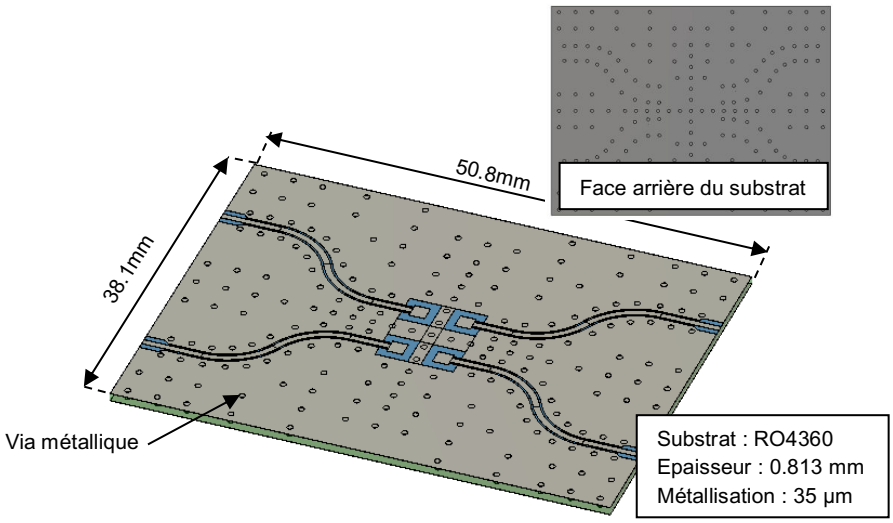
Licence CC BY-NC-ND 3.0

Tableau 5 : [Performances du coupleur]

Paramètres	Valeur
Pertes d'insertion	< 0,2 dB
Concordance de phase	90° ± 1°
Équilibre d'amplitude	± 0,3 dB
TOS	1,2 :1
Isolation	< 30 dB

Le circuit d'alimentation de l'antenne est alors composé de quatre lignes coplanaires d'impédance caractéristique égale à 50 Ω. Deux d'entre elles se terminent par des vias métallisés pour exciter l'antenne ; les deux autres accès sont dédiés à l'alimentation du reste du circuit et au report d'une résistance 50 Ω [documentation en ligne[31]] nécessaire au fonctionnement du coupleur. Des pads de soudures dédiés au report du composant CMS sont également disposés sur cette carte. Le coupleur CMS peut supporter une puissance allant jusqu'à 40 W et fonctionne dans une gamme de température allant de -55°C à 85°C. Ces limitations technologiques ne devraient pas poser de problèmes pour l'application visée.

La Figure 81 illustre le circuit d'alimentation conçu pour ce coupleur CMS.



Simulation Fullwave CST-MWS

Figure 81 : Empreinte simulée avec CST-MWS du circuit d'alimentation.

Après avoir été mesuré séparément afin d'évaluer les performances affichées par le constructeur, ce composant a été intégré dans la simulation. La Figure 82 ainsi que la Figure 83 font état des performances obtenues dans cette configuration.

[31] https://www.atceramics.com/UserFiles/504L_ubr_resistor.pdf

Licence CC BY-NC-ND 3.0

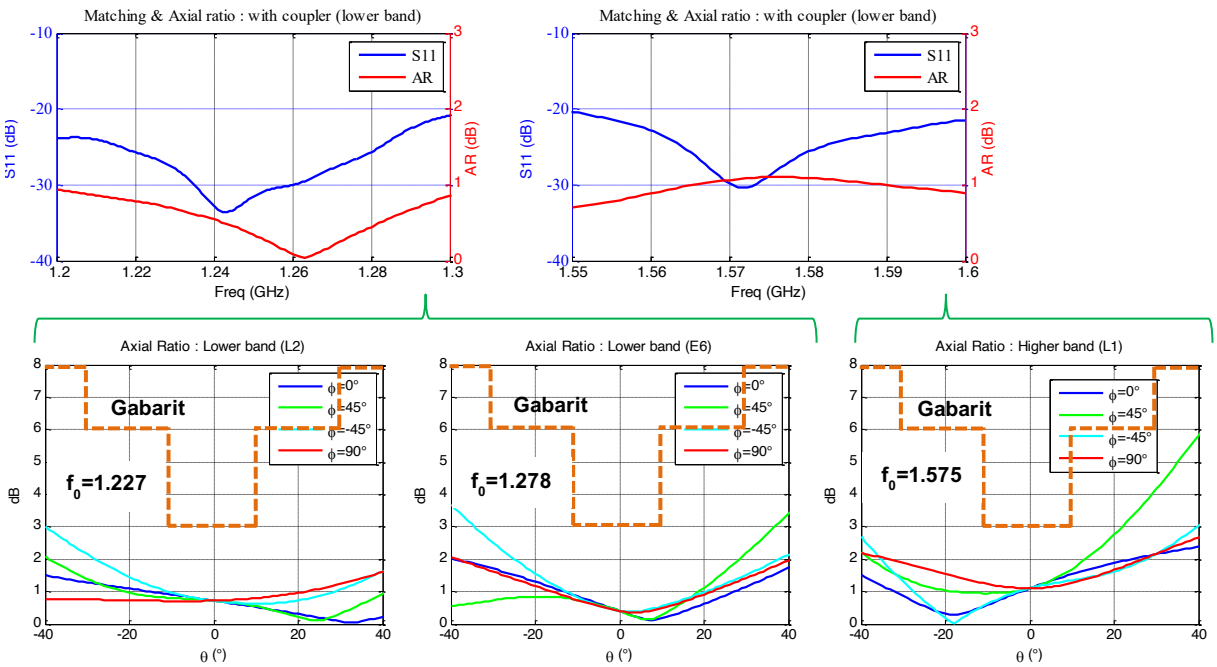


Figure 82 : Adaptation et taux d'ellipticité dans l'axe du système antenne-coupleur simulé (S_{11} & AR).

Les valeurs obtenues pour le taux d'ellipticité dans l'axe sont également conformes au cahier des charges en bord de bande et ce, quel que soit le plan de coupe en φ.

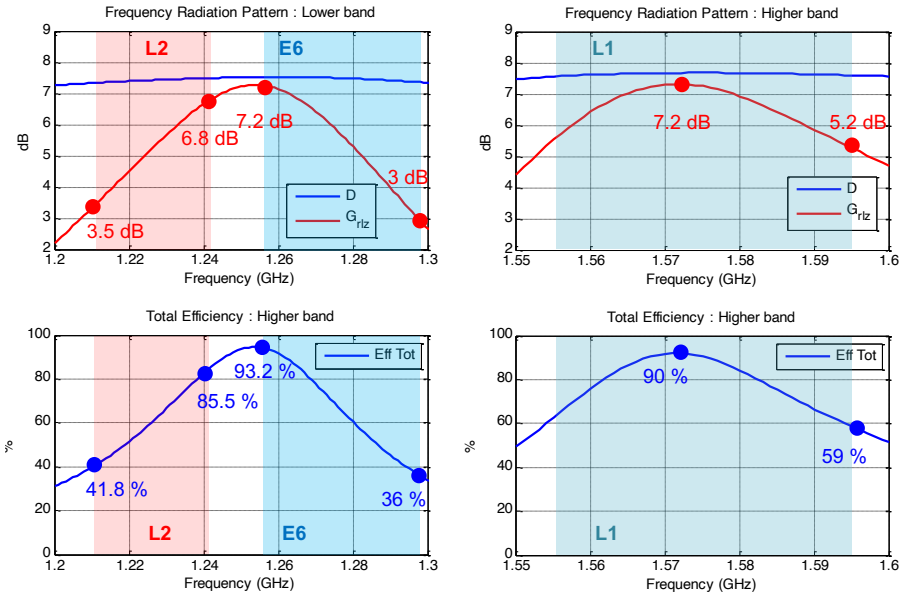


Figure 83 : Directivité (D), gain réalisé (G_{rlz}) et efficacité totale (Eff Tot) du système antenne-coupleur simulé.

Les courbes obtenues ci-dessus montrent un gain minimum supérieur à 3 dB dans l'ensemble des bandes. Cependant, du fait de l'utilisation d'une seule résonance pour la bande fréquentielle basse, l'efficacité en bord de bande est relativement faible.

IV.2.4.3. Prototype réalisé

Les photographies de la Figure 84 représentent des photographies du prototype dont la réalisation a été confiée à un industriel. L'antenne a donc été réalisée conformément au design

Licence CC BY-NC-ND 3.0

simulé avec le logiciel CST-MWS et mesurée dans la chambre anéchoïde du laboratoire XLIM en utilisant une antenne cornet (référence) placée dans la zone de champ lointain du prototype. Ce dernier a été placé par la suite sur un bras rotatif permettant une rotation sur deux axes pour mesurer les performances en rayonnement en θ et en φ. La comparaison entre les performances simulées de l'antenne et celles mesurées est donnée par la suite.

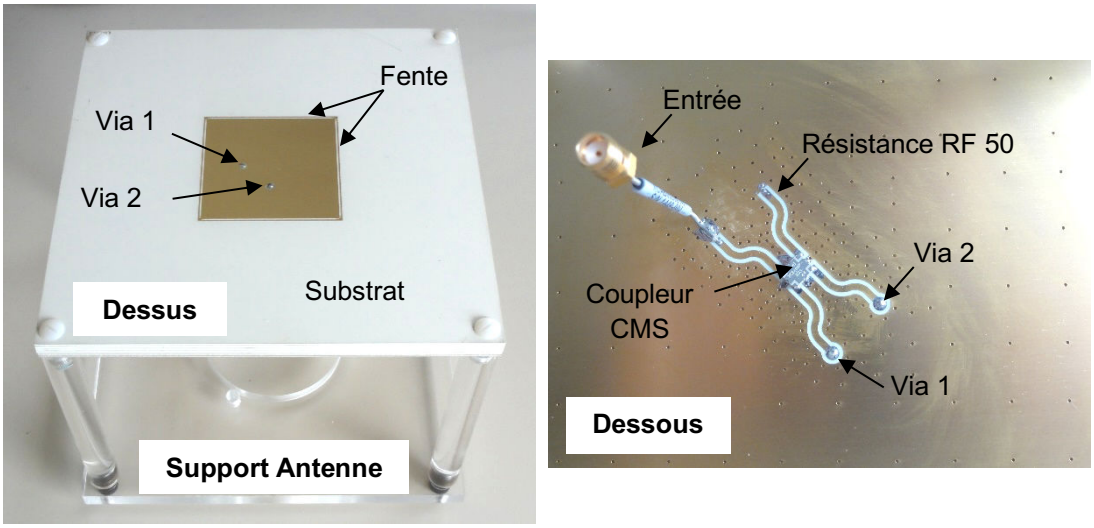


Figure 84 : Photos du prototype réalisé de l'antenne seule et de son circuit d'alimentation.

Les résultats de la comparaison du coefficient de réflexion et du taux d'ellipticité en fonction de la fréquence, pour les deux bandes utiles (bande fréquentielle basse et haute), sont présentés sur la Figure 85 et la Figure 86.

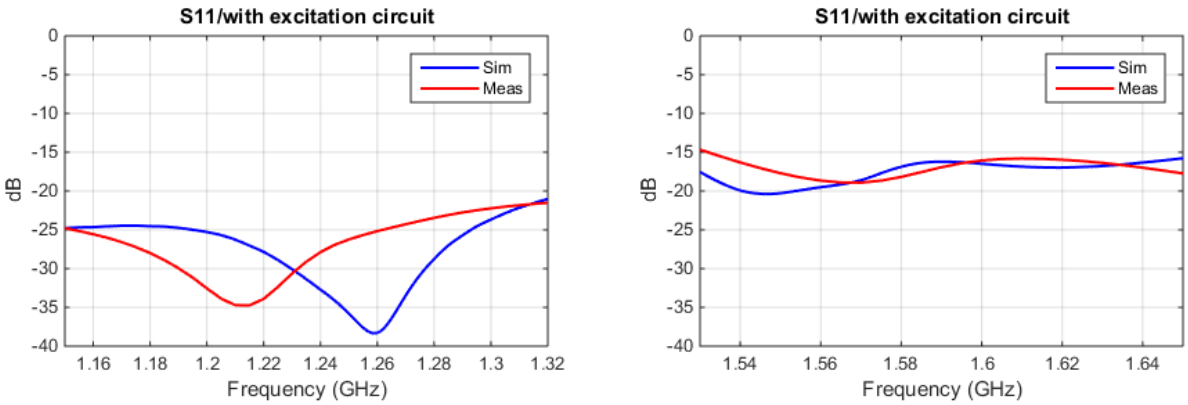


Figure 85 : Coefficient de réflexion en entrée du système (mesure/simulation).

D'après ces résultats, on constate que l'antenne est bien adaptée sur toutes les bandes de fonctionnement, à savoir L2, E6 et L1. Le coefficient de réflexion S11 obtenu en mesure est inférieur à -22 dB sur la bande basse (L2 & E6) et -16 dB sur la bande haute (L1).

Le taux d'ellipticité dans l'axe (φ = 0° ; θ = 0°) est, quant à lui est toujours inférieur à 2 dB quel que soit la fréquence d'observation, sachant que le seuil maximal mentionné dans le cahier des charges est de 3 dB. L'écart entre la simulation et la mesure ne dépasse pas 1dB. Ces résultats montrent à la fois la précision de la simulation RF et des outils numériques pour étudier les phénomènes électromagnétiques.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

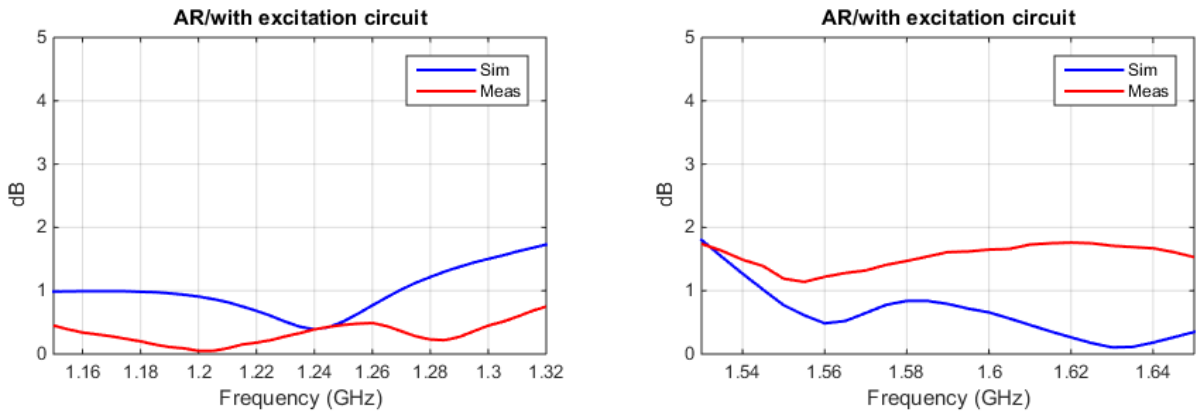


Figure 86 : Taux d'ellipticité du système antennaire (mesure/simulation).

La Figure 85 révèle toutefois un décalage de la fréquence de résonance du patch en bande basse. Après investigation et rétro-simulation, il s'avère que c'est un décalage du plan de référence au niveau des accès qui entraine cette anomalie. Une fois cela corrigé, les valeurs entre simulation et mesures concordent de nouveau.

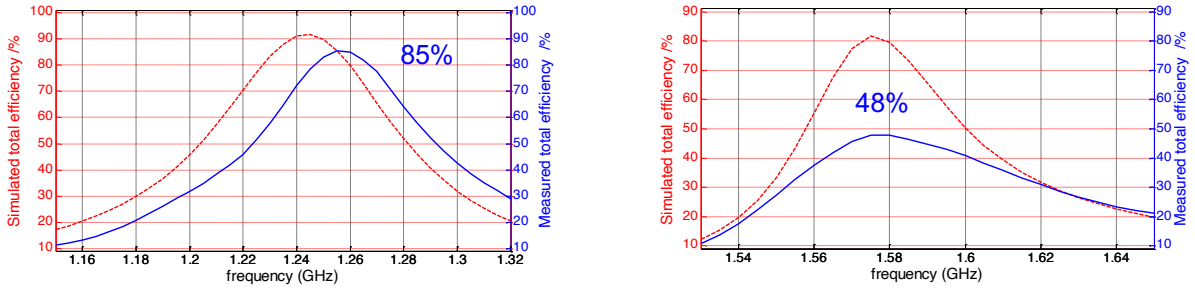


Figure 87 : Efficacité simulée et mesurée dans la bande basse et haute.

La comparaison entre les efficacités mesurées et simulées est reportée en Figure 87. La bande de fréquences basses, quant à elle, présente un léger recul. C'est en hautes fréquences que l'on constate d'une forte dégradation de ce paramètre. Pour l'instant, nous n'avons pas trouvé d'explication à cette forte diminution.

IV.2.4.4. Conclusion sur l'antenne seule

L'antenne exposée dans cette partie répond à l'ensemble des critères donnés dans le cahier des charges et ce, en simulation comme en mesure.

Un coupleur CMS répondant à une demande de déphasage sur une large bande a été trouvé. Cette solution présente, de surcroît, un fort avantage d'encombrement par rapport à des solutions de coupleurs hybrides largement trop grands à cette fréquence. Ce coupleur imposera néanmoins, par la suite, un intermédiaire 50 Ω au milieu de la chaîne. Cette occurrence viendra perturber par la suite la démarche de conception conjointe globale.

Pour finir, le prototype réalisé montre un bon accord entre les simulations et les mesures. Le décalage fréquentiel en bande basse étant corrigé pour la suite par un décalage des plans de référence.

Cet élément rayonnant simple sert de référence et de point de départ pour le reste de la conception du dispositif de radionavigation par satellite. Notons ici que ce dispositif fait environ 8 mm de hauteur, ce qui laisse de la marge pour les autres applications de la chaîne.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

IV.3. Conception du filtre de réception multi-bande

IV.3.1. Chaîne de réception concernée

Avant de présenter les travaux sur le filtre résiduel de la chaîne de réception, nous allons présenter la composition de cette chaîne dans le cadre d'une conception disjointe. En effet, à présent que l'antenne est établie (et que son nombre d'accès est déterminé), il est possible d'établir avec précision la chaîne de réception telle qu'elle sera à la fin de cette étape de conception disjointe.

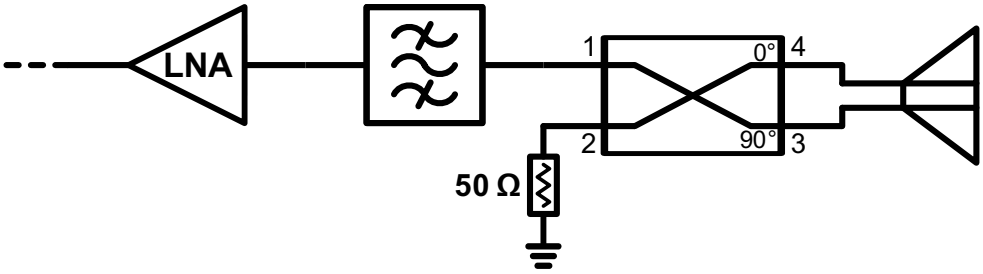


Figure 88 : Schéma fonctionnel de la chaîne de réception dans le cadre de la conception disjointe.

La chaîne telle qu'elle est prévue dans le cadre de la conception disjointe est schématisée en Figure 88. Cette chaîne est simplement multipliée par 4 pour mettre en place le réseau. Pour le moment, nous disposons de deux éléments : un élément rayonnant avec 2 accès et un coupleur commercial. Nous nous intéressons à présent à la réalisation du filtre de ce système.

IV.3.2. Spécifications du filtre

Tableau 6 : [Gabarit de filtrage]

	Bandes de fréquence /GHz		Niveaux /dB
	F_{min} /GHz	F_{max} /GHz	
S_{21}	0,800	1,145	-50
S_{21}	1,145	1,162	-15
S_{11}	1,213	1,304	-13
S_{21}	1,344	1,370	-5
S_{21}	1,370	1,495	-50
S_{21}	1,495	1,505	-5
S_{11}	1,550	1,600	-13
S_{21}	1,625	2,000	-50

Les spécifications de filtrage, présentées dans le Tableau 6, indiquent le gabarit de filtrage autour duquel la conception du filtre est effectuée. Une première étape consiste alors à établir une fonction de filtrage respectant ces contraintes.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

L'étude de ce cahier des charges concernant les niveaux de filtrage nécessaires permet alors d'introduire une première contrainte dans la conception du filtre. En effet, les forts niveaux de réjection en bord de bande (S_{21} = −50 dB) reflètent du fait que cet étage de filtrage doit assurer l'immunité du dispositif aux perturbations en dehors de ces bandes de transmissions. Une conséquence directe de ce besoin d'immunité est l'augmentation du nombre de résonateurs pour tenir ces exigences. Le facteur de qualité doit également être suffisant pour atteindre les performances attendues, qu'il s'agisse des niveaux de pertes ou de sélectivité. Une dernière particularité qui complexifie encore la création de ce filtre est à noter : le filtre doit être bi-bande.

IV.3.3. Empreinte disponible

La conception du filtre est une étape qui s'effectue en aval de la conception de l'antenne. Ainsi, les contraintes concernant le volume disponible sont imposées par les dimensions établies suite à la conception de l'antenne présentée dans la partie IV.2.

IV.3.3.1. Intégration compacte de l'élément filtrant

Une première approche consiste alors à considérer que le filtre et l'étage d'amplification devront s'intégrer de manière compacte derrière l'élément rayonnant. Ce concept est illustré schématiquement dans la Figure 89.

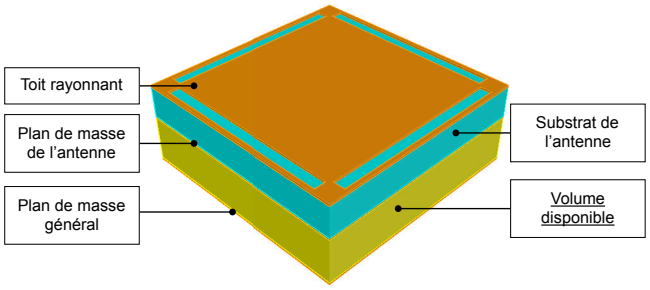


Figure 89 : Volume disponible dans le cadre de la première approche.

Dans le cas de cette méthode, il s'agit de respecter au maximum l'aire occupée par l'antenne soit un carré de 57 mm de côté. Ainsi, le dispositif global sera constitué de plusieurs sous-éléments compacts. La hauteur disponible pour le filtre étant d'environ 12 mm, il est possible de reporter les fonctions de filtrage dans les trois dimensions de l'espace. Ce paramètre reste alors le seul degré de liberté disponible dans le cas de cette démarche.

IV.3.3.2. Intégration globale de l'élément filtrant

Une seconde approche consiste, quant à elle, à imaginer qu'un ensemble de quatre filtres viendront se placer en face arrière de l'ensemble du réseau de quatre antennes. Une représentation schématique de cette idée est faite dans la Figure 90.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

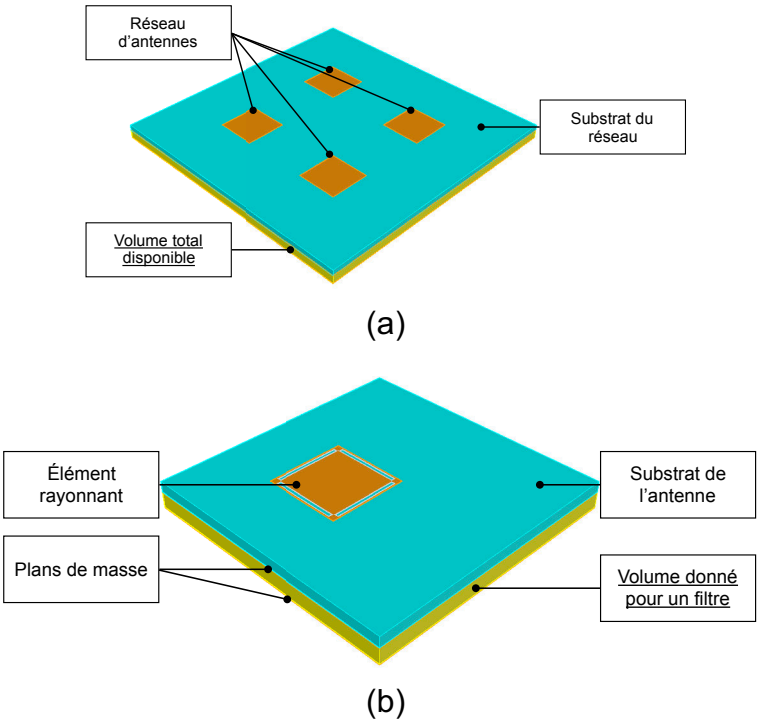


Figure 90 : Volume disponible avec la seconde approche : (a) volume total, (b) volume pour un filtre (quatre filtres sont nécessaires au final). (Schématisation non à l'échelle)

Le volume disponible est alors beaucoup plus important car il passe d'un carré de 57 mm de côté à un carré de 80 mm de côté. Cependant, dans le cas de cette option l'étage de filtrage phagocyte tout l'espace restant disponible.

Finalement, dans les deux approches l'option retenue sera un compromis entre ces deux solutions. En effet, la fonction de filtrage résiduelle ne peut prendre l'intégralité de l'espace sous le réseau. Néanmoins, relâcher les contraintes sur l'encombrement permettra de faciliter la conception du filtre.

IV.3.4. Synthèse du filtre

IV.3.4.1. Fonction de filtrage

Les spécifications définies précédemment offrent une base pour le calcul de la fonction de filtrage nécessaire. Au vu de l'aspect bi-bande du filtre, le calcul de la fonction de filtrage s'effectue avec l'algorithme présenté dans [174].

Une fonction disposant de 10 pôles et 4 zéros de transmission est alors définie pour répondre au cahier des charges. Deux topologies, présentées en Figure 91 et Figure 92, sont alors pressenties pour implémenter le filtre : la topologie dite « extended box » ou la topologie en triplets. Pour chacune de ces topologies, plusieurs matrices de couplage sont utilisables ; il y a 64 solutions dans le cas de la topologie « extended box » et 24 solutions dans celle en triplets. Certaines solutions seront plus pratiques que d'autres à implémenter, la sélection sera effectuée en fonction de critères technologiques.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

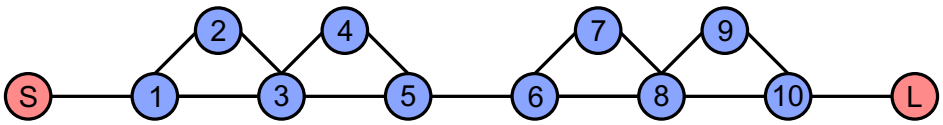


Figure 91 : Topologie en triplets permettant l'implémentation d'une fonction 10 pôles et 4 zéros de réflexion.

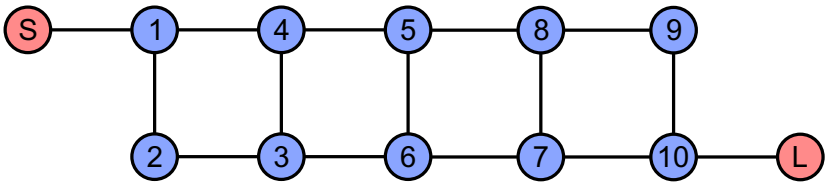


Figure 92 : Topologie « extended-box » permettant l'implémentation d'une fonction 10 pôles et 4 zéros de réflexion.

IV.3.4.2. Performances technologiques nécessaires

Dès lors, cette fonction doit être testée afin d'estimer les pertes d'insertion qu'elle pourrait présenter en fonction des technologies de fabrication envisageables. Différents facteurs de qualité typiques sont relevés puis la fonction est tracée en considérant ces valeurs. Les résultats obtenus sont consignés dans le Tableau 7.

Tableau 7 : [Pertes d'insertion en fonction du facteur de qualité]

	Pertes d'insertions /dB	
Q_0	Première bande	Deuxième bande
100	5,0	7,0
300	1,7	2,5

Un facteur de qualité de 100 est attribué aux technologies planaires tandis qu'un facteur de 300 est affecté aux procédés semi-volumiques. Les pertes estimées dans le premier cas sont très importantes, ce qui exclut de facto cette méthode de production. La réponse obtenue dans la deuxième solution est tracée en Figure 93.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

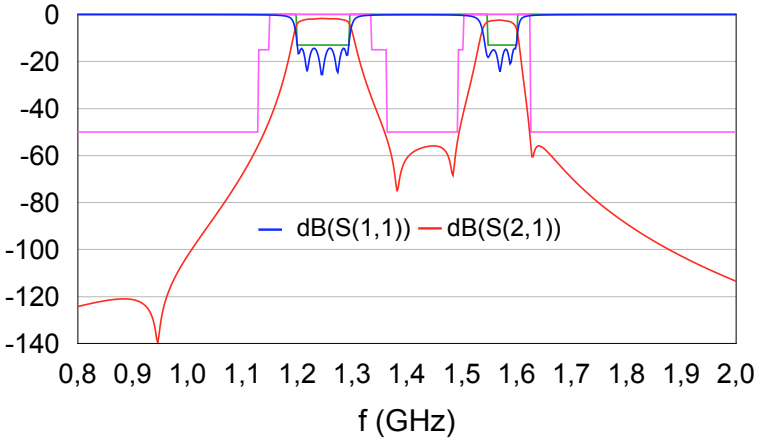


Figure 93 : Paramètres S idéaux du filtre pour un facteur de qualité (Q_0) de 300.

Dans ce cas, et bien qu'elles ne soient pas négligeables, les pertes d'insertion sont bien plus acceptables. Pour la suite, le tracé calculé pour cette version sera considéré comme la réponse de référence idéale du filtre.

IV.3.5. Études préliminaires

IV.3.5.1. Technologie de fabrication

Les guides d'ondes intégrés au substrat, présentés en détail dans le premier chapitre, sont une solution située entre les filtres de type planaire et ceux de type volumique. Les facteurs de qualité typiquement observés pour cette technologie sont de l'ordre de plusieurs centaines. Les calculs effectués précédemment, fixant un facteur de qualité de l'ordre de 300 sont en accord avec cette option.

L'empreinte fixée est un carré de 57 mm de côté, il faut néanmoins se conformer à de faibles dimensions pouvant influencer le facteur de qualité à la baisse. Pour répondre à ces contraintes volumiques, on estime qu'il faudra empiler des résonateurs sur deux couches ; ces derniers pouvant aller jusqu'à 20 mm de côté.

L'objectif est donc de réaliser un résonateur unitaire de 20 mm de côté présentant un facteur qualité de 300.

IV.3.5.2. Sélection du substrat

Pour répondre aux impératifs de volume disponible et de facteur qualité, il faut effectuer une recherche parmi les fournisseurs de substrats. Les critères sont les suivants :

- Une permittivité relative forte pour permettre une intégration facile derrière l'élément rayonnant.
- Une faible tangente de perte pour limiter les pertes d'insertion.
- Un substrat de nature semi-organique pour permettre l'assemblage de l'antenne et du filtre dont les natures de matière doivent correspondre.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Un bon compromis est réalisé avec le substrat Rogers semi-organique RT/duroid® 6010.2LM [documentation en ligne[32]]. En effet, seule la deuxième condition n'est pas remplie idéalement. Ce substrat présente une permittivité relative ε_r = 10,2 (10,7 en simulation) et une tangente de perte tan δ = $2{,}3.10^{-3}$.

Pour concevoir un résonateur unitaire dans un carré de 20 mm de côté fonctionnant en bande L en utilisant ce substrat, il appliquer l'une des méthodes de réduction des dimensions des guides vu dans le Chapitre I. La solution choisie ici est d'utiliser la technologie du guide à nervure. Cet effet est fourni par un plot métallique placé dans la cavité SIW. Un tel plot va permettre de réduire les dimensions du résonateur mais le facteur de qualité va, lui également, diminuer. Un dimensionnement précis est effectué à l'aide de simulations électromagnétiques.

Un résonateur est alors conçu en plaçant trois couches superposées de substrat : deux couches de 2,54 mm d'épaisseur et une couche de 0,635 mm d'épaisseur. Le résonateur unitaire, dont les dimensions sont marquées en Figure 94, apporte un facteur de qualité de 325 à 1, 4 GHz. Le domaine de variation de la fréquence du premier mode de résonance et son facteur de qualité en fonction des dimensions du plot métallique sont quant à eux proposés en Figure 95.

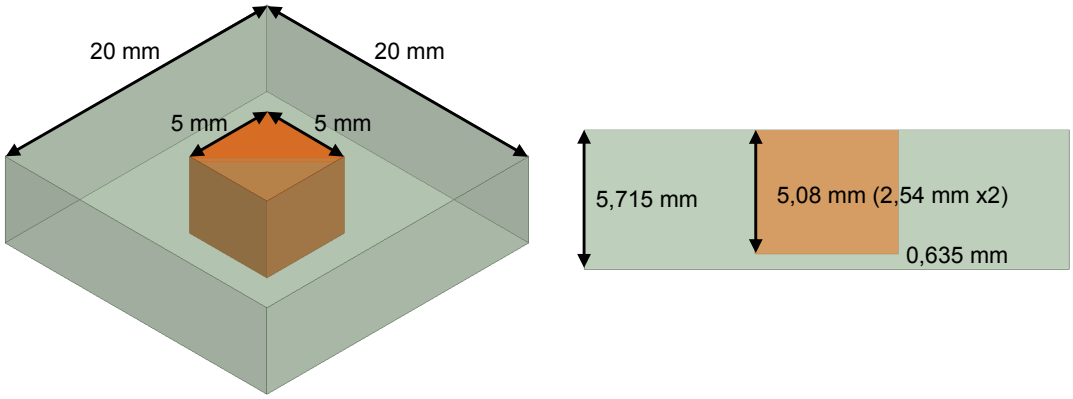


Figure 94 : Résonateur SIW unitaire avec plot capacitif.

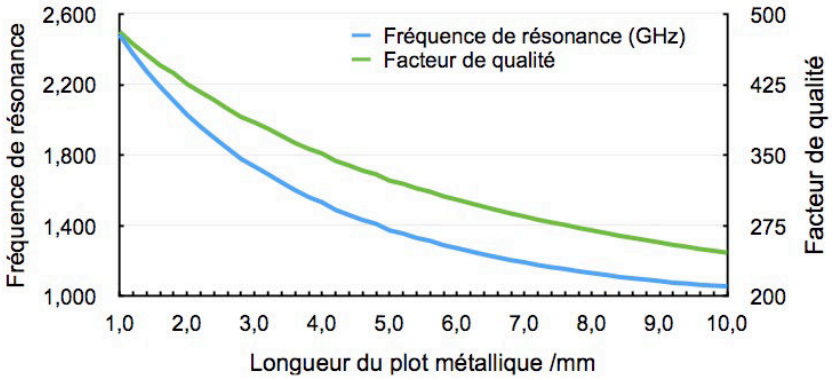


Figure 95 : f_0 et Q_0 en fonction des dimensions du plot capacitif.

[32] https://rogerscorp.com/-/media/project/rogerscorp/documents/advanced-connectivity-solutions/english/data-sheets/rt-duroid-6006-6010lm-laminate-data-sheet.pdf

Licence CC BY-NC-ND 3.0

IV.3.5.3. Caractérisation du matériau

L'utilisation d'un plot capacitif rend le résonateur très sensible aux dispersions du matériau diélectrique employé. Une campagne de caractérisation des matériaux a donc été lancée afin de valider les informations transmises par le constructeur.

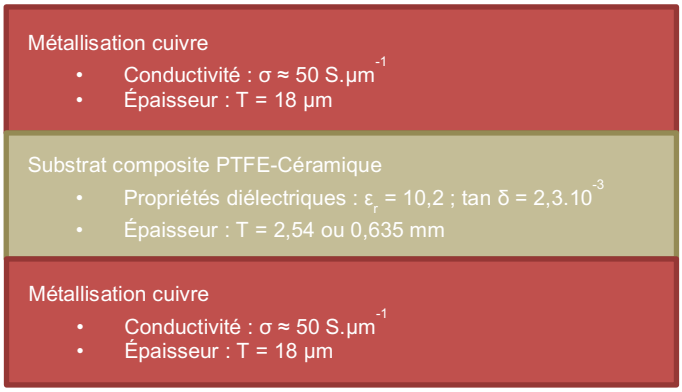


Figure 96 : Composition du substrat métallisé fourni par le constructeur.

La Figure 96 présente les différentes strates qui composent le substrat métallisé. La conductivité affichée dans cette Figure a été caractérisée par la méthode de la cavité résonante. Une application de cette méthode a été développée au laboratoire XLIM et publiée par W.Feuray [170]. La métallisation cuivre délivrée par le constructeur est alors très bonne puisqu'elle affiche une conductivité σ de 50 S.µm^{-1}.

Nous allons évaluer deux épaisseurs de substrat différentes nécessaires à la réalisation du résonateur : 2,54 mm et 0,635 mm. L'objectif est de caractériser les performances diélectriques du substrat composite et de corroborer ou d'invalider les performances indiquées par le constructeur. Ce paramètre est le point le plus critique dans la réalisation de ces résonateurs avec plot capacitif.

Afin d'être le plus précis possible, nous allons utiliser un anneau résonant pour caractériser le diélectrique [175]. En effet, la plupart du temps, ces substrats composites sont réalisés par des empilements de plusieurs couches alternées de colle diélectrique et de fibre céramique. Dans cette situation, il faut mieux que les champs rayonnés traversent le substrat dans l'intégralité de son épaisseur afin de pouvoir prendre en compte d'éventuelles anisotropies. Une situation comparative représentant les champs électriques pour l'anneau résonant et une ligne coplanaire (qui constitue une méthode courante d'évaluation des substrats) peut être vue en Figure 97.

Si l'on observe cette situation, on se rend compte que la répartition des champs ne permet pas de prendre en compte les « mêmes » permittivités diélectriques. Dans le cas d'une ligne coplanaire, le champ va plutôt permettre l'observation d'une permittivité $\varepsilon_{//}$ qui ne rend pas clairement compte des caractéristiques d'un substrat constitué d'une superposition de couches de natures différentes. À l'inverse, le résonateur en anneau donne accès à une permittivité $\varepsilon_{\perp}$ qui, elle, est plus en accord avec la nature du substrat étudié. On considère, pratiquement, que dans cette situation l'erreur obtenue (rapport $\Delta\varepsilon_{mes}/\varepsilon_{mes}$) est de l'ordre de quelques pourcents pour le résonateur en anneau contre environ cinq pourcents pour la ligne coplanaire.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Rajoutons à cela que l'utilisation d'un résonateur en anneau accorde la possibilité d'effectuer une analyse des performances obtenues avec une simple résonance. Cette différence par rapport aux caractérisations par des lignes simplifie l'analyse des résultats. En effet, une fois que la fréquence de résonance, le facteur de qualité et les dimensions réelles du résonateur sont connus, il suffit d'effectuer une étape de rétro-simulation pour accéder aux données du substrat.

Nous allons donc réaliser un anneau résonant centré à 1,4 GHz pour caractériser les performances de notre substrat à la fréquence médiane de notre filtre. La méthode suivie ici a été développée dans une publication de 2004 où l'on retrouve notamment une formule pour le dimensionnement de ces résonateurs :

$$f_0 = \frac{nc}{2\pi r_m \sqrt{\varepsilon_{eff}}} \tag{68}$$

Où f_0 correspond à nième fréquence de résonance d'un anneau d'un rayon moyen r_m sur un substrat de permittivité diélectrique effective ε_{eff} et c la vitesse de propagation de la lumière dans le vide.

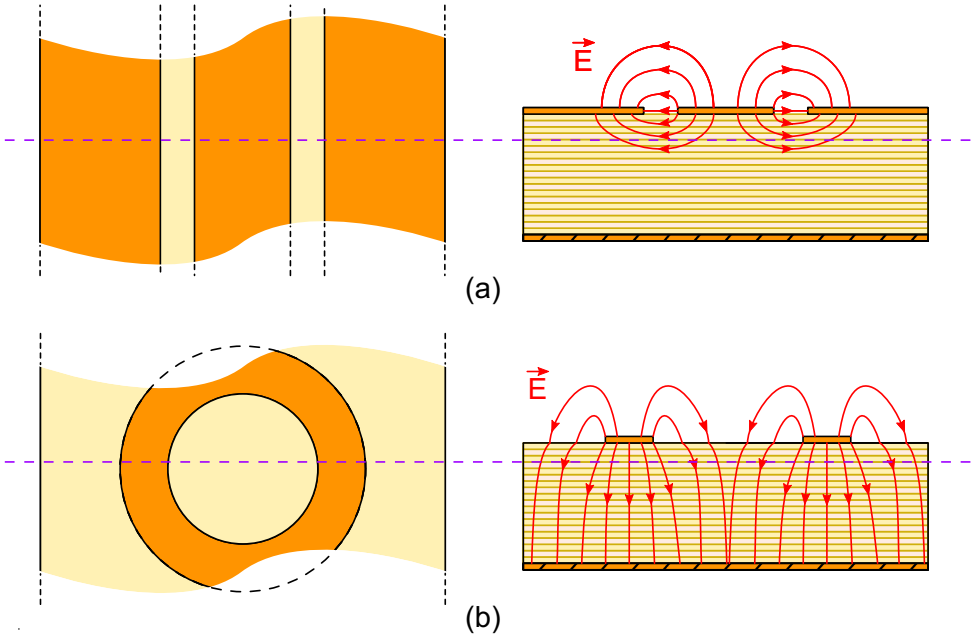


Figure 97 : Topographie des champs électrique dans le cas (a) d'une ligne coplanaire et (b) d'un résonateur en anneau pour la caractérisation d'un diélectrique multicouche.

On souhaite coupler par proximité ces résonateurs par des lignes microrubans. Le niveau de couplage doit être faible au niveau des accès pour pouvoir approcher $Q_l = Q_0$.

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{2}{Q_{ext}} + \frac{1}{Q_0} \tag{69}$$

Où Q_L correspond au facteur de qualité en charge qui caractérise les pertes totales du dispositif, Q_{ext} le facteur de qualité extérieur qui caractérise la puissance absorbée aux accès (on considère ici les deux accès symétriques) et Q_0 le facteur de qualité à vide qui caractérise les pertes du résonateur seul.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

La Figure 98 reporte les résultats de simulation en transmission obtenus pour ce résonateur dans cette configuration. On recherche généralement un pic de résonance à moins de -20 dB ce qui correspond à un rapport de puissance de 0,01. L'erreur résultante sur le facteur de qualité à vide calculée avec (69) est alors suffisamment faible pour faire l'approximation susmentionnée $Q_l = Q_0$.

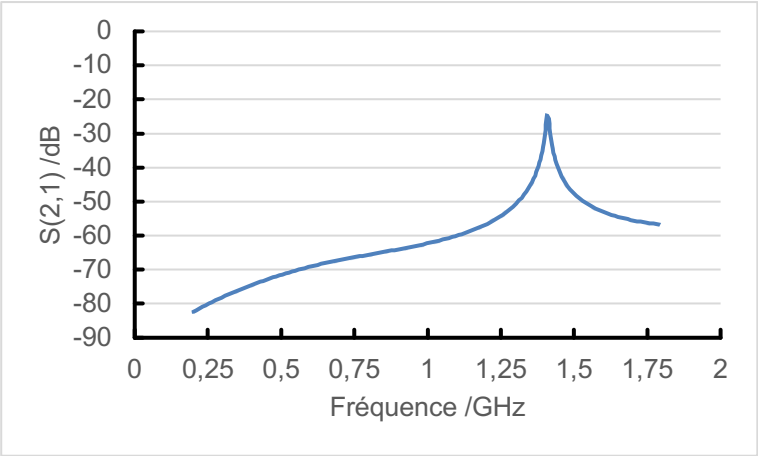
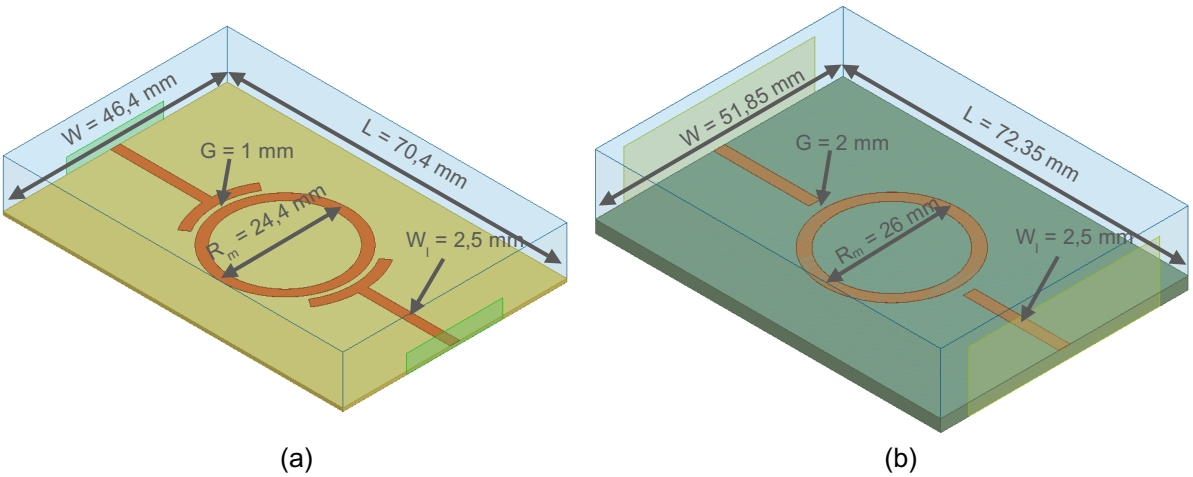


Figure 98 : Paramètre S_{21} obtenu pour un résonateur en anneau sous-couplé.

Deux captures d'écran du logiciel ANSYS HFSS ainsi que les dimensions géométriques des structures sont reportées en Figure 99.



(a) (b)

Figure 99 : Capture d'écran des résonateurs conçus pour la caractérisation des substrats de (a) 0,635 mm et de (b) 2,54 mm d'épaisseur.

Deux prototypes basés sur ces conceptions ont été réalisés avec la machine de gravure LPKF ProtoMat S63. Deux connecteurs y ont été soudés pour procéder à leurs mesures. La Figure 100 en affiche la photo.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

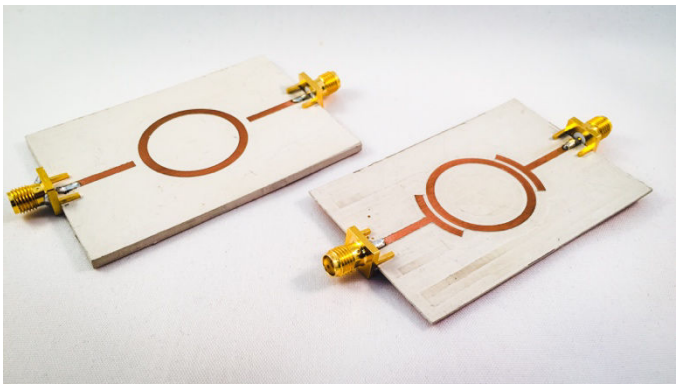


Figure 100 : Photo des deux prototypes réalisés : à gauche le modèle à 2,54 mm d'épaisseur et à droite celui à 0,635 mm.

Afin de procéder à l'étape de rétro-simulation, des mesures dimensionnelles de ces pièces ont été effectuées en parallèle des mesures en paramètres S. Un microscope numérique de la marque Keyence (série VHS-5000 [page web][33]) a été utilisé pour procéder à cette campagne de mesures. Cet appareil permet de réaliser des mesures dans le plan (X, Y) de la pièce mais également le long de l'axe Z ; cette particularité offre la possibilité d'analyser les sur-gravures pouvant survenir. Quelques-unes de ces mesures sont affichées en Figure 101 et Figure 102.

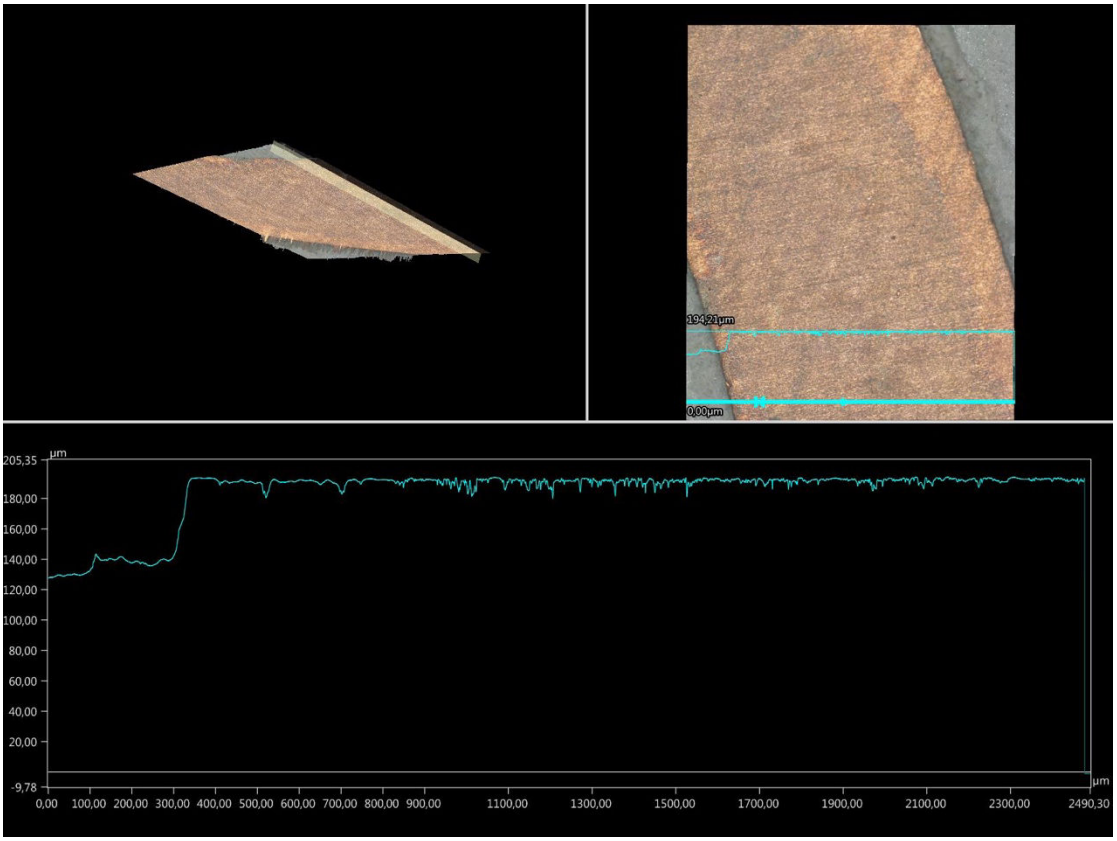


Figure 101 : Mesure dimensionnelle en profondeur du prototype de 2,54 mm d'épaisseur.

[33] https://www.keyence.fr/products/microscope/digital-microscope/vhx-5000/index.jsp

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Figure 102 : Mesure dimensionnelle sur le plan (X, Y) du prototype de 0,635 mm d'épaisseur.

Les mesures effectuées font état d'une incertitude de gravure pouvant aller jusqu'à 5 % de la valeur initiale dans le plan horizontal de la pièce. Les sur-gravures en épaisseur observées sont comprises dans une gamme allant de 50 µm à 100 µm.

Deux rétro-simulations paramétriques sont alors effectuées. Les incertitudes de gravure, très faibles, ne sont pas intégrées dans ces simulations puisqu'elles pourraient même être noyées dans les incertitudes de simulation. En effet, le maillage créé pour mettre en place la méthode des éléments finis, n'est pas forcément raffiné jusqu'à la dizaine de microns. En revanche, une sur-gravure moyenne de 75 µm dans l'épaisseur est implémentée car cette particularité vient changer la permittivité vue par la ligne et donc la fréquence de résonance du résonateur. La Figure 103 fait état d'une simulation paramétrique effectuée dans le cas du dispositif de 2,54 mm d'épaisseur. Les deux paramètres de variation pris lors de ces simulations sont la permittivité qui influe directement sur la fréquence de résonance et la tangente de pertes qui influe sur le facteur de qualité calculé à partir de la transmission.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

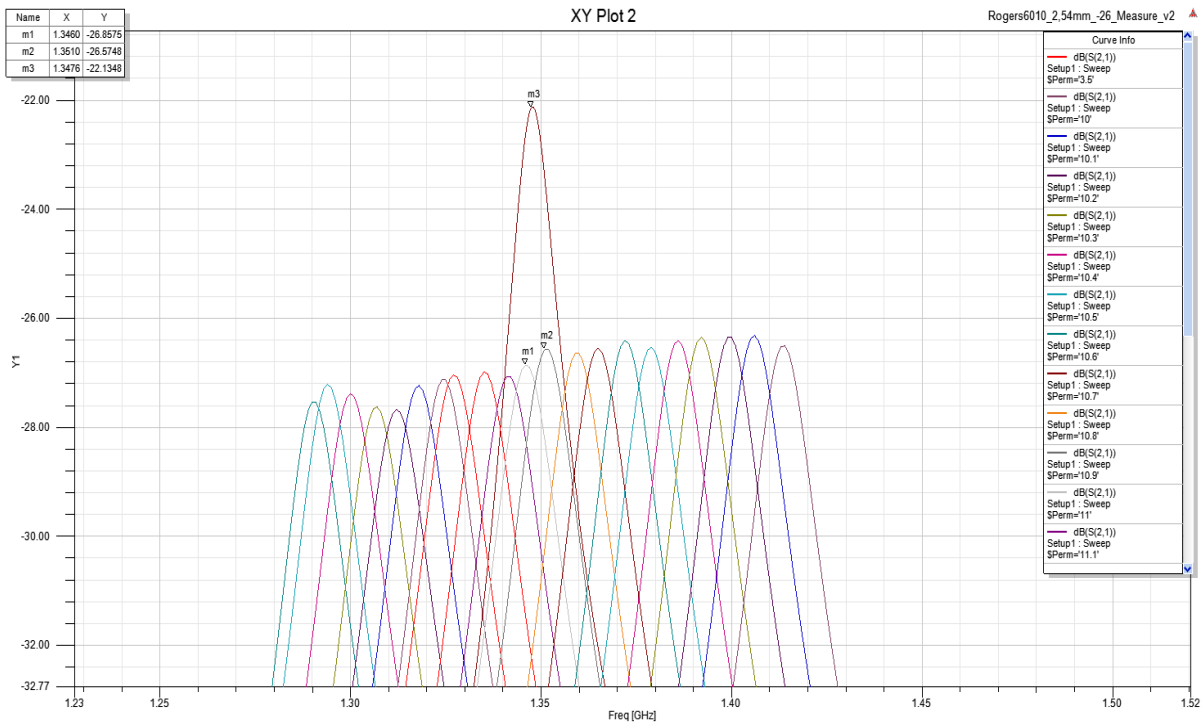


Figure 103 : Capture d'écran des résultats d'une simulation paramétrique sur la permittivité du substrat (logiciel ANSYS HFSS).

Le Tableau projette un comparatif entre les résultats des rétro-simulations et les données constructeur.

	Permittivité relative, ε_r	Tangente de perte, tan δ
Données constructeur	10,7	0,0023
Prototype 2,54 mm	≈ 10,9	≈ 0,0021
Prototype 0,635 mm	≈ 10,75	≈ 0,0023

Les rétro-simulations tendent à confirmer les données du constructeur :

- ε_r (@ 10 GHz 23°C) = 10,2 ± 0,25 (Process)
- ε_r (f ∈ [8 GHz ; 40 GHz]) = 10,7 (Design)
- tan δ (10 GHz/A) = 0,0023

Les mesures effectuées donnent les résultats suivants :

- ε_r (@ ≈ 1,4 GHz 23°C) = [10,75 ; 10,9]
- tan δ (@ ≈ 1,4 GHz 23°C) = [0,0021 ; 0,0023]

Si l'on applique l'erreur indiquée par constructeur à la valeur de permittivité conseillée pour les simulations on constate que les valeurs calculées sont comprises dans l'intervalle d'incertitudes :

- $\varepsilon_{r\ sim}$ (@ ≈ 1,4 GHz 23°C)=[10,75 ; 10,9] ⊂ $\varepsilon_{r\ cons}$ (f ∈ [8 GHz ; 40 GHz])=[10,45 ; 10,95].

Les résultats de ces mesures nous inciteraient à prendre une permittivité relative calculée moyenne de 10,825 et une tangente de pertes calculée moyenne de 0,022. Cependant, nous

Licence CC BY-NC-ND 3.0

avons signalé précédemment les incertitudes de gravure ainsi que le phénomène de sur-gravure en épaisseur. Ces deux paramètres mécaniques n'étant par réguliers, ils ne peuvent être pris fidèlement en compte par les simulations. Ainsi, dans la suite de ce projet, ce sont les valeurs de permittivité et de tangente de pertes données par le constructeur pour les simulations qui seront prises en compte. Notons que cette particularité n'est pas toujours prise en compte dans les logiciels de simulation. Dans le cas du logiciel ANSYS HFSS, que nous utilisons majoritairement dans notre équipe de recherche, il faut dupliquer le matériau correspondant au Rogers RT/duroid® 6010.2LM puis remplacer la valeur de sa permittivité qui est originellement indiquée à 10,2.

IV.3.6. Dimensionnement du filtre

IV.3.6.1. Matrice de couplage

Ce filtre est conçu en utilisant des résonateurs SIW chargés par un plot capacitif et couplés entre eux. La topologie "extended-box" est par conséquent privilégiée car elle permet d'organiser naturellement les résonateurs sur deux niveaux.

La synthèse de la fonction de transfert a fait apparaître 64 solutions réelles pour réaliser ce réseau "extended-box" [176]. La sélection, parmi ces 64 solutions, s'effectue par rapport aux critères suivants :

- Un maximum de couplages positifs : ces derniers étant plus simples à réaliser avec la technologie SIW.
- Des couplages négatifs relativement faibles, situés de préférence sur différentes couches ; les couplages négatifs étant plus facilement réalisables entre 2 résonateurs superposés.
- Des couplages horizontaux du chemin supérieur similaires aux couplages horizontaux du chemin inférieur, cela permet de superposer les résonateurs couplés verticalement.
- Certains couplages sont quasiment négligeables pour simplifier le design.

Une solution parmi les 64 disponibles est sélectionnée. Les couplages correspondant à la matrice retenue sont reportés sur le diagramme de couplage de la Figure 104. Seule la condition concernant les couplages négatifs faibles n'est alors pas intégralement remplie.

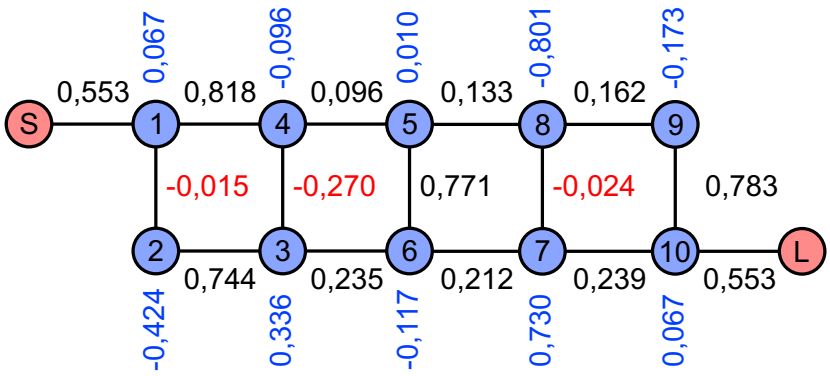


Figure 104 : Diagramme de couplage issu de la matrice retenue.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

IV.3.6.2. Couplage inter-résonateur

Avant d'effectuer une optimisation de la structure complète, il faut pré-dimensionner les éléments de couplage entre chaque résonateur. Nous rappelons ici que pour deux résonateurs couplés, deux modes (pair et impair) s'installent dans la structure. En fonction de la nature dominante du couplage (couplage électrique ou magnétique), le signe du couplage est décrit comme positif ou négatif. Pour implémenter une fonction pseudo-elliptique, il est nécessaire d'avoir à disposition les deux natures de couplage au sein la structure de filtrage choisie.

En effectuant des recherches dans la littérature, nous avons trouvé plusieurs exemples de filtres SIW implémentant une fonction de filtrage pseudo-elliptique [177]–[180]. Parmi l'ensemble des solutions étudiées, les briques de base exposées dans [177] semblent correspondre à nos besoins.

Nous avons donc sélectionné trois éléments de couplage présentés en Figure 105.

Ces éléments effectuent respectivement :

- Un couplage positif, réalisé par proximité (principalement magnétique), entre deux résonateurs placés sur un même niveau. Ce couplage est réglé par l'ouverture entre les murs métalliques séparant les résonateurs. Il peut aussi se contrôler avec l'espacement entre les résonateurs ;
- Un couplage positif (magnétique) effectué par des fentes latérales entre deux résonateurs superposés. Dans ce cas, le couplage est contrôlé en ajustant la taille des fentes. Elles sont limitées par les dimensions du plot central et ne doivent pas être plus grandes sinon l'effet capacitif sera réduit ;
- Un couplage négatif (électrique) construit à partir d'une ouverture dans le plan métallique entre deux plots de deux résonateurs empilés. Ce couplage est très compliqué à mettre en place. En effet, l'ouverture créée pour implémenter le couplage amène une diminution de l'effet capacitif. Il faut alors déterminer un compromis entre l'effet capacitif et la force du couplage en arrangeant les dimensions du plot et celles de l'ouverture.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

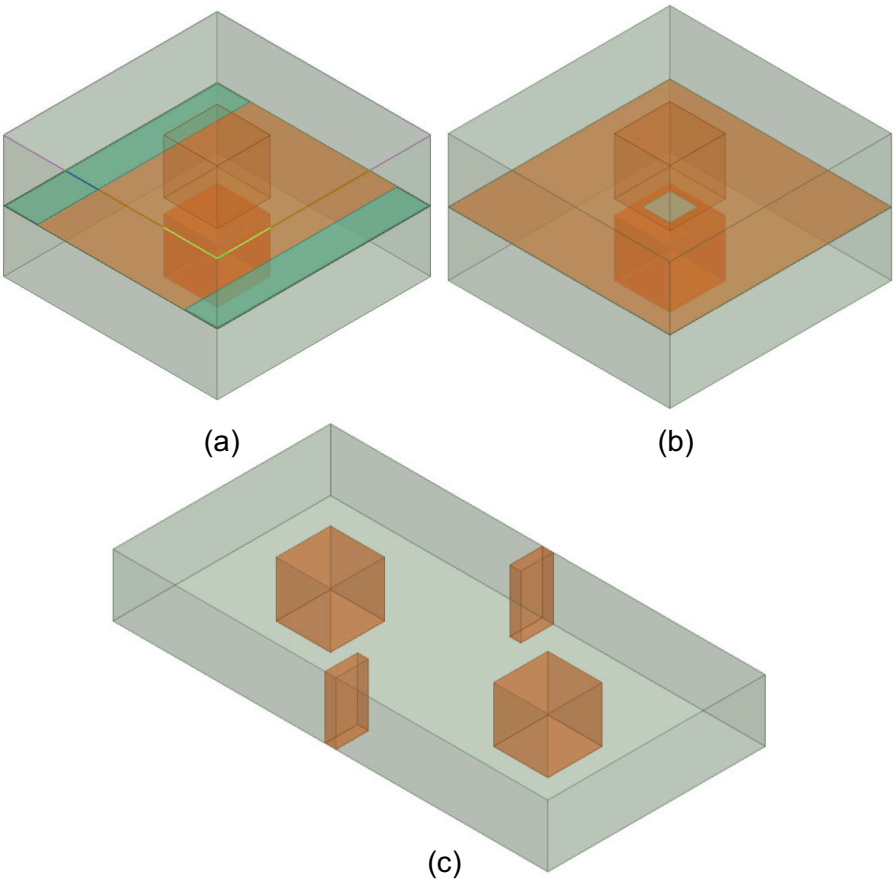


Figure 105 : Répartition des résonateurs pour : (a) un couplage positif vertical, (b) un couplage négatif vertical et (c) un couplage positif horizontal

Les domaines de couplage sont indiqués dans la Figure 106. Une variation quasi-linéaire des couplages positifs peut être observée pour chacun d'eux contrairement aux couplages négatifs. Cette différence de variation peut être attribuée à la diminution de l'effet capacitif sous l'agrandissement de l'ouverture causant une dérive en fréquence. Ainsi, bien qu'il soit relativement fort, le couplage négatif vertical entraine une forte diminution de l'effet capacitif. Un compromis doit alors être fait dans les dimensions géométriques afin de conserver la compacité du résonateur tout en octroyant un couplage suffisamment fort. Pour finir, le couplage positif horizontal n'est pas suffisant pour répondre aux valeurs requises par la matrice de couplage (il est également dépendant des dimensions du plot). Il faut donc prévoir de rapprocher les plots afin d'obtenir un domaine de couplage acceptable (un décalage de 3 mm est suffisant dans notre situation).

Licence CC BY-NC-ND 3.0

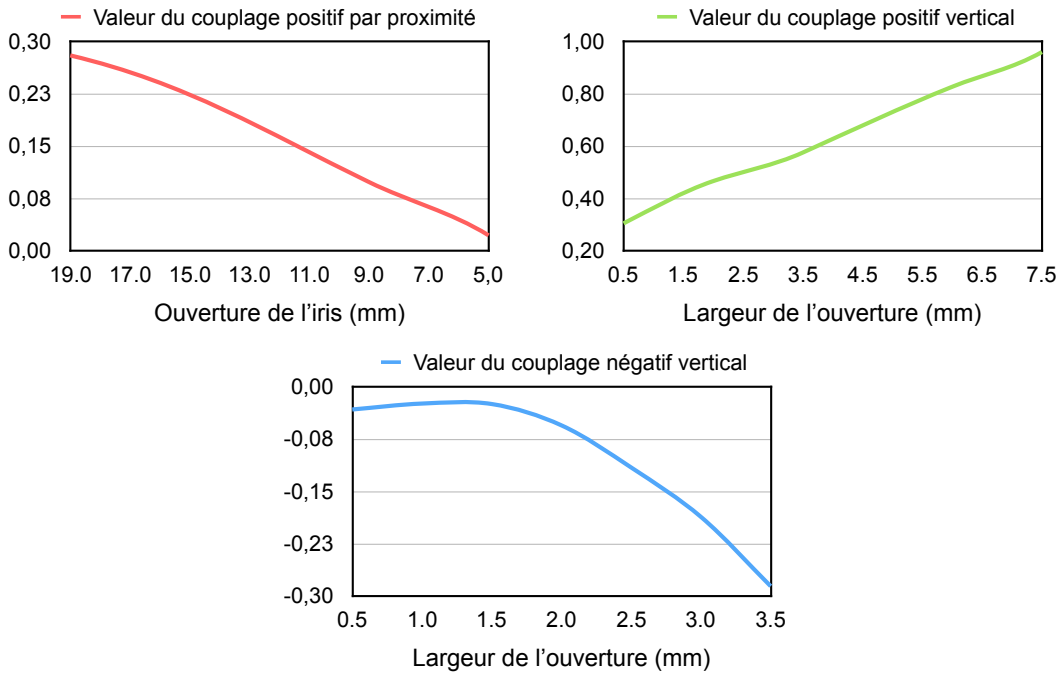


Figure 106 : Valeurs des couplages normalisés en fonction de variations géométriques de contrôle.

IV.3.7. Optimisation du filtre

La structure obtenue est réglée à l'aide du logiciel de simulation électromagnétique ANSYS HFSS ; elle est exposée en Figure 107. Précisons ici que c'est A.Périgaud qui a permis l'implémentation de la matrice de couplage par le développement de modèles dans les premiers stades de ce projet. L'excitation est effectuée à l'aide de lignes coplanaires court-circuitées. Le filtre s'articule en arrangeant entre eux les résonateurs pour obtenir les couplages positifs et négatifs voulus, correspondant ainsi à la matrice de couplage. Les dimensions de ces arrangements sont posées en se basant sur les réglages des résonateurs deux-à-deux. L'ensemble est ensuite optimisé en suivant la méthode décrite dans le chapitre 2.

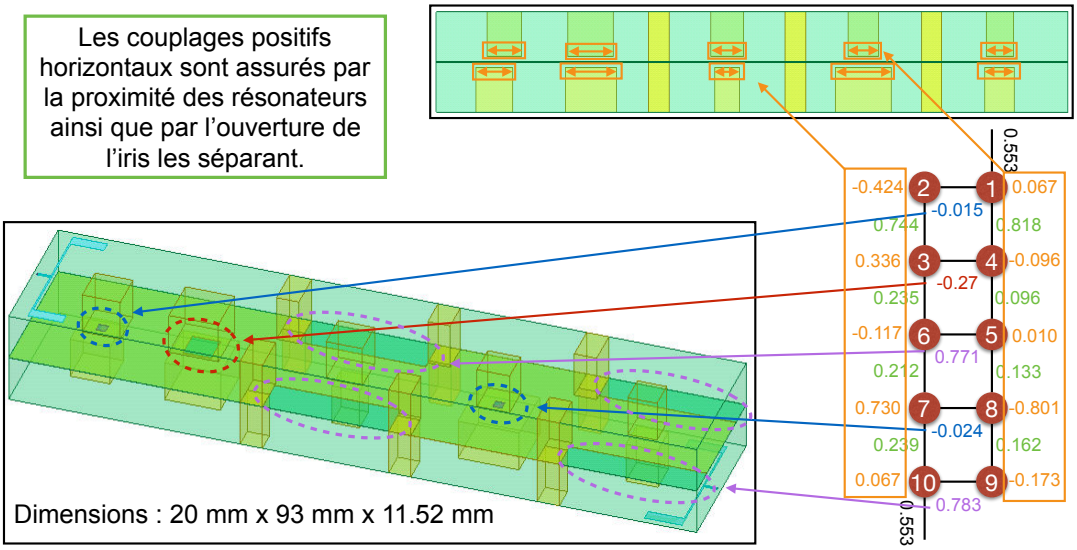


Figure 107 : Modèle du filtre conçu pour implémenter une fonction 10 pôles, 4 zéros.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Les dimensions de la structure finale sont 20x93x11,52 mm^3. Pour ce modèle, les résonateurs et les couplages sont associés entre eux linéairement. Néanmoins, une structure en U peut être envisagée pour répondre aux contraintes d'encombrement. En effet, les dimensions présentées ici ne permettent pas une intégration complète derrière l'antenne seule (57x57 mm^2) ou même dans un sous-élément du réseau (80x80 mm^2). En revanche, sa faible largeur permet des arrangements afin de pouvoir réaliser une intégration derrière le réseau complet (160x160 mm^2). Pour finir, l'épaisseur du filtre n'est pas un problème pour l'intégration puisqu'additionnée à l'épaisseur l'antenne (8,02 mm) elle reste inférieure aux 2 cm spécifiés par le cahier des charges.

Le filtre optimisé répond au gabarit de filtrage comme cela est démontré dans la Figure 108. Le facteur de qualité analysé se situe entre 250 et 300 ; cette valeur est un peu plus faible que la valeur calculée pour un résonateur seul mais reste tout à fait correcte. On peut également noter la présence d'un zéro de transmission supplémentaire qui ne dégrade pas la réponse. Il provient d'une somme constructive de couplages parasites qui peut être assimilé à un couplage involontaire des résonateurs 4 et 5.

Ces résultats montrent la faisabilité d'un filtre nécessitant compacité et performance avec un large nombre de résonateurs. Nonobstant, la simulation est pour l'instant très idéale. En effet, elle ne tient pas compte des contraintes d'usinage imposées par les découpes et le perçage. De plus, l'interface permettant le contact entre les différentes couches n'est pas prise en compte.

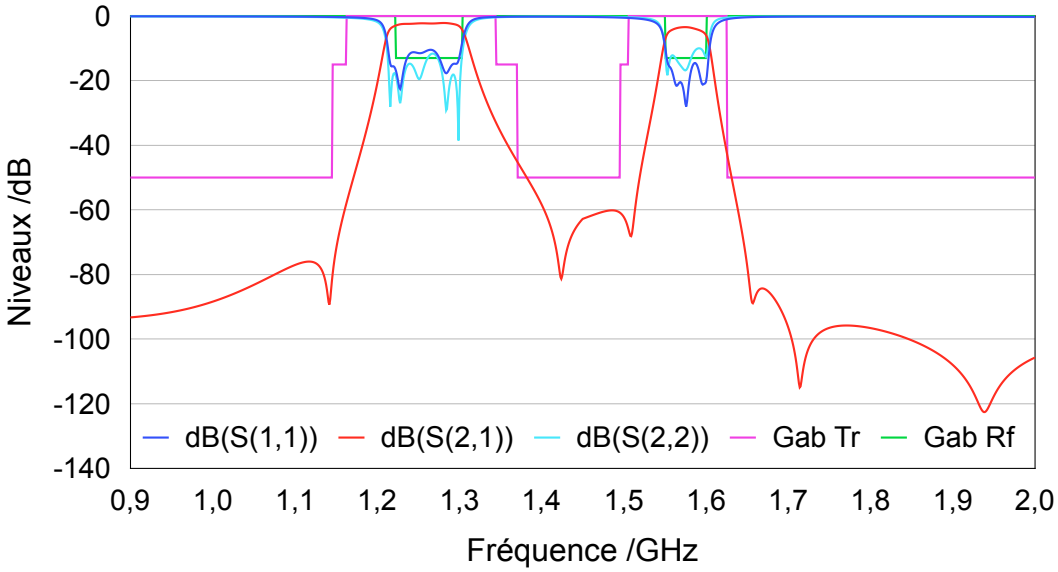


Figure 108 : Paramètres S issus de la simulation (ANSYS HFSS).

Si l'on observe le gabarit on constate que l'optimisation proposée ci-dessus ne répond pas parfaitement à ce dernier. Cependant, les simulations pour ce type de modèle sont très longues (≈ 10 h) et se lancer dans un raffinement de la réponse nécessiterait de nombreuses heures pour faire une nouvelle phase d'optimisation. Cet investissement serait du temps perdu puisque le modèle proposé ne prend pour l'instant pas en compte les contraintes matérielles inhérentes à sa fabrication.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

IV.3.8. Fabrication du filtre 10 pôles 4 zéros

Fort des résultats obtenus avec le modèle de filtre 3 pôles présenté dans le Chapitre III, nous avons amorcé les fabrications du filtre principal de ce projet qui présente 10 pôles et 4 zéros de transmission avec la méthode développée.

IV.3.8.1. Adaptation de la simulation au protocole de fabrication

Un premier prototypage rapide du filtre a été effectué dès la mise en place de la méthode. Cependant, la simulation n'ayant pas été réadaptée pour cette application les résultats sont médiocres. Ainsi, ce prototype et ces résultats ne sont détaillés qu'en Annexe 4.

Un nouveau modèle a alors été conçu sur ANSYS HFSS afin de prendre en compte les différents paramètres constatés lors des phases de prototypage :

- Un quart de cercle d'un rayon de 1 mm est appliqué en lieu et place des coins à angle droit initialement prévu.
- Les iris sont remplacées par des vias ce qui permet d'améliorer la robustesse de la pièce lors des étapes de fabrication.
- Les surplus de substrat prévus pour l'alignement ont été enlevés pour éviter d'éventuelles fuites en ces endroits. Une cale est conçue afin d'aligner les différentes couches pendant l'assemblage.
- Les sur-gravures en épaisseurs sont prises en compte. Des gaps d'air de 100 µm sont ajoutés à chaque surface gravée.

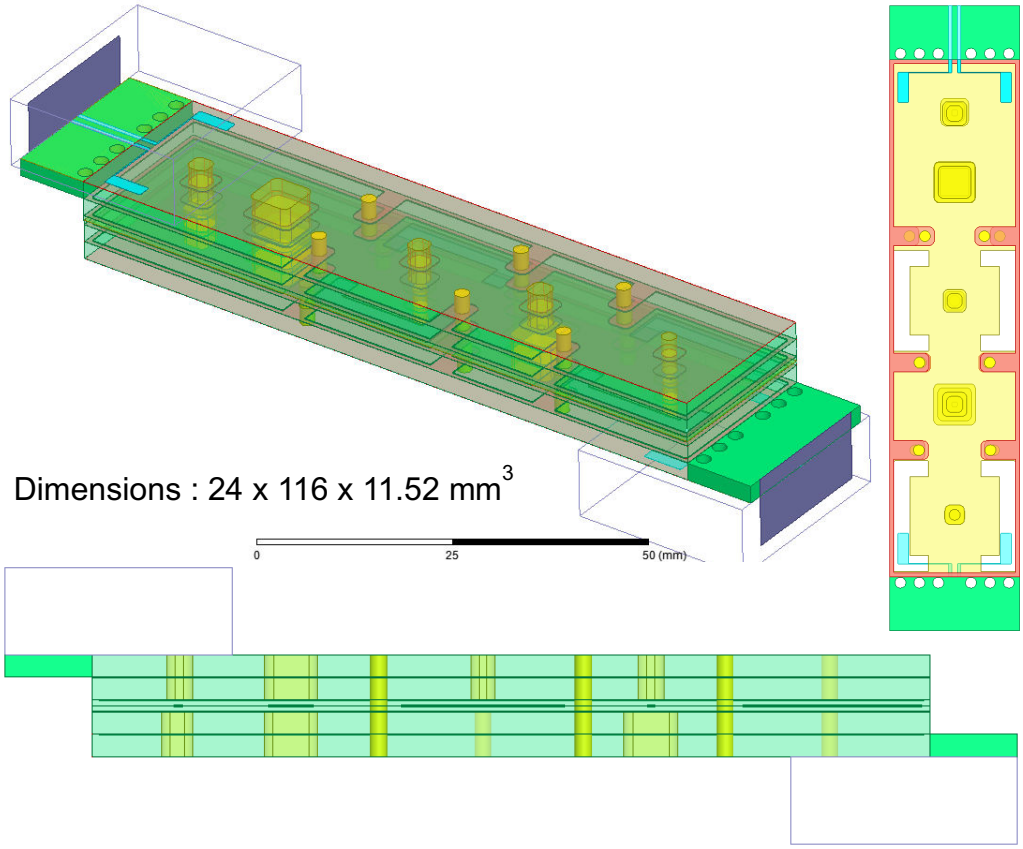


Figure 109 : Modèle ANSYS HFSS du filtre 10 pôles et 4 zéros optimisé et prenant en compte les paramètres de fabrication.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Le modèle ainsi optimisé est présenté en Figure 109. Les dimensions sont un peu plus importantes que le modèle initial et notamment en longueur (116 mm contre 93 mm avant) à cause du substrat rajouté pour l'alimentation par un connecteur SMA de la structure.

L'optimisation du filtre s'effectue sans pertes afin de faciliter des simulations devenues très longues à cause des raffinements de maillage nécessaire (notamment au niveau des gaps d'air). De plus, les simulations sont effectuées en deux itérations successives : chacune portant sur une des bandes passantes visées. Cela évite de potentielles erreurs de simulation à cause d'un maillage non adapté et permet d'être le plus fidèle possible à la réponse physique.

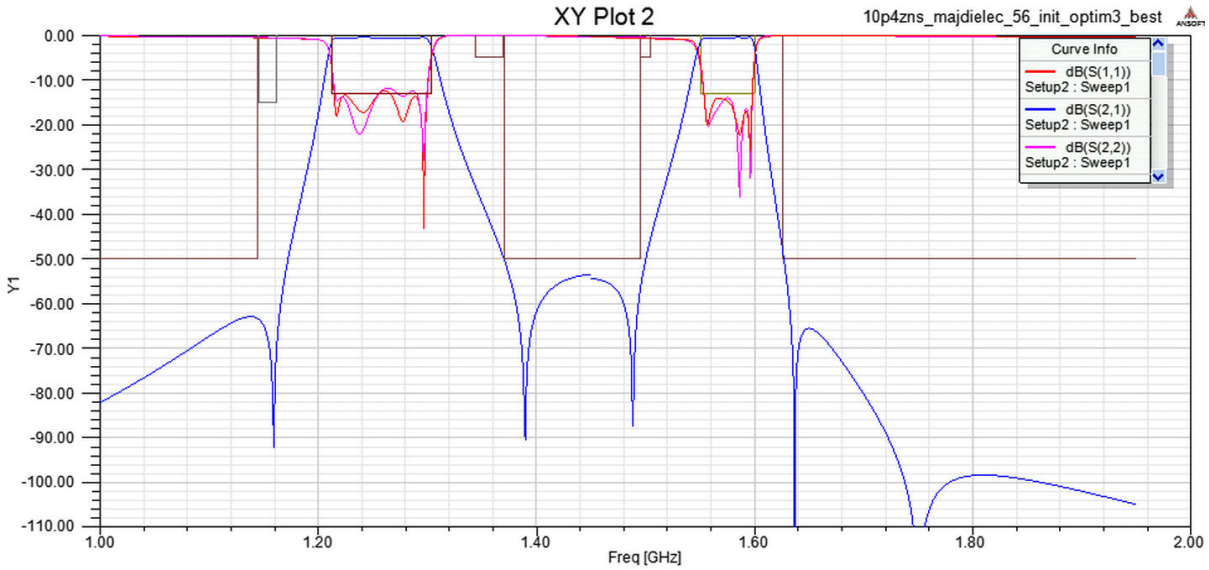


Figure 110 : Capture d'écran ANSYS HFSS de la réponse optimisée pour le filtre 10 pôles 4 zéros prenant en compte les paramètres de fabrication.

La réponse obtenue, reportée en Figure 110, montre bien un léger décalage en transmission à l'interface des deux bandes. La réponse optimisée est très proche du gabarit donné et permet de valider une fabrication de cette structure.

IV.3.8.2. Prototype final de filtre 10 pôles 4 zéros semi-volumique

La structure présentée ci-avant est donc réalisée en suivant le protocole établi et présenté dans la partie III.5.1.

La Figure 111 montre une photographie des différentes couches après métallisation et usinage. Des phénomènes d'arrachement des couches de cuivre et d'or déposées chimiquement peuvent toujours être observés sur les couches les plus fines pour lesquelles la méthode de l'empreinte dans le substrat n'est pas suffisante et nécessite un peu d'adhésif double face. Les vias pour lesquels la métallisation intérieure était douteuse ont été chargés de colle argent afin d'assurer une conductivité efficace à l'intérieur de ces derniers.

La Figure 112 présente le filtre tel qu'il était juste avant la première série de mesures. Ces dernières n'étant pas conforme au résultat attendu, nous avons procédé à une série de mesures afin de permettre de se libérer d'éventuelles sources de dégradation.

Chacun des vias a alors été rempli avec de la colle argent et les bords de la structure ont été recouverts d'un ruban adhésif cuivré.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

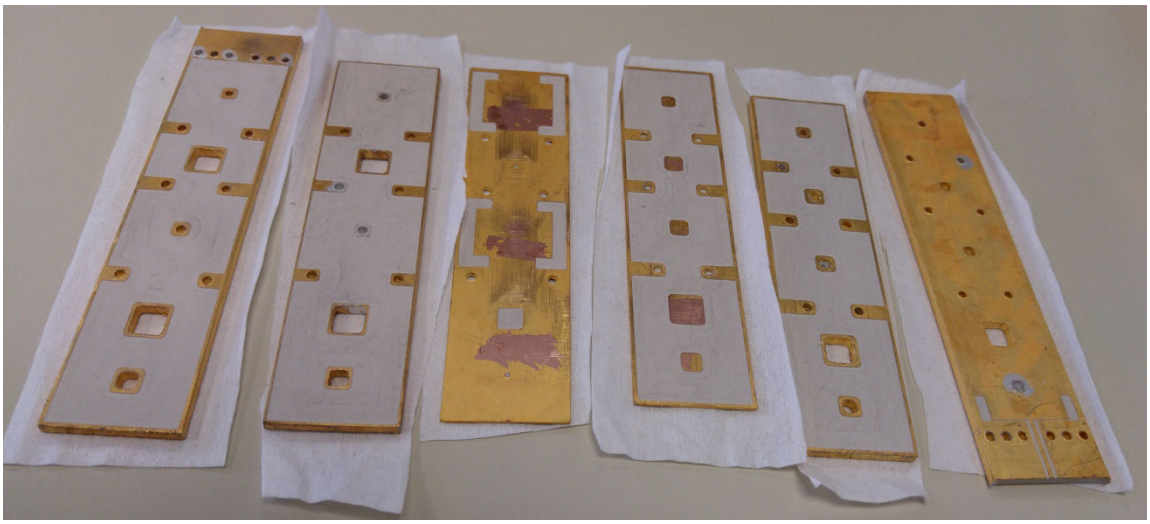


Figure 111 : Photographie des différentes couches du filtre 10 pôles 4 zéros optimisé pour la fabrication après usinage et métallisation.

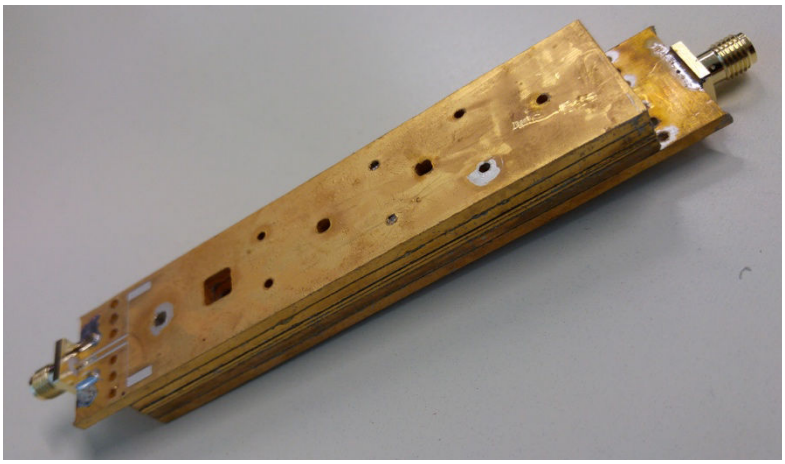


Figure 112 : Photographie du filtre 10 pôles 4 zéros obtenu après l'assemblage des différentes couches et la soudure des connecteurs SMA.

Figure 113 : Photographie du filtre 10 pôles 4 zéros obtenu après les mesures correctives.

Les mesures obtenues n'étant pas réellement meilleures, nous avons procédé à une ultime mesure d'amélioration et avons effectué un serrage du filtre pendant les mesures.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

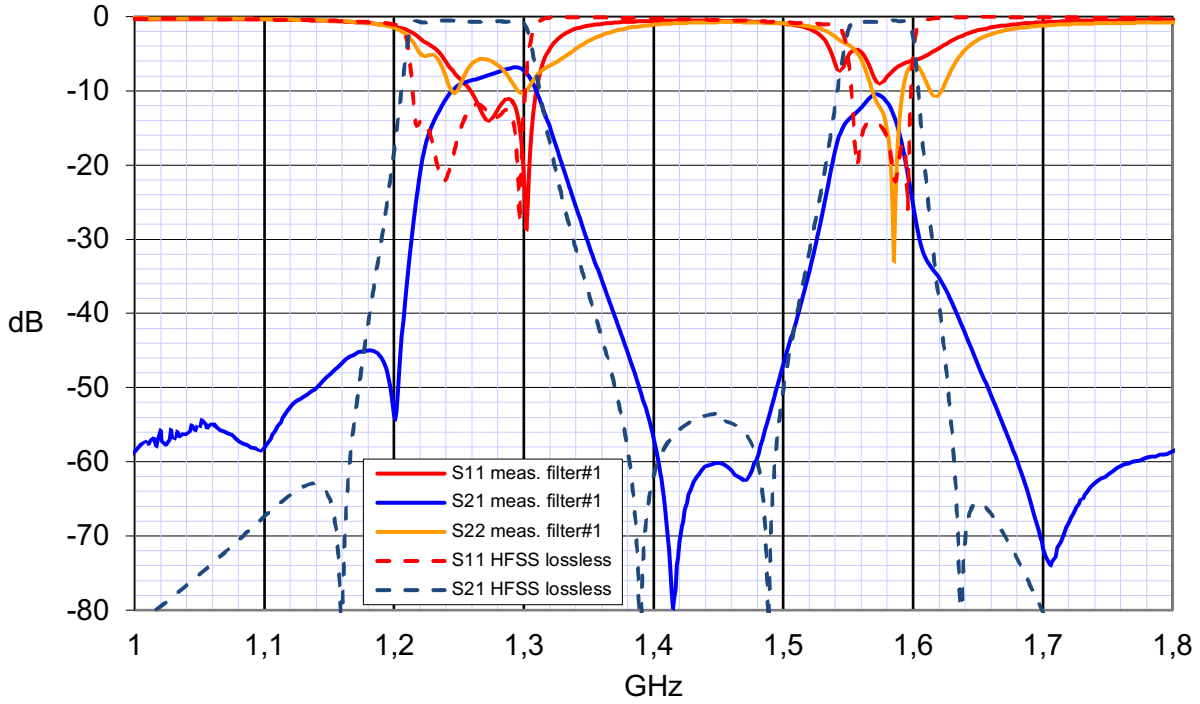


Figure 114 : Comparatif entre l'optimisation sans pertes issue de ANSYS HFSS (en pointillés) et les mesures (en traits pleins) du filtre 10 pôles 4 zéros optimisé pour la fabrication.

Les résultats obtenus sont consignés en Figure 114 et ne sont toujours pas fidèles à la réponse escomptée. Cependant, c'est à l'heure actuelle la meilleure que nous ayons pu obtenir. Notons que sans serrage des différentes couches la transmission mesurée atteignait péniblement - 16 dB.

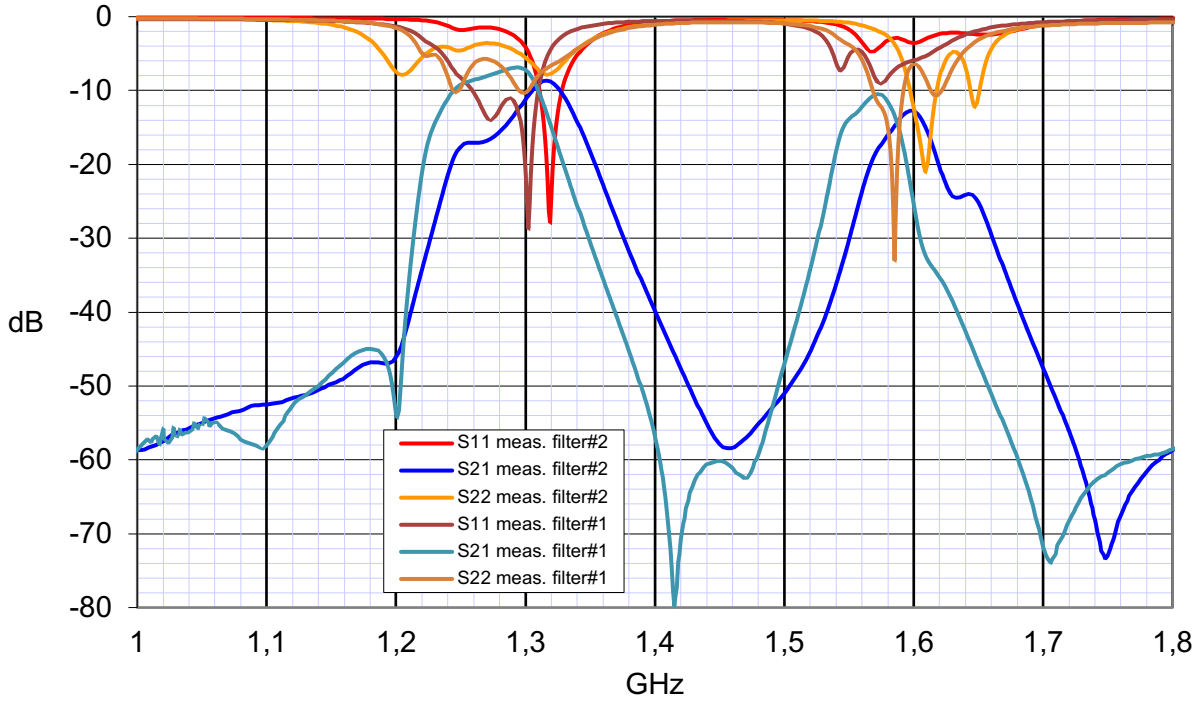


Figure 115 : Affichage des réponses obtenues dans le cas des deux prototypes de filtre 10 pôles 4 zéros fabriqués.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Tout n'est pas négatif pour autant. Contrairement au prototype précèdent (affichage comparatif en Figure 115), la réponse obtenue à une allure de filtre bi-bande. De plus, la réponse est plutôt bien calée en fréquence et l'isolation entre les bandes a des niveaux corrects. En revanche, l'ensemble est très mal adapté et présente des fortes pertes.

Un contrôle destructif effectué en aval de ces mesures (Figure 116) n'a pas permis de mettre en cause un éventuel fluage d'étain dans la structure. La colle argent rajoutée ne semble pas non plus avoir coulé à l'intérieur de la structure. Aux vues des conditions nécessaires à une mesure correcte, nous mettrions plus en cause la fusion intermétallique des couches entre elles. En effet, l'enceinte du four de cuisson étant de faible dimension, il n'a pas été possible d'utiliser des pince-étaux comme pour le modèle 3 pôles en lignes. Les dimensions atypiques de l'ensemble nous ont contraints à utiliser, en remplacement, des serre-joints qui n'ont sans doute pas exercé une pression suffisante sur l'ensemble.

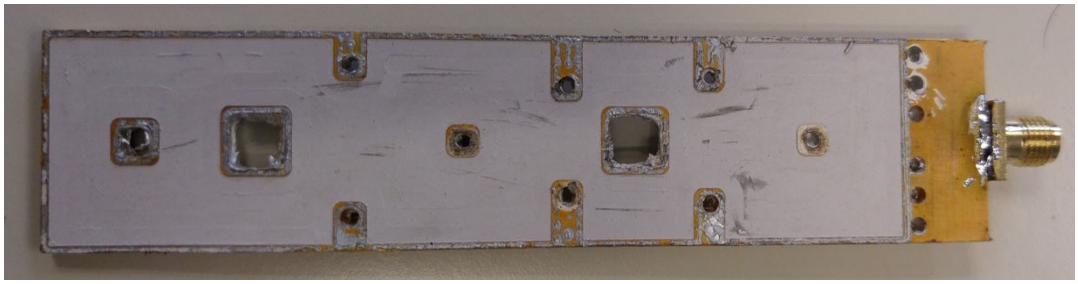


Figure 116 : Photographie d'une couche de la structure obtenue après un contrôle destructif.

IV.3.9. Modèle de filtre alternatif en technologie stripline

Les résultats mitigés précédents nous ont contraints à nous orienter vers une autre technologie de filtre pour implémenter la fonction de filtrage répondant au gabarit fixé. Les technologies planaires semblent alors être une alternative où l'on maitrisera mieux les différents paramètres. Un objectif parallèle sera d'apporter aussi un meilleur contrôle des dispersions de fabrication.

La fonction alternative que nous proposons comporte alors deux filtres de 5 pôles et 2 zéros de transmission pour chacune des bandes et duplexés à l'aide d'un « té » de transmission et de longueurs de lignes contrôlées.

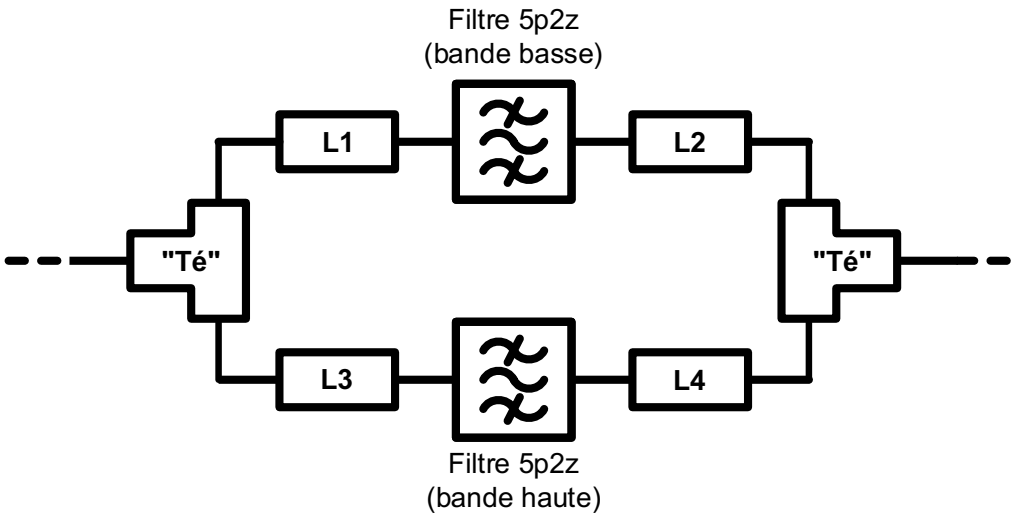


Figure 117 : Schéma fonctionnel de la solution alternative proposée.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Afin de sélectionner la technologie planaire la plus adaptée nous avons considéré deux critères :

- La compacité : les filtres à structure interdigitale sont alors les plus adaptés à la situation. De plus, l'utilisation d'un substrat à forte permittivité permettra d'améliorer encore l'encombrement des résonateurs. Nous continuons donc d'utiliser le substrat Rogers RT/duroid® 6010.2LM.
- La maximisation du facteur de qualité : employer la technologie stripline pour les résonateurs interdigités permet de maximiser leurs performances. L'utilisation de substrats épais accorde également une amélioration du facteur de qualité.

L'assemblage des résonateurs devra s'effectuer avec une alternance de signe au niveau des couplages croisés, comme illustré en Figure 118 (l'arrangement inverse fonctionne également).

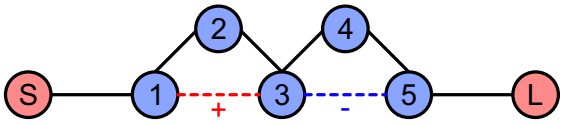


Figure 118 : Configuration recherchée pour l'assemblage des résonateurs.

Pour réaliser ces couplages de nature différentes, nous nous appuyons sur deux articles trouvés de la littérature scientifique qui présentent des arrangements permettant d'implémenter des couplages croisés avec des résonateurs interdigités [181], [182].

La structure qui permet l'implémentation de la fonction recherchée est présentée en Figure 119.

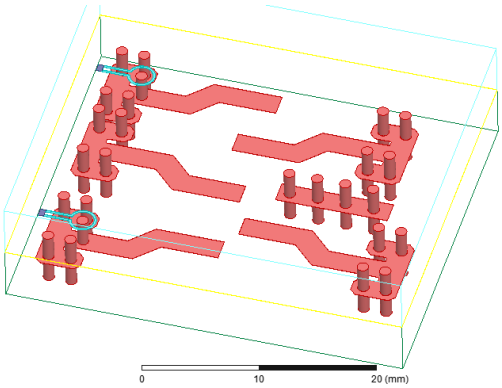


Figure 119 : Capture d'écran ANSYS HFSS de la structure interdigitale stripline permettant d'implémenter une fonction 5 pôles et 2 zéros.

Les structures pour les deux bandes ont alors été conçues et optimisées par Aurélien Périgaud. Parallèlement, les dimensions des lignes et des tés de transmissions sont également optimisées. La structure finale est affichée en Figure 120.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

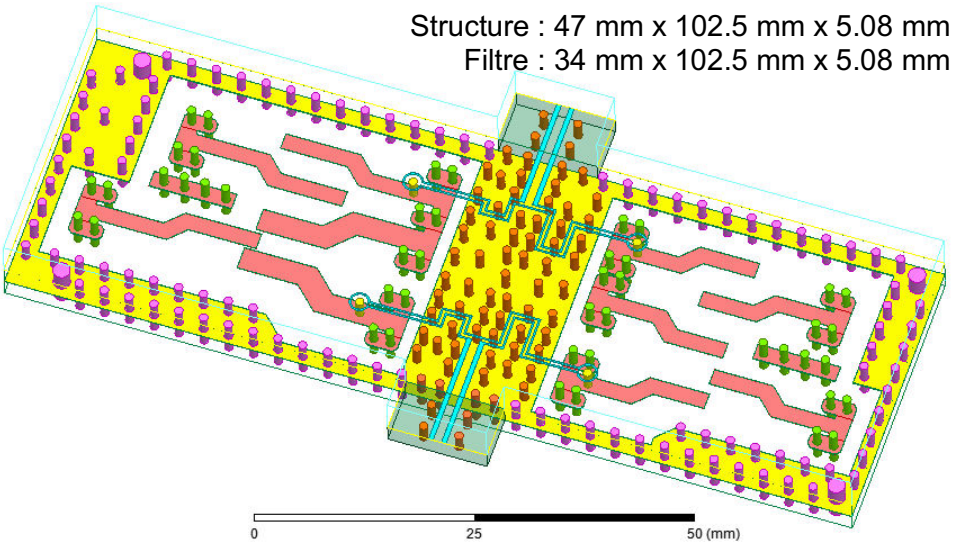


Figure 120 : Modèle permettant l'implémentation de deux fonctions de filtrage avec 5 pôles et 2 zéros de transmissions duplexées.

La réponse optimisée avec le logiciel ADS est avancée en Figure 121. Les pertes sont logiquement plus fortes puisque les résonateurs présentent un facteur de qualité de 140, à comparer à 325 avec la technologie semi-volumique précédente. De plus, les zéros de transmissions sont également moins marqués que précédemment. Remarquons ici que cette optimisation est également réalisée en prenant en compte les paramètres de gravures et les gaps d'air engendrés.

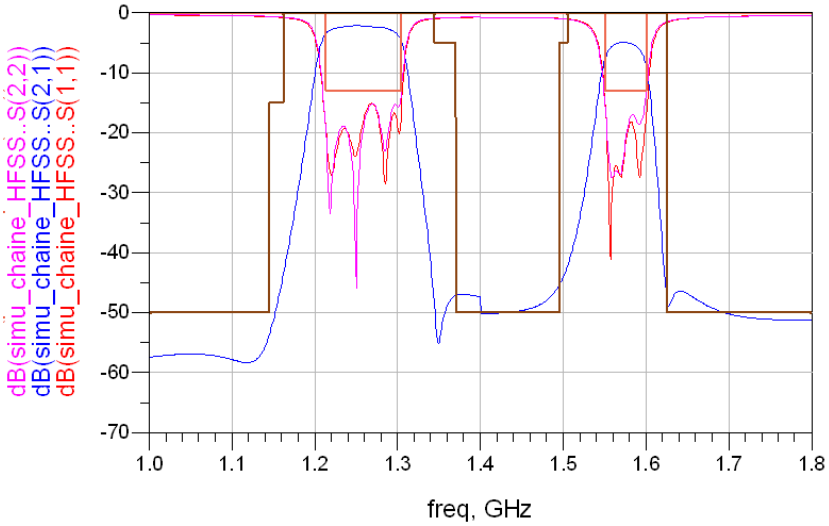


Figure 121 : Résultat d'optimisation ADS pour la structure étudiée.

Les filtres sont alors fabriqués en suivant toujours le même protocole (cf. Figure 122).

Licence CC BY-NC-ND 3.0

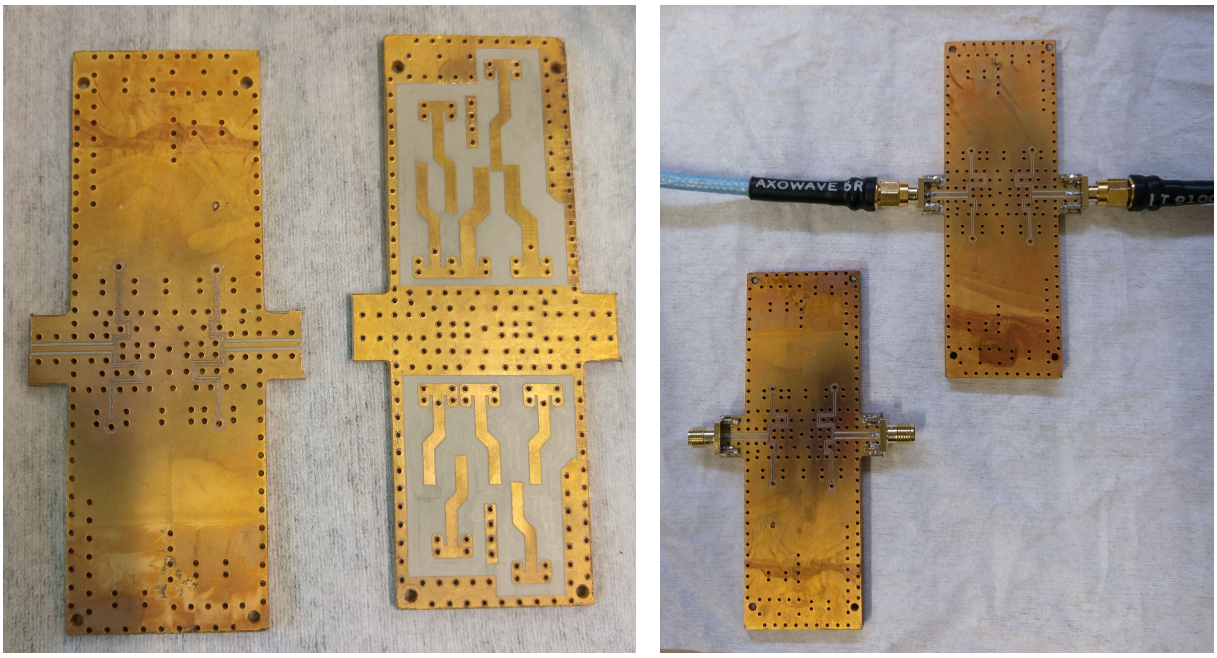


Figure 122 : Prototypes de filtres deux fois 5 pôles et 2 zéros de transmission fabriqués et mesurés.

La meilleure réponse en paramètres S est montrée en Figure 123. En effet, deux prototypes ont été réalisés en parallèle afin d'anticiper un potentiel défaut de fabrication. Afin d'assurer la continuité de masse au sein des vias, une colle argent a été ajoutée après l'assemblage. La réponse est comparée au gabarit de filtrage fourni et affiché sur le tracé.

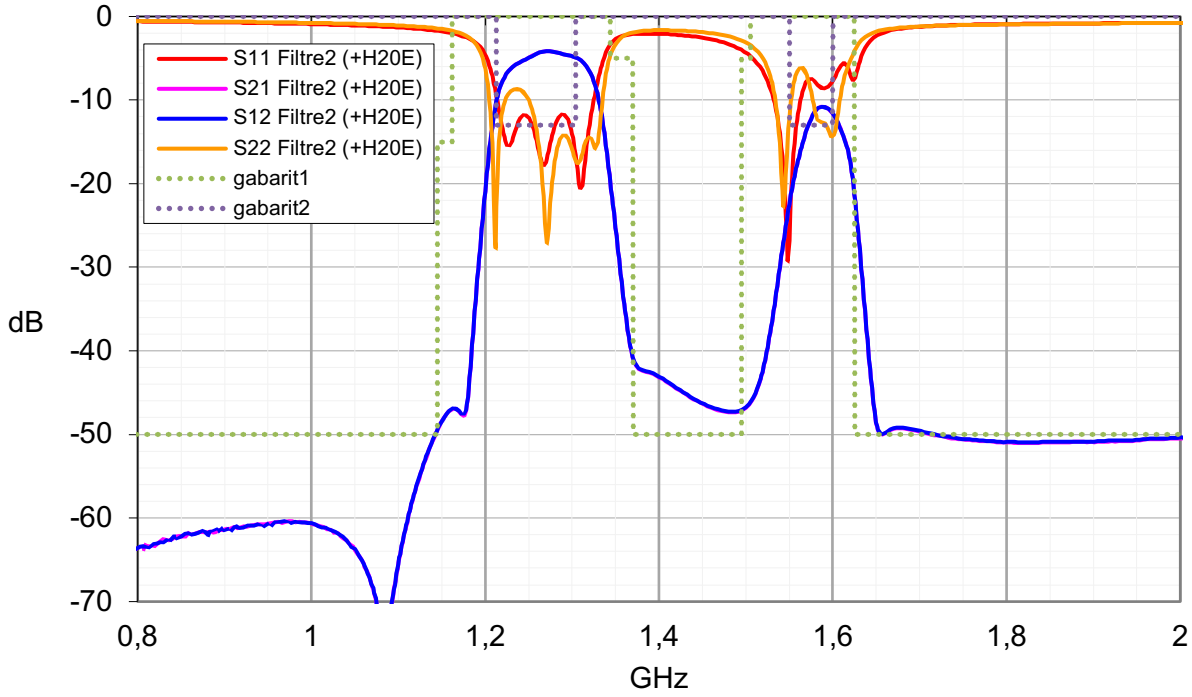


Figure 123 : Meilleure réponse en paramètre S obtenue pour le prototype de filtre présentant deux fois 5 pôles et 2 zéros de transmission.

Nous obtenons bien un comportement de filtre bi-bande qui présente une bonne cohérence en matière de fréquence de résonance. Pour finir, les zéros de transmission sont bien placés et l'on atteint presque les -50 dB d'isolation.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Toutefois, ces résultats sont de nouveau décevants. L'adaptation n'est clairement pas satisfaisante surtout pour un filtre conçu pour résister à d'éventuelles dispersions de fabrication. Les pertes d'insertion sont beaucoup plus importantes que prévu :

- Dans la première bande : 5 dB de pertes contre 2 dB prévu en simulation.
- Dans la seconde bande : 12 dB de pertes contre 5 dB prévu en simulation.

Ces pertes, notamment celles de la deuxième bande, peuvent être également imputées aux désadaptations observées sur la réponse.

Nous ne pouvons ici que mettre en cause la méthode de fabrication. Les deux sources d'erreur potentielles qui apparaissent sont alors :

- Les dépôts de couches de cuivre et d'or.
- L'assemblage des deux couches entre elles.

Les prototypes n'affichent pourtant pas d'indication visuelle pouvant impliquer l'une ou l'autre de ces hypothèses. Bien qu'il présente une épaisseur atypique, ce dispositif pourrait être fabriqué par les industriels par une méthode classique. Deux options seraient alors possibles :

- Fabrication des deux pièces constituant le filtre et assemblage par la méthode des microbilles d'étain.
- Fabrication complète de l'ensemble par l'industriel. Des modifications devraient alors être apportées au modèle pour l'adapter aux standards de fabrication séquentielle. Une couche de colle diélectrique serait rajoutée entre les deux couches de substrat et les diamètres des vias devraient être adaptés pour répondre aux contraintes de ratio épaisseur/diamètre.

Ces deux fabrications permettraient de savoir quelle étape de notre processus de fabrication est à mettre en cause. Cependant, pour des raisons de temps et de coût, nous n'avons pas pu mettre en place de nouvelles réalisations. D'une part, les plaques de substrat sont très chères ; et d'autre part, bien qu'il rentre dans les limites d'épaisseur fixées par les industriels, la hauteur totale du dispositif tend à le placer dans des configurations de fabrication exotiques qui entrainent des coûts d'outillage supplémentaires.

L'ensemble de cette partie a permis la présentation d'une méthode de fabrication de dispositifs semi-volumiques multicouches prometteuse. Malheureusement certains paramètres de fabrication ne sont pas complètement maitrisés et le processus de fabrication n'apporte pas les résultats escomptés. D'autres investigations seraient nécessaires afin d'identifier les points critiques de cette méthode pour les corriger. Par la suite, des configurations spécifiques devraient être testées afin de valider les assemblages de résonateurs. Expérimenter les configurations verticales de couplage entre les résonateurs à plot capacitif permettrait de valider une disposition qui n'a pas été testée seule. Nous pouvons avancer, au vu des résultats obtenus pour le filtre 3 pôles en ligne, que si cette conformation était validée, la fabrication d'un filtre SIW à plots capacitifs et sur deux étages pourrait être envisagés sous de bien meilleurs auspices.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

IV.4. Amplificateur faible bruit

IV.4.1. Spécifications du LNA

Tableau 8 : [Spécification fournies pour le LNA]

Intitulé	Spécification proposée
VSWR (LNA)	≤ 2:1
Tension d'alimentation	Entre 3 V et 12 V
Facteur de bruit du LNA	≤ 1,5 dB
Point d'interception du 3ème ordre IP3 du LNA	≥ 5 dBm
Point de compression à 1dB en entrée du LNA	P_{1dB} ≥ 0 dBm
Gain d'amplification nominal pour antennes actives	Gain LNA ≥ 26 dB (± 2,5dB)

La condition sur la tension d'alimentation indique ici que le LNA doit pouvoir fonctionner à partir de 3 V.

IV.4.2. Caractéristiques de la puce

Dans le cadre de la conception disjointe cette étape s'est fait très rapidement puisqu'une étude des composants sur étagère a permis d'en trouver deux qui répondaient aux spécifications données.

En effet, deux solutions sont trouvées dans le catalogue de la fonderie UMS[34]. L'une est un amplificateur déjà intégré[35] [Fiche technique[36]] fonctionnant de 1 GHz à 2 GHz et l'autre avec la puce « nue »[37] [Fiche technique[38]] fonctionnant de 1,25 GHz à 1,75 GHz. Ces deux amplificateurs offrent des caractéristiques similaires à l'exception du facteur de bruit qui semble être plus faible de 0,05 dB pour le second. Néanmoins, les figures montrant les facteurs de bruit en fonction de la fréquence paraissent identiques dans les deux cas. Pour le comparatif à suivre, ce seront les performances du second amplificateur qui seront utilisées.

Les caractéristiques de cet amplificateur et le retour sur les spécifications sont indiqués dans le Tableau 9. La fiche technique fait ressortir une forte dépendance entre le facteur de bruit et la température ambiante. Comme le montre la Figure 124, la condition sur le facteur de bruit n'est plus remplie pour une température ambiante de 85 °C. Utiliser cette puce impliquera donc d'avoir une application qui ne dépasse pas une température seuil qui devra être définie. Cependant, une analyse visuelle des courbes données montre que l'amplificateur présente

[34] Acronyme de United Monolithic Semiconductors.
[35] Décrit comme étant QFN, acronyme de : Quad Flat No-leaks package.
[36] http://module-csums.cognix-systems.com/telechargement/10-35-1.pdf
[37] Décrite comme étant « Die »
[38] http://module-csums.cognix-systems.com/telechargement/10-31-1.pdf

Licence CC BY-NC-ND 3.0

déjà un facteur de bruit limite en bande basse (≈ 1,2 GHz). La température ambiante de fonctionnement du LNA ne devra donc probablement pas excéder les 25 °C.

Tableau 9 : [Caractéristique de l'amplificateur faible bruit, réf. CHA3801-99F]

Critères	Valeurs	Validation ?
Tension d'alimentation du LNA	5 V	✓
Puissance consommée par le LNA	0,35 W	✓
Facteur de bruit du LNA	1,45 dB	✓
Point d'interception du 3ème ordre IP3 du LNA	27 dBm	✓
Point de compression à 1 dB en entrée du LNA	15 dBm	✓
Gain linéaire	28 dB	✓

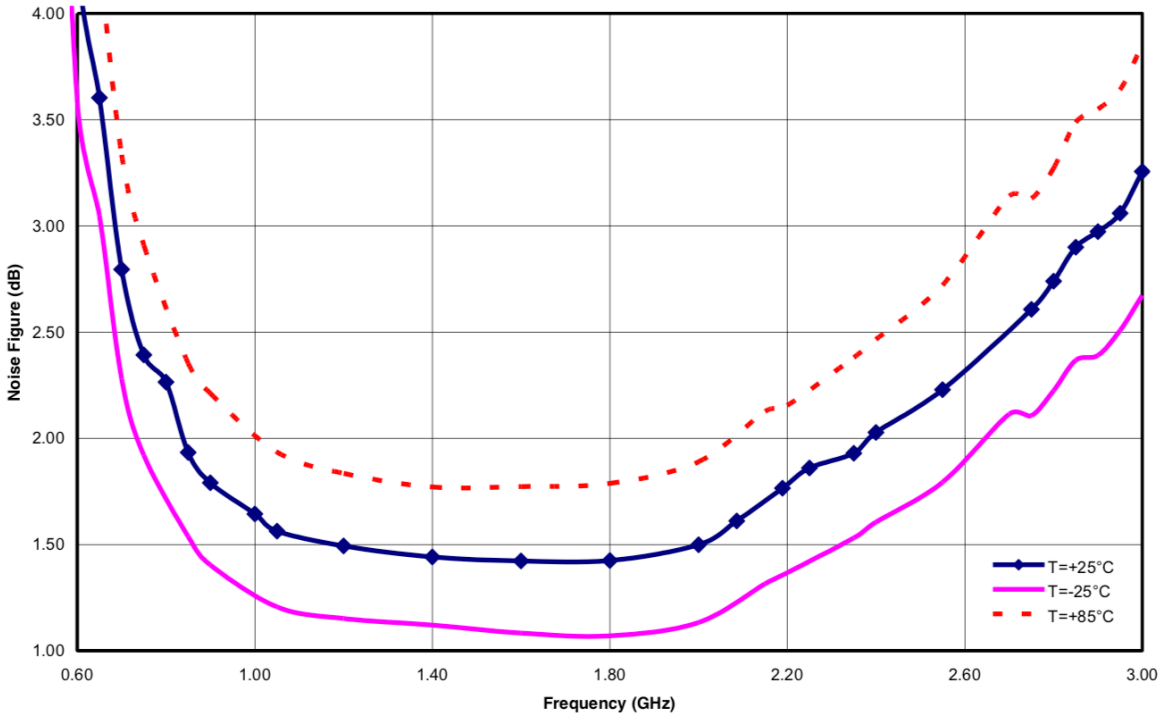


Figure 124 : Facteur de bruit du LNA en fonction de la température (données issues des caractéristiques techniques).

IV.5. Conclusion

Ce troisième chapitre a permis la présentation des différents dispositifs conçus ou trouvés dans le cas de l'amplificateur faible bruit.

Une antenne patch présentant deux bandes de fréquences et une polarisation circulaire droite ont fourni les performances nécessaires pour une application de radionavigation par satellite. Une étude reste à mener pour mettre cet élément rayonnant seul en réseau. Un coupleur CMS est mis en place sur le circuit d'alimentation afin de fournir un déphasage de 90° entre les deux

Licence CC BY-NC-ND 3.0

accès nécessaire à l'établissement de la polarisation circulaire. Ce composant imposera un étage à 50 Ω au milieu de la chaîne de réception ce qui viendra par la suite diviser la conception conjointe sur deux sous-chaînes distinctes.

Deux modèles de filtre ont été conçus afin de répondre au gabarit de filtrage spécifié. Malheureusement, malgré les fabrications successives de plusieurs prototypes et de nombreuses heures d'études, la méthode exposée au Chapitre III n'a pas permis de restituer les performances observées en simulation pour ces dispositifs. Cependant, les simulations des deux modèles optimisés présentent chacune une réponse compacte et performante aux demandes tenues par le cahier des charges. De plus, en prenant en compte les nécessités inhérentes à la technologie séquentielle, le filtre en structure interdigitale stripline devrait être fabricable industriellement. Le filtre SIW qui présente de meilleures performances reste pour l'instant intraitable industriellement. En revanche, porter la méthode développée dans ces travaux à maturité, à l'aide d'un nombre d'essais plus important et de moyens technologiques plus adaptés, pourrait permettre la fabrication locale de ce genre de filtres multicouches.

Pour finir, le développement de l'amplificateur faible bruit a posé très peu de problèmes puisqu'un composant sur étagère permettait déjà de répondre efficacement au cahier des charges. Un seul bémol ressort : le facteur de bruit directement relié à la température ambiante.

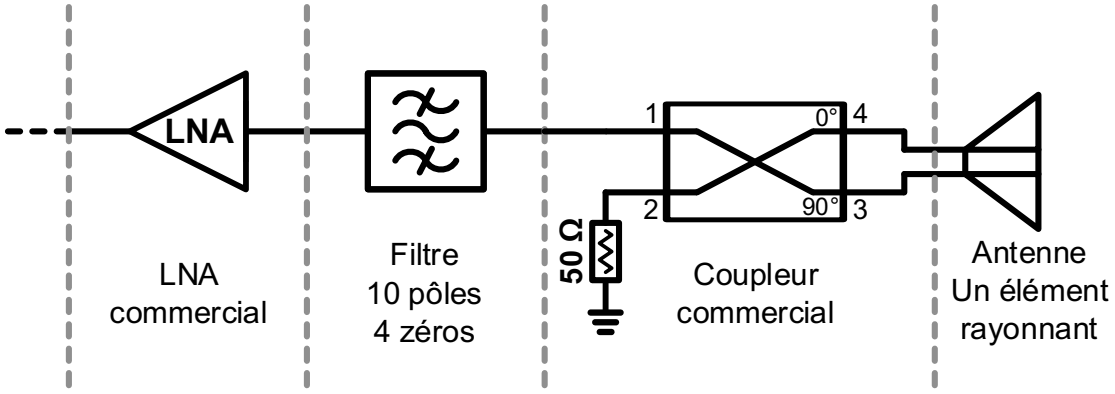


Figure 125 : Schéma fonctionnel de la chaîne conçue dans le cadre de la conception disjointe.

L'ensemble de ces dispositifs permet d'atteindre les performances techniques spécifiées pour assurer l'immunité du dispositif à d'éventuelles sources parasites. La mise en réseau de l'élément rayonnant seul reste à effectuer.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Chapitre V
Conception conjointe d'une chaîne de réception GPS/Galileo

Licence CC BY-NC-ND 3.0

La conception disjointe de la chaîne de réception a été traitée au cours du chapitre précédent. Nous disposons donc à présent d'un modèle de référence à partir duquel nous pourrons comparer les résultats obtenus par conception conjointe dans ce chapitre.

Dans cette étape de conception conjointe nous viserons deux objectifs :

- Distribuer la fonction de filtrage.
- Combiner les fonctions de filtrage et d'adaptation.

Nous l'avons décrit au cours du chapitre précédent, cette phase de co-conception se fera en divisant la chaîne de part et d'autre du coupleur. Les améliorations effectuées sur la chaîne seront alors les suivantes :

- Placement d'un filtre d'adaptation entre l'antenne et le coupleur afin d'améliorer l'efficacité de rayonnement de cette dernière.
- Répartition de la fonction de filtrage entre un dispositif passif de filtrage et un amplificateur faible bruit filtrant.

La chaîne de réception précédemment définie devient alors la suivante :

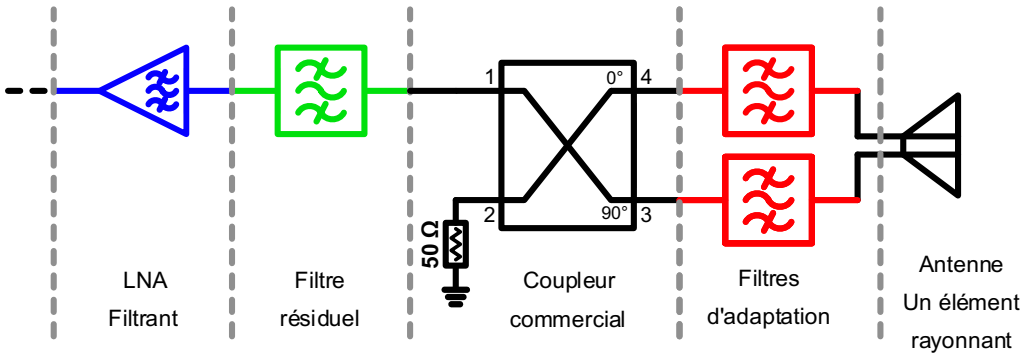


Figure 126 : Schéma fonctionnel de la chaîne de réception dans le cadre de la conception conjointe.

Les modifications de l'architecture sont mises en couleurs dans la Figure 126. L'apport des filtres d'adaptation et surtout du LNA filtrant sur la fonction de filtrage permettront de réduire l'ordre du filtre résiduel.

V.1. Adaptation de l'antenne

V.1.1. Définition de la problématique

L'efficacité de l'élément rayonnant présentée dans le Chapitre III n'est pas optimale. En effet, une part non négligeable de la puissance reçue n'est pas traitée par le système mais dissipée dans la résistance de sortie du coupleur.

Il s'agit ici de l'un des enjeux de la conception conjointe. Si l'on intercale des filtres entre le coupleur et les accès de l'antenne, il serait à la fois possible d'adapter les impédances et d'améliorer les caractéristiques de sélectivité du système en réalisant une première fonction de filtrage à la sortie de l'antenne. En venant adapter les impédances, on viendrait maximiser la puissance acceptée et donc le rendement de l'antenne. À contrario, l'introduction d'un circuit supplémentaire introduit des pertes supplémentaires. Il existe donc un compromis à trouver.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

La synthèse des fonctions de filtrage qui vont permettre de réaliser ce point a été confiée à D.Martìnez qui a effectué une thèse dans le cadre d'un partenariat entre le laboratoire XLIM et l'INRIA.

V.1.1.1. Études préliminaires

Afin de fournir les éléments nécessaires à l'établissement de fonctions adaptées mathématiquement, nous devons fournir en amont les informations physiques relatives aux lignes de transmission et aux filtres éventuellement applicables.

V.1.1.1.1. Paramètres des lignes

La phase va être un paramètre très important dans les étapes à venir. Nous avons donc défini un standard de lignes qu'elles soient en technologie microruban ou coplanaire utilisés dans les réalisations. Afin de ne pas avoir de problème de connectiques avec le coupleur, les lignes sont paramétrées pour présenter une impédance de 50 Ω.

Plusieurs substrats ont été testés lors de cette étape tout en gardant à l'esprit une logique d'intégration et de performance. C'est de nouveau le Rogers RT/duroid 6010.2LM qui s'est imposé. Afin d'éviter de venir grever le système avec une épaisseur trop large, nous avons choisi une épaisseur de 0,635 mm dont nous disposions déjà suite aux fabrications de filtres semi-volumiques.

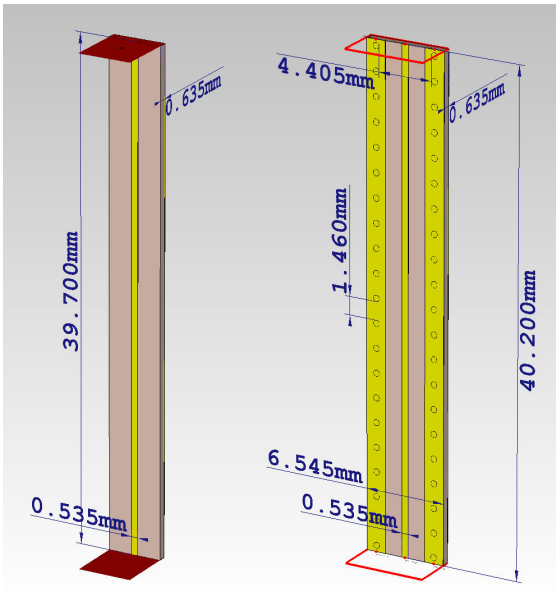


Figure 127 : Lignes microruban et coplanaire étudiées.

La Figure 127 rapporte les paramètres de ces lignes dont la longueur est définie pour rapporter un déphasage de 180° entre les deux ports de transmission.

La partie imaginaire du paramètre de propagation β(f) (généralement notée β(ω)) est alors déterminée à partir des simulations électromagnétiques. La Figure 128 présente une capture d'écran du logiciel de simulation ANSYS HFSS où nous avons tracé la partie imaginaire de γ(f). Nous pouvons alors voir que β(f) augmente linéairement en fonction de la fréquence.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

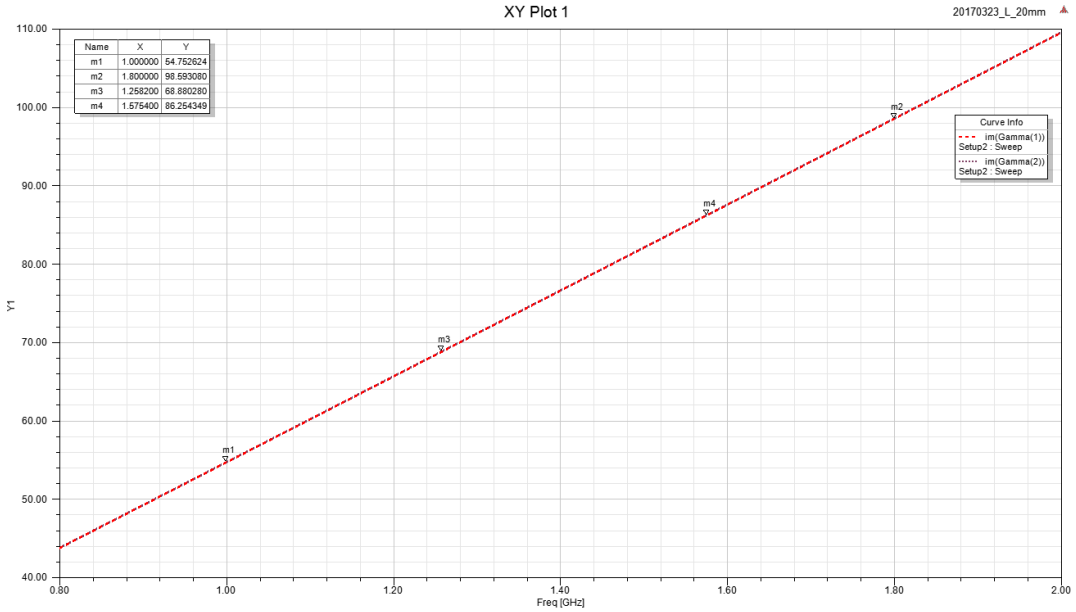


Figure 128 : Réponse obtenue sur ANSYS HFSS pour le tracé de β(f) sur notre bande de fréquence d'intérêt pour une ligne microruban.

Le calcul s'effectue simplement en déterminant les paramètres de la fonction affine qui définit cette courbe ; avec f(x) = ax + b.

$$a = \frac{f(x2) - f(x1)}{x2 - x1};\ b = \frac{x2 * f(x1) - x1 * f(x2)}{x2 - x1} \qquad (70)$$

Nous effectuons ici le calcul entre 1 GHz et 1,8 GHz et nous obtenons les paramètres suivants :

- a = 54,8006e-9 rad.m^{-1}.GHz^{-1}
- b = -4,7946e-02 rad.m^{-1}

V.1.1.1.2. Paramètres des résonateurs

Tout comme les lignes, les résonateurs envisageables doivent être simulés afin que leur facteur de qualité soit intégré à la synthèse mathématique.

Le résonateur qui présente le meilleur rapport efficacité/intégration est de nouveau le résonateur quart d'onde. Il est donc simulé avec les deux logiciels de simulation électromagnétique que nous utilisons dans cette partie : ANSYS HFSS et CST. Dans le cadre de ces simulations préliminaires les largeurs des résonateurs sont choisies afin de présenter un compromis entre le facteur de qualité et le couplage inter-résonateurs. Nous rappelons ici que le couplage entre deux résonateurs planaires dépend notamment de leur éloignement mais également de la largeur des lignes qui vont rayonner de manière plus intense à mesure que le résonateur s'affine.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

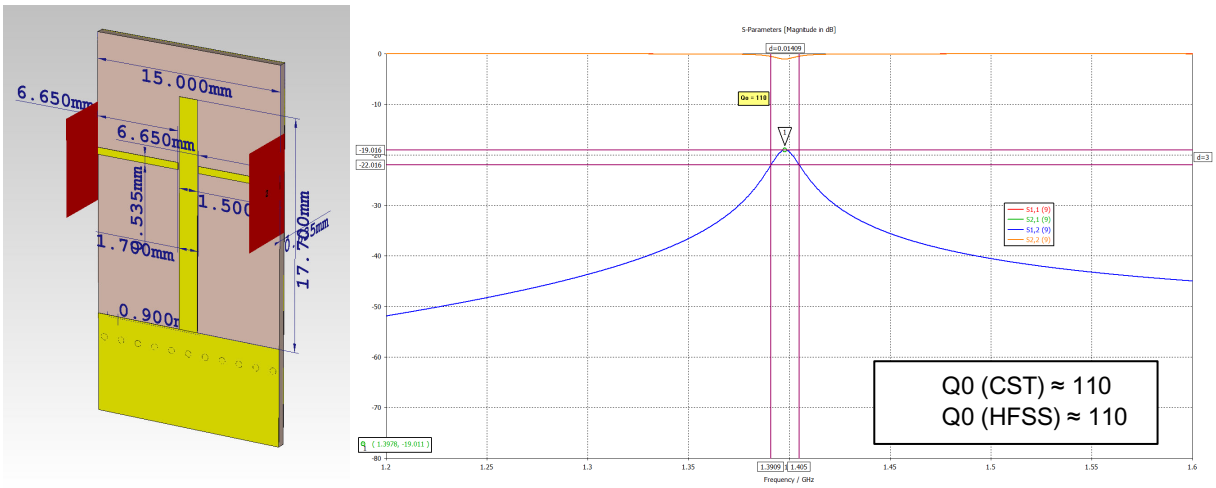


Figure 129 : Modèle de résonateur quart d'onde simulé et réponse en paramètres S obtenue (CST).

Ce résonateur interdigité, dont une capture d'écran est présentée en Figure 129, en technologie planaire, expose un facteur de qualité d'environ 110. Des essais ont également été réalisés pour voir l'encombrement que prendrait un résonateur SIW dans le même matériau et dans la même épaisseur. Pour un facteur de qualité d'environ 170, nous avons un résonateur de 47 mm de côté ce qui est bien trop au regard de l'intégration visée derrière l'antenne.

Des substrats moins coûteux, tels que le Rogers R04350B ($\varepsilon_r = 3{,}66$, $\tan\delta = 0{,}0031$ @ 2,5 GHz), ont été testés dans une épaisseur équivalente. Le facteur de qualité n'est alors plus que de 80 avec un encombrement 40 % supérieur.

V.1.1.2. Synthèse des filtres

Fort de ces informations, D.Martìnez a alors synthétisé deux matrices de couplage, correspondant à deux filtres 2 pôles simples, pour chacune des bandes. Nous ne détaillerons pas plus avant les travaux qui ont été effectués autour de ces deux matrices car la solution a été rapidement remplacée par une solution plus pertinente. En revanche, c'est au cours de ces travaux que nous avons mis en évidence une autre source de déphasage du signal.

V.1.1.2.1. Déphasage à l'accès

Lorsque nous avons travaillé avec ces matrices plutôt simples, nous sommes rapidement arrivés à une solution pour laquelle la matrice théorique et le modèle simulé étaient très proches. En revanche, les longueurs de lignes qui étaient optimisées pour la structure différaient de l'étude théorique faite en amont.

Nous avons alors procédé à une étude comparative entre un modèle théorique directement issu de la matrice et réalisé par un modèle circuit et un modèle issu d'une simulation électromagnétique (cf. Figure 130). Le modèle circuit est un dérivé simpliste de ceux utilisés par la méthode d'optimisation et la simulation est importée par le biais d'un fichier Touchstone. Afin qu'il n'y ait par d'erreurs possibles à cause des longueurs de lignes d'excitation du filtre simulé, les plans des ports d'accès sont ramenés dans le plan du filtre (*deembedding*).

La Figure 131 fait état d'un bon accord entre les réponses en paramètres S. Un zéro de transmission peut être ici observé mais il est issu d'un couplage entre les deux accès qui sont réalisés ici par proximité.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

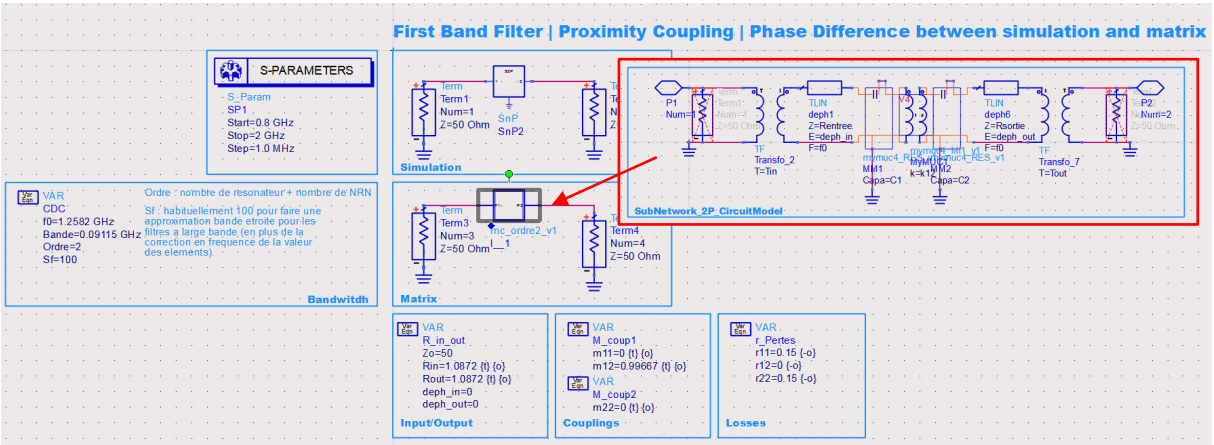


Figure 130 : Circuit permettant la comparaison entre la simulation électromagnétique et une réponse fidèle à la synthèse réalisée avec un circuit.

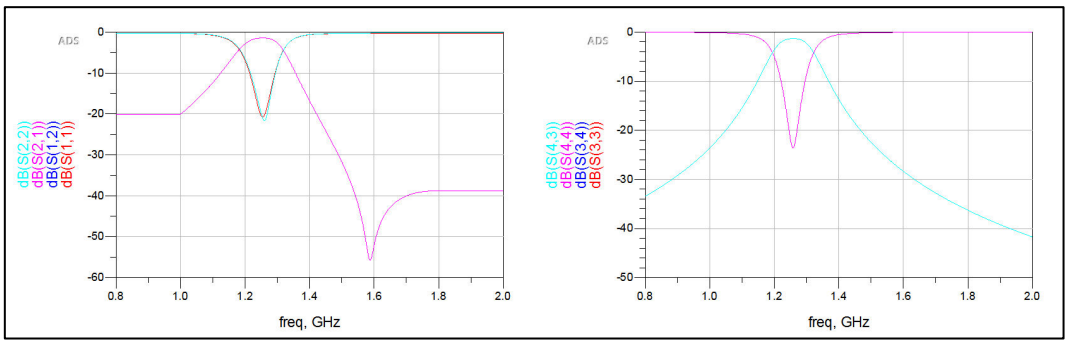


Figure 131 : Réponses en paramètres S pour le modèle simulé à gauche et le modèle circuit à droite.

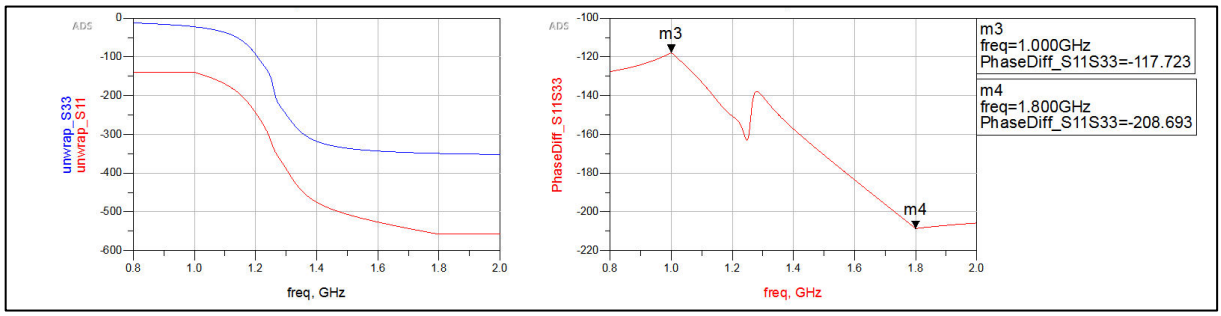


Figure 132 : Réponses en phases déroulées à l'accès 1 pour les deux modèles (à gauche) et différence entre ces deux phases (à droite).

La différence de phase révélée par la Figure 132 est la source des erreurs que nous avons pu observer jusqu'alors. Nous l'assimilons à un effet de déphasage dû à l'excitation même des résonateurs d'entrée et de sortie. Ce déphasage varie linéairement en fonction de la fréquence et peut donc être estimé de la même manière que β(f). Nous pouvons constater des irrégularités dans la bande utile du filtre qui sont dues à un réglage imparfait du modèle simulé par rapport au modèle circuit (ce qui est presque toujours le cas).

Dans le cas présent, l'onde fait un aller-retour vis-à-vis de l'excitation. Nous notons donc le déphasage observé dans la Figure 132 : 2.θ(f). Ce qui correspond à deux fois le déphasage causé au signal lorsque l'onde traverse le plan d'excitation. Remarquons ici que cet écart de phase est indépendant de la longueur de ligne qui est mise en jeu et ne dépend que de la manière d'exciter la structure. Par exemple, nous aurons un déphasage θ(f) différent si la structure est excitée par proximité ou par couplage direct.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

V.1.1.2.2. Modèle utilisé pour l'antenne

L'objectif poursuivi pour cette optimisation est d'améliorer l'efficacité totale de l'antenne dans les deux bandes de fonctionnement. Pour calculer ce paramètre, il faut prendre en compte les champs rayonnés par l'antenne, ce qu'une simulation ADS ne peut pas faire.

D.Martinez a donc généré un fichier Touchstone avec 3 ports qui permet de simuler l'influence du circuit sur l'efficacité de l'antenne. C'est ce fichier qui sera par la suite utilisé pour l'ensemble des optimisations circuits.

V.1.1.2.3. Filtres générés

La solution qui apparait comme étant la plus optimale, en regard des performances décrites précédemment, est d'utiliser un filtre deux pôles dans la première bande et un pôle dans la seconde. Ces deux filtres sont alors duplexés afin de couvrir l'ensemble des bandes avec un seul circuit. Les travaux effectués pour cette synthèse ont montré qu'un nombre de pôles plus élevé n'était pas forcément bénéfique de par les pertes qu'ils ramenaient.

Nous affichons alors les deux matrices générées pour la bande de fréquence basse et haute :

$$[m_{bf}] = \begin{bmatrix} 0{,}000 & 1{,}1094 & 0{,}000 & 0{,}000 \\ 1{,}1094 & 0{,}0703 & 1{,}1353 & 0{,}000 \\ 0{,}000 & 1{,}1353 & -1{,}0085 & 0{,}9197 \\ 0{,}000 & 0{,}000 & 0{,}9197 & 0{,}000 \end{bmatrix} \tag{71}$$

$$[m_{hf}] = \begin{bmatrix} 0{,}000 & 1{,}4989 & 0{,}000 \\ 1{,}4989 & 4{,}1420 & 1{,}8309 \\ 0{,}000 & 1{,}8309 & 0{,}000 \end{bmatrix} \tag{72}$$

L'intérêt de présenter ces matrices est de faire ressortir le caractère original des filtres et notamment celui de la seconde bande. En effet, là où le premier filtre couvre bien une partie de la bande d'intérêt, le second travaille complètement en dehors de la bande utile (décalage fréquentiel normalisé d'environ 4).

La nécessité d'effectuer un duplexage des deux fonctions nous a également conduit à simuler un té de jonction. Ce dernier permet de rendre compte physiquement de l'influence de la jonction des lignes sur la réponse globale. Afin de ne pas rapporter d'erreur au niveau des longueurs de lignes nécessaires, nous avons placé les plans de référence au niveau de la jonction même. Cela est indiqué par les flèches bleues dans la Figure 133.

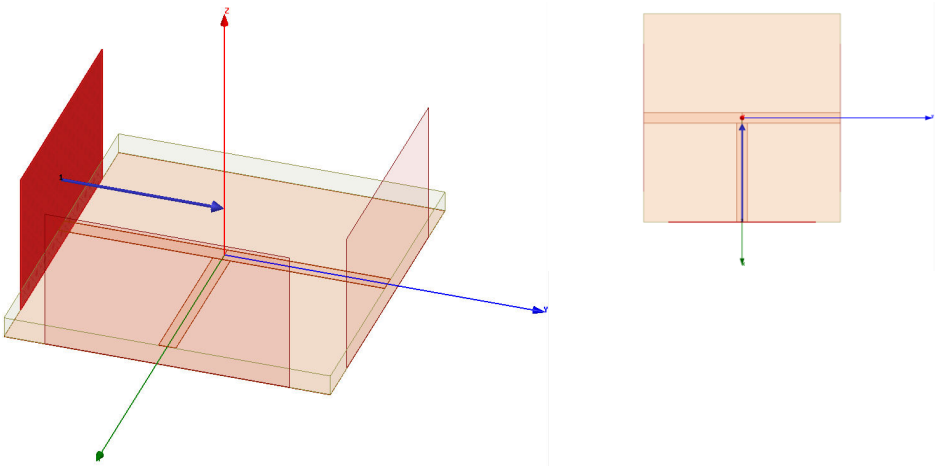


Figure 133 : Modèle simulé pour le té de jonction

Licence CC BY-NC-ND 3.0

V.1.1.3. Réalisation du filtre d'adaptation

V.1.1.3.1. Modèles préliminaires

La synthèse mathématique effectuée a fourni plusieurs fichiers correspondant aux filtres et aux lignes nécessaires à l'amélioration de l'efficacité d'antenne.

Afin de valider les fichiers générés et de tester la méthode développée, nous avons créé un circuit pour visualiser les performances de l'antenne. Nous pouvons faire remarquer ici que l'influence des lignes en amont des filtres d'adaptation est beaucoup plus importante que celle en aval.

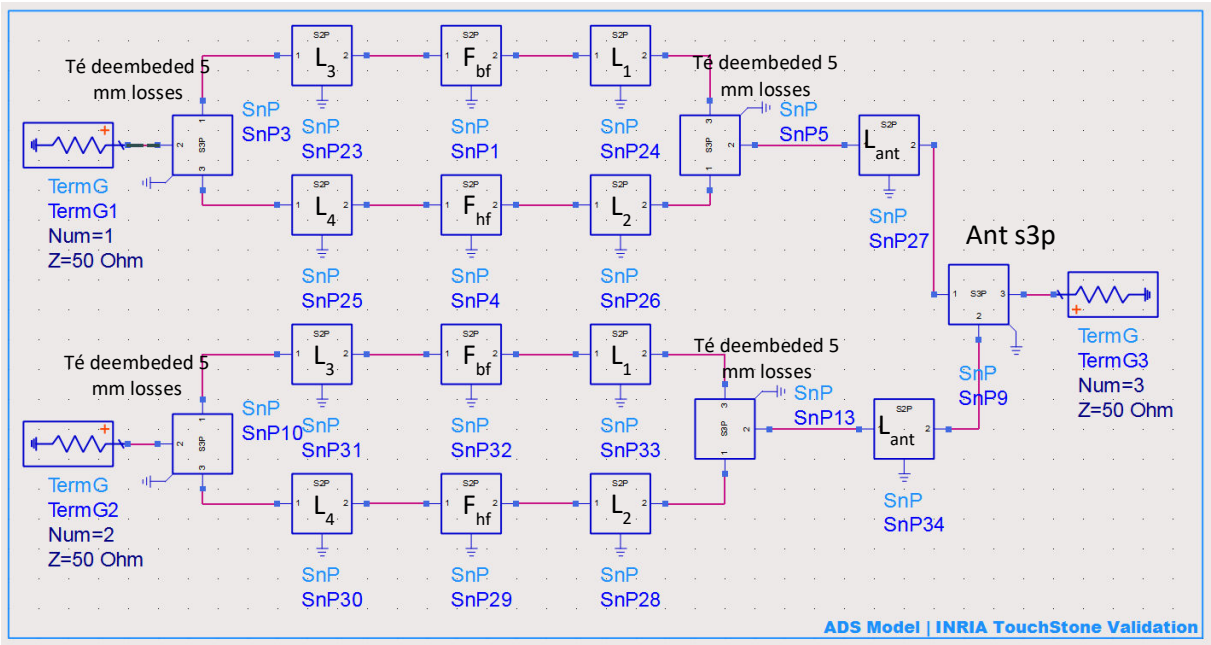


Figure 134 : Circuit présentant l'ensemble des composants de la chaîne visant à améliorer l'efficacité de l'antenne.

Les résultats obtenus tendent à valider la méthode développée et les fichiers générés. Notons que ce circuit a été par la suite également reproduit avec le logiciel CST.

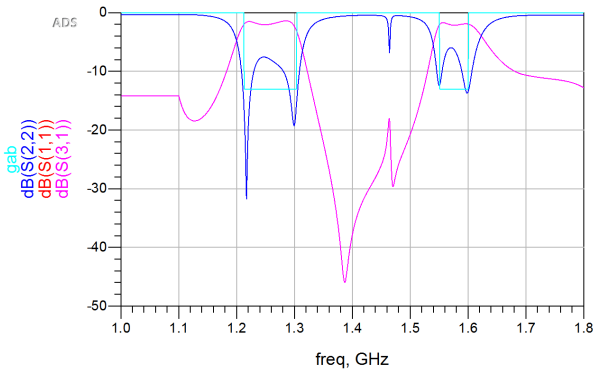


Figure 135 : Résultats obtenus pour le circuit avec les fichiers générés mathématiquement.

Nous avons ensuite remplacé les lignes générées par des blocs « S2P_Eqn » d'ADS qui nous ont permis de venir simuler le comportement des lignes avec les paramètres de ces dernières (θ(f) et β(f)). Ce faisant, nous aurons la possibilité de venir modifier directement les paramètres de longueurs de lignes au sein du circuit. Cette option offre la possibilité d'optimiser le circuit

Licence CC BY-NC-ND 3.0

directement sur des longueurs de lignes sans avoir à générer de nouvelles simulations électromagnétiques. Les résultats obtenus sont alors conformes avec ceux présentés en Figure 135.

Plusieurs essais ont alors été menés en remplaçant tour à tour les lignes puis les fichiers de filtres par des modèles circuits. Les résultats restent cohérents dans chacune des versions étudiées comme le montre la Figure 136.

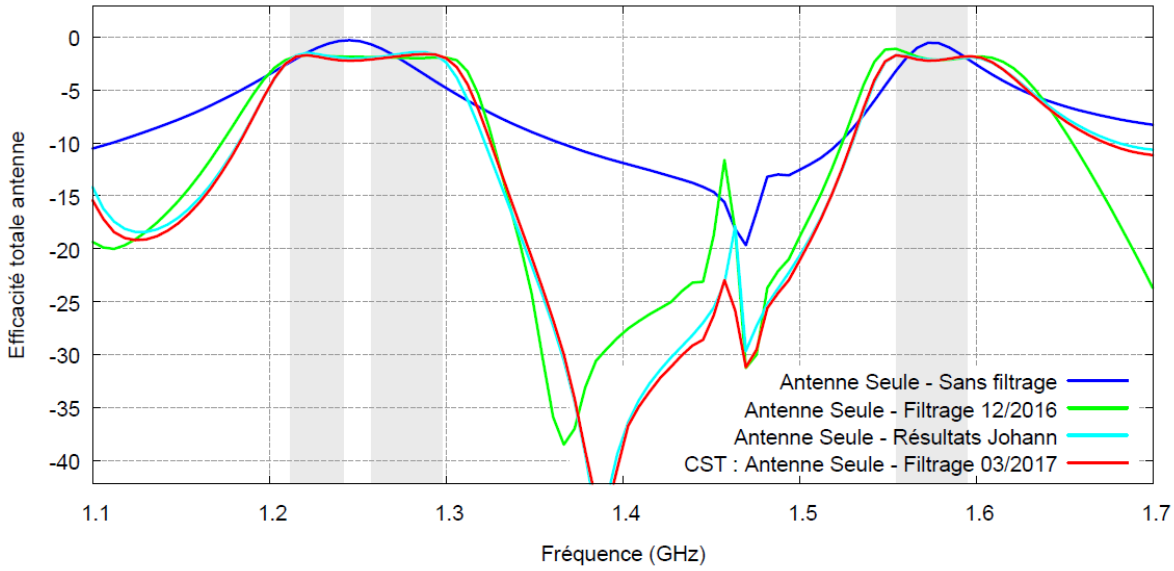


Figure 136 : Résultats comparatifs de l'efficacité totale de l'antenne pour : l'antenne seule (bleu), avec les fichiers générés mathématique (vert), les lignes et les filtres réalisés en modèle circuit (cyan) et une simulation circuit effectué sous CST (rouge).

V.1.1.3.2. Modèles électromagnétiques

À la suite de cette validation, nous avons conçu les deux filtres pour chacune des bandes sous le logiciel ANSYS HFSS. Le filtre 2 pôles pour la bande basse a été optimisé de manière classique. En revanche, le filtre 1 pôle pour la bande haute a été réglé par analogie avec le fichier modèle donné par la synthèse.

Les réponses en paramètres S ainsi que les modèles électromagnétiques sont affichés en Figure 137 et Figure 138. Les captures d'écran des résultats présentent un assez bon accord entre les modèles mathématiques et la simulation électromagnétique. Bien que leur influence ne soit pas grande, nous pouvons noter ici des pertes d'insertion légèrement plus importantes que celles prévues par la synthèse.

En ce qui concerne les modèles conçus, nous pouvons faire remarquer que la version pour la bande haute a présenté quelques complications. En effet, le fait que ce filtre ne soit constitué que d'un seul pôle ne permet pas de coupler le résonateur directement. Par conséquent, les couplages aux accès se sont effectués par proximité. Néanmoins, ces derniers étant relativement fort, les lignes de couplage sont éloignées du résonateur par un gap frôlant les limites technologiques (≈ 160 µm). De plus, ce faible gap ne suffisant pas à atteindre les valeurs de couplages nécessaires, la largeur des lignes a également été réduite. Dans le cas du couplage de sortie, la ligne n'a plus qu'une épaisseur d'environ 150 µm.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

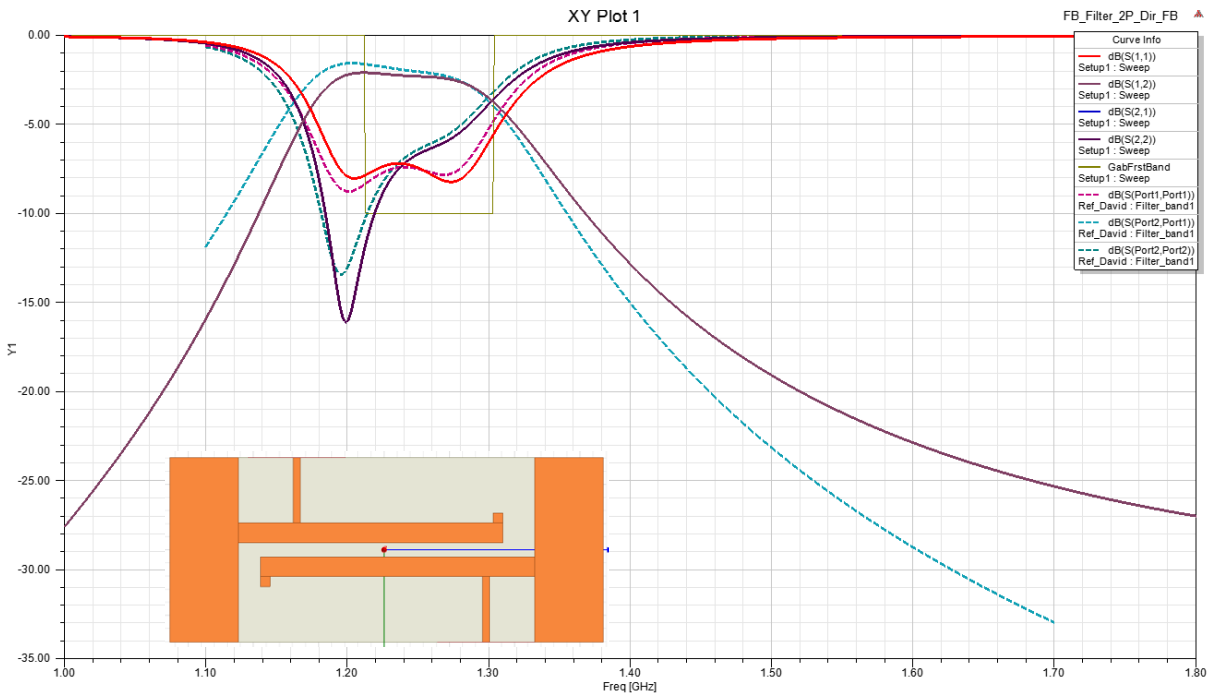


Figure 137 : Modèle électromagnétique de filtre d'adaptation en bande basse développé sous ANSYS HFSS et réponse associée (en trait plein) comparée à celle du modèle mathématique (pointillés).

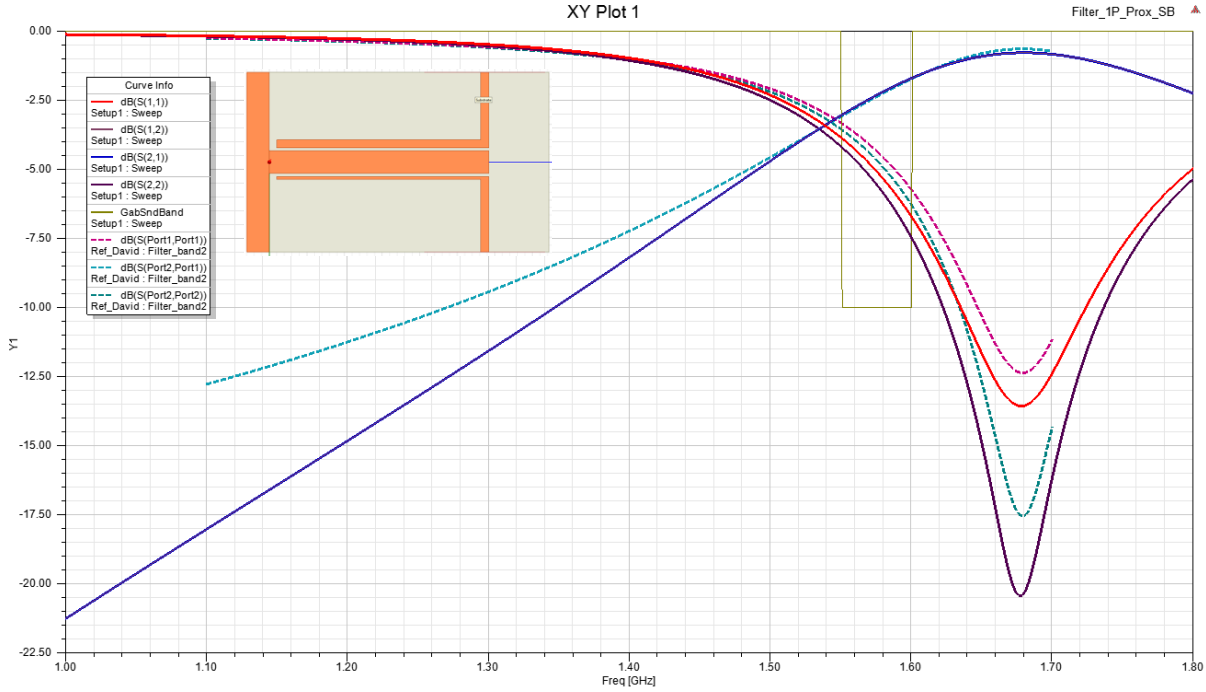


Figure 138 : Modèle électromagnétique de filtre d'adaptation en bande haute développé sous ANSYS HFSS et réponse associée (en trait plein) comparée à celle du modèle mathématique (pointillés).

Bien que ces résultats soient proches des modèles fournis par la synthèse, les résultats obtenus lorsque nous les chaînons avec les autres éléments sont décevants. Même après une optimisation des longueurs de lignes, nous n'avons pas obtenu de meilleurs résultats que ceux présentés en Figure 139. La bande haute semble alors présenter une réponse correcte mais la bande basse souffre clairement d'une mauvaise recombinaison.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

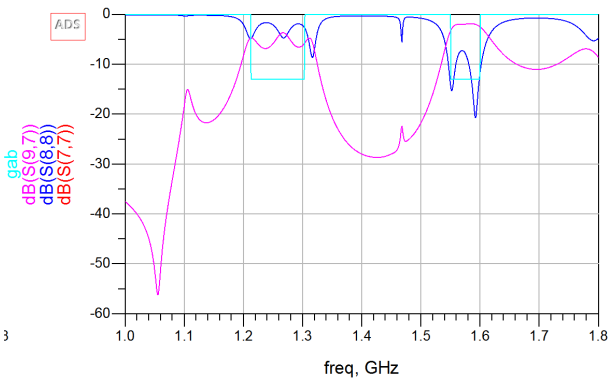


Figure 139 : Résultats obtenus pour le circuit avec les fichiers générés mathématiquement.

V.1.1.3.3. Adaptations de la méthode de conception

Malgré leur proximité avec l'objectif donné par la synthèse mathématique, les modèles électromagnétiques conçus n'ont pas permis de reproduire l'amélioration d'efficacité théorique réalisée. Ce résultat nous a amenés au constat qu'il fallait pouvoir adapter le filtre en fonction des différents paramètres physiques imprévisibles qui pouvaient se produire (couplages parasites, pertes plus élevées que celles prévues, etc.).

Nous avons donc réalisé un modèle circuit pour prédire l'efficacité proposé comme par la méthode mathématique.

Le fichier d'antenne utilisé reste celui créé par David Martìnez.

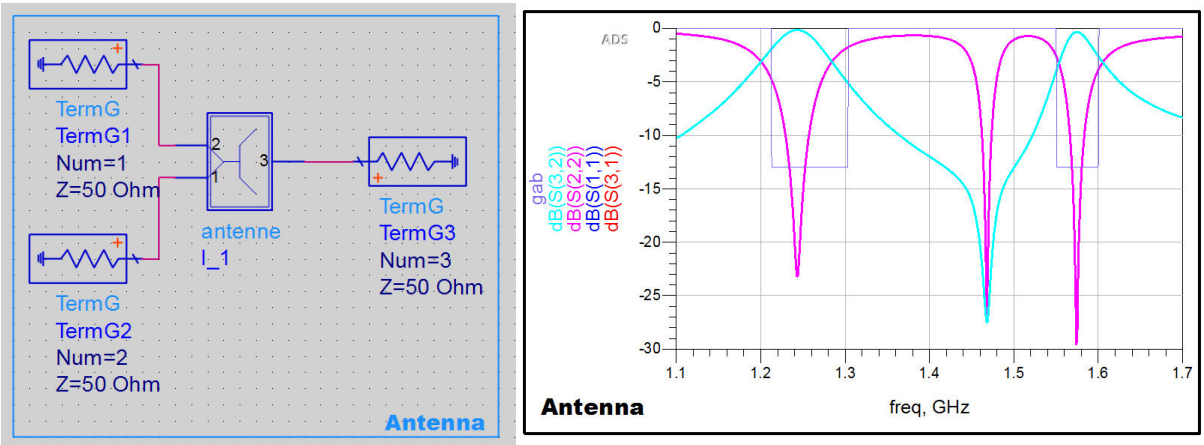


Figure 140 : Circuit ADS pour tester l'antenne seule à gauche et réponse associée en réflexion et efficacité à droite.

V.1.1.3.3.1. Lignes simulées

Afin d'approcher le comportement physique des lignes, nous avons réalisé un modèle électromagnétique préliminaire qui prend en compte l'encombrement disponible. Reporté en Figure 141, il permet d'afficher les éventuels coudes que les lignes doivent subir afin de satisfaire le gabarit d'encombrement de 80 mm de côté défini par le réseau.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Dimensions : 54 mm x 45 mm x 0,635 mm

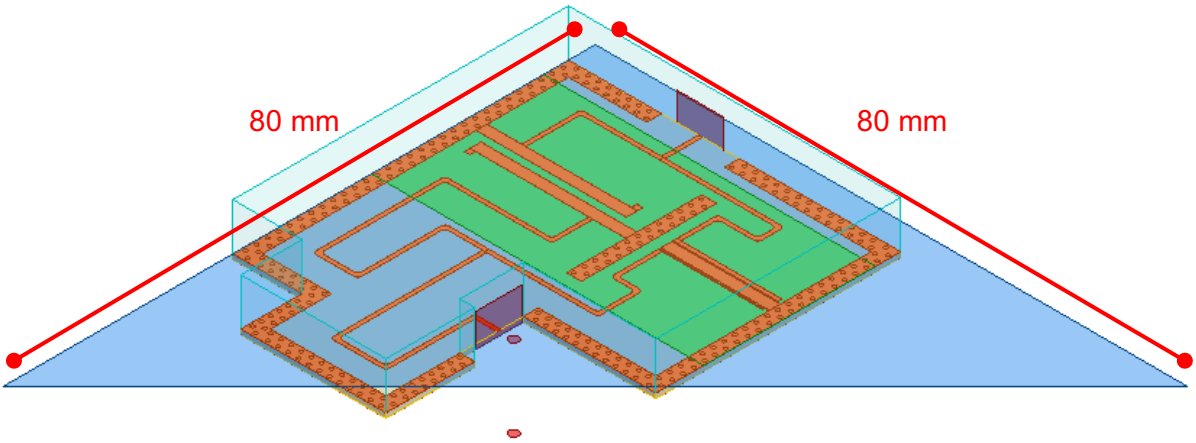


Figure 141 : Modèle préliminaire de filtre d'adaptation. En bleu, l'encombrement disponible pour un dispositif filtrant d'adaptation.

À partir de ce modèle, nous avons réalisé des simulations électromagnétiques paramétriques des différentes lignes. Les variations appliquées sont effectuées de manière successive autour des valeurs de référence fournies par la synthèse mathématique. Nous avons étendu ces variations jusqu'à environ plus ou moins 30 % de la longueur initiale de la ligne. Ces simulations ont été compilées pour fournir des modèles de lignes physiques dont les longueurs peuvent être optimisées dans le modèle circuit. Afin d'éviter une normalisation de ces lignes, nous avons exporté ces données au format CITIfile qui permet de conserver les informations d'impédance pour chaque point de fréquence.

V.1.1.3.3.2. Modèles circuits des filtres

Afin de pouvoir optimiser et faire le lien avec les simulations électromagnétiques, deux modèles circuits des filtres ont été réalisés. L'un pour le filtre deux pôles de la bande basse, qui s'appuie sur les circuits employés lors de notre méthode d'optimisation, est présenté en Figure 142. L'autre pour le filtre à un pôle de la bande haute est réalisé à partir des outils permettant de simuler des lignes de transmission du logiciel ADS. Cette simplicité s'explique d'une part par celle du modèle de base (qui ne présente qu'un seul pôle) et par la bonne adaptation qui était donnée par le modèle électromagnétique de base montrant que ce dernier était déjà proche de la réponse optimale. Le circuit réalisé est exposé en Figure 143.

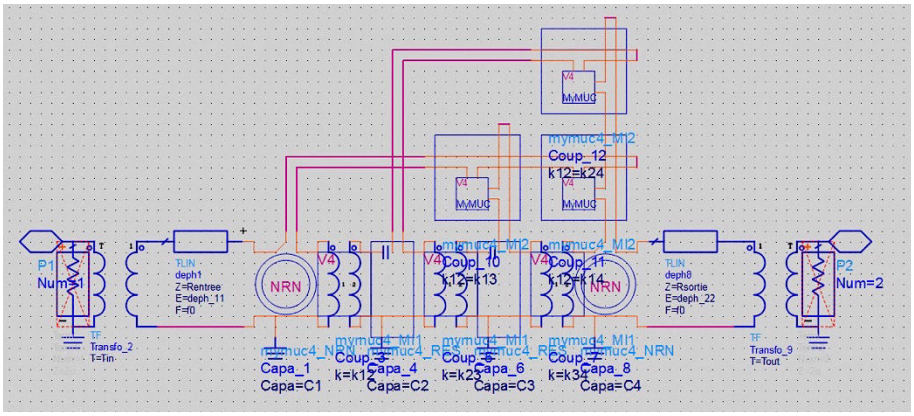


Figure 142 : Modèle de filtre 2 pôles réalisé pour l'optimisation circuit.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

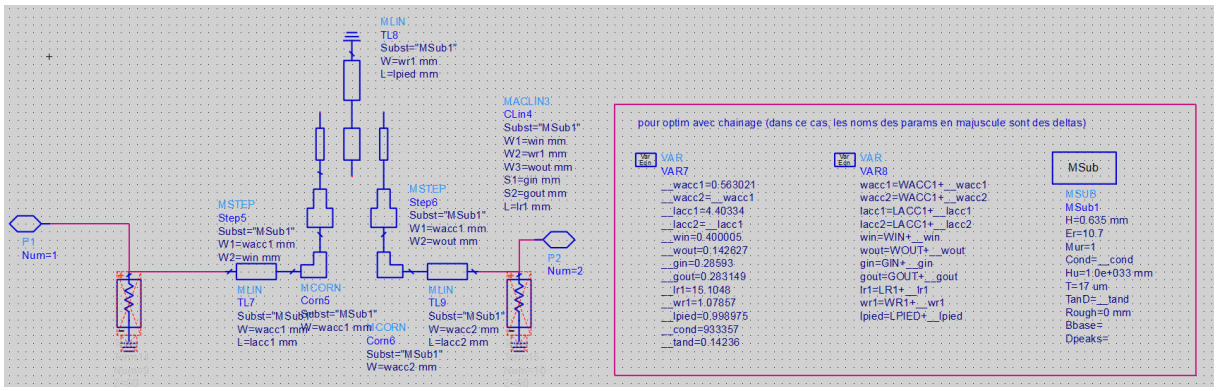


Figure 143 : Modèle de filtre 1 pôle réalisé pour l'optimisation circuit.

Afin de valider ces modèles, les paramètres géométriques (pour le filtre 1 pôle) et les paramètres de couplage extraits par Presto (pour le filtre 2 pôles) ont été rapportés dans les modèles.

Un circuit simple permet ensuite de comparer les deux paires de réponses obtenues. Un visuel du circuit et des réponses est proposé dans la Figure 144, la Figure 145 et la Figure 146.

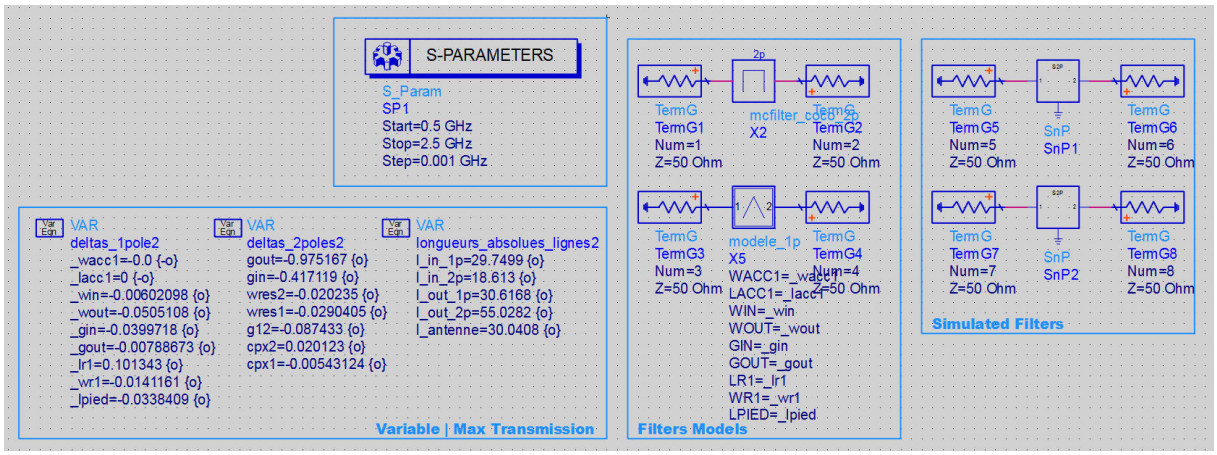


Figure 144 : Circuit permettant la comparaison entre les modèles circuits développés (au centre) et les simulations électromagnétiques (à droite).

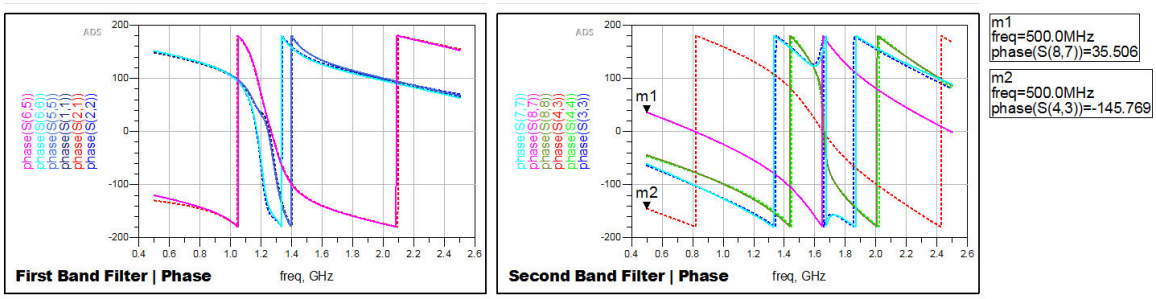


Figure 145 : Comparaison des phases des modèles circuits et des simulations électromagnétiques.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

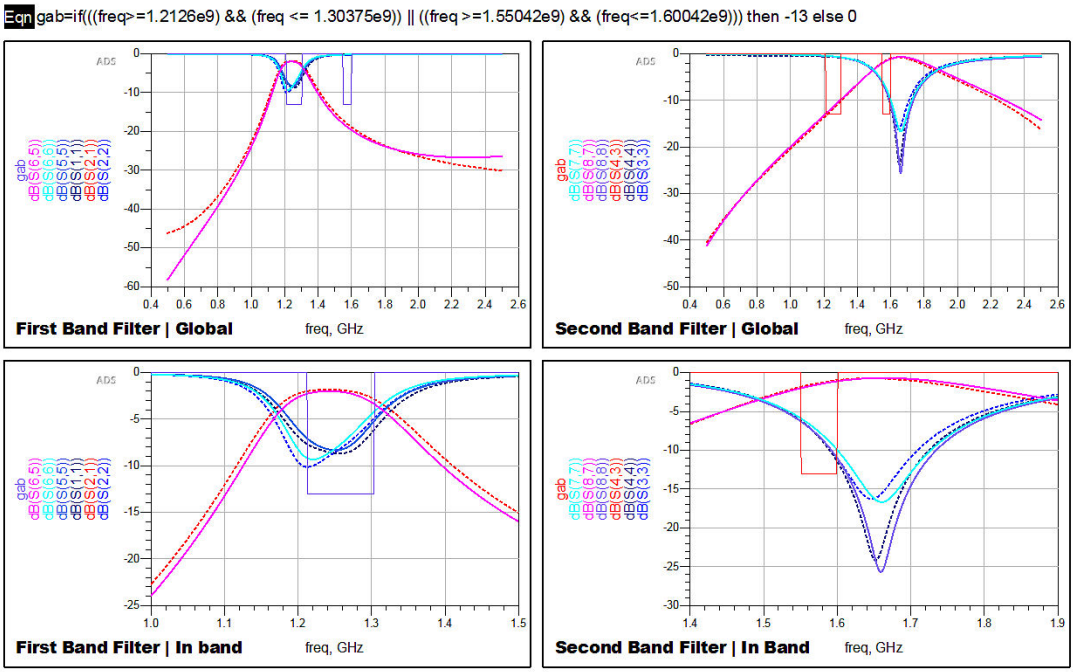


Figure 146 : Comparaison des réponses en paramètres S des modèles circuits et des simulations électromagnétiques.

L'accord présenté entre les modèles circuits et les simulations électromagnétiques est alors tout à fait correct et permet de valider les modèles circuits.

V.1.1.3.3.3. Optimisation du modèle circuit

En partant des paramètres donnés par la synthèse mathématique, une nouvelle optimisation est réalisée à partir d'un modèle circuit global présenté en Figure 147. Notons que nous avons également inséré un modèle du coupleur à partir des données du constructeur.

Les résultats issus de l'optimisation réalisées avec ADS sont présentés en Figure 148. Un comparatif entre les résultats pour l'antenne seule, l'optimisation mathématique et l'optimisation circuit est présenté. Les résultats affichés produisent une bien meilleure concordance entre les simulations et les attentes théoriques. L'optimisation issue du circuit présente tout de même de moins bons résultats :

- Des pertes plus importantes sont rapportées dans chacune des bandes.
- L'efficacité varie plus fortement dans les bandes. Cela implique de moins bonnes efficacités en bord de bande.

Néanmoins, les résultats sont bien meilleurs que lors de l'essai précédent et permettent de valider la méthode développée ainsi que le circuit déployé.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

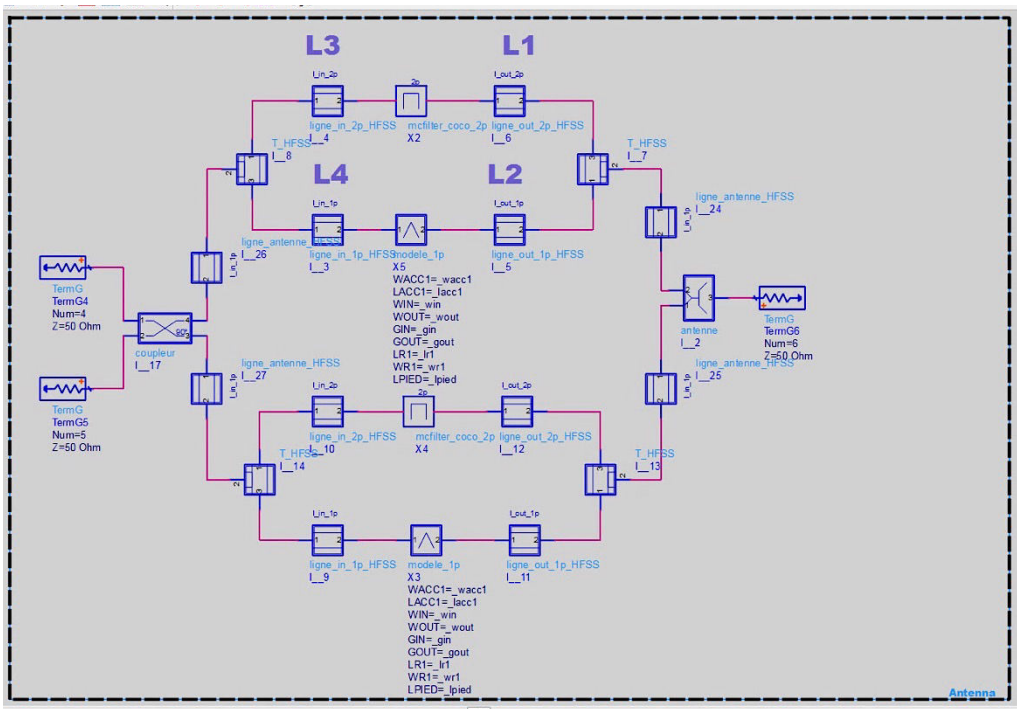


Figure 147 : Circuit complet employé pour l'optimisation du système d'adaptation.

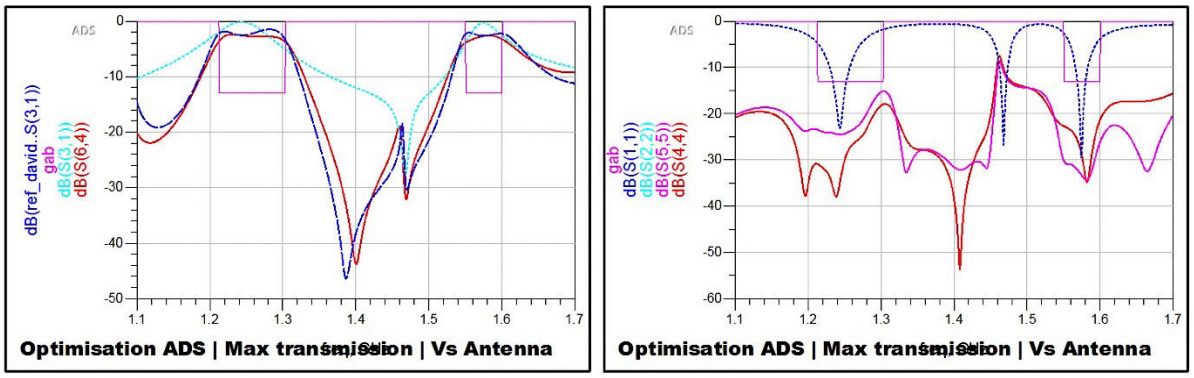


Figure 148 : Résultats issus de l'optimisation ADS. À gauche, comparaison de l'efficacité obtenue (rouge) par rapport à l'antenne seule (cyan) et à l'optimisation mathématique (bleu). À droite, les réflexions obtenues sur les ports d'alimentation par rapport à l'antenne seule (bleu).

Il ne nous reste à présent plus qu'à simuler, à l'aide d'un solveur électromagnétique, les modèles définis par le circuit optimisé à l'aide du logiciel ANSYS HFSS. Comme le montre la Figure 149, le circuit test se simplifie énormément car l'ensemble des lignes et des filtres sont compris dans la simulation (cf. Figure 141).

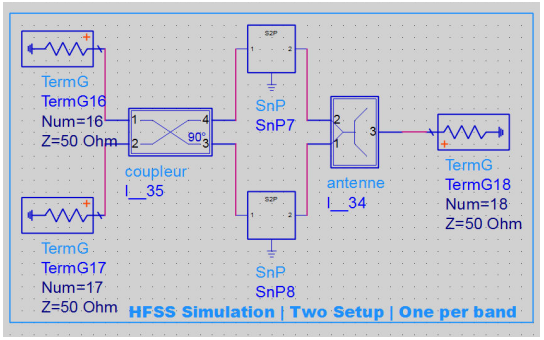


Figure 149 : Circuit permettant de tester les simulations électromagnétiques.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Les résultats obtenus pour ces simulations sont exposés en Figure 150. Un bon accord entre l'optimisation ADS et les simulations est trouvé ce qui valide le passage à l'étape de conception électromagnétique du filtre d'adaptation.

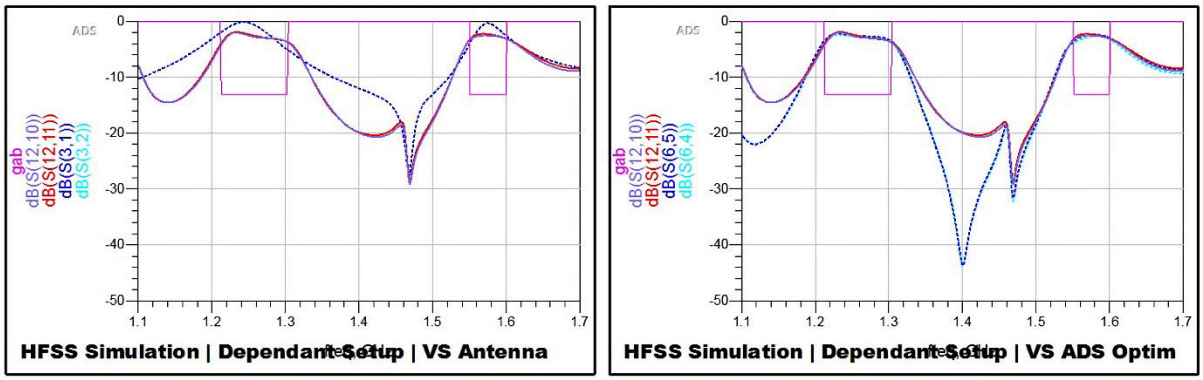


Figure 150 : Efficacités obtenues avec les simulations électromagnétiques : par rapport à l'antenne seule (à droite), par rapport à l'optimisation ADS (à gauche).

V.1.1.3.4. Modèle électromagnétique

À partir des paramètres définis avec le logiciel circuit ADS, nous avons réalisé un modèle conçu pour venir se fixer sur un des deux ports de l'antenne. Il est mis en avant dans la Figure 151.

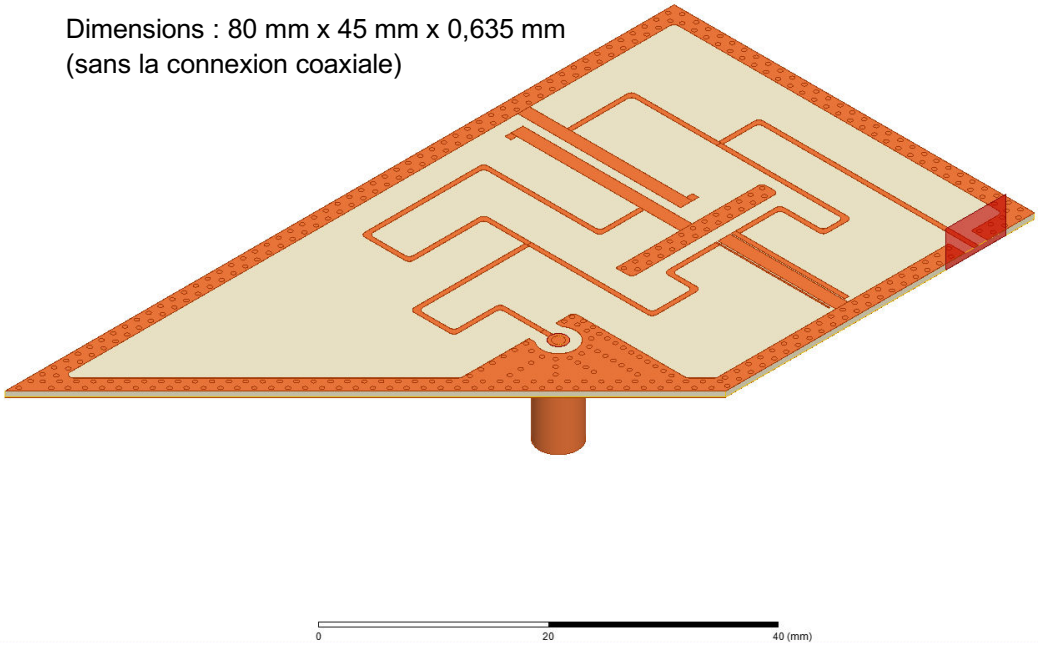


Figure 151 : Modèle électromagnétique des filtres d'adaptation conçus pour se brancher sur un seul port de l'antenne.

Afin de prendre en compte d'éventuels couplages parasites entre les deux circuits dans le cas de l'alimentation des deux ports de l'antenne, un nouveau modèle est conçu, prévoyant cette situation.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Dimensions : 80 mm x 80 mm x 0,635 mm

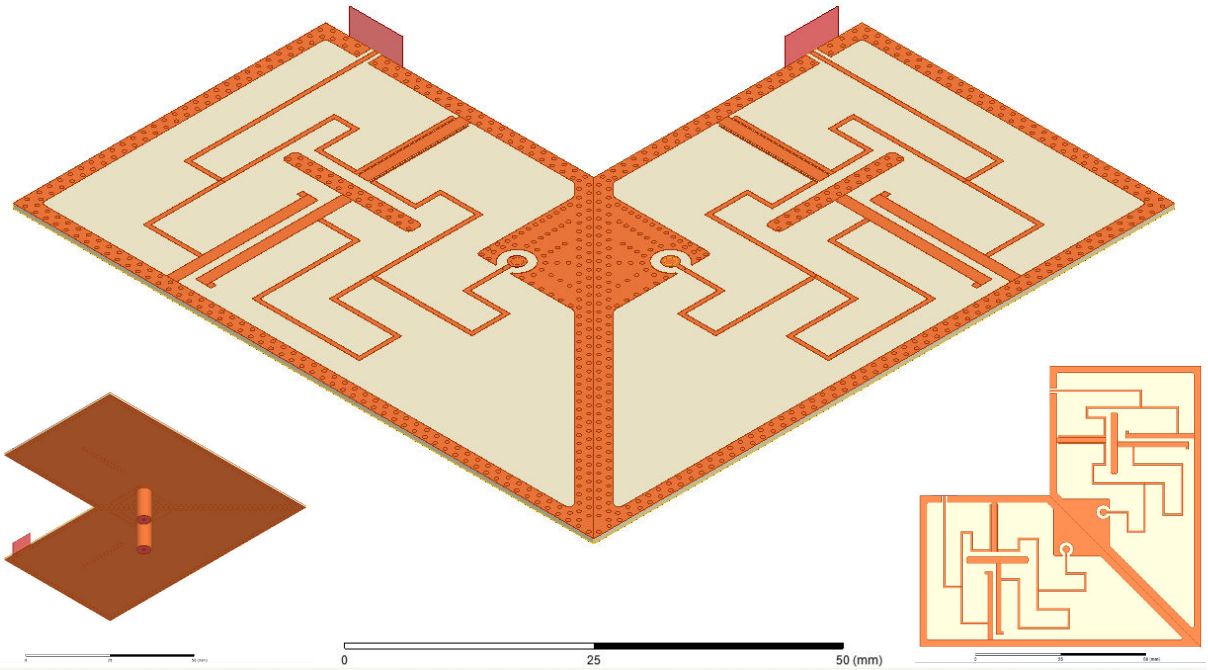


Figure 152 : Modèle électromagnétique des filtres d'adaptation conçu pour alimenter l'ensemble des ports de l'antenne.

La réponse produite par ce modèle est reportée en Figure 153. Les simulations montrent ici une très bonne isolation d'environ 70 dB entre les deux circuits.

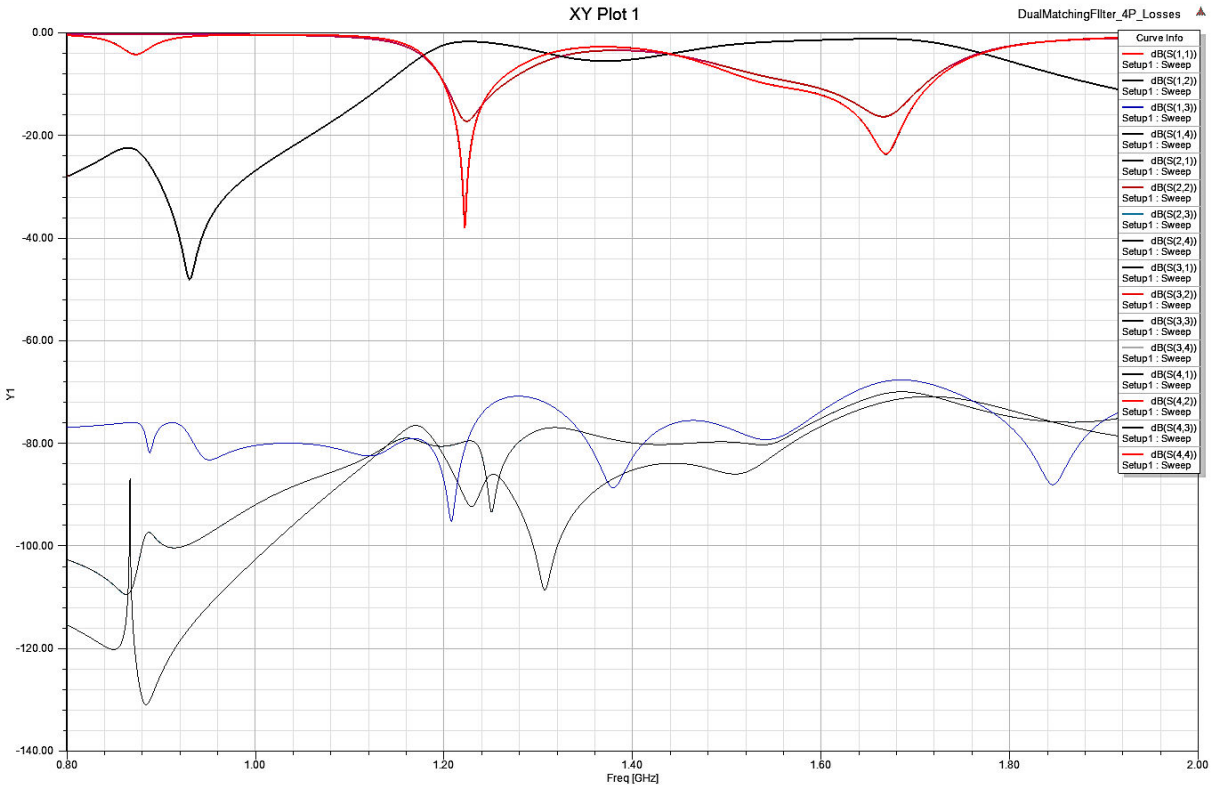


Figure 153 : Réponse en paramètres S du modèle électromagnétique affiché en Figure 152.

La dernière étape reste de prévoir l'intégration du coupleur CMS. À l'aide des données techniques du constructeur, un modèle représentant le coupleur est créé et le circuit d'accueil

Licence CC BY-NC-ND 3.0

est modélisé puis ajouté aux filtres d'adaptation. Ce modèle final prêt à la fabrication est exposé en Figure 154.

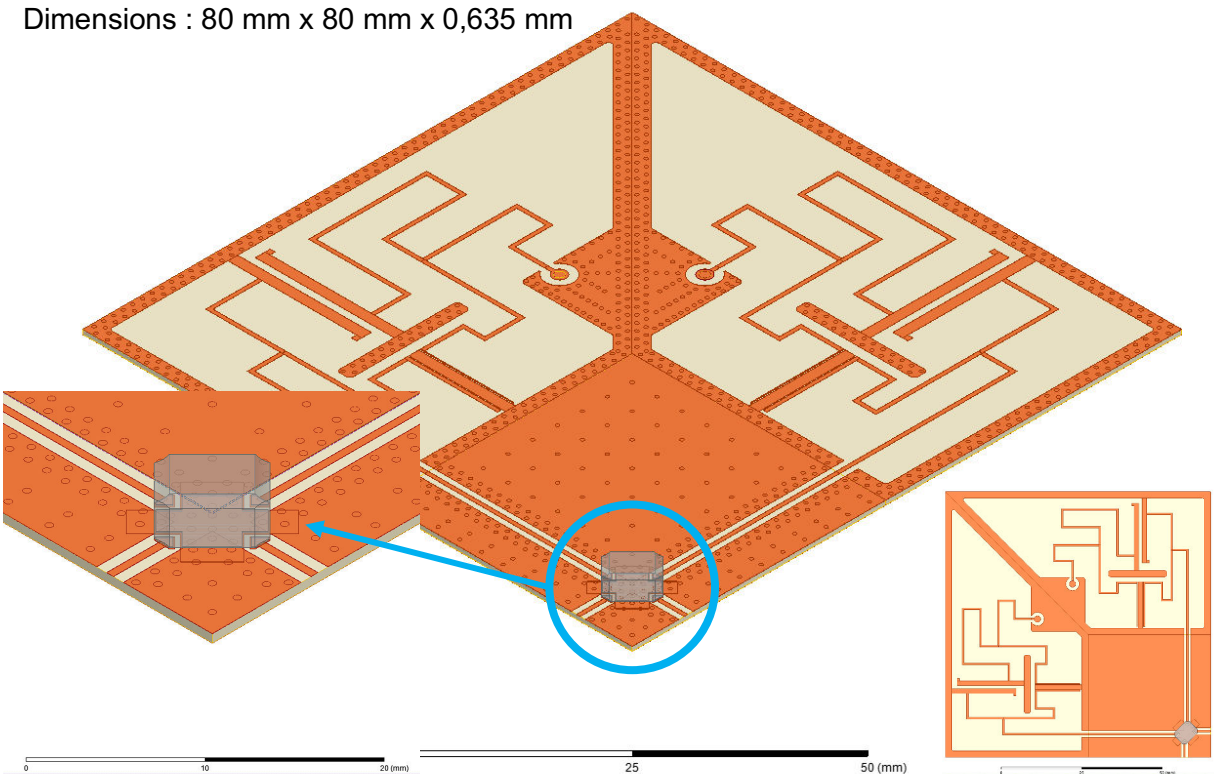


Figure 154 : Modèle électromagnétique comprenant les filtres d'adaptation et le circut d'accueil du coupleur CMS.

V.1.1.4. Résultats d'adaptation

À partir du modèle de la Figure 152, nous avons procédé à une simulation de l'ensemble des filtres reliés aux ports de l'antenne. Un modèle a été conçu pour le logiciel CST et chaîné au modèle de l'antenne avec un seul élément rayonnant. Le coupleur est intégré à la simulation par un modèle circuit dans le logiciel CST. La simulation globale est effectuée avec le logiciel CST et les résultats de cette simulation pour l'efficacité totale de rayonnement de l'antenne sont reportés en Figure 155.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

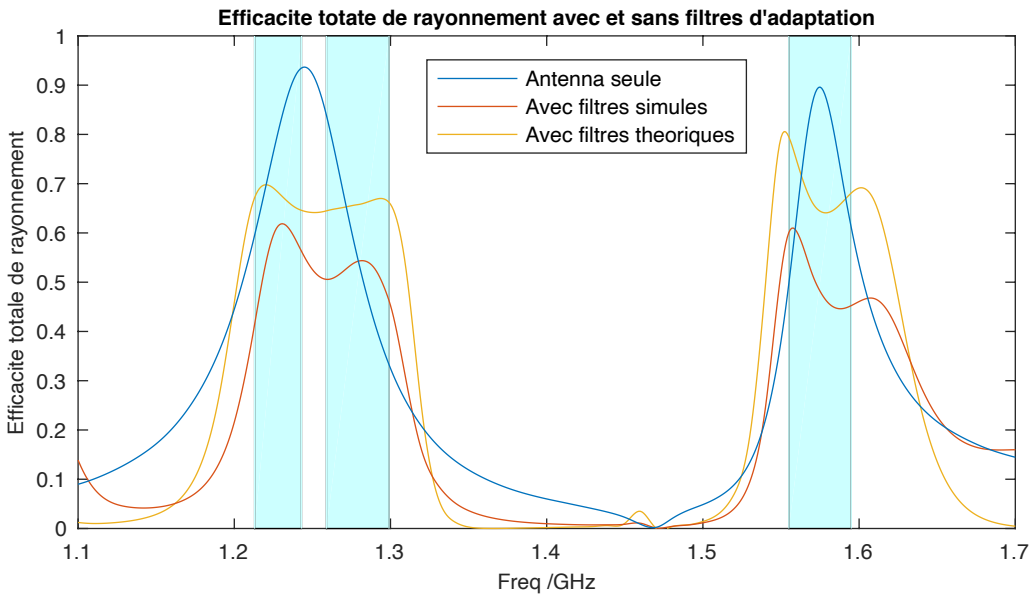


Figure 155 : Efficacité totale de rayonnement simulée pour l'antenne seule (bleu), avec les filtres réalisés par la synthèse mathématique et avec le modèle électromagnétique des filtres d'adaptation (rouge) sur chacune des trois bandes utiles (cyan).

Ces résultats décevants sont traités plus précisément et les données en ressortant sont détaillées en Figure 156, en Figure 157 et en Figure 158.

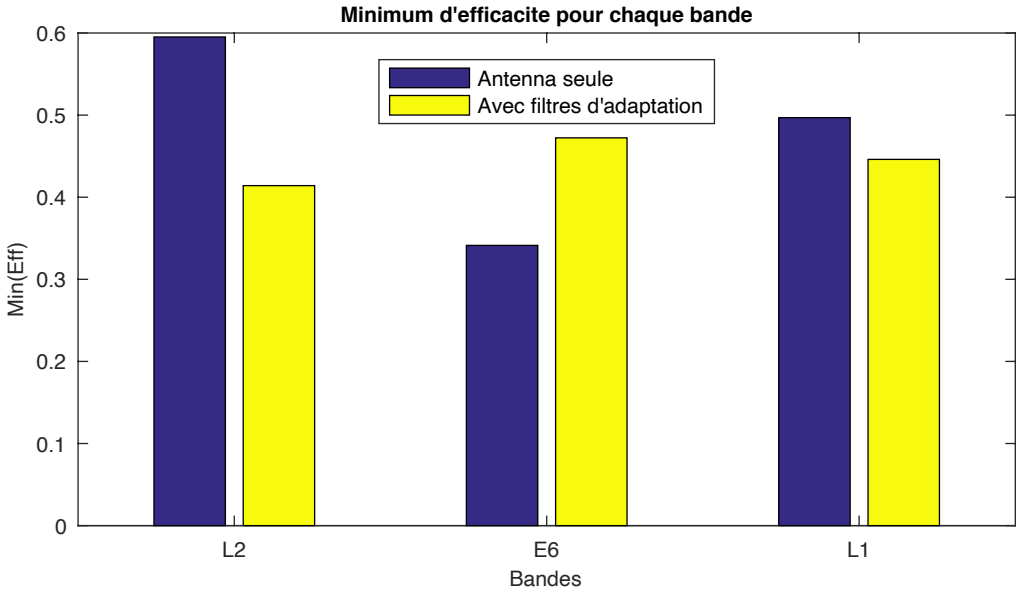


Figure 156 : Efficacité minimum pour chaque bande utile avec et sans filtres d'adaptation.

Cette première analyse montre que le critère de base que nous nous étions fixés pour cette optimisation a été respecté. En effet, l'objectif initial était de maximiser le minimum d'efficacité de l'antenne. Ce minimum d'efficacité se situait dans la bande E6 où l'efficacité était d'environ 34 %. Après ajout des filtres d'adaptation, cette efficacité est portée à environ 47 %. Le but premier a donc bien été respecté. En revanche, les deux analyses suivantes dressent un portrait un peu plus noir de la situation.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

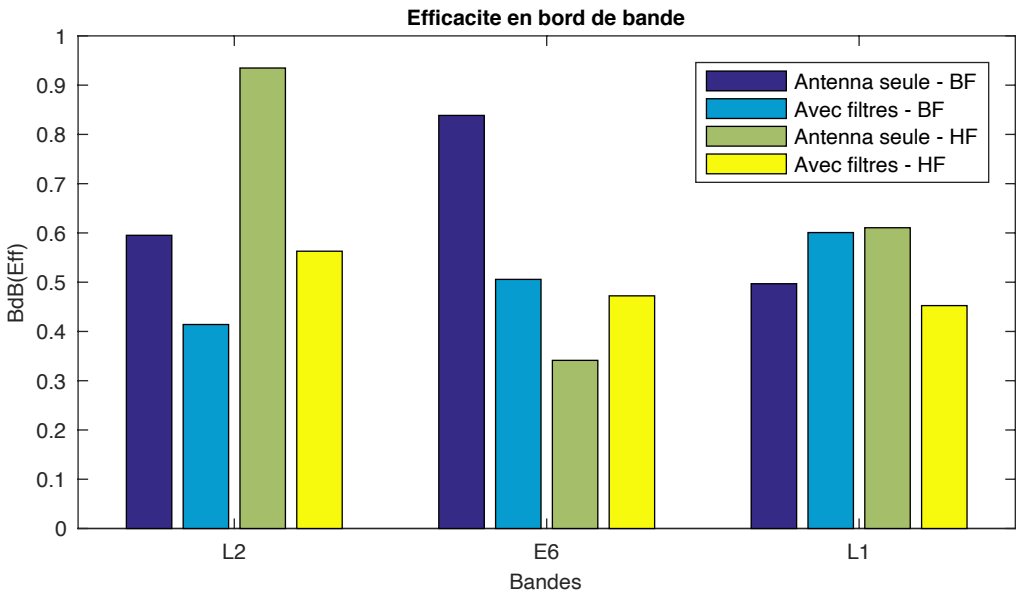


Figure 157 : Efficacité minimum en bord de bande pour chaque bande utile avec et sans filtres d'adaptation.

Cette analyse présente l'efficacité à la fréquence la plus basse (BF) et à la fréquence la plus élevée (HF) de chaque bande. Elle montre que l'efficacité a été améliorée dans les hautes fréquences de la bande E6 (de 34 % à 47 %) et dans les basses fréquences de la bande L1 (de 50 % à 60 %). En revanche, en moyenne, l'antenne a vu son efficacité réduite. Nous pouvons noter de fortes diminutions et notamment dans les hautes fréquences de la bande L2 où l'efficacité passe de 93 % à 56 %.

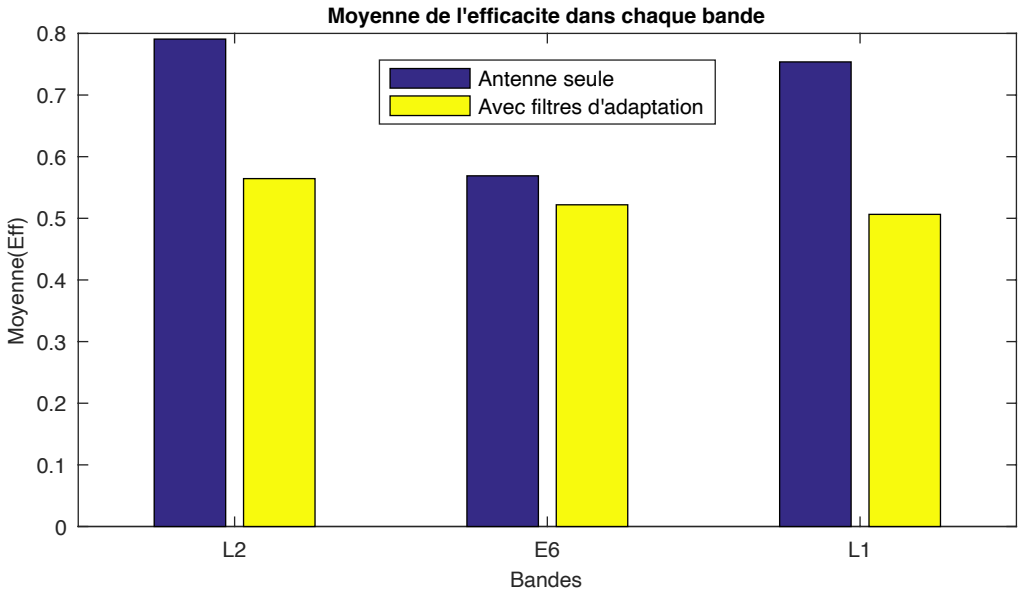


Figure 158 : Valeur moyenne de l'efficacité dans chacune des bandes utiles avec et sans filtres d'adaptation.

La Figure 158 illustre le défaut qui ressort de notre méthode avec le modèle simulé. En effet, même si les valeurs les plus faibles de l'efficacité sont améliorées, au final l'efficacité moyenne dans les bandes s'est retrouvée dégradée.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Finalement, après établissement du modèle final des filtres d'adaptation, nous avons démontré qu'il était possible d'accomplir notre objectif, à savoir maximiser le minimum d'efficacité dans l'ensemble des bandes utiles. Néanmoins, le filtre conçu présente beaucoup plus de pertes que prévu initialement. Plusieurs origines peuvent alors être mise en cause (pertes dans les matériaux, dispersions dans les lignes, etc.) mais ces erreurs ne devraient impacter que le modèle mathématique créé en amont de l'ensemble des simulations faites autour de ce dispositif. En l'occurrence, lors de la synthèse mathématique les lignes avaient été simulées avec un paramètre de propagation ne comprenant pas de partie réelle soit l'affaiblissement linéique de la ligne. Toutefois, même si chaque partie de la chaîne a été étudié séparément en simulation, dans le modèle final, nous sommes en présence d'une source de pertes qui n'a pas été identifiée. Les pertes par rayonnement pourraient être mise en cause puisque les lignes ont été simulées dans des espaces plus confinés que le modèle complet mais des rétro-simulations ont permis de montrer que les pertes par rayonnement sur l'ensemble des lignes étaient insuffisantes pour être, à elles seules, responsables des pertes observées. Une légère désadaptation peut également être à l'origine de cette perte d'efficacité mais nous n'avons pour l'instant pas déterminé les causes d'erreur de manière probante.

Malgré ces points négatifs, le filtre réalisé présente des performances tout à fait honorables. Nous l'avons précisé à plusieurs reprises, l'efficacité minimale a bien été améliorée. De plus, l'efficacité dans les bandes est plus constante qu'auparavant ce qui permet d'avoir une meilleure pondération du signal sur l'ensemble des bandes. Pour terminer, l'influence de ces filtres d'adaptation sur la sélectivité de l'ensemble s'accompagne d'un relâchement sur les spécifications du filtre résiduel. La méthode développée ici est donc prometteuse et mériterait de plus amples analyses.

V.1.1.5. Prototype et mesures

À l'heure où ces lignes sont écrites, un prototype d'antenne à un élément rayonnant accompagné de son filtre d'adaptation a été conçu. Les mesures d'efficacité sont en cours et seront présentées lors de la soutenance et rapportées dans ce manuscrit lors de la phase de corrections.

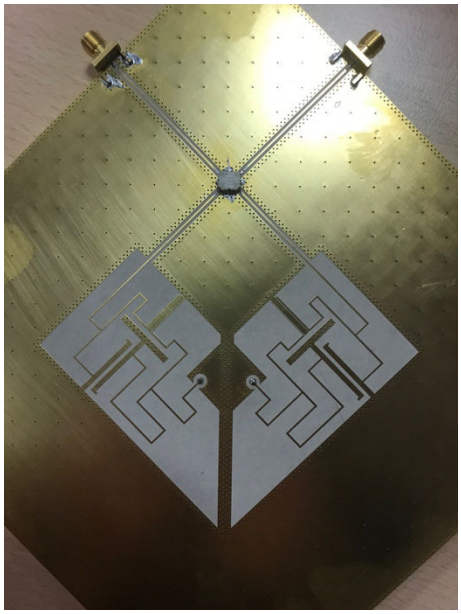


Figure 159 : Face arrière du prototype conçu et en cours de mesure.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

V.1.2. Adaptation de l'antenne réseau

V.1.2.1. Antenne réseau

L'antenne réseau a été mise au point par F.Torres en parallèle de cette conception conjointe.

L'élément rayonnant seul a été intégré dans un réseau de quatre éléments. La faible taille allouée au réseau (16 cm de côté) par rapport à l'encombrement d'une antenne (5,7 cm de côté) a conduit à la création de couplages extrêmement importants et bien loin des spécifications du cahier des charges. Ces derniers, aidés par la taille réduite du plan de masse, viennent fortement dégrader les taux d'ellipticité. De plus, ils sont plus que préjudiciables à la formation de faisceau et au pointage agile. Plusieurs techniques ont alors été testées pour solutionner le problème :

- Gap d'air entre les éléments.
- Murs métalliques.
- Position ou orientation des éléments.

Cependant, ces solutions ne se sont pas révélées probantes. En effet, le couplage entre les antennes se fait surtout par rayonnement. Ainsi, toutes les solutions agissant sur le substrat (gaps d'air, murs métalliques) sont inefficaces. L'éloignement des antennes les unes des autres n'apporte pas de meilleures options puisque la légère diminution du couplage obtenue s'accompagne d'une dégradation importante du taux d'ellipticité. Le réseau s'est finalement stabilisé dans la configuration reportée en Figure 160 qui présente le meilleur compromis que nous avons trouvé.

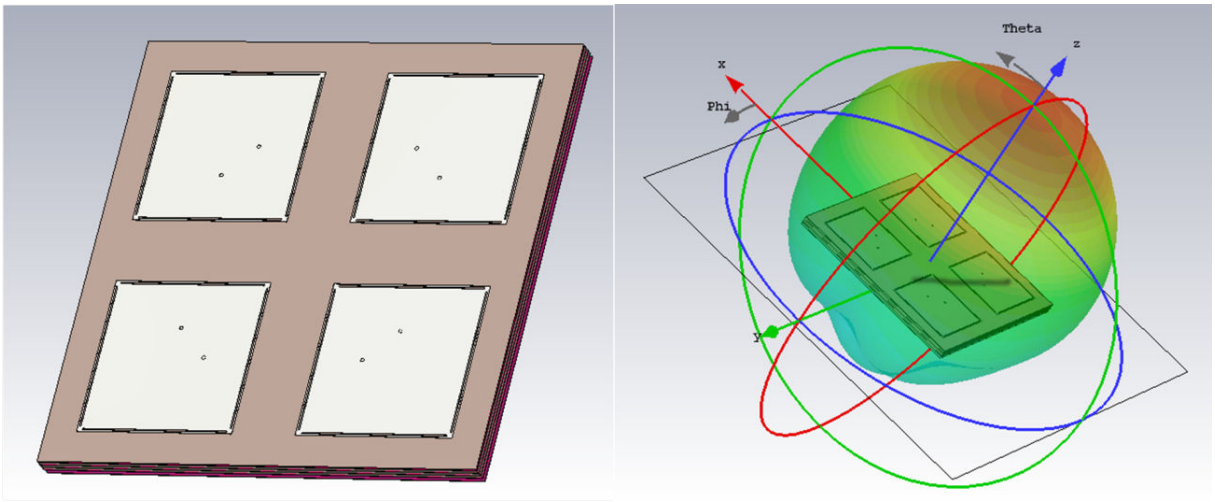


Figure 160 : Captures d'écran du logiciel de simulation électromagnétique CST. Forme finale du réseau de quatre éléments à gauche et formation d'un lobe de rayonnement dans l'axe à droite.

Le couplage entre accès reste important (jusqu'à -10 dB à certaines fréquences) mais il ne se ressent pas au niveau système grâce aux coupleurs d'alimentation. Malgré ce couplage et un plan de masse réduit, le taux d'ellipticité reste dans les spécifications imposées par le cahier des charges.

V.1.2.2. Application du modèle précédemment développé

Avant d'effectuer une nouvelle série de synthèse pour réaliser un nouveau filtre d'adaptation, nous avons testé le modèle développé dans la partie V.1.1. Un fichier à 9 ports a été mis en

Licence CC BY-NC-ND 3.0

place afin d'analyser l'influence des filtres d'adaptations précédemment développés sur l'efficacité du réseau.

Un circuit a été développé où nous mettons en place l'ensemble des éléments nécessaire à la simulation du réseau (cf. Figure 161) :

- Des transitions de l'accès coaxial vers une ligne coplanaire.
- Les fichiers des filtres d'adaptation (qui correspondent ici à la réponse mathématique idéale).
- Le coupleur CMS commercial.
- Un déphasage de 90° entre chacun des accès de l'antenne.

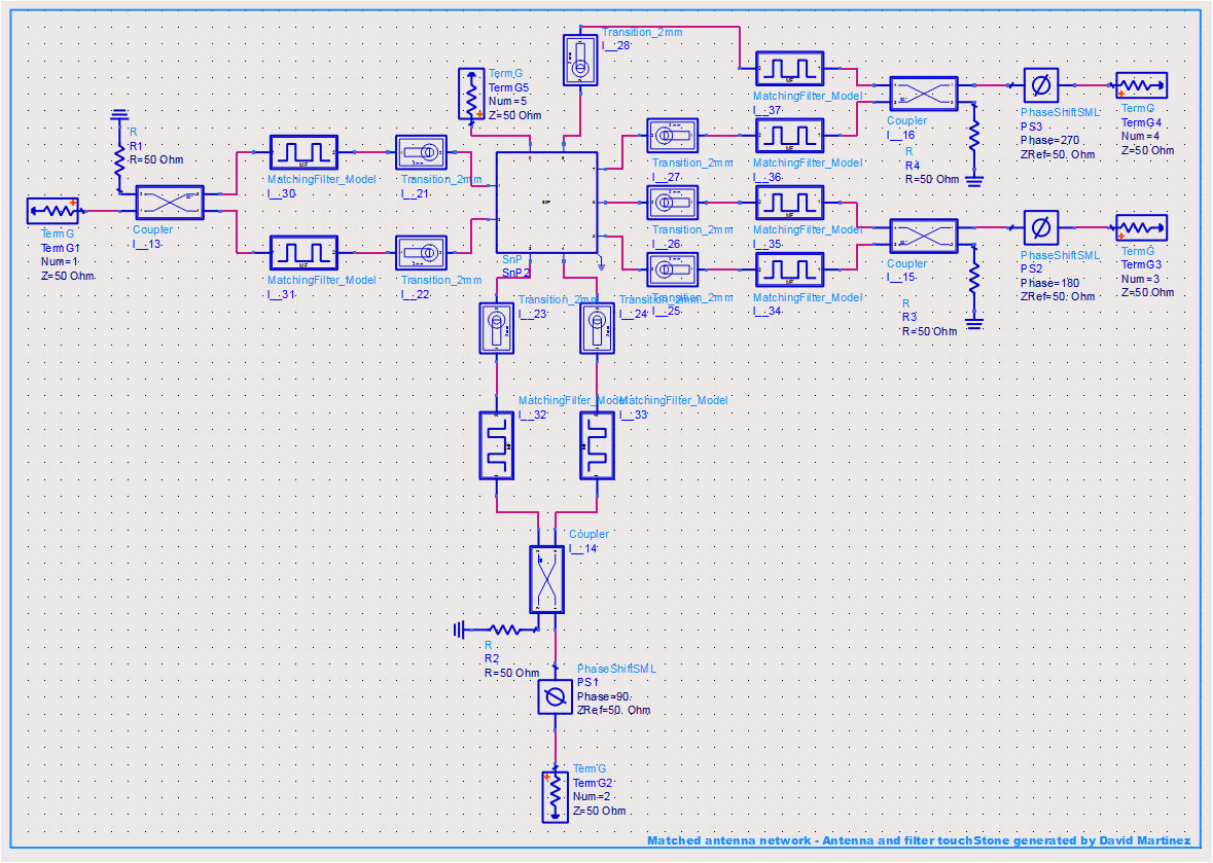


Figure 161 : Circuit permettant d'observer l'influence des filtres d'adaptation précédemment développés sur l'efficacité du réseau d'antenne.

Les résultats obtenus pour ce circuit, présentés en Figure 162, montrent que le dispositif précédemment conçu n'est plus du tout adapté au cas présent. Les couplages entre les différents éléments du réseau sont trop forts pour que l'on puisse réadapter le modèle précédemment établi. Une nouvelle phase de synthèse mathématique et d'optimisation va donc être effectuée afin de trouver une solution adaptée.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

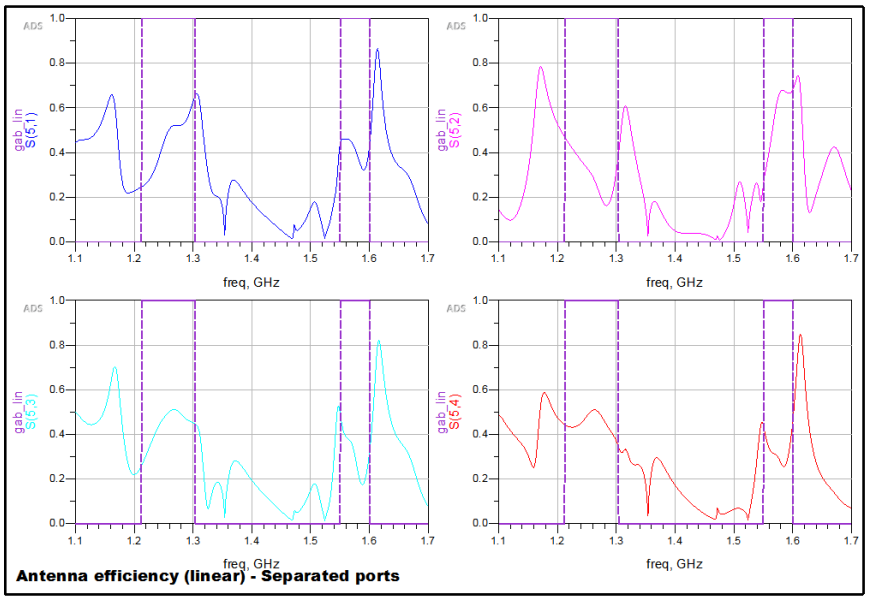


Figure 162 : Efficacité sur tous les ports de l'antenne réseau lorsqu'elle est chaînée avec le filtre d'adaptation pour l'élément rayonnant seul.

V.1.2.3. Nouvelle solution de filtrage adaptatif

Lors d'une synthèse mathématique, David Martìnez a mis en évidence que la solution optimale était de venir chaîner une fonction présentant 1 pôle et 1 zéro de transmission à chaque accès du réseau d'antennes.

Plusieurs modèles de circuits électriques équivalents ont été proposés et nous avons choisi celui qui possédait des éléments localisés permettant leur remplacement par des composants à monter en surface afin de gagner encore en compacité.

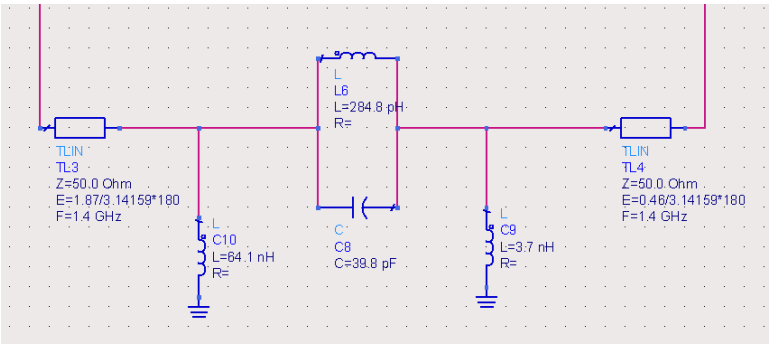


Figure 163 : Circuit électrique équivalent pour effectuer la fonction 1 pôle et 1 zéro.

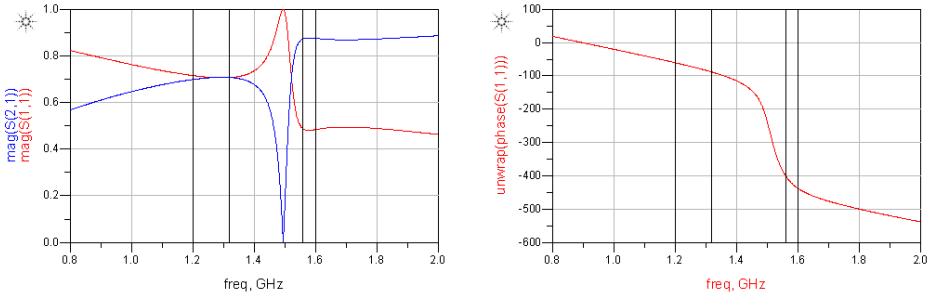


Figure 164 : Réponse associée à ce circuit électrique équivalent.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Les fichiers de filtres issus de cette synthèse montrent des résultats très encourageant puisque, comme le rapporte la Figure 165 avec des courbes issues de simulations CST, une amélioration de l'ordre de 20 % de l'efficacité est attendue.

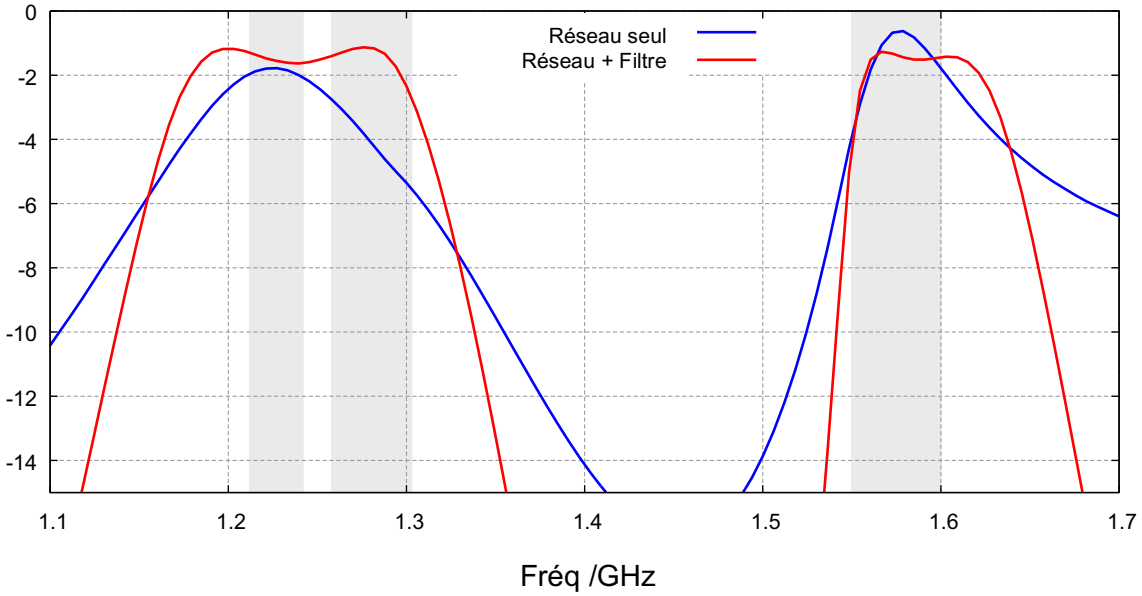


Figure 165 : Comparaison des efficacités simulées pour le réseau seul et avec le filtre d'adaptation.

V.1.2.4. Conception du filtre

La conception de ce filtre a été intégralement prise en main par Aurélien Périgaud. Un modèle physique a été établit avec le logiciel Momentum (qui fait partie de la suite ADS) et dont le plan est reporté en Figure 166. Ce circuit est constitué d'un résonateur quart d'onde et d'une inductance localisée tous deux reliés à une ligne de transmission principale.

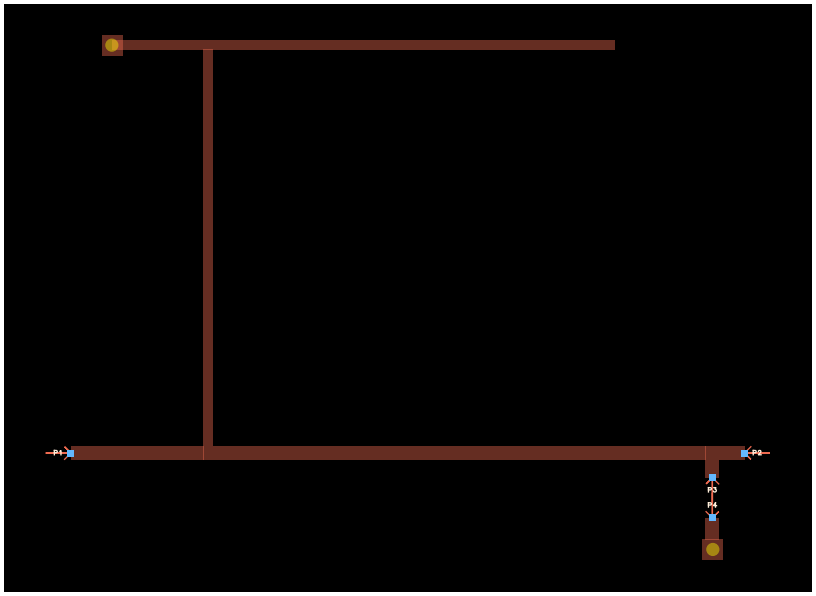


Figure 166 : Plan du circuit réalisé sous Momentum permettant d'implémenter la fonction de filtrage 1 pôle et 1 zéro.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Cette simulation est ensuite définie comme un sous-élément et intégrée à une chaîne permettant de simuler le circuit d'alimentation d'un port du réseau d'antenne (cf. Figure 167). L'inductance localisée est également implémentée à cet étage.

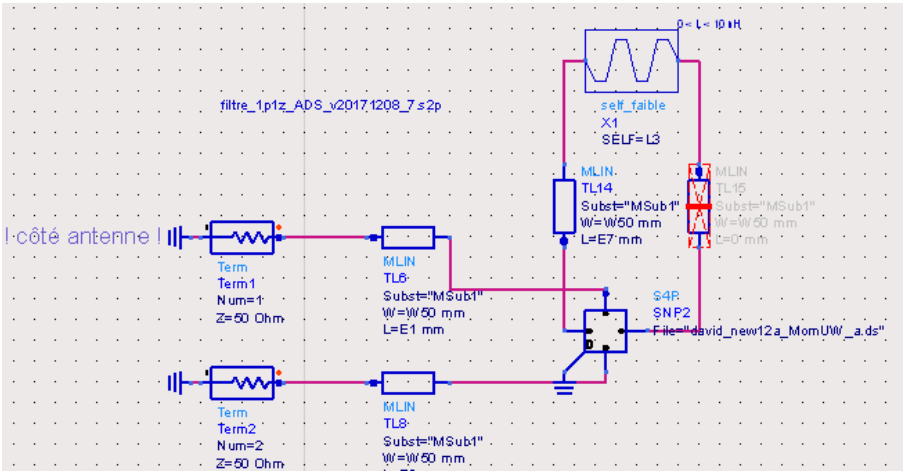


Figure 167 : Modèle permettant d'intégrer le filtre 1 pôle 1 zéro dans le circuit d'alimentation d'un des ports du réseau d'antennes.

Les résultats de cette simulation sont comparés aux premières synthèses. Des divergences dues à la disparité des modèles apparaissent et sont rapportées en Figure 168.

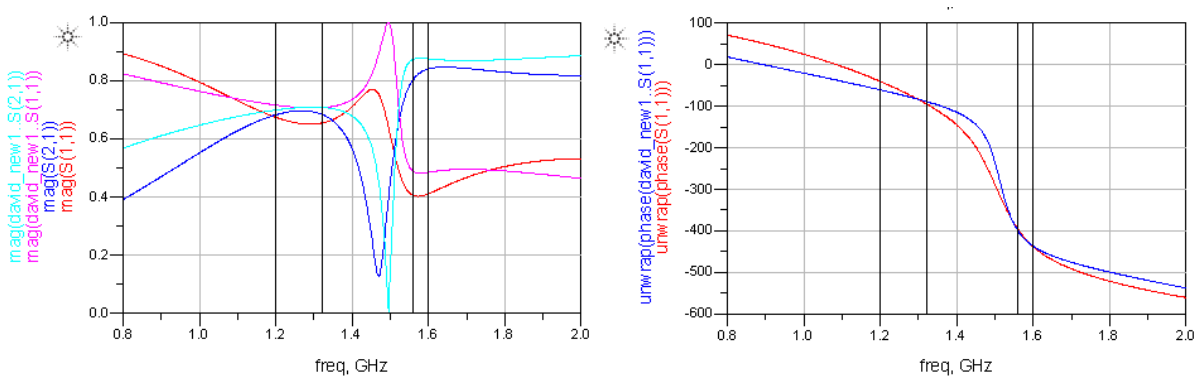


Figure 168 : Comparaison entre les résultats issus de la synthèse et du modèle circuit ADS.

Les résultats extraits de ce modèle ADS sont ensuite intégrés au logiciel CST afin de rendre compte de son influence sur l'efficacité de l'antenne. Un graphe comparatif des différentes efficacités est fourni en Figure 169.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

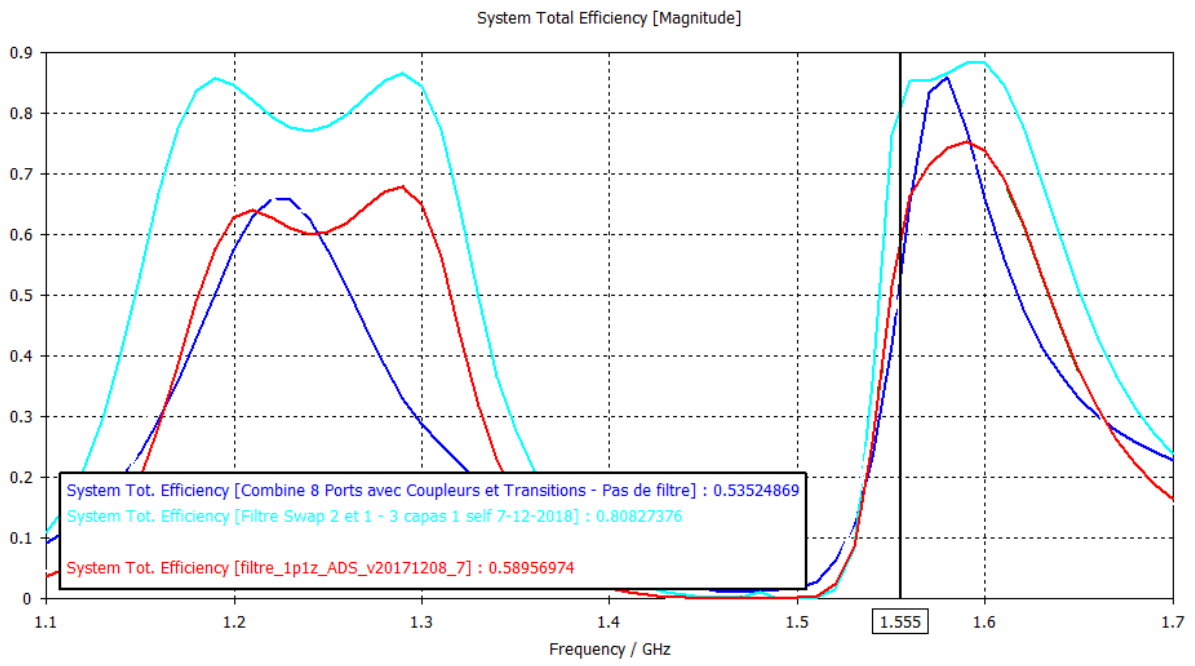


Figure 169 : Graphe comparatif des différentes efficacités simulées : avec le réseau seul (bleu), avec les fichiers issus de la synthèse mathématique (cyan), avec les fichiers issus du modèle ADS (rouge).

L'efficacité obtenue, lorsque nous chaînons les réponses issues du logiciel ADS, est bien moins accentuée que celle présentée par la synthèse mathématique. Néanmoins, l'efficacité minimum affichée dans l'intégralité des bandes est au minimum d'environ 58 % contre 25 % dans le cas du réseau seul ce qui présente déjà une nette amélioration.

V.1.2.5. Prototype et mesure

Tout comme pour l'élément rayonnant seul adapté, un prototype a été conçu et est en cours de mesure. Les résultats de ces mesures seront présentés lors de la soutenance et rapportés dans ce manuscrit lors de la phase de corrections.

V.2. Filtre résiduel associé à un amplificateur faible bruit (LNA) filtrant

Nous avons également appliqué cette approche de conception conjointe aux éléments situés en aval du coupleur. L'amplificateur faible bruit prendrait alors en charge une partie de la fonction de filtrage à l'aide d'éléments localisés.

V.2.1. LNA filtrant

Ce composant a été conçu par Mohammed Adnan Addou dans le cadre de sa thèse. Après sa soutenance, c'est Julien Lintignat qui s'est chargé de l'interfaçage et des mesures du filtre résiduel et de l'amplificateur.

L'architecture du LNA filtrant comporte une section de filtrage transversal à interférences entre deux chemins, voir Figure 170.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

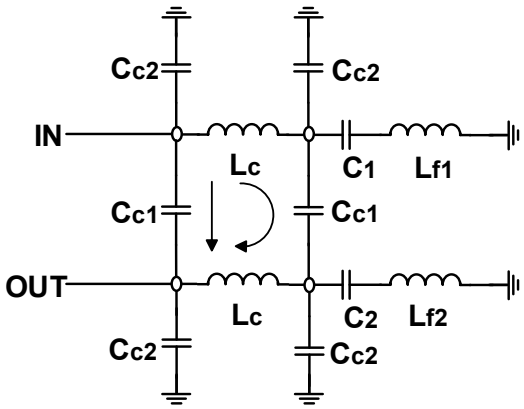


Figure 170 : Topologie de la section de filtrage transversale.

Elle repose sur un coupleur de puissance en quadrature utilisé en réflexion et permet d'obtenir une fonction de filtrage bi-bande en technologie intégrée avec de fortes réjections hors bande grâce à la génération de zéros de transmissions. Ces zéros sont obtenus à l'aide de combinaisons de signaux constructives et destructives entre les deux chemins électriques de la section de filtrage transversal. De plus, pour compenser les pertes intrinsèques liées à l'implémentation en éléments passifs localisés, deux inductances compensées activement par l'utilisation de transistors (Lf1 et Lf2) sont intégrées dans les charges des voies directes du coupleur. L'étage d'amplification est basé sur un simple étage à émetteur commun. Ce circuit a été conçu et réalisé avec le procédé BiCMOS SiGe.C QUBIC4XI 0,25 µm de NXP semi-conducteurs. La puce réalisée est exposée en Figure 171.

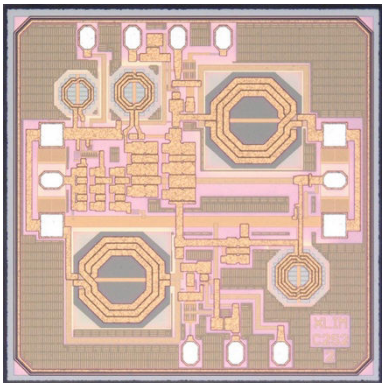


Figure 171 : Photographie du circuit réalisé.

L'amplificateur opère dans les deux bandes de l'application (1215-1300 MHz et 1559-1610 MHz). Le gain réalisé est de 14 dB et le facteur de bruit est inférieur à 2 dB dans chacune des bandes utiles (voir Figure 172). La consommation électrique est de 18 mW et sa superficie et de 0,99 x 0,99 mm^2.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

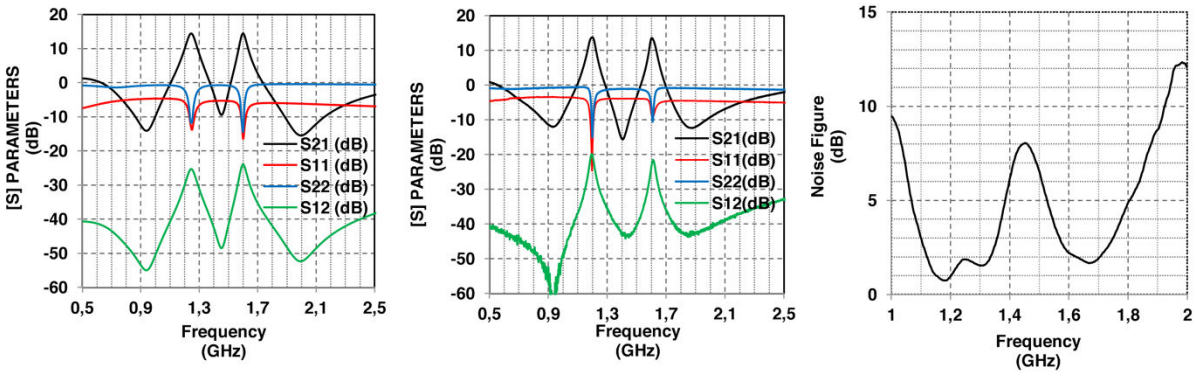


Figure 172 : Réponses en paramètres S issues de la simulation (à gauche), issues des mesures (au milieu) et facteur de bruit mesuré (à droite).

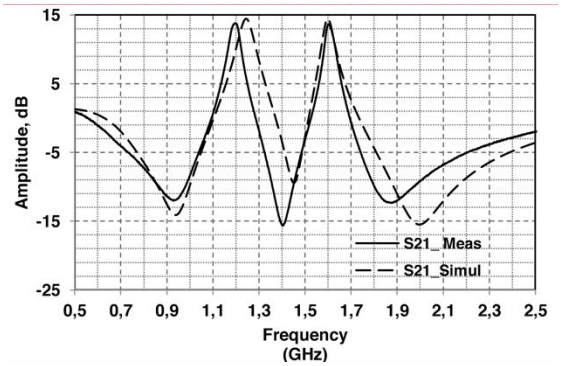


Figure 173 : Superposition des deux courbes (simulation et mesure) du coefficient de transmission S_{21}.

La Figure 173 présente une superposition des courbes de mesure et de simulation du coefficient S_{21}. Un décalage fréquentiel peut être constaté par rapport aux simulations. Ce décalage s'explique par le fait qu'une simulation électromagnétique de la totalité de la pièce n'a pas été effectuée. Ainsi un couplage parasite d'une des inductances et du reste du circuit n'a pas été anticipé ; il est affiché en Figure 174. C'est ce couplage qui est à l'origine du décalage observé. Ce paramètre a été corrigé afin que les prochaines fabrications ne présentent plus ce défaut.

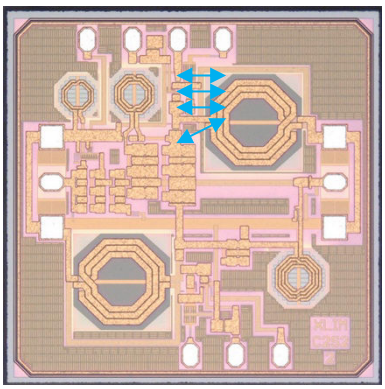


Figure 174 : Zone de la puce mise en cause dans le cadre du couplage parasite.

V.2.2. Filtre résiduel

À présent qu'un amplificateur faible bruit filtrant a été conçu et mesuré, nous allons pouvoir observer le relâchement qui a lieu au niveau du filtre résiduel. En effet, le filtrage fréquentiel

Licence CC BY-NC-ND 3.0

rapporté par le LNA, va venir s'ajouter à celui de l'antenne et permettre de simplifier la fonction de filtrage résiduelle. Deux effets bénéfiques en découlent alors :

- D'une part, la simplification de la fonction de filtrage permettra de réduire la complexité de conception du filtre.
- D'autre part, si le filtre dispose d'un nombre de résonateur moins élevé, il occupera une aire moins grande et donc gagnera en compacité.

V.2.2.1. Évolution du gabarit de filtrage

Les analyses préliminaires montrent qu'une fonction de filtrage présentant 6 pôles et 2 zéros de transmission suffit à présent à répondre au gabarit de filtrage. En effet, les analyses systèmes réalisées par CISTEME (Centre d'Innovation et de Transfert Technologique local, partenaire du projet) ont permis de montrer l'impact de l'antenne et du LNA filtrant sur ce gabarit.

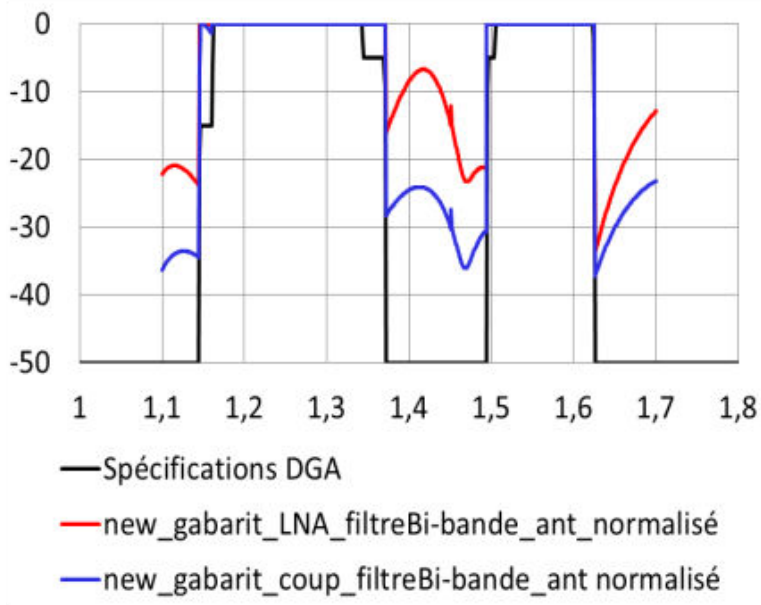


Figure 175 : Visualisation de l'impact de l'antenne et du LNA filtrant sur le gabarit de filtrage.

La synthèse effectuée à partir de ce nouveau gabarit montre les résultats reportés en Figure 176. Une fonction présentant 6 pôles et 2 zéros de transmission permet donc de répondre aux spécifications du cahier des charges. Nous pouvons remarquer des légers dépassements du gabarit de la fonction dans la première bande. Cependant, ces derniers ne sont que de l'ordre de quelques décibels, ils sont tolérés afin de permettre l'amélioration de l'intégration du dispositif global. En prenant un facteur de qualité référence de 300, cette fonction présente théoriquement des pertes de 1,56 dB dans la première bande (en bord de bande gauche) et de 2,1 dB dans la seconde bande (en bord de bande droite).

Licence CC BY-NC-ND 3.0

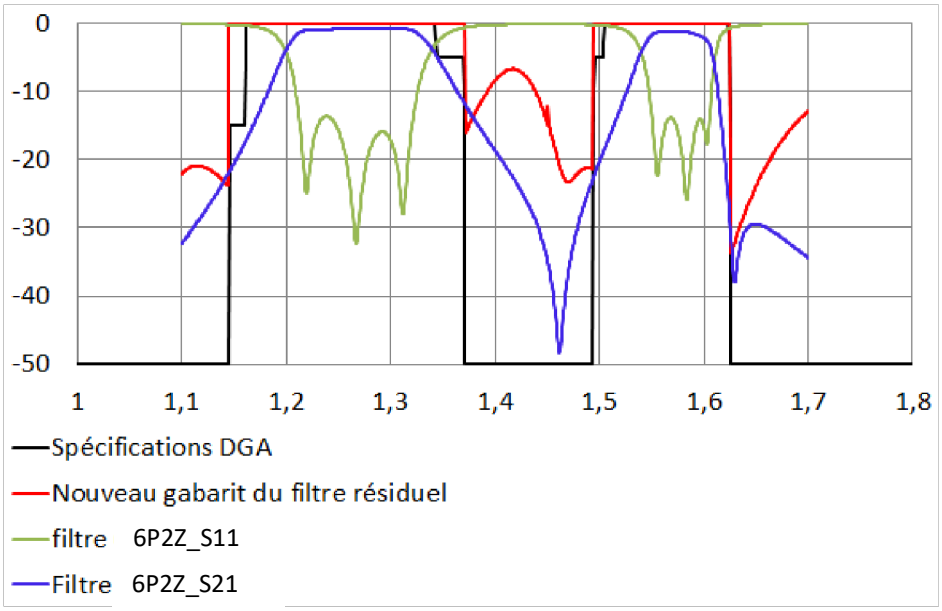


Figure 176 : Fonction de filtrage permettant de répondre au nouveau gabarit.

Une matrice objectif est conçue à partir de ces simulations préliminaires et les premières étapes de conception du filtre sont accomplies (calage en fréquence des résonateurs, étude des couplages asynchrones ou non, etc.). Cependant, afin d'être le plus exact possible, il faut optimiser la fonction de filtrage sur ADS avec le fichier de mesure du LNA filtrant.

V.2.2.2. Optimisation de la fonction de filtrage

Il est possible avec le fichier de mesure du LNA de réaliser un circuit sur ADS qui prend en compte ce dernier afin d'ajuster au mieux les paramètres de notre matrice de couplage.

Nous utilisons alors la fonction « RefNetDesign » de ADS qui nous permet d'utiliser le fichier de mesure du LNA comme un port dans la simulation. Le chaînage complet comprend alors :

- Un port classique qui est considéré comme la sortie du coupleur.
- Le circuit ADS permettant d'obtenir une réponse en paramètres S à partir de la matrice de couplage. Ce circuit est le même que celui utilisé pour l'optimisation des modèles électromagnétiques des filtres présentés au Chapitre II.
- Une ligne de transmission qui permet de prendre en compte le déphasage qui a lieu entre le filtre et le LNA.
- Un port « RefNet » qui permet de considérer le fichier de mesure du LNA comme un port de transmission.

Nous obtenons alors le modèle reporté en Figure 177. L'outil d'optimisation d'ADS est ensuite utilisé pour synthétiser une matrice de couplage qui permet de prendre en compte à la fois le gabarit de filtrage et le fichier de mesure du LNA filtrant. Les résultats obtenus après optimisation de la matrice de couplage idéale sont exposés en Figure 178. La simulation est ici effectuée sans pertes et l'on constate que les débordements de la réponse sur le gabarit de filtrage ont été minimisés.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

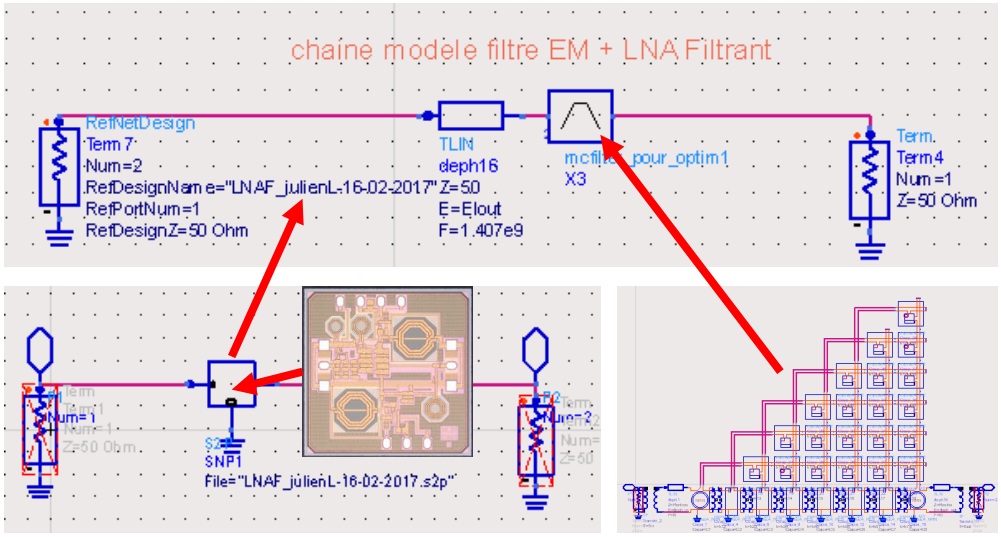


Figure 177 : Modèle conçu pour la co-optimisation de la matrice de couplage.

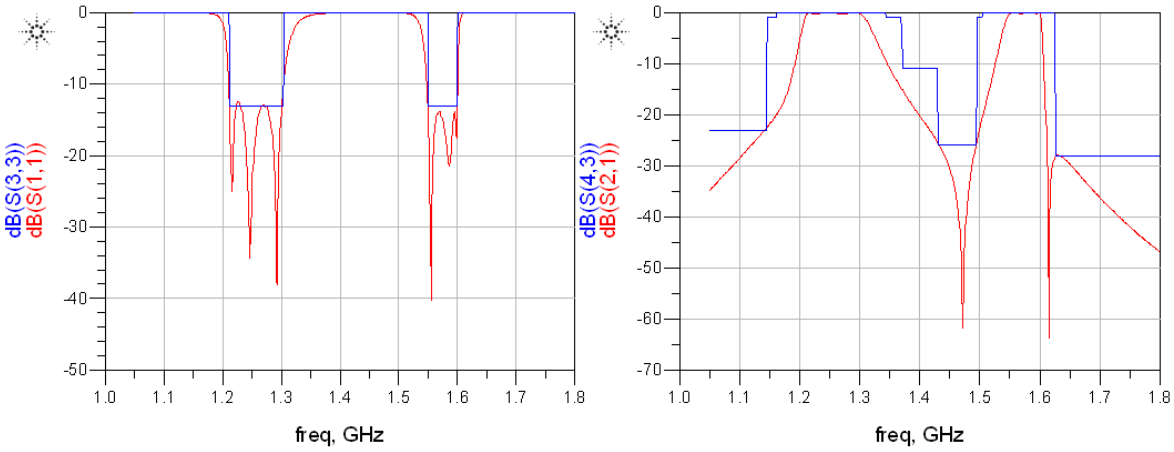


Figure 178 : Réponse en paramètres S de la matrice objectif obtenue à partir de l'optimisation.

V.2.2.3. Solution de filtrage en technologie SIW

Un nouveau filtre est alors conçu et optimisé en reprenant le modèle de résonateur SIW à plot capacitif développés dans le Chapitre III. Les captures d'écran de ce dernier sont reportées en Figure 179. Les dimensions reportées montrent que, dans le cadre de cette conception conjointe, l'aire occupée par le dispositif de filtrage a été réduite d'environ 40 %. Les problématiques présentées précédemment pour le filtre 10 pôles 4 zéros en technologie semi-volumique s'appliquent également à ce dispositif. Il a été prévu un emplacement pour la puce du LNA, mais elle n'est pas prise en compte dans les simulations électromagnétique. Les réponses en paramètres S de ce dispositif à l'issue de l'optimisation sur ADS prenant en compte les simulations électromagnétiques sont exposées en Figure 180. L 'adaptation présentée est un peu moins bonne que prévue notamment dans la seconde bande. Ce modèle permet d'appréhender l'influence des pertes sur la réponse et c'est maintenant à droite de la bande haute que le gabarit n'est pas complétement respecté. Cela s'explique par un léger décalage du zéro de transmission de la bande haute qui n'a pas pu être corrigé par l'optimisation.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

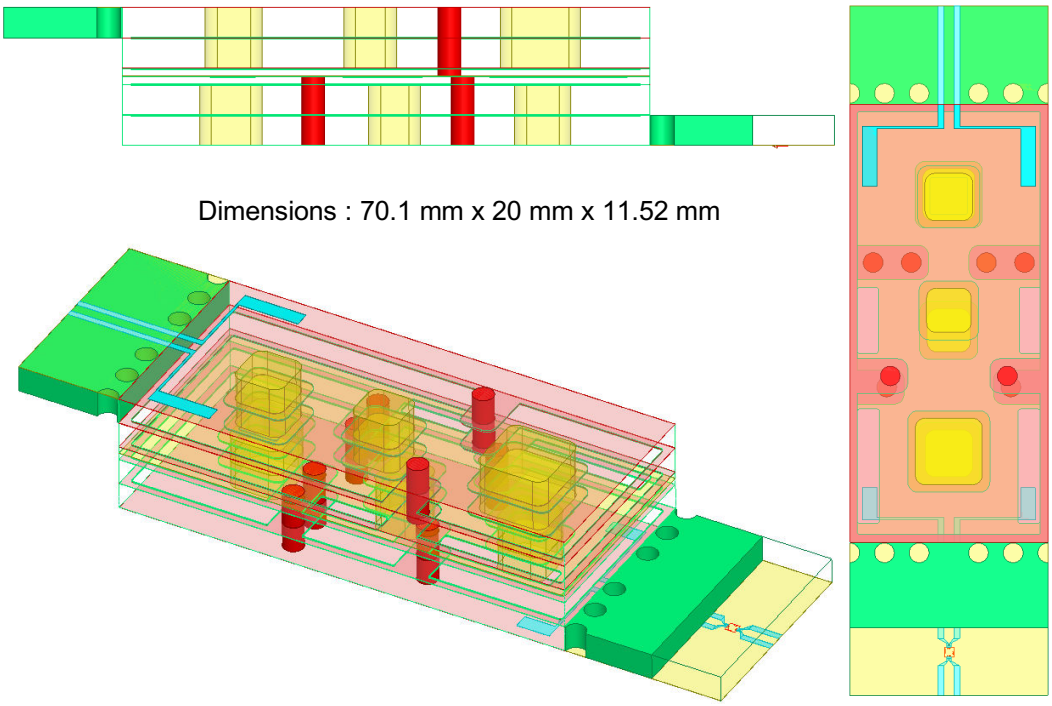


Figure 179 : Modèle du filtre 6 pôles 2 zéros développé.

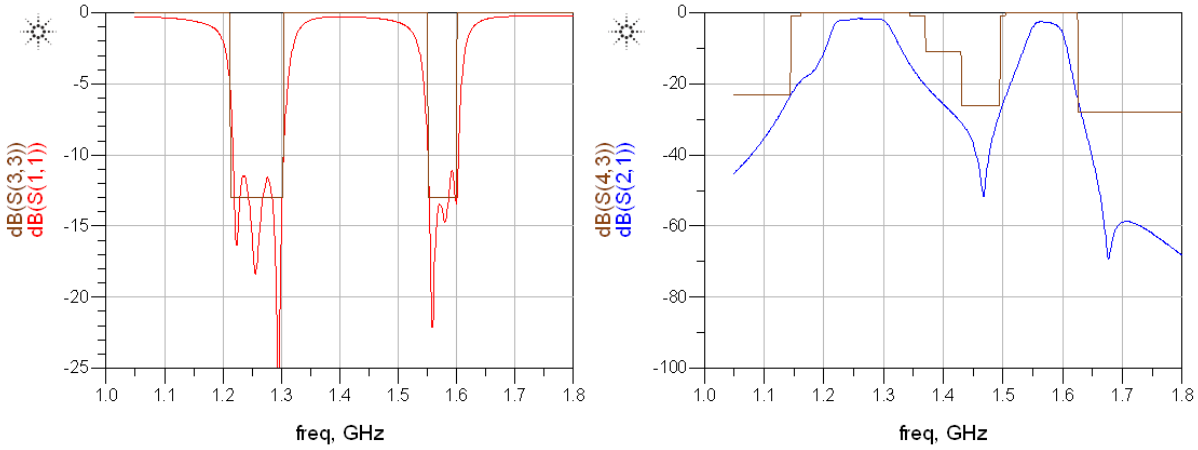


Figure 180 : Réponse en paramètres S obtenus à l'issue de l'optimisation basée sur les simulations électromagnétiques sous ADS.

Toujours en se basant le même protocole de fabrication, deux prototypes de ce modèle ont été réalisés. Une photographie des deux modèles est disponible en Figure 181. Nous avons de nouveau renforcé les zones qui semblaient présenter des défauts de métallisation. Les accès se font toujours à l'aide de connecteurs SMA.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

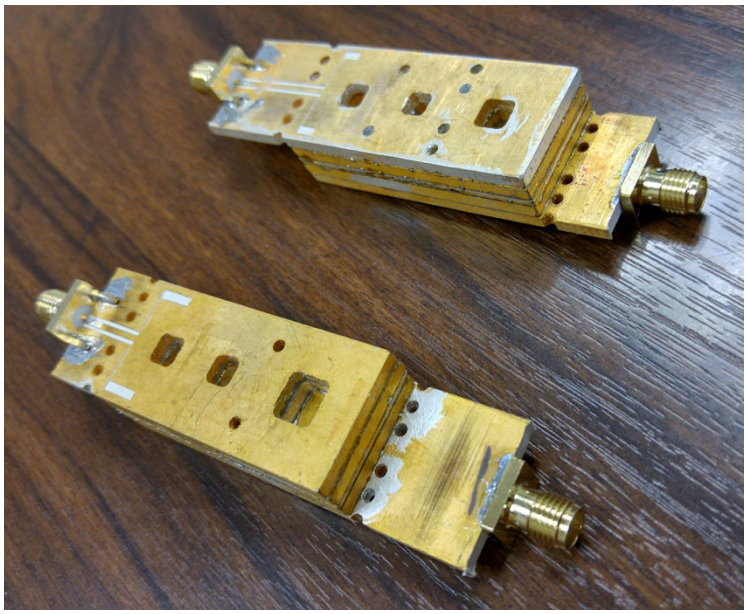


Figure 181 : Photographies des deux prototypes de filtre 6 pôles 2 zéros en technologie semi-volumique réalisés.

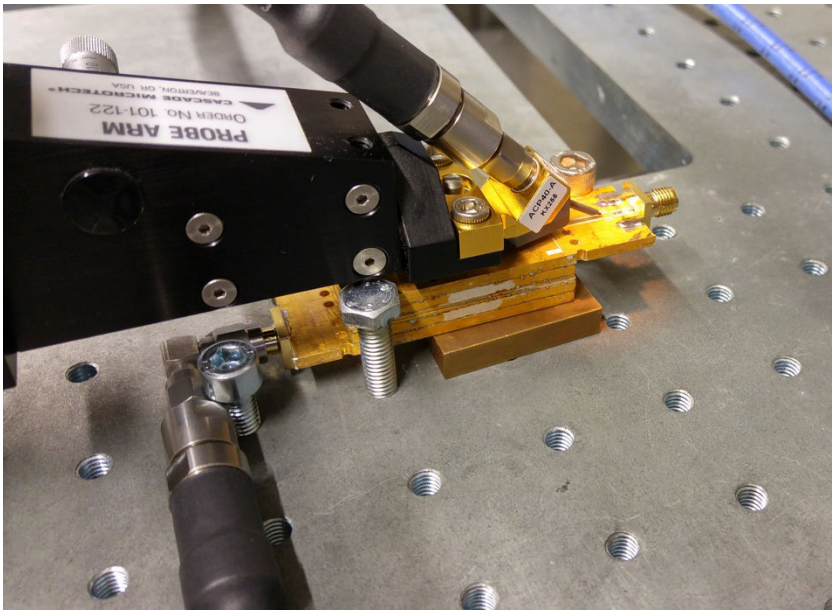


Figure 182 : Solution de mesure apportée pour le filtre 6 pôles 2 zéros avant l'intégration de la puce.

Les mesures sont compromises par la nécessité d'avoir la puce LNA reportée sur le dispositif pour pouvoir assurer une continuité électrique. L'expertise de Damien Passerieux et de Clément Hallépée de la plateforme de mesures PLATINOM du laboratoire XLIM a permis de trouver une solution à cette problématique. La solution apportée qui montre l'utilisation combinée de pointes de mesure et des câbles en K est affichée en Figure 182.

Comme pour le filtre 10 pôles 4 zéros présenté au Chapitre IV, les résultats présentent de fortes pertes et un décalage en fréquence de certains résonateurs. De plus, une anomalie au niveau de la métallisation du prototype a rendu le report du système d'amplification quasiment impossible. En effet, les soudures nécessaires pour réaliser l'interconnexion de la puce avec le filtre n'ont pas été en mesure d'adhérer à la surface métallisée de ce dernier.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Ainsi, comme cela a été le cas dans le chapitre précédent, nous avons mis en place une solution alternative. Elle suit le même principe qui y était alors développé.

V.2.2.4. Solution de filtrage alternative

Tout comme pour le chapitre précédent, cette solution s'appuie sur les technologies de filtrage à structure interdigitale et stripline. Afin de maintenir la même compacité et le même facteur de qualité le substrat utilisé reste le même (Rogers RT/duroid® 6010.2LM, 2,54 mm d'épaisseur).

Toutefois, contrairement au cas précédent, la fonction de filtrage n'est pas duplexée et l'ensemble de la réponse bi-bande est assurée par une seule et même structure.

Cette fonction est donc constituée de deux triplets et reprend la topologie développée dans la Figure 183.

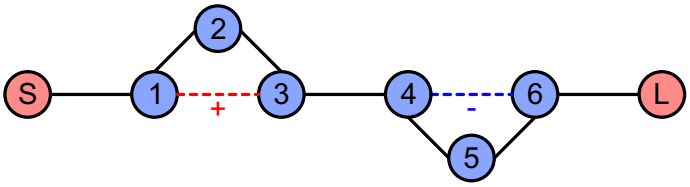


Figure 183 : Topologie du filtre 6 pôles 2 zéros retenue.

La structure qui permet d'implémenter cette fonction est exposée en Figure 183. Le couplage entre les résonateurs 2 et 3 est très faible ce qui explique cette configuration particulière ou le résonateur 2 est mis à part dans le modèle électromagnétique.

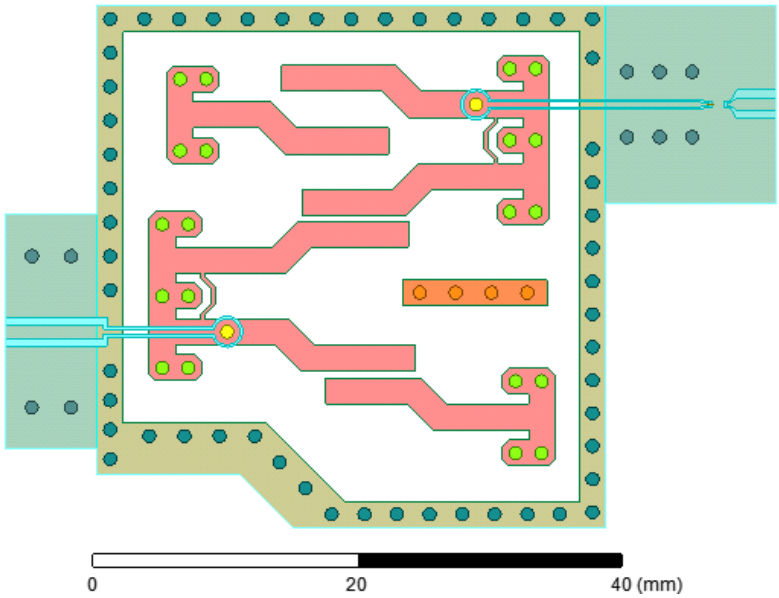


Figure 184 : Modèle permettant l'implémentation d'une fonction 6 pôles 2 zéros.

Les facteurs de qualité réduits impactent fortement la réponse. L'optimisation issue d'ADS est exposée en Figure 185. L'adaptation sur les deux bandes est satisfaisante mais la transmission souffre clairement d'un facteur de qualité inférieur. Le gabarit n'est alors plus respecté en bord de bande gauche pour chacune des deux bandes. De plus, le zéro de transmission à droite de la bande haute est perturbé. En effet, son influence est visible sur la transmission mais il n'est plus clairement marqué.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

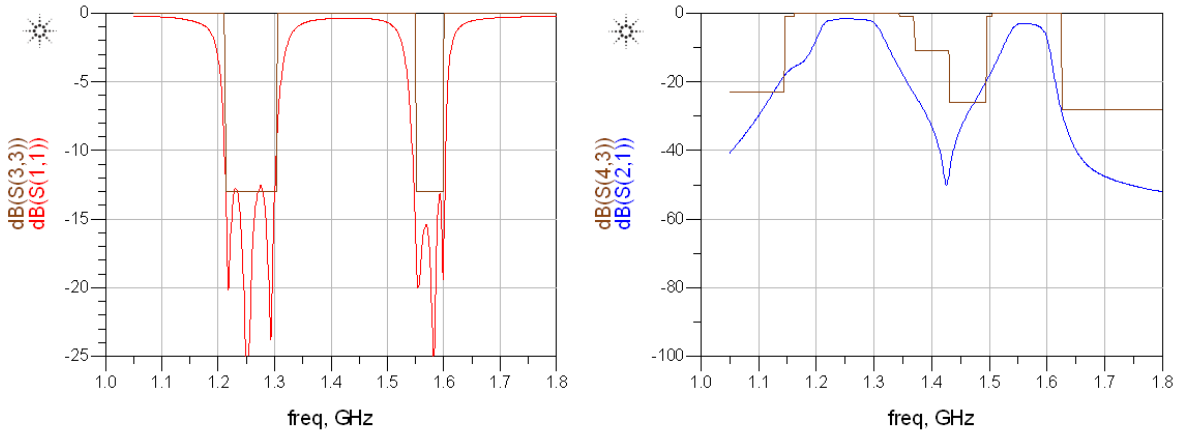


Figure 185 : Réponse en paramètres S obtenue à l'issue de l'optimisation basée sur les simulations électromagnétiques sous ADS.

Le protocole de fabrication employé est toujours le même et une photographie de l'étape de gravure de ce filtre est exposée en Figure 186. Une autre photographie, Figure 187, montre le prototype fini prêt à recevoir la puce de l'amplificateur faible bruit filtrant.

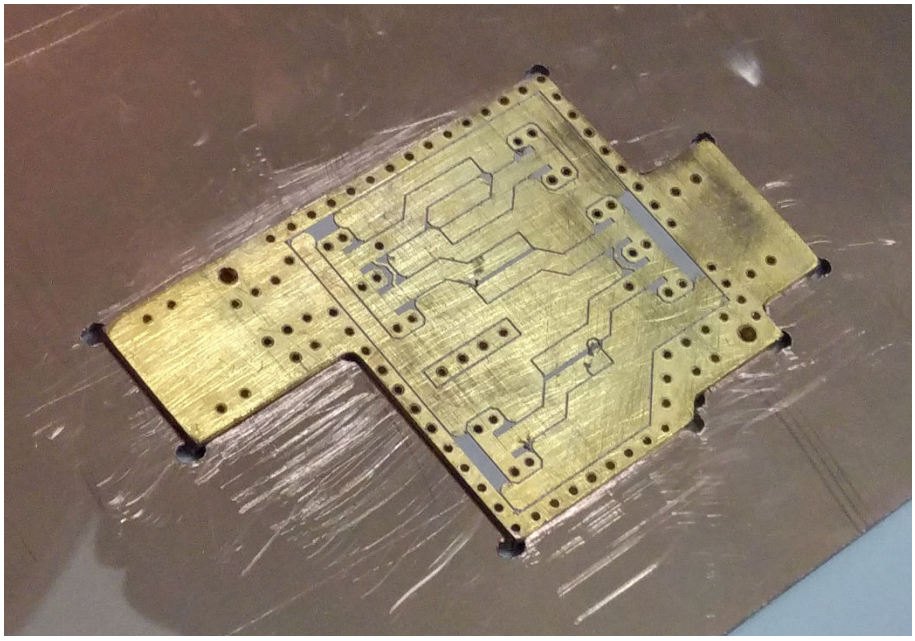


Figure 186 : Photographie du filtre 6 pôles et 2 zéros de transmission en cours de fabrication – Étape de gravure.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

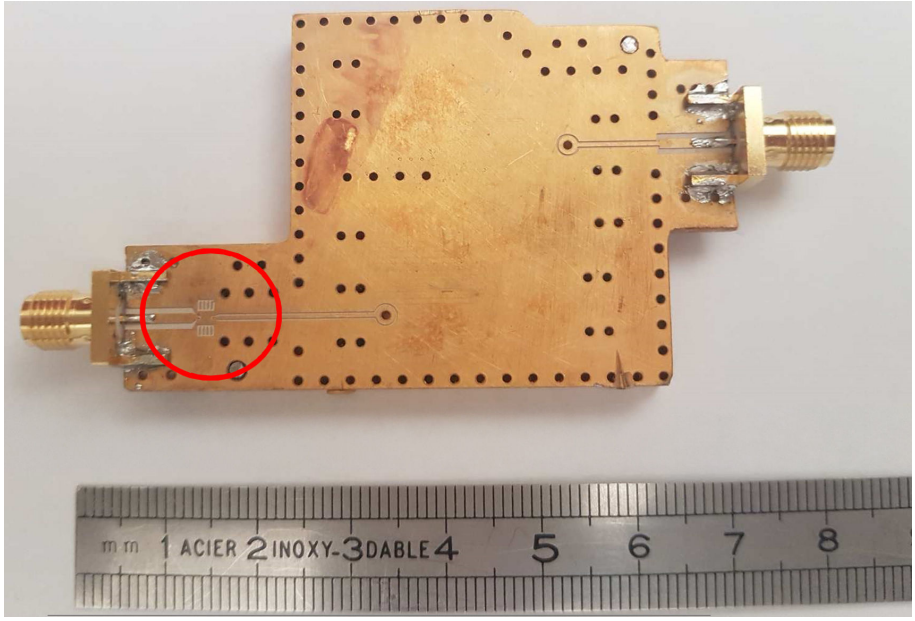


Figure 187 : Photographie du prototype fini prêt à recevoir la puce de l'amplificateur faible bruit filtrant.

La puce a ensuite été reportée dans la zone indiquée par un cercle rouge dans la Figure 187. L'interconnexion a été effectuée par une technique de microcâblage effectuée au laboratoire XLIM. Le câblage filaire (auquel on se réfère généralement par son équivalent anglophone : *wire bonding*) effectué est présenté en Figure 188.

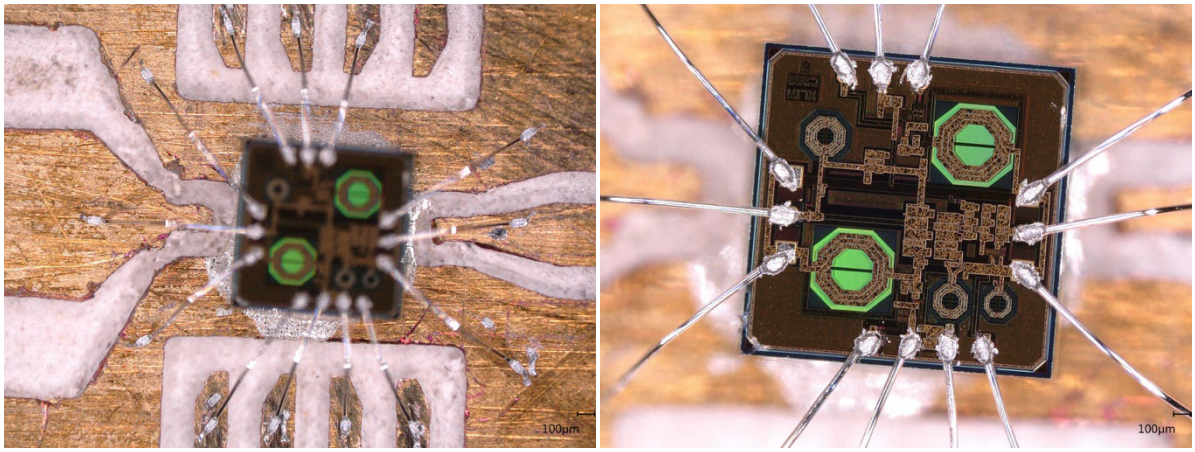


Figure 188 : Photographies au microscope de l'interconnexion effectuée entre la puce et le circuit d'alimentation du filtre.

L'ensemble de la structure comprenant la puce et le filtre a, par la suite, été mesuré. Les résultats obtenus sont consignés en Figure 189 et en Figure 190.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

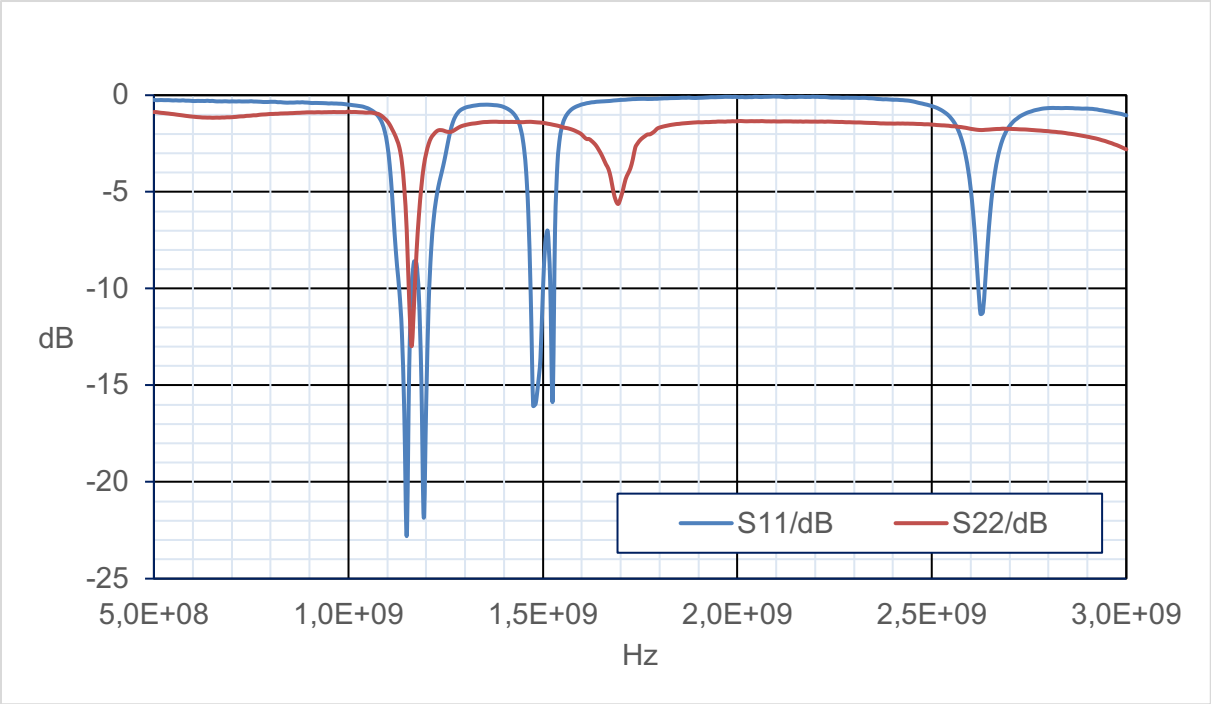


Figure 189 : Résultats de mesures en réflexion de la structure constituée du filtre et du LNA filtrant.

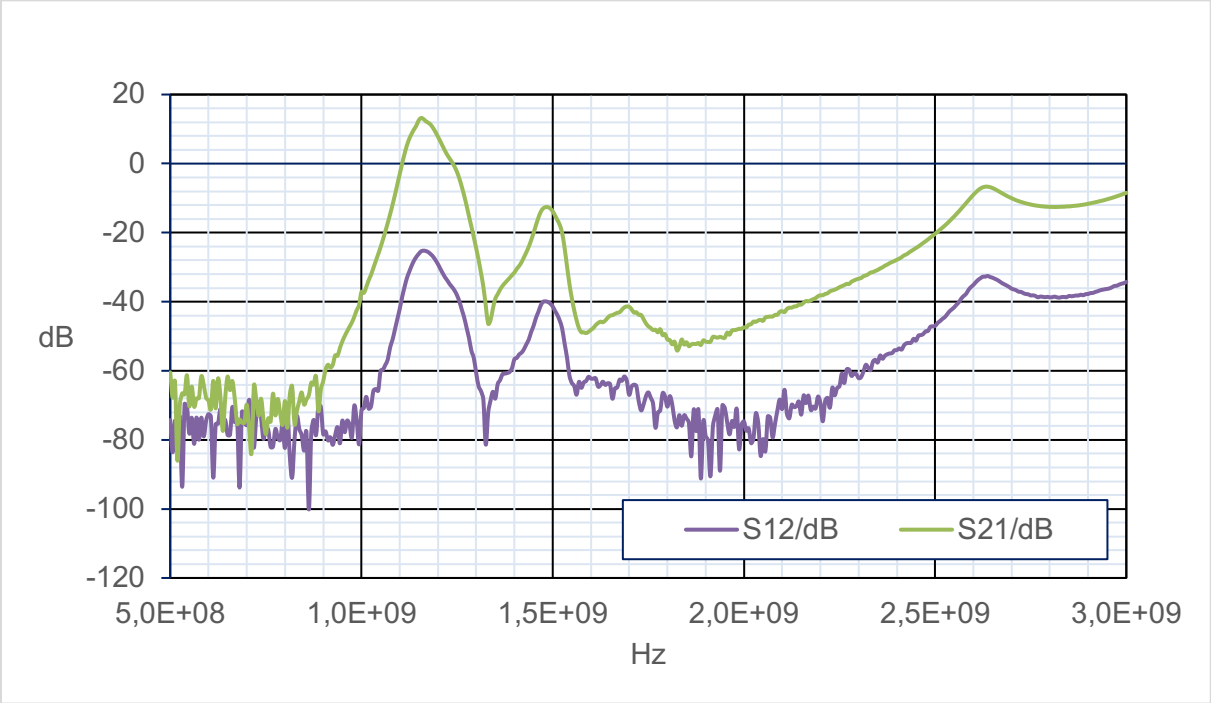


Figure 190 : Résultats de mesures en transmission de la structure constituée du filtre et du LNA filtrant.

Les mesures en réflexion font de nouveau apparaître le décalage en fréquence observé précédemment avec le LNA. Ces mêmes mesures montrent que le filtre possède un comportement cohérent avec les simulations. Toutefois, l'adaptation du côté du filtre (S11) est sensiblement moins bonne ce qui laisse de nouveau transparaître des problèmes de fabrication au niveau de ce dispositif multicouche.

En ce qui concerne la transmission, un comportement satisfaisant est observé dans la première bande avec un maximum de 13 dB constaté. En revanche, dans la seconde bande,

Licence CC BY-NC-ND 3.0

les performances sont nettement en retrait. Cela s'explique par le décalage fréquentiel de la deuxième bande entre le filtre et le LNA. Une nouvelle fabrication corrigeant ce défaut de conception devrait également apporter une amélioration concernant ces performances.

V.3. Conclusion

Ce chapitre a permis de montrer la mise en œuvre de la méthode de conception conjointe qui était l'objectif poursuivi par ces travaux.

Dans le cadre d'une étude système, nous avons pu montrer que l'influence des autres éléments de la chaîne permet de libérer certaines contraintes et d'ainsi simplifier la conception globale du système. Le filtre résiduel ainsi conçu dans le cadre de la méthode classique est passé de 10 pôles à 6 pôles soit une réduction de l'encombrement d'environ 40 %.

L'autre partie de ces travaux a concerné l'adaptation de l'antenne, ou du réseau d'antenne, afin d'améliorer l'efficacité globale du récepteur. Ainsi, en plus d'une amélioration des performances de l'antenne, si l'on étudie le système global, le filtre développé vient apporter un surplus de sélectivité à l'ensemble de la chaîne. La deuxième partie vise moins cet apport additionnel de sélectivité mais montre en revanche une amélioration significative de l'efficacité du réseau.

L'ensemble des aspects présentés dans cette conclusion doivent être soutenus par les mesures à venir qui permettront d'affirmer ou d'infirmer la pertinence des simulations effectuées.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Conclusion

Le projet COCORAM, autour duquel cette thèse est bâtie, était ambitieux tant par les méthodologies et outils de conception à développer que par les sous-systèmes à concevoir et à intégrer. Il aura entrainé la collaboration de plusieurs partenaires qui auront concouru à l'acquisition de plusieurs résultats :

- Développement d'une méthodologie de synthèse : grâce à l'INRIA, une méthodologie de synthèse de filtres dits « d'adaptation » a pu être développée. Elle permet d'adapter un accès du filtre sur une charge complexe et variable en fréquence. L'exemple présenté ici consiste en l'adaptation d'une antenne simple ainsi que d'un réseau. Dans ce cas, la synthèse permet de tenir compte des pertes du filtre et développe un algorithme qui octroie un duplexage de deux fonctions de filtrage dans des bandes éloignées (dont le rapport de fréquences centrales est de 1,4)
- Antenne et réseau d'antennes optimisés en efficacité : les compétences développées au sein du laboratoire ont permis le développement d'un élément rayonnant seul performant pour une application de radionavigation par satellite multi-bandes et à polarisation circulaire. Un réseau extrêmement compact s'est construit sur cet élément rayonnant simple. Cette mise en réseau fut d'autant plus complexe que les différents éléments étaient fortement couplés et qu'une grande qualité de polarisation était attendue. L'étude menée ici a permis de montrer l'apport d'une conception conjointe sur les performances de ces antennes. Des filtres d'adaptation viennent apporter une fonction de sélectivité et une adaptation d'impédance sur les ports des antennes. Dans le cas du réseau d'antenne, les simulations présentent une amélioration de l'efficacité minimum de 20%.
- Amplificateur faible bruit filtrant : de la même manière que pour l'antenne et le réseau, d'autres équipes du laboratoire ont collaboré pour mettre en place un sous-élément d'amplification filtrant. Cet élément actif, qui développe la fonction de filtrage en technologie MMIC permet de la répartir et donc de réduire les contraintes sur le filtre principal. Grâce à ce LNA et à l'analyse en conception conjointe fournie par CISTEME, nous avons pu réduire l'aire occupée par le filtre principal de 40 % par rapport au modèle de conception classique.

Ces résultats ont été étayés par plusieurs conceptions convaincantes. En effet, que ce soit dans le cadre de la conception classique ou celle conjointe, plusieurs prototypes ont montré des bons résultats. L'antenne élémentaire bi-bande à polarisation circulaire ainsi que le LNA filtrant ont fourni des résultats très intéressants.

En revanche, les résultats obtenus pour les dispositifs de filtrage sont en demi-teinte. En effet, bien que de nombreux modèles simulés aient montré la possibilité de réaliser des fonctions de filtrage complexes, les réalisations se sont souvent révélées en deçà de nos attentes. Devant les limites technologiques des fabricants industriels, nous avons mis en place un protocole de fabrication spécifique qui a montré des résultats très encourageant pour un modèle simple de filtre SIW à plots capacitifs. Cependant, lorsqu'il est appliqué à ces mêmes dispositifs mais repliés et donc plus complexes, ce dernier se révèle insuffisamment répétable et contrôlé. La jonction des différentes couches des dispositifs est, ici, notamment mise en cause. Une nouvelle vague de prototype basée sur la technologie stripline, plus robuste aux écarts de fabrication, a alors été mise en place. Réalisée avec la même méthode de

Licence CC BY-NC-ND 3.0

fabrication, les résultats restent en retrait par rapport aux simulations. Toutefois, les performances obtenues ont alors été suffisante pour illustrer les concepts poursuivis dans cette thèse. Des options restent alors ouvertes concernant l'éventuelle fabrication future de dispositifs semi-volumiques aux paramètres équivalents grâce à de nouveaux apports technologiques.

Dans le cadre d'une conception conjointe, l'antenne et le réseau ont été optimisés par le chaînage de filtres d'adaptation. Dans le cas de l'élément rayonnant seul, les simulations montrent un fort écart de performances par rapport à la théorie. Cependant, les résultats développés montrent la viabilité de la méthode ainsi que la satisfaction des critères fixés. Dans le cas de l'adaptation du réseau, une nouvelle méthodologie de synthèse a permis de mettre en avant des résultats beaucoup plus convaincants avec une amélioration de l'efficacité minimum de 20 %.

La dernière phase du projet est en train de se conclure : la mesure des différents prototypes conçus pour la phase de conception conjointe. Ainsi, les résultats de l'adaptation de l'antenne, du réseau seront rajoutés à ce manuscrit dans sa version finale et exposés lors de la soutenance.

Le regroupement de tous les acteurs de ce projet a permis la mise en place d'un système combinant des fonctions de rayonnement, de filtrage et d'amplification faible bruit. De plus, ce système implémente des fonctions d'adaptation dans son approche de conception conjointe. Cette approche a ainsi permis de relever les challenges proposés par chacun des dispositifs individuels dont les performances sont quasiment inatteignables dans le cadre d'une conception classique. En effet, les rapports performances/encombrement ont particulièrement gêné le développement du réseau et rendu la fabrication des filtres impossible pour l'heure.

La conception conjointe a été justifiée en tant que méthode permettant d'améliorer à la fois les performances et l'encombrement d'un système hyperfréquences. De manière générale, les résultats de ce manuscrit apportent une présentation pertinente de cette approche et cette dernière peut être envisagée pour l'ensemble des sous-systèmes de communication sans-fil qui associent un étage d'amplification, de filtrage et de rayonnement. Afin d'être appliquées dans d'autres recherches, d'autres méthodologies de synthèse adaptées au système devront être mise en place. De plus, connaître et maîtriser les différents paramètres physiques des différents blocs de la chaîne sera indispensable pour permettre l'optimisation de cette dernière à l'échelle du système.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Références bibliographiques

[1] J. C. Maxwell, « A Dynamical Theory of the Electromagnetic Field », *Philos. Trans. R. Soc. Lond.*, vol. 155, n° 0, p. 459-512, janv. 1865.

[2] L. McQuarrie *et al.*, « ELECTRICAL COMMUNICATION », vol. 6, n° 2, p. 54, oct. 1927.

[3] V. J. Phillips, *Early radio wave detectors*. Stevenage [Eng.] ; New York: P. Peregrinus in association with the Science Museum, London, 1980.

[4] O. Frioui, F. Haddad, L. Zaid, et W. Rahajandraibe, « Évolution des standards/architectures pour les communications sans fil Application aux systèmes multistandards en technologie CMOS », p. 79-86, 2007.

[5] « IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas », *IEEE Std 145-1983*, p. 1-31, juin 1983.

[6] « IEEE Standard for Definitions of Terms for Antennas - Redline », *IEEE Std 145-2013 Revis. IEEE Std 145-1993 - Redline*, p. 1-92, mars 2014.

[7] K. Carver et J. Mink, « Microstrip antenna technology », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 29, n° 1, p. 2-24, janv. 1981.

[8] P. Matherat, « Une histoire de la microélectronique », p. 1-33, juin 2007.

[9] A. Elfatimi, S. Bri, et A. Saadi, « Comparison between techniques feeding for simple rectangular, circular and triangular patch antenna at 2.45 GHz », présenté à 4th International Conference on Optimization and Applications (ICOA), Mohammedia, Morocco, 2018, p. 1-5.

[10] P. Chan-arpas, S. Dentri, et C. Phongcharoenpanich, « Dual-band dual-pattern truncated-corners microstrip antenna for GPS and WiFi applications », présenté à The 20th Asia-Pacific Conference on Communication (APCC2014), Pattaya, Thailand, 2014, p. 438-441.

[11] Y. J. Sung et Y.-S. Kim, « Circular polarised microstrip patch antennas for broadband and dual-band operation », *Electron. Lett.*, vol. 40, n° 9, p. 520-521, avril 2004.

[12] E. E. C. de Oliveira, M. da Silva Vieira, W. C. de Araujo, P. C. de Assis, et A. G. D'Assuncao, « Optimization of the input impedance of Koch Pre-Fractals antennas with genetic algorithms », présenté à SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC), Porto de Galinhas, Brazil, 2015, p. 1-4.

[13] D. P. Vichare et U. P. Khot, « Multi-featured fractal microstrip patch antenna for wireless communication applications », présenté à International Conference on Energy, Communication, Data Analytics and Soft Computing (ICECDS), Chennai, India, 2017, p. 2340-2345.

[14] R. R. Chopade et M. D. M. Shinde, « Design and fabrication of triangular shaped fractal antenna for cellular communication », présenté à International Conference on Energy, Communication, Data Analytics and Soft Computing (ICECDS), Chennai, India, 2017, p. 3244-3248.

[15] Z. Wang, S. Fang, S. Fu, et S. Jia, « Single-Fed Broadband Circularly Polarized Stacked Patch Antenna With Horizontally Meandered Strip for Universal UHF RFID Applications », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 59, n° 4, p. 1066-1073, mars 2011.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

[16] K.-L. Wong, « Broad-Band Single-Patch Circularly Polarized Microstrip Antenna with Dual Capacitively Coupled Feeds », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 49, n° 1, p. 41-44, janv. 2001.

[17] A. Adrian et D. H. Schaubert, « Dual aperture-coupled microstrip antenna for dual or circular polarisation », *Electron. Lett.*, vol. 23, n° 23, p. 1226-1228, nov. 1987.

[18] C. Collado, A. Grau, et F. De Flaviis, « Dual-band planar quadrature hybrid with enhanced bandwidth response », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, n° 1, p. 180-188, janv. 2006.

[19] D. M. Pozar et S. M. Duffy, « A dual-band circularly polarized aperture-coupled stacked microstrip antenna for global positioning satellite », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 45, n° 11, p. 1618-1625, nov. 1997.

[20] Y. Zhou, C.-C. Chen, et J. L. Volakis, « Dual Band Proximity-Fed Stacked Patch Antenna for Tri-Band GPS Applications », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, n° 1, p. 220-223, janv. 2007.

[21] S. Chen, G. Liu, X. Chen, T. Lin, X. Liu, et Z. Duan, « Compact Dual-Band GPS Microstrip Antenna Using Multilayer LTCC Substrate », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 9, p. 421-423, mai 2010.

[22] M. Silva Pimenta, F. Ferrero, R. Staraj, et J. M. Ribero, « Low-profile circularly polarized GNSS antenna », *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 54, n° 12, p. 2811-2814, déc. 2012.

[23] M.-S. Wang, X.-Q. Zhu, Y.-X. Guo, et W. Wu, « Miniaturized Dual-Band Circularly Polarized Quadruple Inverted-F Antenna for GPS Applications », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 17, n° 6, p. 1109-1113, juin 2018.

[24] L. Guo, P.-K. Tan, et T.-H. Chio, « A Compact 8-Element Antenna Array for GPS Digital Beamforming », présenté à International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), Nagoys, Japan, 2012, p. 850-853.

[25] M. Clenet, D. Roy, et D. Lee, « Arrays of 4 circularly polarised aperture-coupled-fed stacked patch antennas for GPS interference mitigation », présenté à 13th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics and the Canadian Radio Science Meeting, Toronto, ON, Canada, 2009, p. 1-4.

[26] A. S. C. Svendsen et I. J. Gupta, « The Effect of Mutual Coupling on the Nulling Performance of Adaptive Antennas », *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 54, n° 3, p. 17-38, juin 2012.

[27] K. A. Griffith et I. J. Gupta, « Effect of mutual coupling on the performance of adaptive antennas », présenté à IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, San Diego, CA, USA, 2008, p. 1-4.

[28] P. Ioannides et C. A. Balanis, « Mutual coupling in adaptive circular arrays », présenté à IEEE Antennas and Propagation Society Symposium, 2004., Monterey, CA, USA, 2004, vol. 1, p. 403-406.

[29] B. R. Rao, J. H. Williams, C. D. Boschen, J. T. Ross, E. N. Rosario, et R. J. Davis, « Characterizing the Effects of Mutual Coupling on the Performance of a Miniaturized GPS Adaptive Antenna Array », présenté à ION GPS 2000, Salt Lake City, UT, USA, 2000, p. 1-8.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

[30] Institute of Electrical and Electronics Engineers et IEEE-SA Standards Board, « IEEE standard for microwave filter definitions », *IEEE Std 1549-2011*, p. 1-22, mai 2011.

[31] G. L. Matthaei, E. L. Jones, et L. Young, « Design of microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures. Volume I. », vol. 1, p. 526.

[32] G. L. Matthaei, E. L. Jones, et L. Young, « Design of microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures. Volume II. », vol. 2, p. 572.

[33] Cisco, « Cisco Visual Networking Index: Global Mobile Data Traffic Forecast Update, 2016–2021 White Paper », mars 2017.

[34] M. V. T. Heckler, M. Cuntz, A. Konovaltsev, L. A. Greda, A. Dreher, et M. Meurer, « Development of Robust Safety-of-Life Navigation Receivers », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 59, n° 4, p. 998-1005, avr. 2011.

[35] E. Schafer *et al.*, « A four-channel GNSS front-end IC for a compact interference- and jamming-robust multi-antenna Galileo/GPS receiver », présenté à 7th ESA Workshop on Satellite Navigation Technologies and European Workshop on GNSS Signals and Signal Processing (NAVITEC), Noordwijk, Netherlands, 2014, p. 1-6.

[36] R. G. Meyer et A. K. Wong, « Blocking and desensitization in RF amplifiers », *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 30, n° 8, p. 944-946, août 1995.

[37] P. Mapar, G. Askari, S. Pourjafari, et M. Karimian, « A New Design of Lumped Element Bandpass Filter in L-Band », présenté à Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, Ottawa, Ont., Canada, 2006, p. 2345-2348.

[38] Z. Wang, Y. Tian, S. Bu, et Z. Luo, « Study of L-band miniature lumped element LTCC band-pass filter », présenté à International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, Chengdu, China, 2010, p. 864-866.

[39] S. Cohn, « Direct-Coupled-Resonator Filters », *Proc. IRE*, vol. 45, n° 2, p. 187-196, 1957.

[40] P. Blondy, A. R. Brown, D. Cros, et G. M. Rebeiz, « Low-loss micromachined filters for millimeter-wave communication systems », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 46, n° 12, p. 2283-2288, déc. 1998.

[41] M. Chatras, P. Blondy, D. Cros, O. Vendier, et J. L. Cazaux, « A surface-mountable membrane supported filter », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 13, n° 12, p. 535-537, déc. 2003.

[42] K. S. K. Yeo et M. J. Lancaster, « 8 Pole High Temperature Superconductor Microstrip Dual Band Bandpass Filter Design », présenté à IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Baltimore, MD, USA, 2011, p. 1-4.

[43] N. Sekiya et S. Sugiyama, « Design of Miniaturized HTS Dual-Band Bandpass Filters Using Stub-Loaded Meander Line Resonators and Their Applications to Tri-Band Bandpass Filters », *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 25, n° 3, p. 1-5, juin 2015.

[44] Haiwen Liu *et al.*, « Dual-Band Superconducting Bandpass Filter Using Embedded Split Ring Resonator », *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 23, n° 3, p. 1300304-1300304, juin 2013.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

[45] G. L. Matthaei, « Interdigital Band-Pass Filters », *IRE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 10, n° 6, p. 479-491, nov. 1962.

[46] R. J. Wenzel, « Exact Theory of Interdigital Band-Pass Filters and Related Coupled Band-Pass Structures », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 13, n° 5, p. 559-575, sept. 1965.

[47] D. Swanson, « Narrow-band microwave filter design », *IEEE Microw. Mag.*, vol. 8, n° 5, p. 105-114, nov. 2007.

[48] K. Wada, N. Otani, Y. Noguchi, et J. Ishii, « Tapped-Line Interdigital Bandpass Filters with Narrow Bandwidth Using Asymmetric Broadside Coupled Coplanar Waveguides », in *24th European Microwave Conference*, Cannes, France, 1994, p. 487-492.

[49] M. Dishal, « A Simple Design Procedure for Small Percentage Bandwidth Round-Rod Interdigital Filters (Correspondence) », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 13, n° 5, p. 696-698, sept. 1965.

[50] A. J. Piloto, B. A. Flanick, et K. A. Zaki, « LAYERED DELECTRIC STRUCTURE », 5,382,931, 1995.

[51] H. Uchimura, T. Takenoshita, et M. Fujii, « Development of a “laminated waveguide” », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 46, n° 12, p. 2438-2443, déc. 1998.

[52] M. Ando, J. Hirokawa, T. Yamamoto, Y. Kimura, et N. Goto, « Novel Single-layer Waveguides for High-efficiency Millimeter Wave Arrays », p. 4.

[53] D. Deslandes, M. Bozzi, P. Arcioni, et Ke Wu, « Substrate integrated slab waveguide (SISW) for wideband microwave applications », in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2003*, Philadelphia, PA, USA, 2003, p. 1103-1106.

[54] Y. Cassivi et K. Wu, « Low cost microwave oscillator using substrate integrated waveguide cavity », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 13, n° 2, p. 48-50, févr. 2003.

[55] D. Deslandes et Ke Wu, « Accurate modeling, wave mechanisms, and design considerations of a substrate integrated waveguide », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, n° 6, p. 2516-2526, juin 2006.

[56] Y. Cheng, W. Hong, et K. Wu, « Investigation on Tolerances of Substrate Integrated Waveguide (SIW) », in *2007 Asia-Pacific Microwave Conference*, Bangkok, Thailand, 2007, p. 1-4.

[57] Y. Cassivi, L. Perregrini, P. Arcioni, M. Bressan, K. Wu, et G. Conciauro, « Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 12, n° 9, p. 333-335, sept. 2002.

[58] X.-P. Chen et K. Wu, « Substrate Integrated Waveguide Filter: Basic Design Rules and Fundamental Structure Features », *IEEE Microw. Mag.*, vol. 15, n° 5, p. 108-116, juill. 2014.

[59] M. Mujumdar et A. Alphones, « Eighth-Mode Substrate Integrated Resonator Antenna at 2.4 GHz », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 15, p. 853-856, 2016.

[60] D. Mencarelli *et al.*, « Broadband Single-Layer Slotted Array Antenna in SIW Technology », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 15, p. 263-265, 2016.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

[61] D.-F. Guan, C. Ding, Z.-P. Qian, Y.-S. Zhang, Y. Jay Guo, et K. Gong, « Broadband High-Gain SIW Cavity-Backed Circular-Polarized Array Antenna », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, nº 4, p. 1493-1497, avr. 2016.

[62] P. Wu, S. Liao, et Q. Xue, « A Substrate Integrated Slot Antenna Array Using Simplified Feeding Network Based on Higher Order Cavity Modes », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, nº 1, p. 126-135, janv. 2016.

[63] X. Shi et X. Zhu, « Design of SIW parallel coupling coupler at q-band », in *2017 Sixth Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP)*, 2017, p. 1-3.

[64] A. Doghri, T. Djerafi, A. Ghiotto, et K. Wu, « Substrate Integrated Waveguide Directional Couplers for Compact Three-Dimensional Integrated Circuits », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 63, nº 1, p. 209-221, janv. 2015.

[65] G. Li, K. Song, F. Zhang, et Y. Zhu, « Novel Four-Way Multilayer SIW Power Divider With Slot Coupling Structure », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 25, nº 12, p. 799-801, déc. 2015.

[66] M. Pasian *et al.*, « Substrate-Integrated-Waveguide E-Plane 3-dB Power-Divider/Combiner Based on Resistive Layers », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 65, nº 5, p. 1498-1510, mai 2017.

[67] M. Ebrahimpouri, S. Nikmehr, et A. Pourziad, « Broadband Compact SIW Phase Shifter Using Omega Particles », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 24, nº 11, p. 748-750, nov. 2014.

[68] B. Muneer, Z. Qi, et X. Shanjia, « A Broadband Tunable Multilayer Substrate Integrated Waveguide Phase Shifter », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 25, nº 4, p. 220-222, avr. 2015.

[69] D.-S. Eom et H.-Y. Lee, « Broadband Half Mode Substrate Integrated Waveguide Attenuator in 7.29–14.90 GHz », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 25, nº 9, p. 564-566, sept. 2015.

[70] Z. Liu, L. Zhu, et G. Xiao, « A Novel Microwave Attenuator on Multilayered Substrate Integrated Waveguide », *IEEE Trans. Compon. Packag. Manuf. Technol.*, vol. 6, nº 7, p. 1106-1112, juill. 2016.

[71] M. Abdolhamidi et M. Shahabadi, « X-Band Substrate Integrated Waveguide Amplifier », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 18, nº 12, p. 815-817, déc. 2008.

[72] W. Huang, J. Zhou, et P. Chen, « An X-Band Low Phase Noise Free-Running Oscillator Using Substrate Integrated Waveguide Dual-Mode Bandpass Filter With Circular Cavity », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 25, nº 1, p. 40-42, janv. 2015.

[73] T.-V. Duong, W. Hong, V.-H. Tran, T.-A. Vu, W.-C. Huang, et P. N. Choubey, « An Alternative Technique to Minimize the Phase Noise of X-band Oscillators Using Improved Group Delay SIW Filters », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 27, nº 2, p. 153-155, févr. 2017.

[74] Kai Wang, Sai-Wai Wong, Guang-Hua Sun, Zhi Ning Chen, Lei Zhu, et Qing-Xin Chu, « Synthesis Method for Substrate-Integrated Waveguide Bandpass Filter With Even-Order Chebyshev Response », *IEEE Trans. Compon. Packag. Manuf. Technol.*, vol. 6, nº 1, p. 126-135, janv. 2016.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

[75] X.-P. Chen et K. Wu, « Substrate Integrated Waveguide Filters: Practical Aspects and Design Considerations », *IEEE Microw. Mag.*, vol. 15, n° 7, p. 75-83, nov. 2014.

[76] Xiaoping Chen, Wei hong, Jixin Chen, et Ke Wu, « Substrate Integrated Waveguide Elliptic Filter with high mode », in *2005 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings*, Suzhou, China, 2005, vol. 1, p. 1-3.

[77] Xiaoping Chen, Zhangchen Hao, Wei Hong, Tiejun Cui, et Ke Wu, « Planar asymmetric dual-mode filters based on substrate integrated waveguide (SIW) », in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2005.*, Long Beach, CA, USA, 2005, p. 949-952.

[78] Daxu Zhang, Peigen Zhou, Zhiqiang Yu, et Jianyi Zhou, « Ka-band quadruple SIW filter with controllable transmission zeros », in *2016 IEEE International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, Beijing, China, 2016, p. 296-298.

[79] P. Chu *et al.*, « Balanced Substrate Integrated Waveguide Filter », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 62, n° 4, p. 824-831, avr. 2014.

[80] L. Silvestri, E. Massoni, M. Bozzi, L. Perregrini, C. Tomassoni, et A. Coves, « A new class of SIW filters based on periodically perforated dielectric substrate », in *2016 46th European Microwave Conference (EuMC)*, London, United Kingdom, 2016, p. 775-778.

[81] Z.-C. Hao, W. Ding, et W. Hong, « Developing Low-Cost W-Band SIW Bandpass Filters Using the Commercially Available Printed-Circuit-Board Technology », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 64, n° 6, p. 1775-1786, juin 2016.

[82] C. Deqiang, M. Caoyuan, et Z. Xiangjun, « Compact dual-passband LTCC filter exploiting eighth-mode SIW and SIW hybrid with coplanar waveguide », *Electron. Lett.*, vol. 50, n° 24, p. 1849-1851, nov. 2014.

[83] Sai-Wai Wong, Rui Sen Chen, Kai Wang, Zhi-Ning Chen, et Qing-Xin Chu, « U-Shape Slots Structure on Substrate Integrated Waveguide for 40-GHz Bandpass Filter Using LTCC Technology », *IEEE Trans. Compon. Packag. Manuf. Technol.*, vol. 5, n° 1, p. 128-134, janv. 2015.

[84] M. Bozzi, C. Tomassoni, L. Perregrini, R. Bahr, et M. Tentzeris, « Additive manufacturing of substrate integrated waveguide components », in *2016 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP)*, Chengdu, China, 2016, p. 1-4.

[85] R. Bahr *et al.*, « Additive manufacturing of 3D substrate integrated waveguide components », *Electron. Lett.*, vol. 51, n° 18, p. 1426-1428, sept. 2015.

[86] C. Tomassoni, R. Bahr, M. Tentzeris, M. Bozzi, et L. Perregrini, « 3D printed substrate integrated waveguide filters with locally controlled dielectric permittivity », in *2016 46th European Microwave Conference (EuMC)*, London, United Kingdom, 2016, p. 253-256.

[87] H. J. Tang, G. Q. Yang, J. X. Chen, W. Hong, et K. Wu, « Millimeter-wave and terahertz transmission loss of CMOS process-based substrate integrated waveguide », in *2012 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Montreal, QC, Canada, 2012, p. 1-3.

[88] M. S. Mahani et G. Roberts, « A sub-THz folded substrate integrated waveguide in IBM 130 nm CMOS process », in *Global Symposium on Millimeter-Waves (GSMM)*, Montreal, QC, Canada, 2015, p. 1-3.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

[89] Y. Shang, H. Yu, C. Yang, Y. Liang, et W. M. Lim, « A 239-281GHz Sub-THz imager with 100MHz resolution by CMOS direct-conversion receiver with on-chip circular-polarized SIW antenna », in *Proceedings of the IEEE 2014 Custom Integrated Circuits Conference*, San Jose, CA, USA, 2014, p. 1-4.

[90] S. Agneessens, M. Bozzi, R. Moro, et H. Rogier, « Wearable textile antenna in substrate integrated waveguide technology », *Electron. Lett.*, vol. 48, n° 16, p. 985-987, août 2012.

[91] R. Moro, S. Agneessens, H. Rogier, A. Dierck, et M. Bozzi, « Textile Microwave Components in Substrate Integrated Waveguide Technology », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 63, n° 2, p. 422-432, févr. 2015.

[92] J. Schorer, J. Bornemann, et U. Rosenberg, « Design of a surface mounted waveguide filter in substrate integrated waveguide technology », in *2015 European Microwave Conference (EuMC)*, Paris, France, 2015, p. 757-760.

[93] S. Kurudere et V. B. Erturk, « Novel SIW based interdigital bandpass filter with harmonic suppression », in *44th European Microwave Conference*, Rome, Italy, 2014, p. 845-848.

[94] D. T. J. Diatta et C.-W. Park, « Full mode substrate integrated waveguide type high power amplifier with second harmonic suppression », in *2017 IEEE Asia Pacific Microwave Conference (APMC)*, Kuala Lumpar, 2017, p. 992-994.

[95] M. D. Hickle et D. Peroulis, « A widely-tunable substrate-integrated balun filter », in *2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, Honololu, HI, USA, 2017, p. 274-277.

[96] D. Peroulis, E. Naglich, M. Sinani, et M. Hickle, « Tuned to Resonance: Transfer-Function-Adaptive Filters in Evanescent-Mode Cavity-Resonator Technology », *IEEE Microw. Mag.*, vol. 15, n° 5, p. 55-69, juill. 2014.

[97] K. Entesari, A. P. Saghati, V. Sekar, et M. Armendariz, « Tunable SIW Structures: Antennas, VCOs, and Filters », *IEEE Microw. Mag.*, vol. 16, n° 5, p. 34-54, juin 2015.

[98] W. L. Barrow et H. Schaevitz, « Hollow pipes of relatively small dimensions », *Electr. Eng.*, vol. 60, n° 3, p. 119-122, mars 1941.

[99] S.-W. Wong, S.-F. Feng, et L. Zhu, « Multi-mode wideband bandpass filters using waveguide cavities (invited) », in *2015 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, Nanjing, China, 2015, p. 1-3.

[100] Tao Liu, Yu Tang, Tao Jiang, et Weicheng Qi, « A novel three-order substrate integrated waveguide (SIW) Filter », in *2012 International Conference on Computational Problem-Solving (ICCP)*, Leshan, China, 2012, p. 242-244.

[101] W. Hong *et al.*, « Half Mode Substrate Integrated Waveguide: A New Guided Wave Structure for Microwave and Millimeter Wave Application », in *2006 Joint 31st International Conference on Infrared Millimeter Waves and 14th International Conference on Teraherz Electronics*, Shanghai, China, 2006, p. 219-219.

[102] B. Liu, W. Hong, Y. Zhang, J. X. Chen, et K. Wu, « Half-mode substrate integrated waveguide (HMSIW) double-slot coupler », *Electron. Lett.*, vol. 43, n° 2, p. 113, 2007.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

[103] B. Liu, W. Hong, Y.-Q. Wa, Q.-H. Lai, et K. Wu, « Half Mode Substrate Integrated Waveguide (HMSIW) 3-dB Coupler », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 17, n° 1, p. 22-24, janv. 2007.

[104] S. Liu et F. Xu, « Compact Multilayer Half Mode Substrate Integrated Waveguide 3-dB Coupler », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 28, n° 7, p. 564-566, juill. 2018.

[105] B. Liu, Wei Hong, Lin Tian, Hong-Bing Zhu, Wei Jiang, et Ke Wu, « Half mode substrate integrated waveguide (HMSIW) multi-way power divider », in *2006 Asia-Pacific Microwave Conference*, Yokohama, Japan, 2006, p. 917-920.

[106] J. Chen, W. Hong, P. Yan, B. Liu, Y. Wang, et K. Wu, « Design of a Six-Port Junction Using Half-Mode Substrate Integrated Waveguide », in *2007 Asia-Pacific Microwave Conference*, Bangkok, Thailand, 2007, p. 1-4.

[107] S. Moscato, C. Tomassoni, M. Bozzi, et L. Perregrini, « Quarter-Mode Cavity Filters in Substrate Integrated Waveguide Technology », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 64, n° 8, p. 2538-2547, août 2016.

[108] Z. He, Z. Shao, C. J. You, Y. M. Huang, et X. Li, « Design of compact bandpass filter based on quarter-mode substrate integrated waveguide with mixed coupling », in *2015 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, 2015, vol. 3, p. 1-3.

[109] N. Delmonte, C. Tomassoni, M. Bozzi, et L. Perregrini, « Compact resonators in substrate integrated waveguide technology », in *2018 IEEE MTT-S International Wireless Symposium (IWS)*, Chengdu, 2018, p. 1-3.

[110] P. Li, H. Chu, et R.-S. Chen, « Design of Compact Bandpass Filters Using Quarter-Mode and Eighth-Mode SIW Cavities », *IEEE Trans. Compon. Packag. Manuf. Technol.*, vol. 7, n° 6, p. 956-963, juin 2017.

[111] Qinghua Lai, C. Fumeaux, Wei Hong, et R. Vahldieck, « Characterization of the Propagation Properties of the Half-Mode Substrate Integrated Waveguide », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, n° 8, p. 1996-2004, août 2009.

[112] N. Nguyen-Trong, T. Kaufmann, et C. Fumeaux, « A Semi-Analytical Solution of a Tapered Half-Mode Substrate-Integrated Waveguide With Application to Rapid Antenna Optimization », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, n° 6, p. 3189-3200, juin 2014.

[113] W. Che, L. Geng, K. Deng, et Y. L. Chow, « Analysis and Experiments of Compact Folded Substrate-Integrated Waveguide », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 56, n° 1, p. 88-93, janv. 2008.

[114] N. Nguyen-Trong, T. Kaufmann, L. Hall, et C. Fumeaux, « Variational Analysis of Folded Substrate-Integrated Waveguides », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 25, n° 6, p. 352-354, juin 2015.

[115] Hung-Yi Chien, Tze-Min Shen, Ting-Yi Huang, Wei-Hsin Wang, et Ruey-Beei Wu, « Miniaturized Bandpass Filters With Double-Folded Substrate Integrated Waveguide Resonators in LTCC », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, n° 7, p. 1774-1782, juill. 2009.

[116] Lin-Sheng Wu, Xi-Lang Zhou, et Wen-Yan Yin, « A Novel Multilayer Partial H-Plane Filter Implemented With Folded Substrate Integrated Waveguide (FSIW) », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 19, n° 8, p. 494-496, août 2009.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

[117] R. Zhang, Z. Wang, B. Yan, et R. Xu, « FSIW cavity filter and Derivative FSIW cavity and its filters with LTCC technology », in *2009 Asia Pacific Microwave Conference*, Singapore, Singapore, 2009, p. 1360-1363.

[118] M. Shahidzadeh Mahani et G. W. Roberts, « A mmWave Folded Substrate Integrated Waveguide in a 130-nm CMOS Process », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 65, nº 8, p. 2775-2788, août 2017.

[119] S. B. Cohn, « Properties of Ridge Wave Guide », *Proc. IRE*, vol. 35, nº 8, p. 783-788, août 1947.

[120] « Cohn - 1947 - Properties of Ridge Wave Guide.pdf ». .

[121] S. Hopfer, « The Design of Ridged Waveguides », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 3, nº 5, p. 20-29, oct. 1955.

[122] Hui-Wen Yao, A. Abdelmonem, Ji-Fuh Liang, et K. A. Zaki, « Analysis and design of microstrip-to-waveguide transitions », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 42, nº 12, p. 2371-2380, déc. 1994.

[123] Hui-Wen Yao, A. Abdelmonem, Ji-Fuh Liang, et K. A. Zaki, « A full wave analysis of microstrip-to-waveguide transitions », in *1994 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.94CH3389-4)*, San Diego, CA, USA, 1994, p. 213-216.

[124] Y. Ding et K. Wu, « Substrate Integrated Waveguide-to-Microstrip Transition in Multilayer Substrate », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, nº 12, p. 2839-2844, déc. 2007.

[125] M. Bozzi, S. A. Winkler, et K. Wu, « Broadband and compact ridge substrate-integrated waveguides », *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 4, nº 11, p. 1965, 2010.

[126] S. Moscato, R. Moro, M. Pasian, M. Bozzi, et L. Perregrini, « Two-Material Ridge Substrate Integrated Waveguide for Ultra-Wideband Applications », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 63, nº 10, p. 3175-3182, oct. 2015.

[127] Y. Fei, L. Rui-zhu, et Y. Hong-xi, « Canonical Ridged SIW fiters in LTCC », in *2011 IEEE International Conference on Microwave Technology & Computational Electromagnetics*, Beijing, China, 2011, p. 190-192.

[128] L.-S. Wu, X.-L. Zhou, L. Zhou, et W.-Y. Yin, « Study on cross-coupled substrate integrated evanescent-mode waveguide filter », in *2009 Asia Pacific Microwave Conference*, Singapore, Singapore, 2009, p. 167-170.

[129] Lin-Sheng Wu, Xi-Lang Zhou, et Wen-Yan Yin, « Evanescent-Mode Bandpass Filters Using Folded and Ridge Substrate Integrated Waveguides (SIWs) », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 19, nº 3, p. 161-163, mars 2009.

[130] T. R. Jones et M. Daneshmand, « Miniaturized Slotted Bandpass Filter Design Using a Ridged Half-Mode Substrate Integrated Waveguide », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 26, nº 5, p. 334-336, mai 2016.

[131] L. Huang et S. Zhang, « Ultra-Wideband Ridged Half-Mode Folded Substrate-Integrated Waveguide Filters », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 28, nº 7, p. 579-581, juill. 2018.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

[132] G. D. Vendelin, A. M. Pavio, et U. L. Rohde, *Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques*, 2nd éd. 2005.

[133] P. Kangaslahti, « Recent developments in 180 GHZ MMIC LNA and receiver technology », in *2010 11th Specialist Meeting on Microwave Radiometry and Remote Sensing of the Environment*, Washington, DC, USA, 2010, p. 272-275.

[134] Y. Mao, K. Schmalz, J. Borngraber, et J. C. Scheytt, « A 245 GHz CB LNA and SHM mixer in SiGe technology », in *2012 IEEE 12th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems*, Santa Clara, CA, USA, 2012, p. 5-8.

[135] F. Bergeras, « Étude de nouvelles structures de filtres actifs intégrées en Hyperfréquences », Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et systèmes, Laboratoire XLIM, Université de Limoges, Limoges, 2010.

[136] F. Bergeras, P. Dueme, J.-P. Plaze, L. Darcel, B. Jarry, et M. Campovecchio, « Novel MMIC Architectures for Tunable Microwave Wideband Active Filters », présenté à IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Anaheim, CA, USA, 2010, p. 1-4.

[137] V. Freitas, « Etude et réalisation de réseaux d'adaptation d'impédances accordables linéaires et non linéaires, sur PCB et silicium CMOS, pour des applications en radiofréquences », Laboratoire IMEP-LAHC, Université de Grenoble, Grenoble, 2012.

[138] M. J. Franco et D. Dening, « Broadband reconfigurable matching network of reduced dimensions for the UHF military satellite communication band », in *2011 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 2011, p. 1-4.

[139] M. Pelissier, F. Demeestere, F. Hameau, D. Morche, et C. Delaveaud, « LNA-antenna codesign for UWB systems », in *2006 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, Island of Kos, Greece, 2006, p. 4.

[140] S. Bories, M. Pelissier, C. Delaveaud, et R. Bourtoutian, « Performances analysis of LNA-antenna co-design for UWB system », in *2nd European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2007)*, Edinburgh, UK, 2007, p. 86-86.

[141] S. Muhammad *et al.*, « System in Package Solution with Dielectric Resonator Antenna and Power Amplifier for a 60 GHz High Data Rate Transmitter », p. 4, 2013.

[142] A. Pal, H. Zhou, A. Mehta, E. Nagasundaram, J. Lees, et D. Mirshekar-Syahkal, « Co-design of an antenna-power amplifier RF front-end block without matching network for 2.4 GHz WiFi application », in *2017 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS)*, Phoenix, AZ, USA, 2017, p. 201-203.

[143] Jianhong Zuo, Xinwei Chen, Guorui Han, Li Li, et Wenmei Zhang, « An Integrated Approach to RF Antenna-Filter Co-Design », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 8, p. 141-144, 2009.

[144] Q.-S. Wu, X. Zhang, et L. Zhu, « A Wideband Circularly Polarized Patch Antenna with Enhanced Axial Ratio Bandwidth via Co-design of Feeding Network », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, p. 1-9, juin 2018.

[145] Q.-S. Wu, X. Zhang, et L. Zhu, « Co-design of a Wideband Circularly Polarized Filtering Patch Antenna with Three Minima in Axial Ratio Response », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, p. 1-10, juill. 2018.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

[146] C. Ni, W. Wu, Q. Liu, et H. Li, « A co-designed quasi Yagi antenna with coupled line filter », in *2017 7th IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation, and EMC Technologies (MAPE)*, 2017, p. 61-62.

[147] Y. Quere, C. Quendo, W. El Hajj, et C. Person, « A global synthesis tool and procedure for filter-antenna co-design », in *2012 15 International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics*, Toulouse, France, 2012, p. 1-4.

[148] K. Chen, T.-C. Lee, et D. Peroulis, « Co-Design of Multi-Band High-Efficiency Power Amplifier and Three-Pole High-Q Tunable Filter », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 23, n° 12, p. 647-649, déc. 2013.

[149] S. Montusclat, F. Gianesello, et D. Gloria, « Silicon full integrated LNA, Filter and Antenna system beyond 40 GHz for MMW wireless communication links in advanced CMOS technologies », in *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2006*, San Francisco, CA, 2006, p. 77-80.

[150] H.-C. Kuo *et al.*, « A 60-GHz fully integrated CMOS sub-harmonic RF receiver with mm-wave on-chip AMC-antenna/balun-filter and on-wafer wireless transmission test », in *2012 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Montreal, QC, Canada, 2012, p. 1-3.

[151] K. T. Jokela, « Narrow-Band Stripline or Microstrip Filters with Transmission Zeros at Real and Imaginary Frequencies », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 28, n° 6, p. 542-547, juin 1980.

[152] P. F. Combes, *Micro-ondes*, vol. 1. Lignes, guides et cavités, 2 vol. Dunod, 1997.

[153] P. F. Combes, *Micro-ondes*, vol. 2. Circuits passifs, propagation, antennes, 2 vol. Dunod, 1997.

[154] A. E. Atia et A. E. Williams, « Narrow-Bandpass Waveguide Filters », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 20, n° 4, p. 258-265, avr. 1972.

[155] A. Perigaud, « Conception de banques de filtres micro-ondes passifs compacts dans la bande 2-20 GHz à l'aide des technologies multicouches », Laboratoire XLIM, Université de Limoges, Limoges, 2009.

[156] R. J. Cameron, C. Kudsia, et R. R. Mansour, *MICROWAVE FILTERS for COMMUNICATION SYSTEMS - Fundamentals, Design, and Applications*. Wiley, 2007.

[157] A. Atia, A. Williams, et R. Newcomb, « Narrow-band multiple-coupled cavity synthesis », *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 21, n° 5, p. 649-655, sept. 1974.

[158] R. J. Camerod', R. Harish, et C. J. Radliffe, « Synthesis of Advanced Microwave Filters Without Diagonal Cross- Couplings », p. 4.

[159] S. Bila *et al.*, « Simplified design of microwave filters with asymmetric transfer functions », in *33rd European Microwave Conference Proceedings (IEEE Cat. No.03EX723C)*, 2003, vol. 3, p. 1357-1360 Vol.3.

[160] S. Tamiazzo et G. Macchiarella, « An analytical technique for the synthesis of cascaded N-tuplets cross-coupled resonators microwave filters using matrix rotations », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, n° 5, p. 1693-1698, mai 2005.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

[161] M. Ohira, T. Kato, et Z. Ma, « A novel microstrip filter structure consisting of transversal resonator array and its fully canonical bandpass filter design », in *2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, Phoenix, AZ, USA, 2015, p. 1-3.

[162] M. Martinez-Mendoza, J. S. Gomez-Diaz, D. Canete-Rebenaque, J. L. Gomez-Tornero, et A. Alvarez-Melcon, « Design of Bandpass Transversal Filters Employing a Novel Hybrid Structure », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, n° 12, p. 2670-2678, déc. 2007.

[163] J.-S. Hong, « Couplings of asynchronously tuned coupled microwave resonators », *IEE Proc. - Microw. Antennas Propag.*, vol. 147, n° 5, p. 354, 2000.

[164] S. Bila *et al.*, « Direct electromagnetic optimization of microwave filters », *IEEE Microw. Mag.*, vol. 2, n° 1, p. 46-51, mars 2001.

[165] A. Périgaud, D. Kaminsky, D. Baillargeat, S. Bila, et S. Verdeyme, « Generalization of an EM optimization method to wide-band filters with unforeseen couplings », présenté à Proc. Int. Workshop Microw. Filters, 2006, p. 1-3.

[166] W. E. Fromm, « Characteristics and Some Applications of Stripline Components », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 3, n° 2, p. 13-20, mars 1955.

[167] R. M. Barrett, « Microwave Printed Circuits--The Early Years », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 32, n° 9, p. 983-990, sept. 1984.

[168] A. Perigaud, S. Bila, S. Verdeyme, D. Baillargeat, et D. Kaminsky, « Multilayered Coupled Interdigital Resonator Filters for General Chebyshev Filtering Functions », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 64, n° 5, p. 1465-1475, avr. 2016.

[169] Yunchi Zhang, K. A. Zaki, A. J. Piloto, et J. Tallo, « Miniature broadband bandpass filters using double-layer coupled stripline resonators », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, n° 8, p. 3370-3377, août 2006.

[170] W. Feuray *et al.*, « Evaluation of metal coating techniques up to 66 GHz and their application to additively manufactured bandpass filters », in *2017 47th European Microwave Conference (EuMC)*, Nuremberg, 2017, p. 512-515.

[171] G. O. Mallory et J. B. Hajdu, *Electroless plating: fundamentals and applications*, Cambridge University Press. Cambridge University Press, 1990.

[172] S. Tay, « Analyse et modélisation de l'utilisation de signaux GNSS en environnement marin », Télécom Bretagne, Université de Rennes 1, 2012.

[173] G. Carrie, « Techniques d'antennes adaptatives pour récepteurs de radionavigation par satellite résistants aux interférences », École nationale supérieure de l'aéronautique et de l'espace, Toulouse, France, 2006.

[174] V. Lunot, F. Seyfert, S. Bila, et A. Nasser, « Certified Computation of Optimal Multiband Filtering Functions », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 56, n° 1, p. 105-112, janv. 2008.

[175] I. Wolff et N. Knoppik, « Microstrip ring resonator and dispersion measurement on microstrip lines », *Electron. Lett.*, vol. 7, n° 26, p. 779, 1971.

[176] F. Seyfert et S. Bila, « General synthesis techniques for coupled resonator networks », *IEEE Microw. Mag.*, vol. 8, n° 5, p. 98-104, oct. 2007.

[177] W. J. Wen-qiang Jia et H. Y. Hong-xi Yu, « A 27.5-29Ghz SIW cross-coupling filter in LTCC », in *IET International Radar Conference 2015*, Hangzhou, China, 2015, p. 5 .-5 .

Licence CC BY-NC-ND 3.0

[178] Zhang Cheng Hao, Wei Hong, Xiao Ping Chen, Ji Xin Chen, Ke Wu, et Tie Jun Cui, « Multilayered substrate integrated waveguide (MSIW) elliptic filter », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 15, nº 2, p. 95-97, févr. 2005.

[179] D. L. Diedhiou, E. Rius, J.-F. Favennec, et A. El Mostrah, « Ku-Band Cross-Coupled Ceramic SIW Filter Using a Novel Electric Cross-Coupling », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 25, nº 2, p. 109-111, févr. 2015.

[180] Daxu Zhang, Peigen Zhou, Zhiqiang Yu, et Jianyi Zhou, « Ka-band quadruple SIW filter with controllable transmission zeros », in *2016 IEEE International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, Beijing, China, 2016, p. 296-298.

[181] Chi-Yang Chang et Cheng-Chung Chen, « A novel coupling structure suitable for cross-coupled filters with folded quarter-wave resonators », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 13, nº 12, p. 517-519, déc. 2003.

[182] Yani Mu, Zhewang Ma, et Deming Xu, « A novel compact interdigital bandpass filter using multilayer cross-coupled folded quarter-wavelength resonators », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 15, nº 12, p. 847-849, déc. 2005.

[183] J. Coonrod et B. Rautio, « Comparing Microstrip and CPW Performance », vol. 55, nº 7, p. 74-82, juill-2012.

[184] Chi-Feng Chen, Ting-Yi Huang, et Ruey-Beei Wu, « Design of microstrip bandpass filters with multiorder spurious-mode suppression », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, nº 12, p. 3788-3793, déc. 2005.

[185] Pedro Cheong, Si-Weng Fok, et Kam-Weng Tam, « Miniaturized parallel coupled-line bandpass filter with spurious-response suppression », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, nº 5, p. 1810-1816, mai 2005.

[186] Md. C. Velazquez-Ahumada, J. Martel, et F. Medina, « Parallel coupled microstrip filters with floating ground-plane conductor for spurious-band suppression », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, nº 5, p. 1823-1828, mai 2005.

[187] J. K. Richardson, « Gap Spacing for Narrow-Bandwidth End-Coupled Symmetric Stripline Filters (Correspondence) », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 16, nº 8, p. 559-560, août 1968.

[188] R. Sato et E. G. Cristal, « Simplified Analysis of Coupled Transmission-Line Networks », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 18, nº 3, p. 122-131, mars 1970.

[189] S. B. Cohn, « Parallel-Coupled Transmission-Line-Resonator Filters », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 6, nº 2, p. 223-231, avr. 1958.

[190] S. Caspi et J. Adelman, « Design of combline and interdigital filters with tapped-line input », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 36, nº 4, p. 759-763, avr. 1988.

[191] E. G. Cristal, « Tapped-Line Coupled Transmission Lines with Applications to Interdigital and Combline Filters », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 23, nº 12, p. 1007-1012, déc. 1975.

[192] C.-J. Chen, « A four-pole parallel-coupled dual-mode resonator bandpass filter », in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, San Francisco, CA, USA, 2016, p. 1-3.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

[193] S. Denis, P. Fouin, G. Haquet, G. Peyresoubes, A.-C. Tanguy, et C. Leduc, « Adjustable parallel coupled line filters with wirebonding technology », in *44th European Microwave Conference*, Rome, Italy, 2014, p. 957-960.

[194] Jia-Sheng Hong et M. J. Lancaster, « Cross-coupled microstrip hairpin-resonator filters », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 46, n° 1, p. 118-122, janv. 1998.

[195] K. S. K. Yeo et M. J. Lancaster, « The design of microstrip six-pole quasi-elliptic filter with linear phase response using extracted-pole technique », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 49, n° 2, p. 321-327, févr. 2001.

[196] K. Ma, K. S. Yeo, J. Ma, et M. A. Do, « An Ultra-Compact Hairpin Band Pass Filter With Additional Zero Points », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 17, n° 4, p. 262-264, avr. 2007.

[197] Lung-Hwa Hsieh et Kai Chang, « Compact elliptic-function low-pass filters using microstrip stepped-impedance hairpin resonators », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, n° 1, p. 193-199, janv. 2003.

[198] Sheng-Yuan Lee et Chih-Ming Tsai, « New cross-coupled filter design using improved hairpin resonators », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 48, n° 12, p. 2482-2490, déc. 2000.

[199] Z. Hao et J.-S. Hong, « Ultrawideband Filter Technologies », *IEEE Microw. Mag.*, vol. 11, n° 4, p. 56-68, mai 2010.

[200] P. Sarkar, R. Ghatak, M. Pal, et D. R. Poddar, « Compact UWB Bandpass Filter With Dual Notch Bands Using Open Circuited Stubs », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 22, n° 9, p. 453-455, août 2012.

[201] Q. X. Chu, H. Zhu, X. K. Tian, et X. H. Wu, « Fish-bone resonator with new coupling structure and its applications to wideband bandpass filters », in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT)*, Seattle, WA, USA, 2013, p. 1-3.

[202] Wenjie Feng, MinhTan Doan, et Wenquan Che, « Compact tri-band bandpass filter based on short stubs and crossed open stubs », in *The 2010 International Conference on Advanced Technologies for Communications*, Ho Chi Minh City, Vietnam, 2010, p. 213-216.

[203] A. Boutejdar, G. Nadim, et A. S. Omar, « Compact bandpass filter structure using an open stub quarter-wavelength microstrip line corrections », in *European Microwave Conference*, Paris, France, 2005, p. 3 pp. - 1274.

[204] J.-R. Lee, J.-H. Cho, et S.-W. Yun, « New Compact Bandpass Filter Using Microstrip λ/4 Resonators with Open Stub Inverter », *IEEE Microw. Guid. Wave Lett.*, vol. 10, n° 12, p. 526-527, déc. 2000.

[205] C.-K. C. Tzuang et W.-T. Lo, « Printed-circuit realization of a tapped combline bandpass filter », in *IEEE International Digest on Microwave Symposium*, Dallas, TX, USA, 1990, vol. 1, p. 131-134.

[206] R. J. Wenzel, « Synthesis of Combline and Capacitively Loaded Interdigital Bandpass Filters of Arbitrary Bandwidth », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 19, n° 8, p. 678-686, août 1971.

[207] W.-T. Lo et C.-K. C. Tzuang, « K-Band Quasi-Planar Tapped Combline Filter and Diplexer », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 41, n° 2, p. 215-223, févr. 1993.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

[208] M.-H. Son, Y.-T. Kim, et S.-S. Lee, « Low-Cost Realization of ISM Band Pass Filters Using Integrated Combline Structures », in *RAWCON 2000. IEEE Radio and Wireless Conference*, Denver, CO, USA, 2000, p. 261-264.

[209] G. Prigent *et al.*, « Design of Narrow-Band DBR Planar Filters in Si–BCB Technology for Millimeter-Wave Applications », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, n° 3, p. 1045-1051, mars 2004.

[210] C. Quendo, E. Rius, et C. Person, « Narrow bandpass filters using dual-behavior resonators », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, n° 3, p. 734-743, mars 2003.

[211] T. Su, S.-J. Wang, Y.-L. Zhang, Z.-P. Li, et L.-J. Zhang, « A Compact DBR Filter Using Π-Network and Dual-Line Equivalent Circuit », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 23, n° 7, p. 350-352, juill. 2013.

[212] H. Issa, J. -. Duchamp, S. Abou-Chahine, et P. Ferrari, « Compact semi-lumped two-pole DBR filter with spurious suppression », in *Asia-Pacific Microwave Conference 2011*, 2011, p. 425-428.

[213] I. Wolff, « Microstrip bandpass filter using degenerate modes of a microstrip ring resonator », *Electron. Lett.*, vol. 8, n° 12, p. 302, juin 1972.

[214] J. S. Hong et M. J. Lancaster, « Bandpass characteristics of new dual-mode microstrip square loop resonators », *Electron. Lett.*, vol. 31, n° 11, p. 891-892, mai 1995.

[215] A. Gorur, « Description of Coupling Between Degenerate Modes of a Dual-Mode Microstrip Loop Resonator Using a Novel Perturbation Arrangement and Its Dual-Mode Bandpass Filter Applications », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, n° 2, p. 671-677, févr. 2004.

[216] J.-S. Hong, H. Shaman, et Y.-H. Chun, « Dual-Mode Microstrip Open-Loop Resonators and Filters », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, n° 8, p. 1764-1770, août 2007.

[217] M. H. Awida, A. M. E. Safwat, et H. El-Hennawy, « Dual-mode microstrip bandpass filter using ring of arrows resonator », *Electron. Lett.*, vol. 41, n° 24, p. 1335, déc. 2005.

[218] A. Gorur et C. Karpuz, « Miniature Dual-Mode Microstrip Filters », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 17, n° 1, p. 37-39, janv. 2007.

[219] R. Weigel *et al.*, « Microwave acoustic materials, devices, and applications », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, n° 3, p. 738-749, août 2002.

[220] A.-L. Franc, E. Pistono, G. Meunier, D. Gloria, et P. Ferrari, « A Lossy Circuit Model Based on Physical Interpretation for Integrated Shielded Slow-Wave CMOS Coplanar Waveguide Structures », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 61, n° 2, p. 754-763, mars 2013.

[221] R. J. Evans, E. Skafidas, et B. Yang, « Slow-wave slot microstrip transmission line and bandpass filter for compact millimetre-wave integrated circuits on bulk complementary metal oxide semiconductor », *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 6, n° 14, p. 1548-1555, nov. 2012.

[222] S. Maci, « Dual-band slot-loaded patch antenna », *IEE Proc. - Microw. Antennas Propag.*, vol. 142, n° 3, p. 225, 1995.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

[223] H. Mosallaei et K. Sarabandi, « Engineered meta-substrates for antenna miniaturization », présenté à Proc. 2004 URSI Int. Symposium on Electromagn. Theory, 2004, p. 191-193.

[224] K. R. Jha et G. Singh, « Analysis of Dielectric Permittivity and Losses of Two-layer Substrate Materials for Microstrip Antenna at THz Frequency », in *2009 International Conference on Advances in Recent Technologies in Communication and Computing*, Kottayam, Kerala, India, 2009, p. 672-675.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Annexes

Annexe 1. Chapitre I : compléments bibliographiques - 202
Annexe 1.1. Systèmes d'excitations 202
Annexe 1.2. Filtres planaires : technologies non exploitées 203
Annexe 1.2.1. Résonateurs demi-onde 203
Annexe 1.2.2. Résonateurs quart d'onde : autres exemples 206
Annexe 1.2.3. Autres types de filtres planaires 207
Annexe 2. Paramètres S et matrice de couplage 210
Annexe 2.1. Schéma équivalent alternatif 210
Annexe 2.2. Matrices impédances et admittances 210
Annexe 2.3. Des matrices aux paramètres [S] 211
Annexe 3. Compléments – Conception de l'antenne 213
Annexe 3.1. Principe de fonctionnement 213
Annexe 3.2. Détails mécaniques sur la structure réalisée 214
Annexe 3.3. Analyse électromagnétique – Influence de la couche de Rohacell 215
Annexe 4. Prototypage initial du filtre 10 pôles 4 zéros 216

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Annexe 1. Chapitre I : compléments bibliographiques -

Annexe 1.1. Systèmes d'excitations

Cette partie a pour objectif de présenter rapidement les principales méthodes d'excitations en adéquations avec les technologies de filtrages présentées dans ce manuscrit.

Les lignes micro-rubans (ou « *microstrip* ») et coplanaires (ou « *CPW* »[39]) sont deux standards dans le domaine de la micro-électronique. Elles ont l'avantage d'être bien maitrisées et possèdent des performances comparables dans notre domaine de fréquence [183]. Une illustration de ces lignes et des modes quasi-TEM[40] s'y propageant est disponible en Figure 191.

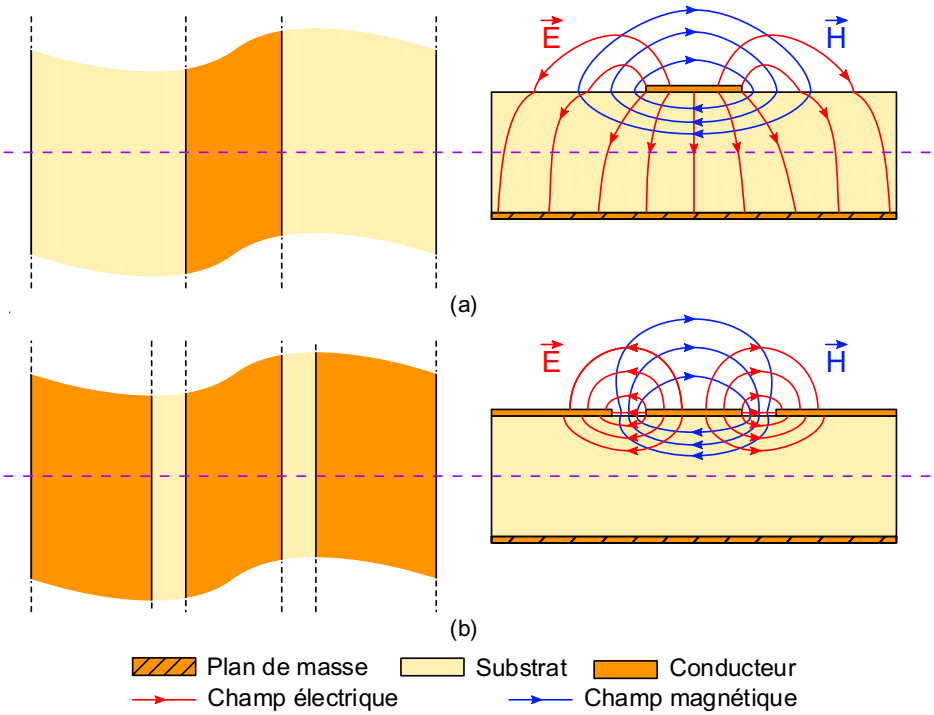


Figure 191 : Lignes de transmission et topographie des champs électromagnétiques : (a) micro-ruban, (b) coplanaire.

Si l'on considère maintenant les technologies semi-volumiques et multicouches, il faut intégrer à notre liste les sondes coaxiales qui vont venir permettre une excitation au sein même des structures. De plus, si l'on imagine une intégration compacte et superposée, cet outil permettra d'effectuer la liaison entre les différents étages du système. La Figure 192 présente un guide d'onde coaxial et son mode TEM fondamental : le TE_{01}.

[39] Acronyme de l'anglais : *CoPlanar Waveguide.*

[40] Acronyme de l'anglais : *Transverse Electro-Magnetic.*

Licence CC BY-NC-ND 3.0

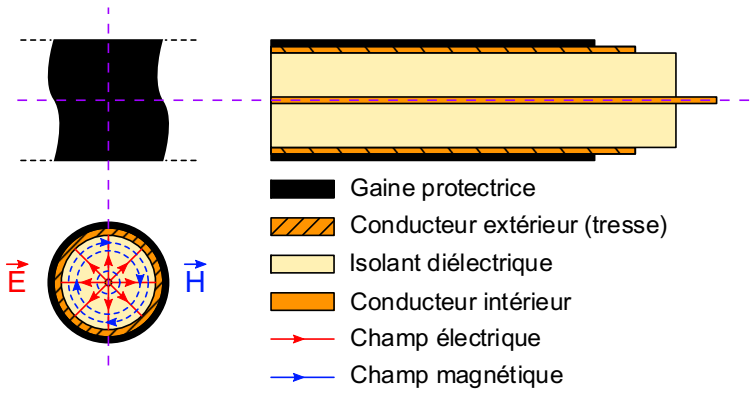


Figure 192 : Guide d'onde coaxial et topographie des champs électromagnétiques du mode fondamental (TE_{01}).

L'excitation des structures sera en général effectuée par l'âme centrale du guide coaxial. Extraite du reste du guide, elle sera alors soudée à une ligne de transmission ou directement plongée dans le dispositif de filtrage. Dans ce dernier cas, le conducteur central agira comme une sonde magnétique à l'intérieur de la structure dans laquelle il aura été inséré. Le comportement des champs dans cette situation est illustré en Figure 193.

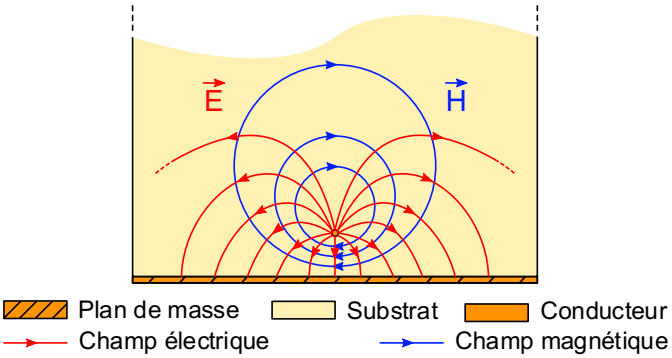


Figure 193 : Champs électromagnétiques autour d'un câble métallique à proximité d'un plan de masse.

Annexe 1.2. Filtres planaires : technologies non exploitées

Annexe 1.2.1. Résonateurs demi-onde

Les filtres à résonateurs demi-onde (ou λ/2), à l'instar de l'ensemble de la famille des filtres linéiques, sont définis comme étant « distribués ». Théoriquement, les filtres sont conçus à partir de capacités et d'inductances et, nous l'avons vu précédemment, les filtres réalisés à partir d'éléments localisés ne sont plus pertinents lorsque l'on monte en fréquence. Le modèle des éléments distribués s'applique, quant à lui, à toutes les fréquences et utilise les propriétés des modes associés aux lignes de transmission. Dans cette situation, on utilise alors des morceaux de lignes de transmission afin de réaliser des composants distribués.

Dans le cas présent, les longueurs de lignes correspondent à la demi-longueur d'onde guidée de la fréquence centrale du filtre (notée f_0). La réponse associée à ce type de d'arrangement est périodique et de période f_0. Certaines études se sont, néanmoins, concentrées sur l'élimination de la première harmonique (et même de la seconde) afin d'assurer une meilleure réjection des filtres aux fréquences supérieures à leur bande [184]–[186].

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Annexe 1.2.1.1 Filtres à lignes couplées aux extrémités

Ce filtre est une bonne illustration du principe développé par la méthode des éléments distribués. En effet, comme le montre la Figure 194, le mode de couplage utilisé entre chaque résonateur peut être associé à un équivalent simple en éléments localisés.

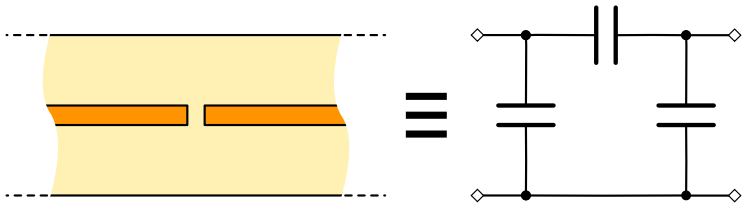


Figure 194 : Équivalent en éléments localisés d'un espace entre les extrémités de deux lignes.

Lorsque deux lignes sont suffisamment rapprochées, un couplage intervient entre elles et l'énergie peut circuler de l'une à l'autre. L'intensité de ce couplage est proportionnelle à la distance séparant deux résonateurs mais aussi à la longueur de résonateur en vis-à-vis. On note conventionnellement ce coefficient M_{ij} où i et j correspondent aux éléments couplés. La Figure 195 identifie les couplages qui ont lieu lors de la configuration étudiée ici.

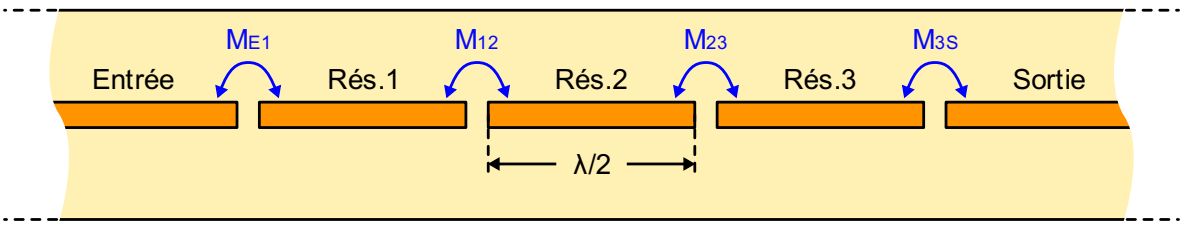


Figure 195 : Configuration d'un filtre à lignes couplées aux extrémités.

Ce type de filtre est le plus basique que l'on puisse réaliser à partir d'une ligne de transmission. C'est, en effet, une simple coupure dans la ligne de transmission qui va nous permettre de réaliser un couplage entre deux éléments. Cependant, les faibles longueurs de lignes en regard entrainent un couplage également faible. Cela cantonne ce genre de filtre à la réalisation de fonctions de filtrage bande étroite. Pour finir, la configuration de couplage utilisée fait de ce filtre planaire l'un des moins compacts que l'on puisse réaliser [39], [187].

Annexe 1.2.1.2 Filtres à lignes couplées parallèlement

Ce type de filtre reprend les éléments du filtre précédent et augmente, par sa configuration, l'amplitude des couplages. Comme cela est illustré en Figure 196, ils sont effectués en mettant les résonateurs parallèles les uns par rapport aux autres [188]. Deux paramètres sont alors accessibles pour contrôler ce couplage : la distance séparant deux résonateurs et la longueur de ligne en regard. Grâce à cette disposition, les gammes de couplages possibles sont plus importantes et il est donc possible d'utiliser ces filtres pour réaliser des fonctions de filtrage pouvant aller jusqu'à une dizaine de pourcent en bande passante relative [189].

Licence CC BY-NC-ND 3.0

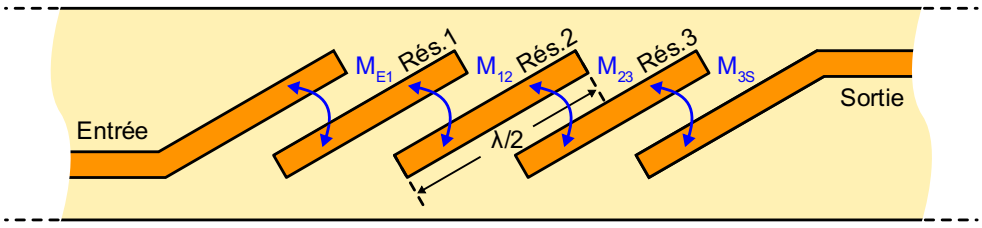


Figure 196 : Configuration d'un filtre à lignes couplées parallèlement ; couplage aux accès par proximité.

Il existe également un couplage aux accès alternatifs dit par contact. Dans cette configuration, la ligne d'accès vient directement se coller au premier et dernier résonateur du système [190], [191]. La gamme potentielle de couplage obtenue est plus forte que lors d'un couplage par proximité. L'intensité du couplage est contrôlée par deux critères : la largeur de ligne en contact avec le résonateur et la position à laquelle elle vient se coller à ce dernier (l'intensité du champ électromagnétique variant le long du résonateur). Ce type d'accès par contact est présenté en Figure 197.

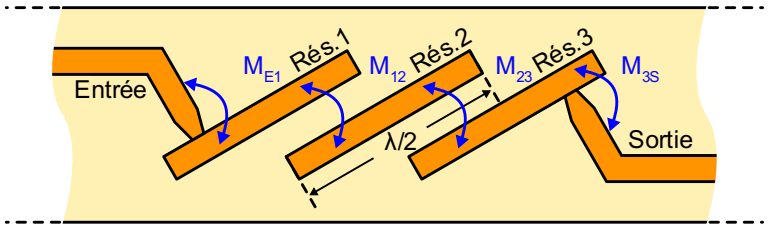


Figure 197 : Configuration d'un filtre à lignes couplées parallèlement ; couplage aux accès par contact

De nombreuses études ont été réalisées au cours des années pour améliorer les propriétés de ces filtres et la littérature présente notamment des résonateurs bi-mode ou encore ajustables en fréquence [192], [193].

Annexe 1.2.1.3 Filtres à lignes repliées

Ces filtres, réalisés en venant replier une ligne demi-onde, sont retrouvés dans la littérature sous le terme « *hairpin* »[41] à cause de la forme en « U » obtenue après repli. Cette forme ne permet pas de gagner particulièrement en surface occupée par le filtre. En revanche, elle apporte de nouveaux arrangements qui laissent la possibilité de réaliser des fonctions pseudo-elliptiques. Plusieurs topologies ont ainsi été concrétisées grâce à la flexibilité offerte par ces filtres [194], [195]. La Figure 198 met ainsi en lumière deux types de topologie : l'une standard ou les résonateurs sont couplés deux à deux en ligne et l'autre quasi-elliptique où l'on peut prévoir des couplages croisés entre les différents résonateurs.

Cette famille, semblablement aux filtres à lignes couplées parallèlement, peut être impliquée dans la réalisation de fonctions de filtrage allant de la bande étroite à la bande moyenne. Si l'on considère des fonctions de filtrage identiques, les filtres hairpins occuperont légèrement plus de surface. Ainsi, la communauté scientifique s'est attelée à réduire la surface occupée en concevant des résonateurs plus compacts ; que ce soit en repliant le résonateur ou en jouant sur l'impédance de la ligne le composant [196]–[198].

[41] De l'anglais : épingle à cheveux.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

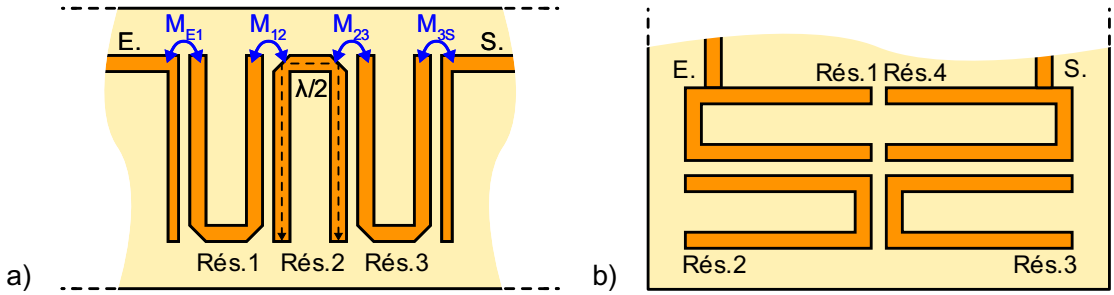


Figure 198 : Configurations d'un filtre hairpin : a) standard b) quasi-elliptique [194].

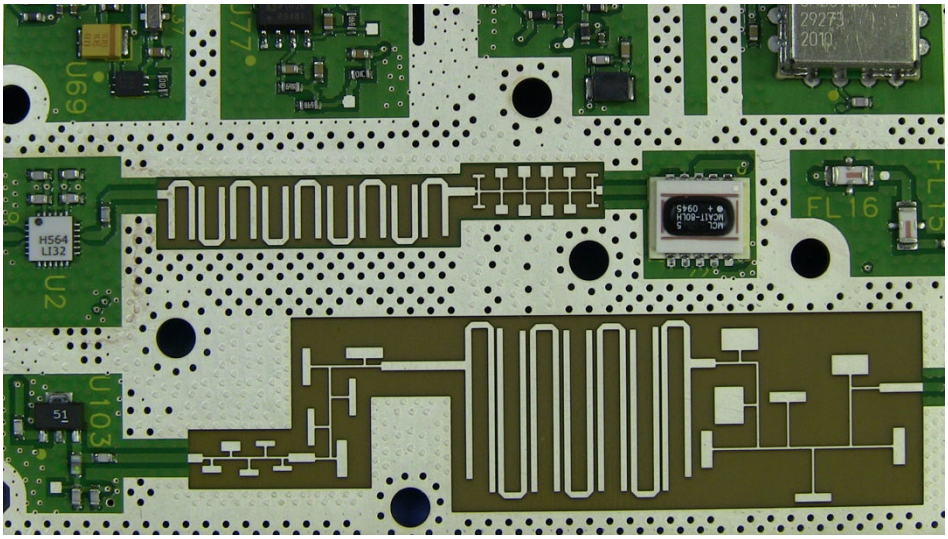


Figure 199 : Portion de circuit imprimé de l'analyseur de spectre à 20 GHz Agilent N9344C montrant plusieurs filtres micro-rubans en technologies distribuées et notamment deux filtres hairpin.
Source : < Flickr[42] >

Annexe 1.2.2. Résonateurs quart d'onde : autres exemples

Annexe 1.2.2.1 Filtres à stubs court-circuité

Ces filtres sont généralement utilisés pour réaliser des fonctions de filtrage allant jusqu'aux systèmes ultra-large bande [199], [200] (e.g. dans les références cités une bande passante d'environ 8 GHz est couverte avec une fréquence centrale d'environ 7 GHz). Il existe une variation de ces filtres où les stubs se retrouvent de part et d'autre de la ligne ; leur apparence leur donne alors le nom de filtre « *fish-bone* »[43] [201]. Afin de réaliser des fonctions plus réduites, certains auteurs emploient des stubs en circuit ouvert afin de renvoyer des zéros de transmission qui viennent découper la bande initiale [202].

Contrairement à l'ensemble des cas que nous avons vu jusque-là, les résonateurs ne sont pas couplés par proximités. Ils sont couplés directement par une ligne λ/4 qui vient faire office d'inverseur d'impédance. L'amplitude du couplage est alors contrôlée par la largeur de la ligne de connexion. Il est à noter que ce couplage est plus fort que celui réalisé par proximité. Cela

[42] https://www.flickr.com/photos/eevblog/8740066524/in/photolist-ejepHD-ejepPa-ejeqYB-ejeqsM-ejeqwV-ejk9LN-ejepTr-ejk8LC-ejepoz-ejepDz-ejepQ6-ejk8oC-ejepRK-ejeqaT-ejk9UE-ejk8h9-ejk85W-ejeqmB-ejeqFV-ejk8aN-ejeqjc-ejepbD-ejeoNR-ejeprt
[43] De l'anglais : arrête de poisson.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

explique la quasi-impossibilité de réaliser des fonctions bande étroite avec cet ensemble de filtres.

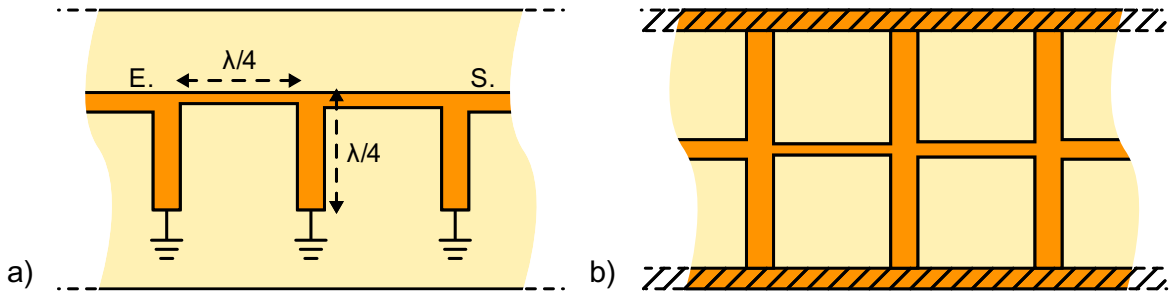


Figure 200 : Représentation schématique d'un filtre à stubs court-circuité (a) et d'un filtre fishbone (b).

La longueur de ligne entre chaque résonateur rend ces filtres moins compacts. Ils sont en revanche moins sensibles aux dispersions de fabrication car non dépendants de l'exactitude des dimensions d'un gap entre deux lignes.

Annexe 1.2.2.2 Filtres à stubs en circuit-ouverts

Cet ensemble se rapproche beaucoup des filtres à lignes couplées. En effet, la configuration de base est celle des lignes λ/2 couplées par proximités sur lesquelles viennent se greffer des stubs λ/4 [203], [204].

Le nombre de résonateurs ramenés par la ligne principale correspond au nombre de tronçons en λ/4 qui la constitue. Ainsi, le nombre de résonateurs est doublé par rapport à une simple ligne demi-onde. Le stub quart d'onde qui permet de réaliser cette caractéristique fait également office de coupe bande. Sa longueur d'onde est proche de celle du filtre ce qui permet de créer un zéro de transmission à proximité de la bande utile ; améliorant ainsi la sélectivité du filtre.

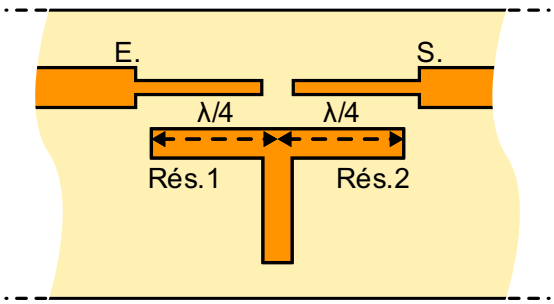


Figure 201 : Configuration d'un filtre à stubs en circuit ouvert [68].

Comme on peut le constater dans la Figure 201, l'avantage de ce filtre est de ne pas nécessiter de retour à la masse. Ce trait permet de se libérer des contraintes de fabrication imposées par les trous métallisés. Ces filtres ne sont pourtant pas sans défaut car on retrouve des contraintes inhérentes aux résonateurs demi-onde : ils sont plus adaptés aux bandes étroites et possèdent une première harmonique située à 2.f0.

Annexe 1.2.3. Autres types de filtres planaires

Cette section rassemble des filtres planaires communément retrouvés mais qui ne peuvent être classés dans les deux catégories principales vues précédemment.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Annexe 1.2.3.1 Filtres à structure en peigne

Ces filtres, aussi appelés « *combline* »[44], se rapprochent beaucoup des filtres à structure interdigitale par leur aspect. Ils sont, en effet, constitués d'une ligne reliée à une masse servant de résonateur sur laquelle vient se greffer une capacité [205], [206]. Cette dernière peut être un composant monté en surface, intégré dans le substrat ou réalisé par des vis d'accord.

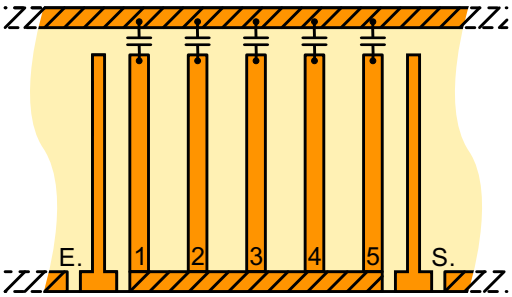


Figure 202 : Configuration d'un filtre à structure en peigne.

L'ajout de cette capacité permet de réduire la taille des résonateurs par rapport aux filtres quart d'onde. Cette famille offre alors l'avantage d'être très compact. Cependant, et bien que des exemples existent [207], [208], ces éléments localisés rajoutés rendent peu pratique l'intégration de ce type de filtres notamment dans le cas de technologies multicouches. De plus, on peut noter l'apparition de résonances parasites au-delà de $3.f_0$ et un facteur de qualité amoindri par la présence des composants localisés.

Annexe 1.2.3.2 Filtres DBR

Chaque résonateur constituant les filtres DBR (« *Dual Behaviour Resonator* »[45]) présente, comme leur nom l'indique, un double comportement : un stop-bande et un passe-bande. Ainsi, la structure résonante basique affiche un pôle et deux zéros de transmission [209], [210].

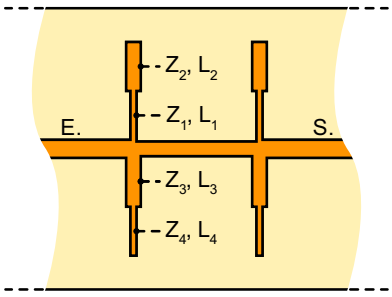


Figure 203 : Configuration d'un filtre DBR [77].

En ajustant la position des pôles et des zéros de ce filtre, il est possible d'accumuler plusieurs zéros dans un espace fréquentiel réduit et ainsi d'obtenir des filtres très sélectifs. Afin de réaliser ces réglages, il faut maîtriser les dimensions des lignes et les paramètres d'impédance associés. La conception de ce type de filtre dispose alors de nombreux degrés de liberté mais devient aussi rapidement complexe.

[44] De l'anglais comb : peigne.
[45] De l'anglais : résonateur à double comportement.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Ces filtres sont généralement confinés à la réalisation de fonctions bande étroite et présentent un encombrement important. De récents travaux ont été menés afin d'améliorer les performances et l'encombrement de ces filtres [211], [212].

Annexe 1.2.3.3 Filtres à résonateurs bi-modes

Ce concept de filtre apparait en 1972 dans une publication écrite par I. Wolff [213]. Les filtres à résonateurs bi-modes planaires sont composés d'un ou plusieurs résonateurs qui prennent généralement la forme d'un anneau ou d'un patch. Afin de réaliser une fonction passe-bande, deux modes dégénérés sont excités et couplés en créant des perturbations au sein des résonateurs et en les excitant judicieusement. Ces derniers peuvent prendre diverses formes allant de l'anneau au patch tronqué ou encore des formes plus exotiques [214]–[216].

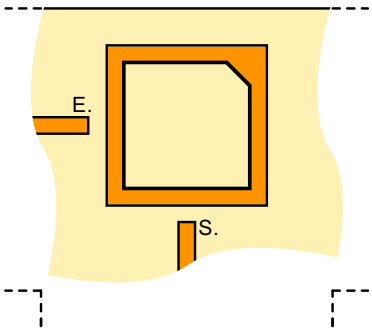


Figure 204 : Exemple de filtre basé sur un résonateur bi-mode [214].

À l'instar des résonateurs demi-onde, ils développent des résonances parasites multiples de la fréquence centrale tout en présentant un encombrement supérieur. Des travaux ont été menés pour réduire l'espace occupé [217], [218] mais malgré tout, ce type de filtre est peu utilisé à des fréquences faibles.

Annexe 1.2.3.4 Filtres à ondes acoustiques

Le principe de fonctionnement de ces filtres diffère des autres filtres étudiés précédemment. Ici, l'onde qui se propage dans la structure n'est pas électromagnétique mais acoustique. Cette onde peut se propager soit en surface et l'on parle alors de filtre « *SAW* »[46] soit dans un volume de substrat et l'on parle de filtre « *BAW* »[47] [219], [220].

On parle ici d'onde lente car les vitesses de propagation sont beaucoup plus faibles. Il en résulte des résonateurs aux dimensions plus réduites et donc plus facilement intégrables. La mise en place de ces filtres nécessite des technologies et des substrats piézo-électriques tels que le quartz ou le saphir. Pour finir, on notera que ces filtres seront plus spécifiquement dédiés à la réalisation de fonctions de filtrage à bande étroite [221].

[46] Acronyme de *Surface Acoustic Wave* : Onde acoustique de surface.
[47] Acronyme de *Bulk Acoustic Wave* : Onde acoustique de volume.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Annexe 2. Paramètres S et matrice de couplage

Cette démonstration reprend celle exposé dans le Chapitre 8 de [156].

Annexe 2.1. Schéma équivalent alternatif

Le système présenté par la Figure 35 peut également se représenter sous la forme suivante :

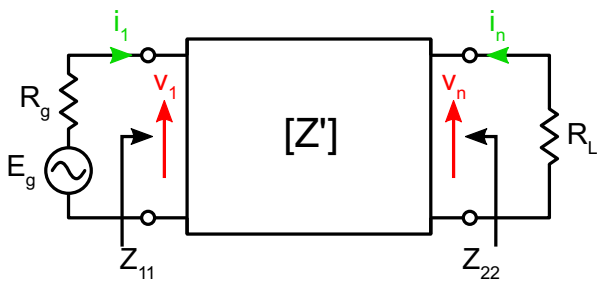


Figure 205 : Schéma équivalent entre la source d'impédance R_g et la charge d'impédance R_L.

Ce schéma équivalent présente une matrice [Z'] qui prend en compte les paramètres de couplage inter-résonateurs et les décalages en fréquence qui conserve les impédances des accès extérieurs au système.

Annexe 2.2. Matrices impédances et admittances

Si l'on considère ce système non normalisé on obtient :

$$\begin{bmatrix} E_g \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_g & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & 0 & \cdots & R_L \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D_1 & M_{21}.j\omega & \cdots & M_{n1}.j\omega \\ M_{12}.j\omega & D_2 & \cdots & M_{n2}.j\omega \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ M_{1n}.j\omega & M_{2n}.j\omega & \cdots & D_n \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_n \end{bmatrix} \quad (73)$$

Que l'on peut aussi écrire :

$$\begin{bmatrix} E_g - R_g i_1 \\ 0 \\ \vdots \\ -R_L i_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_1 & M_{21}.j\omega & \cdots & M_{n1}.j\omega \\ M_{12}.j\omega & D_2 & \cdots & M_{n2}.j\omega \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ M_{1n}.j\omega & M_{2n}.j\omega & \cdots & D_n \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_n \end{bmatrix} \quad (74)$$

Avec E_g-$R_g I_1$ = v_1 et -$R_L i_n$ = v_n, on peut écrire le système décrit par l'équation (74) avec une matrice sous la forme d'une matrice impédance en circuit ouvert :

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ 0 \\ \vdots \\ v_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} & & \\ & [Z'] & \\ & & \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} i_1 \\ 0 \\ \vdots \\ i_n \end{bmatrix} \quad (75)$$

Licence CC BY-NC-ND 3.0

En inversant la matrice [Z] ; on obtient les courants en fonction de la matrice admittance en court-circuit

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ 0 \\ \vdots \\ i_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} & [Y'] & \\ & (= [Z']^{-1}) & \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} v_1 \\ 0 \\ \vdots \\ v_n \end{bmatrix} \tag{76}$$

Si l'on ne porte son intérêt qu'au courant et tension aux terminaison la matrice peut se réécrire sous la forme :

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [Y']_{11} & [Y']_{1n} \\ [Y']_{n1} & [Y']_{nn} \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} v_1 \\ v_n \end{bmatrix} \tag{77}$$

Où $[Y]_{11}$, $[Y]_{1n}$, $[Y]_{n1}$, $[Y]_{nn}$ représentent les éléments des différents coins de la matrice [Y]. Notons que c'est par cette matrice que l'on effectue la conversion en matrice [ABCD] à l'aide des tableaux dédiés. Cela n'est cependant pas le propos ici et ces informations peuvent être consulter dans le même ouvrage que cité au-dessus.

Annexe 2.3. Des matrices aux paramètres [S]

Dans le cadre de cette étude, on utilise la matrice de couplage complète [Z] ce qui inclut les terminaisons des accès d'entrée/sortie. On a alors :

$$[E_g] = [Z].[i] \text{ ou } [i] = [Z]^{-1}.[E_g] = [Y].[E_g] \tag{78}$$

Où [Z] et [Y] correspondent respectivement à la matrice impédances en circuit-ouvert et la matrice admittances en court-circuit avec l'impédance de générateur de charge incluses. En reprenant la Figure 205 on voit que :

$$i_1 = [Y]_{11}.E_g \tag{79}$$

$$i_n = [Y]_{n1}.E_g = \frac{v_n}{R_L} \tag{80}$$

Si l'on intègre cette dernière équation avec la définition du coefficient de transmission S_{21} on obtient :

$$S_{21} = 2.\sqrt{\frac{R_g}{R_L}}.\frac{v_n}{E_g} = 2.\sqrt{\frac{R_g}{R_L}}.R_L.[Y]_{n1} = 2.\sqrt{R_g R_L}.[Y]_{n1} \tag{81}$$

Le coefficient de réflexion au port d'entrée est calculé par :

$$S_{11} = \frac{Z_{11} - R_g}{Z_{11} + R_g} = \frac{Z_{11} + R_g - 2.R_g}{Z_{11} + R_g} = 1 - \frac{2.R_g}{Z_{11} + R_g} \tag{82}$$

Où Z_{11} est l'impédance vu de l'entrée du quadripôle soit :

$$Z_{11} = \frac{v_1}{i_1} = \frac{E_g.Z_{11}}{Z_{11} + R_g}.\frac{1}{E_g[Y]_{11}} \tag{83}$$

On a alors :

Licence CC BY-NC-ND 3.0

$$[Y]_{11} = \frac{1}{Z_{11} + R_g} \tag{84}$$

En reprenant l'équation (82), on trouve finalement :

$$S_{11} = 1 - 2.R_g.[Y]_{11} \tag{85}$$

De la même manière, on obtient pour le coefficient de réflexion à la sortie :

$$S_{22} = 1 - 2.R_g.[Y]_{nn} \tag{86}$$

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Annexe 3. Compléments : conception de l'antenne

Annexe 3.1. Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement de cette architecture d'antenne a été présenté pour la première fois en 1995 par S. Maci [222]. Les fentes permettent d'augmenter le parcours des courants de surfaces et ainsi de baisser les modes supérieurs de l'antenne. D'après les études théoriques en se basant sur les équations ci-dessous (issues de l'état de l'art), ceci implique que les fentes doivent être très proches des bords du patch (valeur de gap très faible).

Les fréquences de résonances des deux modes rayonnants de cette structure sont données par :

$$\begin{cases} f_{TM100} = \dfrac{c}{2.(W_p + \Delta W' + \Delta W").\sqrt{\left[\varepsilon_e\left(\dfrac{W_p}{h}, \varepsilon_r\right)\right]}} \\ f_{TM300} = \dfrac{c}{2.(W_p - 2l + W_f).\sqrt{\left[\varepsilon_e\left(\dfrac{W_p}{h}, \varepsilon_r\right)\right]}} \end{cases} \tag{87}$$

Où :

$$\begin{cases} h = h_s + h_f \\ l = \dfrac{W_p - L_f}{2} \\ \varepsilon_e(x,y) = \dfrac{y+1}{2} + \dfrac{y-1}{2}.\left[1 + \dfrac{10}{x}\right]^{-1/2} \\ \Delta W' = W_p.\left(1{,}5.\dfrac{W_p}{h} - 0{,}4.\dfrac{l}{W_p}\right) \\ \Delta W" = g\left(\dfrac{W_p}{h}, \varepsilon_r\right).h \\ g(x,y) = \dfrac{1}{\pi}.\dfrac{x+0{,}336}{x+0{,}556}.\left[0{,}28 + \dfrac{y+1}{y}(0{,}274 + \ln(x+2{,}518))\right] \end{cases} \tag{88}$$

On constate donc que l'excitation de ces modes dépend directement des paramètres géométriques de l'antenne. Il existe, de plus, un troisième mode (TM_{200}) entre les deux résonances utiles. Cependant, ce dernier correspond à un couplage total entre les deux sondes d'excitation du patch ; ce qui en fait donc, une résonance non rayonnante. De plus, l'analyse électromagnétique faite par la suite montre qu'elle est située autour de la fréquence 1.45 GHz. De ce fait, elle est en dehors des bandes utiles qui concernent ce projet.

Afin d'élargir la bande passante du fonctionnement de l'antenne, il est nécessaire que la hauteur du substrat diélectrique soit significative par rapport à la longueur d'onde. Dans certains cas, il est possible d'aboutir à cette fin en utilisant des éléments parasites couplés de manière électromagnétique au patch principal. Cependant, ceci augmenterait les dimensions globales de l'élément de base.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Annexe 3.2. Détails mécaniques sur la structure réalisée

Le substrat sélectionné pour l'antenne est le Rogers RO4360G2™ [documentation en ligne]. Ses performances diélectriques correspondent à nos besoins pour cette application : Tan δ = 0.0038 et ε_r = 6.15. Le substrat Rogers R03006 aurait également pu convenir et présentait même des pertes inférieures au substrat précédent : tan δ = 0.0027 et ε_r = 6.15. Cependant, le coût de ce substrat étant trois fois supérieur, il n'a pas été retenu.

Pour plus de détails, étant donné que le substrat diélectrique de type Rogers RO4360 n'est pas fabriqué avec des épaisseurs standards dépassant les 1.524mm, le prototype final de cette maquette a été réalisé avec un empilement de 4 couches composé de :

- 3 couches de 1,524 mm d'épaisseur.
- 1 couche de 0,813 mm d'épaisseur.

Toutes ces couches sont collées avec une colle de type 3M 9485 dont la constante diélectrique est égale à 4. Ces couches de colle ont une épaisseur de 127µm (données constructeur). Comme l'opération de collage est effectuée à froid, son impact en compression sur les couches de colle ainsi que la couche de Rohacell HF 51 est négligeable. De ce fait, l'épaisseur globale du diélectrique composé de ces trois différents substrats est de 8.02mm (zéro compression de la matière). L'assemblage complet du PCB de l'antenne avec celui du circuit de distribution est accompli comme indiqué sur le schéma de la Figure 206.

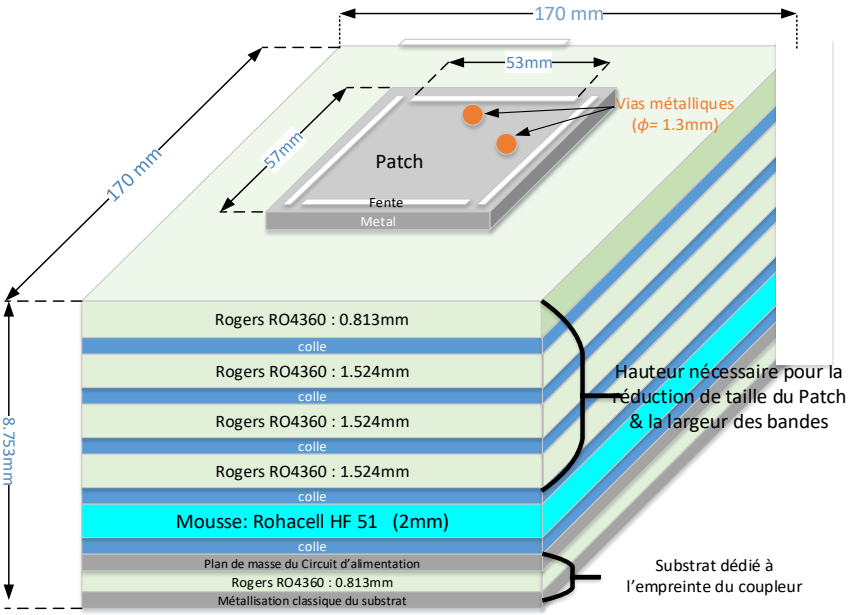


Figure 206 : Assemblage final de l'antenne avec le circuit d'excitation (PCB multicouche).

<u>Remarque sur l'empilement des couches diélectriques</u> : La permittivité équivalente d'un bloc constitué de deux couches diélectriques différentes est donnée par la formule (89) issue de la littérature [223], [224]. Cela permettra de donner une valeur approximative de la permittivité diélectrique équivalente.

$$\varepsilon_{éq} = h_{tot} \cdot \frac{\varepsilon_{r1} \cdot \varepsilon_{r2}}{h_1 \varepsilon_{r1} + h_2 \varepsilon_{r2}} \qquad (89)$$

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Avec h_1 la hauteur associée à ε_{r1} du Rogers RO4360 et h_2 la hauteur associée à ε_{r2} de la mousse Rohacell HF 51. Le circuit d'excitation placé sur la face arrière de l'antenne est décrit de façon détaillée dans la partie IV.2.4.2.

Annexe 3.3. Analyse électromagnétique : influence de la couche de Rohacell

Dans le cas où l'on ne vient pas placer une épaisseur d'air (ici du Rohacell HF 51) sous l'élément rayonnant, en gardant les mêmes dimensions globales du circuit, les positions des résonances principales des deux modes utiles (TM_{100} et TM_{300}) sont largement modifiées. Elles ont alors lieu à f_1 = 0.97 GHz et f_2 = 1.49 GHz au lieu de, respectivement, 1.25 GHz et 1.57 GHz. Dans ces conditions, le ratio $Rf_{max/min}$ est égal à 1.54 au lieu de 1.25 qui est l'objectif poursuivi ici.

Ce constat justifie l'utilisation de cette couche de Rohacell afin de rapprocher au maximum possible les deux fréquences de résonances f_1 et f_2. En effet, la position de la fréquence f_1 est liée au mode fondamental du patch et est définie par les dimensions extérieures de ce dernier. Ainsi, elle augmente si la valeur de la permittivité relative du substrat qu'on lui associe diminue. L'ajout d'une couche de diélectrique dont la permittivité relative est très faible (ici proche de celle de l'air) permet de diminuer la permittivité globale du substrat multicouche.

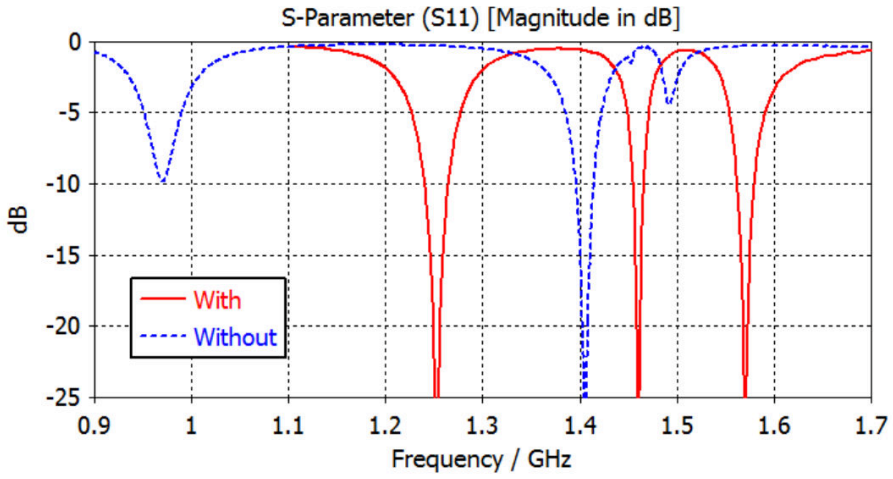


Figure 207 : Analyse de l'adaptation avec et sans gap d'air (Rohacell HF51).

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Annexe 4. Prototypage initial du filtre 10 pôles 4 zéros

Pressés par les délais établis pour le projet, nous avons réalisé un premier prototype avant que le protocole de fabrication ne soit pleinement défini. Il semble alors pertinent de faire état des résultats obtenus à un stade non abouti du protocole pour justifier ce dernier par la suite.

La Figure 208 présente les photos des différentes couches usinées et métallisées. Elle rend compte de l'arrachage des couches d'or et de cuivre déposées chimiquement.

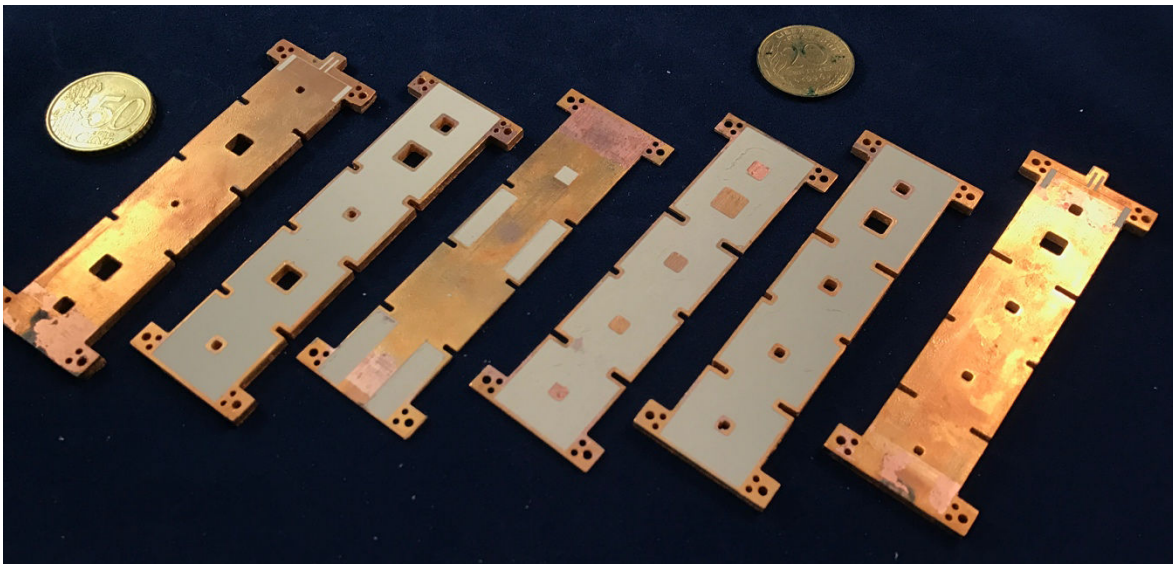


Figure 208 : Photographie des différentes couches du filtre 10 pôles 4 zéros après usinage et métallisation.

Après avoir déposé des microbilles d'étain les couches sont alignées et assemblées avant d'être passées au four. Aucune pression n'a été effectuée sur le filtre durant le programme de montée en température.

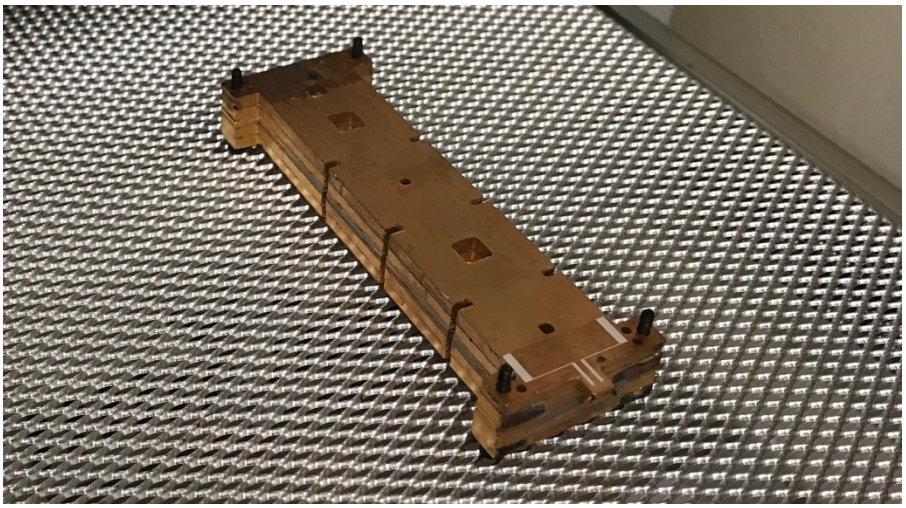


Figure 209 : Filtre assemblé après le programme de chauffage de pièce.

La réponse obtenue est mise en comparaison avec une optimisation faite par la suite pour prendre en compte les différents paramètres évoqués précédemment. Nous détaillerons cette dernière dans la partie à venir.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

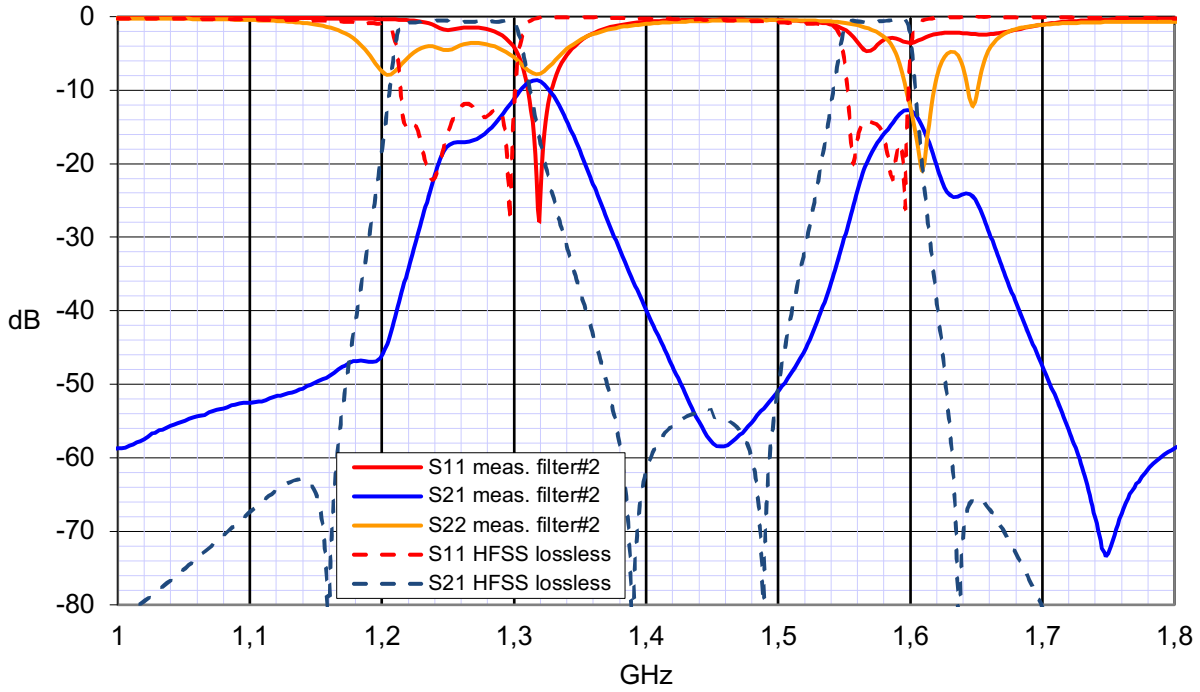


Figure 210 : Comparatif entre l'optimisation sans pertes issue de ANSYS HFSS (en pointillés) et les mesures (en traits pleins) du filtre 10 pôles 4 zéros.

Les mesures ne sont vraiment pas bonnes et ont imposées la mise en place du maintien en pression du filtre pendant la cuisson. Un contrôle dans le dépôt des microbilles d'étain afin d'éviter des fluages d'étain dans la structure serait également nécessaire mais aucune méthode n'a encore été trouvé.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Contribution au co-design et à la co-intégration de réseaux d'antennes actives multi-bandes pour systèmes de radionavigation par satellite

Ce travail de thèse s'inscrit dans le contexte actuel d'une très forte augmentation de la densité d'intégration des systèmes électroniques pour les équipements de communications, de localisation ou de surveillance. Le déploiement de ces systèmes doit aussi répondre à une demande croissante de flexibilité en termes de fréquences, de puissance ou de couverture. La flexibilité en fréquence peut être simultanée avec des dispositifs multi-bandes ou sélective par reconfiguration de la bande de fréquence. La flexibilité en puissance permet de minimiser la consommation du système et la flexibilité de couverture d'orienter le faisceau vers la cible afin d'optimiser le bilan de liaison ou au contraire se protéger d'une source de bruit. L'augmentation de l'efficacité et de la compacité passe par le regroupement de fonctions élémentaires (LNA/filtre/antenne) qui permet de réduire les étages d'interconnexion et de prendre en compte les interactions entre les différents éléments. L'objectif premier de ce projet est donc de développer une méthodologie de conception conjointe de l'antenne et des circuits associés (filtres et LNA) pour atteindre des performances (rayonnement, efficacité, etc.) optimales avec un dispositif intégré et compact.

Mots-clés : co-conception, co-intégration, filtre SIW, filtre planaire, filtre multicouche

Contribution to co-design and co-integration of multi-band active antenna networks for satellite radionavigation

This work takes place in the context of developing electronic systems for communications equipment, localization or monitoring equipment with a high integration density. The deployment of these systems must also meet a growing demand for flexibility in terms of frequencies, power or coverage. The frequency flexibility can be simultaneous with multiband devices or selective by reconfiguring the frequency band. The power flexibility enables to minimize consumption of the system and the coverage flexibility to direct the beam to the target to optimize the budget link or otherwise protect a source of noise. The increase in efficiency and compactness passes through the combination of elementary functions (LNA / filter / antenna) that reduces interconnect floors and considering the interactions between the different elements. The primary objective of this project is to develop a co-design methodology of the antenna with the associated circuits (filters and LNA) to achieve optimal performances (radiation, efficiency, ...) with an integrated and compact device.

Keywords: co-design, co-integration, SIW filter, planar filter, multilayer filter