



# Etude d'un multiplexeur hyperfréquence planaire ultra-compact pour les futures architectures de systèmes RF

S. Cadiou

## ► To cite this version:

S. Cadiou. Etude d'un multiplexeur hyperfréquence planaire ultra-compact pour les futures architectures de systèmes RF. Electronique. Université de Bretagne occidentale - Brest, 2010. Français.  
NNT: . tel-00925010

HAL Id: tel-00925010

<https://theses.hal.science/tel-00925010>

Submitted on 7 Jan 2014

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

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



université de bretagne  
occidentale



## THÈSE / UNIVERSITÉ DE BRETAGNE OCCIDENTALE

sous le sceau de l'Université européenne de Bretagne

pour obtenir le titre de

## DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE BRETAGNE OCCIDENTALE

Mention : Electronique

École Doctorale

Santé, Information-Communications, Mathématiques, Matière  
ED SICMA 373

présentée par

**Stéphane CADIOU**

Préparée au Lab-STICC,  
Laboratoire des Sciences et Techniques de  
l'Information, de la Communication et de la  
Connaissance, 6, avenue Le Gorgeu – CS  
93837 – 29238 Brest Cedex 3

# Etude d'un multiplexeur hyperfréquence planaire ultra-compact pour les futures architectures de systèmes RF

Thèse soutenue le 02 décembre 2010

devant le jury composé de :

**Ala SHARAIHA**

Professeur, IETR, Université de Rennes 1, Rennes / *Président*

**Eric KERHERVE**

Professeur, IMS, Université de Bordeaux, Talence / *Rapporteur*

**Serge VERDEYME**

Professeur, XLIM, Université de Limoges, Limoges / *Rapporteur*

**Françoise MAHÉ**

Dr, Thales Systèmes Aéroportés, Brest

**Eric RIUS**

Professeur, Lab-STICC, Université de Bretagne Occidentale, Brest / *Directeur de thèse*

**Cédric QUENDO**

Professeur, Lab-STICC, Université de Bretagne Occidentale, Brest

Ce projet a bénéficié du  
soutien financier de :

**THALES**

et



**Benjamin POTELON**

Maître de Conférences, Lab-STICC, Université de Bretagne Occidentale, Brest

**Jean-Louis CAZAUX**

Dr, Thales AlériaSpace, Toulouse / *Invité*

**Rémi SEGALEN**

Ing., Thales Systèmes Aéroportés, Brest / *Invité*



# Remerciements

Ce travail a été réalisé au sein du Laboratoire des Sciences et Techniques de l'Information, la Communication et de la Connaissance (Lab-STICC, UMR CNRS 3192). Je remercie son directeur, Gilles BUREL, de m'avoir accueilli au sein du laboratoire.

Je voudrais tout d'abord remercier Monsieur Ala SHARAIHA, Professeur à l'Université de Rennes, d'avoir accepté la présidence du jury et de son intérêt pour ce travail.

Mes remerciements s'adressent également à Messieurs Éric KERHERVE, Professeur à l'Université de Bordeaux, et Serge VERDEYME, Professeur à l'Université de Limoges, pour m'avoir fait l'honneur de rapporter sur ces travaux de thèse.

Je tiens également à remercier Jean-Louis CAZAUX, ingénieur à Thales AléniaSpace, pour avoir participé à ce jury et pour son analyse industrielle de ces travaux de thèse.

Ce travail s'inscrit dans le cadre d'une contrat régional de recherche et cofinancé par Thales Systèmes Aéroportés à Brest avec qui une forte collaboration industrielle s'est mise en place. A ce titre, je remercie les différents financeurs de ce projet, la Région Bretagne et Thales Systèmes Aéroportés. D'un point de vue scientifique, je tiens à exprimer mes sincères remerciements à Rémi SEGALEN et Françoise MAHE, ingénieurs à Thales Systèmes Aéroportés, pour nos échanges réguliers et enrichissants, pour leur vision industrielle ainsi que pour la liberté scientifique accordée à ces travaux.

J'exprime ma gratitude et ma reconnaissance à mon équipe encadrante :

Merci à Éric RIUS, Professeur à l'UBO et directeur de thèse, pour tout : son avis, sa vision, sa considération, son investissement mais aussi son humour. Merci Éric de m'avoir fait confiance.

Merci à Cédric QUENDO, Professeur à l'UBO, pour sa maîtrise du filtrage et notamment de la synthèse. Son aide a souvent été déterminante, ses encouragements et sa sympathie, personnellement enrichissants.

Merci à Jean-François FAVENNEC, Maître de Conférences à l'ENIB, pour sa culture et sa pédagogie hors pair.

Merci à Benjamin POTELON, Maître de Conférences à l'UBO, pour sa sympathie et ses discussions toujours passionnées.

Sans toutes ces contributions complémentaires, ces travaux n'auraient pas l'allure qu'ils possèdent aujourd'hui. Merci à vous quatre.

Un grand merci à l'ensemble des mes collègues, enseignants, administratifs ou doctorants, pour nos différents échanges pendant ces trois années. Dans le désordre : yves, thierry, dédé, marc, gérard, noel, noham, denis, paulo, patrick, philippe, jean-luc, bernie, alain, marie-paule et les autres. Un merci particulier à Yvonne pour sa gentillesse et sa disponibilité.

Un merci particulier à Fara, La Bik, A.B.B.A.S, Nono, constant, lingyan, alex, yann, julien, La Dub, Chris, pic, Vince, Arno, talchan, isa, delphine, arij, sylvain et tous ceux que j'oublie pour les bons moments et les quelques soirées au barum. Je souhaite également bon courage à la relève : Mich mich, Carlito, DLD, Jon, Manu, sandra, jorge, yasmine et Mcariou4 !

Enfin, un grand merci à Steph pour son soutien.

# Table des matières

<b>Introduction générale</b>	<b>18</b>
Bibliographie . . . . .	22
<b>1 Contexte général de l'étude</b>	<b>24</b>
1.1 Introduction . . . . .	26
1.2 La Guerre Electronique : définition et enjeux . . . . .	27
1.2.1 Introduction à la Guerre Electronique . . . . .	27
1.2.2 Les récepteurs hyperfréquences : besoins actuels et futurs . . . . .	31
1.3 Filtrage et multiplexage hyperfréquences : état de l'art . . . . .	33
1.3.1 Introduction . . . . .	33
1.3.2 Principe général du filtrage hyperfréquence . . . . .	34
1.3.2.1 Définition . . . . .	34
1.3.2.2 De la fonction mathématique de filtrage au filtre passe-bande . . . . .	35
1.3.3 Principe général du multiplexage hyperfréquence . . . . .	38
1.3.3.1 Définition . . . . .	38
1.3.3.2 Architectures de multiplexeurs . . . . .	43
1.3.3.2.1 Multiplexeurs à circulateurs . . . . .	43
1.3.3.2.2 Multiplexeurs directionnels . . . . .	43
1.3.3.2.3 Multiplexeurs à coupleurs hybrides . . . . .	44
1.3.3.2.4 Multiplexeurs à manifold . . . . .	45
1.3.3.2.5 Multiplexeurs à jonction directe . . . . .	46
1.3.3.2.6 Multiplexeurs à filtres passe-bas/passe-haut série et parallèle . . . . .	46
1.3.3.2.7 Multiplexeurs à architecture accordable . . . . .	47
1.3.3.3 Technologies de réalisation . . . . .	48
1.3.3.3.1 Multiplexeurs à base de guides d'onde . . . . .	48
1.3.3.3.2 Multiplexeurs à résonateurs diélectriques . . . . .	49
1.3.3.3.3 Multiplexeurs à Supraconducteurs à Haute Température . . . . .	50
1.3.3.3.4 Multiplexeurs en technologie planaire . . . . .	50
1.3.3.3.5 Multiplexeurs en technologie multi-couches . . . . .	52
1.3.3.3.6 Multiplexeurs en technologies SAW/BAW . . . . .	52
1.3.3.3.7 Multiplexeurs en technologie SIW . . . . .	53

---

1.3.3.3.8	Multiplexeurs en technologie accordable . . . . .	54
1.3.3.4	Synthèse de multiplexeurs . . . . .	56
1.4	Conclusion . . . . .	59
	Bibliographie . . . . .	60
<b>2</b>	<b>Architecture et démarche de conception</b>	<b>66</b>
2.1	Introduction . . . . .	68
2.2	Cahier des charges du multiplexeur . . . . .	68
2.2.1	Spécifications électriques . . . . .	68
2.2.2	Spécifications technologiques . . . . .	72
2.3	Pré-étude de quelques architectures de multiplexeurs . . . . .	74
2.3.1	Architecture à coupleurs hybrides . . . . .	74
2.3.2	Optimisation de l'architecture à coupleurs hybrides . . . . .	79
2.4	Proposition d'une architecture d'un multiplexeur planaire à canaux contigus . . . . .	82
2.4.1	Motivations . . . . .	82
2.4.2	Présentation d'une architecture originale . . . . .	82
2.4.2.1	Description fonctionnelle de l'architecture proposée . . . . .	82
2.4.2.2	Modularité et transposabilité de l'architecture . . . . .	86
2.4.3	Synthèse de multiplexeurs de Rhodes & Levy . . . . .	87
2.4.3.1	Développement de la synthèse . . . . .	87
2.4.3.2	Application de la synthèse . . . . .	89
2.5	Démarche de conception micro-onde . . . . .	91
2.5.1	Flot de conception micro-onde typique . . . . .	91
2.5.2	Optimisation du flot : modélisation des discontinuités et réglage hybride . . . . .	92
2.5.2.1	Modélisation de discontinuités usuelles . . . . .	92
2.5.2.2	Exemple de conception d'un filtre micro-onde . . . . .	94
2.5.2.3	Modélisation de discontinuités hybrides . . . . .	95
2.5.2.4	Réglage hybride multi-ports . . . . .	96
2.5.3	Flot de conception micro-onde optimisé . . . . .	97
2.5.3.1	Bilan et apport du flot optimisé en conception micro-onde . . . . .	97
2.6	Conclusion . . . . .	99
	Bibliographie . . . . .	100
<b>3</b>	<b>Conception d'un multiplexeur planaire à 16 canaux dans la bande 2-18GHz</b>	<b>102</b>
3.1	Introduction . . . . .	104
3.2	Application du flot de conception au multiplexeur . . . . .	105
3.2.1	Conception des duplexeurs large bande . . . . .	105
3.2.1.1	Choix de la topologie de filtres . . . . .	105
3.2.1.2	Synthèse des filtres . . . . .	107
3.2.1.2.1	Synthèse du filtre d'ordre 5 . . . . .	108

---

3.2.1.2.2	Synthèse du filtre d'ordre 11 . . . . .	116
3.2.1.3	Choix de la connexion . . . . .	118
3.2.1.4	Réglage de la structure et simulation EM . . . . .	119
3.2.1.5	Réalisation et mesures . . . . .	122
3.2.2	Conception des quadriplexeurs HF . . . . .	126
3.2.2.1	Choix de la topologie de filtres . . . . .	126
3.2.2.2	Synthèse des filtres . . . . .	128
3.2.2.3	Choix de la connexion . . . . .	129
3.2.2.4	Réglage de la structure et simulation EM . . . . .	132
3.2.2.5	Réalisation et mesures . . . . .	134
3.2.3	Conception des quadriplexeurs BF . . . . .	139
3.2.3.1	Choix de l'architecture . . . . .	139
3.2.3.2	Choix de la topologie de filtres . . . . .	141
3.2.3.3	Synthèse des filtres . . . . .	146
3.2.3.4	Choix de la connexion . . . . .	147
3.2.4	Assemblage de sous-blocs de l'architecture . . . . .	153
3.2.4.1	Exemple d'octoplexeur : Diviseur de Wilkinson + 2 quadriplexeurs HF . . . . .	153
3.2.4.2	Architecture complète . . . . .	154
3.3	Conclusion . . . . .	156
Bibliographie	. . . . .	157
<b>Conclusion générale et perspectives</b>	. . . . .	<b>160</b>
Bibliographie	. . . . .	164
<b>Annexes</b>	. . . . .	<b>165</b>
<b>A Comparatif de multiplexeurs</b>	. . . . .	<b>166</b>
A.1	Comparatif de différentes architectures de multiplexeurs . . . . .	168
A.2	Comparatif de différentes technologies de multiplexeurs . . . . .	169
A.3	Comparatif de paramètres critiques des multiplexeurs . . . . .	169
<b>B Synthèse de Rhodes appliquée aux duplexeurs et multiplexeurs</b>	. . . . .	<b>170</b>
B.1	Application aux duplexeurs . . . . .	172
B.2	Application aux quadriplexeurs . . . . .	173
<b>C Synthèse filtre large bande</b>	. . . . .	<b>176</b>
C.1	Synthèse filtre à stubs série de Matthaei . . . . .	178
C.2	Synthèse large bande du filtre flèche . . . . .	179

<b>D Quadriplexeurs HF : rétro-simulations</b>	<b>182</b>
D.1 Pertes : simulation de la transition . . . . .	184
D.2 Permittivité diélectrique : rétro-simulation . . . . .	185
<b>Liste des travaux</b>	<b>186</b>

# Table des figures

1.1	Guerre Electronique : applications radar, aéroportées et navales ( <i>Source Thales</i> ) . . . . .	27
1.2	Equipements à bord des Rafale et Mirage 2000 ( <i>Source Thales</i> ) . . . . .	29
1.3	Principe du récepteur Large Bande (a) et une solution de référence (b) . . . . .	31
1.4	Principe du récepteur SuperHétérodyne (a) et une solution de référence (b) . . . . .	32
1.5	Exemple d'un récepteur combinant deux récepteurs LB et SH . . . . .	32
1.6	Applications majeures du filtrage hyperfréquence . . . . .	33
1.7	Architecture simplifiée d'une charge utile d'un satellite de télécommunication . . . . .	33
1.8	Rôle du filtrage en téléphonie mobile WCDMA : suppression des perturbateurs GSM	34
1.9	Gabarit d'un filtre passe-bande en transmission et en réflexion . . . . .	35
1.10	Réponse en transmission de filtres passe-bas d'ordre 5 de types Butterworth, Tchebycheff et elliptique . . . . .	36
1.11	Filtre passe-bas : schémas localisé et distribué . . . . .	37
1.12	Principe du multiplexage . . . . .	38
1.13	Illustration du recouvrement des canaux d'un multiplexeur . . . . .	40
1.14	Admittance d'entrée d'un filtre mono- (a) et double-terminaison (b) . . . . .	41
1.15	Réponse électrique d'un filtre mono- (a) et double-terminaison (b) . . . . .	42
1.16	Multiplexeur à circulateurs . . . . .	43
1.17	Multiplexeur à filtres directionnels . . . . .	43
1.18	Multiplexeur à coupleurs hybrides . . . . .	44
1.19	Circuit et réponse d'un quadriplexeur à coupleurs hybrides dans la bande 8-12GHz .	44
1.20	Multiplexeur à manifold . . . . .	45
1.21	Multiplexeurs en guides d'onde en bande Ku à 17 canaux (a) ( <i>Source M. Yu</i> ) et triplexeur en HTS à manifold (b) ( <i>Source R. Mansour</i> ) . . . . .	45
1.22	Multiplexeur à connexion parallèle . . . . .	46
1.23	Multiplexeur à filtres passe-bas/passe-haut série (a) et parallèle (b) . . . . .	46
1.24	Multiplexeur planaire à 8 canaux développé par Filtronic . . . . .	47
1.25	Multiplexeur accordables . . . . .	47
1.26	IMUX en bande C à 10 canaux (a) et OMUX en bande Ku à 17 canaux (b) ( <i>source COMDEV</i> ) . . . . .	48
1.27	Réponse d'un OMUX en bande Ku à 20 canaux . . . . .	49

1.28 Multiplexeur à RD ( <i>Source COMDEV</i> ) (a) et comparatif RD/guides d'onde ( <i>Source Alcatel</i> ) (b) . . . . .	49
1.29 Multiplexeur à 60 canaux en HTS et exemple de cryogénérateur (Thales) [15] . . . . .	50
1.30 Circuit et réponse d'un quadriplexeur planaire en bande C (lignes couplées) . . . . .	51
1.31 Circuit et réponse d'un quadriplexeur planaire en bandes S et C (stubs couplés)[25] .	51
1.32 Layout 3D et mesures d'un triplexeur ( <i>Source Epcos</i> ) . . . . .	52
1.33 Duplexeur Rx/Tx en bande PCS à base de filtres BAW [34] . . . . .	53
1.34 Circuit et réponse d'un duplexeur SIW en bande C [41] . . . . .	53
1.35 Circuit et réponse d'un duplexeur SIW en bande K [42] . . . . .	54
1.36 Circuit et réponse d'un mux à quatre filtres commutables dans la bande 11-20GHz .	55
1.37 Configuration proposée et réponse en transmission d'un multiplexeur à trois canaux	56
1.38 Synthèse de Wenzel . . . . .	57
1.39 Synthèse de Grayzel . . . . .	57
1.40 Synthèse de Rhodes . . . . .	58
1.41 Synthèse d'Egri et Williams . . . . .	58
2.1 Exemple d'un filtre à lignes couplées d'ordre 6 . . . . .	70
2.2 Exemples de filtres à stubs CO d'ordre 6 (a) et à stubs CC d'ordre 8 (b) . . . . .	71
2.3 Vue en coupe et distribution des champs $\vec{E}$ et $\vec{B}$ (ou $\vec{H}$ ) d'un substrat triplaqué .	72
2.4 Architecture à coupleurs hybrides . . . . .	74
2.5 Diviseur de Wilkinson en microruban (a) et son circuit équivalent (b) [3] . . . . .	75
2.6 Exemple d'un diviseur de Wilkinson large bande (2-18GHz) . . . . .	75
2.7 Principe et paramètres S d'un coupleur hybride 3dB . . . . .	76
2.8 Ensemble filtre passe-bande + coupleurs hybrides . . . . .	76
2.9 Réponse (dont un zoom (b)) d'un canal à coupleurs hybrides à différentes fréquences	77
2.10 Coupleur de proximité multi-section et coupleur de Lange . . . . .	77
2.11 Réponse simulée (large bande et zoom) d'un multiplexeur 16 canaux avec Wilkinson et coupleurs hybrides idéaux et réels . . . . .	78
2.12 Variante n°1 de l'architecture . . . . .	79
2.13 Réponse simulée (dont un zoom) d'un multiplexeur 16 canaux à double diviseur de Wilkinson . . . . .	79
2.14 Variante n°2 de l'architecture . . . . .	80
2.15 Réponses simulées (large bande et zoom) d'un multiplexeur 16 canaux à diviseur de Wilkinson + duplexeur . . . . .	80
2.16 Décomposition fréquentielle proposée . . . . .	82
2.17 Architecture proposée . . . . .	83
2.18 Décomposition fréquentielle du duplexeur impair de l'architecture proposée . . . . .	83
2.19 Schéma ADS d'un multiplexeur 16 canaux utilisant l'architecture proposée . . . . .	84

2.20 Réponse idéale (large bande et zoom) d'un multiplexeur 16 canaux utilisant l'architecture proposée . . . . .	84
2.21 Décomposition 3 filtres/5 filtres du duplexeur impair . . . . .	86
2.22 Fonction d'approximation de Tchebycheff : circuit et réponse électrique . . . . .	87
2.23 Quadriplexeur en bande C avec et sans correction de Rhodes (cont. et point., resp.) . . . . .	89
2.24 Duplexeur avec et sans correction de Rhodes (cont. et point., resp.) . . . . .	90
2.25 Quadriplexeur avec et sans correction de Rhodes (cont. et point., resp.) . . . . .	90
2.26 Flot de conception hyperfréquence classique . . . . .	91
2.27 Exemples de discontinuités usuelles créées avec MC . . . . .	93
2.28 Schéma du filtre test avec discontinuités MC . . . . .	94
2.29 Réponses circuit et EM sans (a), (b) et avec (c), (d) modèles de discontinuités MC .	95
2.30 Exemples de discontinuités hybrides créées avec AMC . . . . .	96
2.31 Exemple de ports internes en bout de stub (a) et circuit hybride (b) . . . . .	97
2.32 Flot de conception hyperfréquence optimisé . . . . .	98
3.1 Architecture proposée et sous-blocs . . . . .	104
3.2 Gabarit des duplexeurs large bande impair (2-17GHz) et pair (3-18GHz) . . . . .	105
3.3 Schéma et réponse de différentes topologies de filtres passe-haut . . . . .	106
3.4 Topologie à stubs série/parallèle (ordre 5) et son équivalent en lignes de transmission	107
3.5 Filtre à stubs série d'ordre 5 . . . . .	109
3.6 Réponse d'un filtre à stubs série d'ordre 5 . . . . .	110
3.7 Equivalence stub série/ stub parallèle . . . . .	111
3.8 Filtre à stubs série et stub parallèle . . . . .	111
3.9 Réponse d'un filtre à stubs série et stub parallèle . . . . .	111
3.10 Filtre avec inverseurs réels . . . . .	112
3.11 Réponse d'un filtre avec inverseurs réels . . . . .	112
3.12 Structure avec inverseur matriciel (a) et sous forme de ligne idéale (b) . . . . .	113
3.13 Réponse d'un filtre après compensation large bande . . . . .	113
3.14 Equivalence lignes couplées/ stubs série selon Matthaei . . . . .	114
3.15 Filtre avec lignes couplées et stub CO . . . . .	114
3.16 Réponse d'un filtre avec lignes couplées et stub CO . . . . .	114
3.17 Filtre flèche avec saut d'impédances . . . . .	116
3.18 Réponse du filtre flèche avec saut d'impédances ( $\omega_{z1}=3\text{GHz}$ (a) et $\omega_{z1}=6\text{GHz}$ (b)) .	116
3.19 Topologie du filtre flèche d'ordre 11 et son équivalent en lignes de transmission .	117
3.20 Filtre à stubs série d'ordre 11 . . . . .	117
3.21 Réponse d'un filtre à stubs série d'ordre 11 . . . . .	117
3.22 Filtre flèche d'ordre 11 . . . . .	118
3.23 Réponse d'un filtre flèche d'ordre 11 . . . . .	118
3.24 Synoptique du duplexeur . . . . .	119

3.25	Substrat triplaqué traditionnel et multi-couche	119
3.26	Bibliothèque des nouveaux modèles créés et modèles de lignes couplées multi-couches	120
3.27	Photo du boîtier Stratedge et ses dimensions (inch)	120
3.28	Topologie et layout du filtre UWB d'ordre 7 en microruban	121
3.29	Réponses simulées circuit (a) et EM (b) du filtre UWB	121
3.30	Photos du bonding et du filtre UWB packagé sur son support de mesure	122
3.31	Réponse mesurée du filtre UWB	122
3.32	Circuit et réponse du filtre BF	123
3.33	Circuit et réponse du filtre HF	123
3.34	Schéma en lignes de transmission du duplexeur	124
3.35	Réponse électrique des duplexeurs impair (a) et pair (b)	124
3.36	Masque et vue en coupe du substrat triplaqué multicouche	125
3.37	Réponse EM du duplexeur pair	125
3.38	Gabarit des quadriplexeurs HF1 (a) et HF2 (b)	126
3.39	Schéma simplifié d'un résonateur DBR et son impédance équivalente	127
3.40	Résonateur DBR	128
3.41	Triplexeur DBR	130
3.42	Réseau d'adaptation d'un canal	131
3.43	Filtre DBR avec alternance de stubs HF/BF (a) et pliage du masque (b)	131
3.44	Librairie triplaqué développée avec <i>Model Composer</i>	132
3.45	Schéma hybride et layout du quadriplexeur HF2	133
3.46	Comparaison simulations hybride (cont.) et EM (point.) des deux quadriplexeurs	133
3.47	Sensibilité technologique : sur- et sous-gravure de 20 $\mu\text{m}$	135
3.48	Transition triplaqué/microruban et connecteurs SMA chargé 50 $\Omega$	136
3.49	Photo du quadriplexeur HF2 sur son support de mesure	136
3.50	Résultats de mesure des deux quadriplexeurs HF1 (a) et HF2 (b)	137
3.51	Superposition des réponses mesurées des deux quadriplexeurs HF	138
3.52	Gabarit des quadriplexeurs BF1 (2-9GHz) (a) et BF2 (3-10GHz) (b)	139
3.53	Connexions possibles des quadriplexeurs BF	140
3.54	Quadriplexeur BF1 à structure PB/PH avec filtres ST	140
3.55	Topologie d'ordre 6 à stubs CO	141
3.56	Réponse de chaque canal du quadriplexeur BF1 (topologie à stubs CO) : C1 (a), C3 (b), C5 (c) et C7 (d)	142
3.57	Filtre d'ordre 7 en topologie interdigitée (version large bande)	142
3.58	Réponse du filtre C1 en topologie à stubs CO (a) et interdigitée (b)	143
3.59	Filtre en topologie interdigitée avec cellules passe-bas cascadées	143
3.60	Réponse d'un filtre d'ordre 7 interdigitée sans (a) et avec (b) filtrage passe-bas	144
3.61	Réponse des filtres C3 et C4 à stubs CO	144
3.62	Topologie à stubs CO à sauts d'impédances sans (a) et avec (b) passe-bas intégrés	145

---

3.63	Réponse du filtre C3 avec stubs CO à saut d'impédances sans (a) et avec (b) passe-bas	145
3.64	Réponse du filtre C5 avec stubs CO sans (a) et avec (b) sauts d'impédances . . . . .	146
3.65	Réponse du filtre C7 avec stubs CO à sauts d'impédances . . . . .	146
3.66	Schéma électrique du quadriplexeur BF1 avec réseau d'adaptation . . . . .	148
3.67	Réponse électrique des deux quadriplexeurs BF avec filtres en lignes idéales . . . . .	148
3.68	Réponse électrique des filtres de canal C1, C3, C5 et C7 en triplaqué . . . . .	149
3.69	Réponse électrique des filtres de canal C2, C4, C6 et C8 en triplaqué . . . . .	150
3.70	Réponse simulée (triplaqué) des quadriplexeurs BF1 et BF2 à jonction parallèle . .	151
3.71	Layout des quatre filtres de canal du quadriplexeur BF1 : C1, C3 C5 et C7 . . . . .	151
3.72	Schéma d'une structure à diviseur de Wilkinson et quadriplexeurs HF1 et HF2 . . .	153
3.73	Réponse d'un octoplexeur HF avec Wilkinson idéal et quadriplexeurs mesurés . . . . .	153
3.74	Réponse (large bande et zoom) d'un multiplexeur proposé avec quadriplexeurs si- mulés circuit et duplexeurs avec passe-bas/passe-haut idéaux . . . . .	154
3.75	Réponse (large bande et zoom) d'un multiplexeur proposé avec quadriplexeurs si- mulés circuit et duplexeurs avec passe-bande idéaux . . . . .	154
3.76	Réponse (large bande et zoom) d'un multiplexeur proposé avec quadriplexeurs si- mulés circuit et duplexeurs avec passe-bande simulés circuit . . . . .	155
C.1	Réponse d'un filtre à stubs série d'ordre 5 (synthèse de Matthaei) . . . . .	179
C.2	Réponse d'un résonateur avec (courbe rouge) et sans (courbe rose) saut d'impédances	181
D.1	Résultats simulé et mesuré de la ligne $50\Omega$ . . . . .	184
D.2	Résultats simulés de la ligne $50\Omega$ avec et sans transition . . . . .	184
D.3	Différence de permittivité simulée et mesurée . . . . .	185



# Liste des tableaux

1.1	Synthèse des différentes bandes de fréquences	30
2.1	Spécifications électriques du multiplexeur à concevoir	69
2.2	Largeurs de bande relatives des filtres de canal	70
2.3	Données technologiques du substrat triplaqué utilisé	73
2.4	Impédances réalisables avec la technologie triplaqué choisie	73
3.1	Bandes passantes et largeurs de bande relatives des duplexeurs	105
3.2	Paramètres physiques du filtre UWB	121
3.3	Résultat de la synthèse pour les quatre filtres du quadriplexeur	129
3.4	Résultats de simulation EM	134
3.5	Tolérances technologiques du substrat triplaqué utilisé	135
3.6	Performances mesurées des deux quadriplexeurs HF	137
3.7	Résultats de synthèse des filtres du quadriplexeur BF1	147
3.8	Performances électriques des quadriplexeurs BF1 et BF2	150
3.9	Valeur des largeurs et gaps des quatre filtres du quadriplexeur BF1	152
A.1	Comparatif de différentes architectures de multiplexeurs	168
A.2	Comparatif de différentes technologies de multiplexeurs	169
A.3	Comparatif des paramètres critiques de design de multiplexeurs	169



# Liste des abréviations

**ADS** Advanced Design System

**MEMS** Micro-ElectroMecanical System

**AMC** Advanced Model Composer

**MMR** Multi-Mode Resonator

**BF** Basses Fréquences

**OMUX** Output Multiplexer

**CC** Court-Circuit

**PB** Passe-Bas

**CO** Circuit Ouvert

**PH** Passe-Haut

**DBR** Dual Behavior Resonator

**PIN** Positive Intrinsic Negative

**DT** Double-Terminaison

**RD** Résonateur Diélectrique

**EM** ElectroMagnétique

**SIW** Substrate Integrated Waveguide

**E/S** Entrée/Sortie

**SPDT** Single Pole Double Throw

**GE** Guerre Electronique

**SH** Super Hétérodyne

**GPS** Global Positioning System

**ST** Simple- ou mono-Terminaison

**HF** Hautes Fréquences

**TBU** Technical Business Unit

**HTS** High Temperature Superconductor

**TOS** Taux d'Onde Stationnaire

**IMUX** Input Multiplexer

**TPG** Temps de Propagation de Groupe

**LB** Large Bande

**UMTS** Universal Mobile Telecom. System

**MC** Model Composer

**UWB** Ultra Wide Band

**MMR** Multi-Mode Resonator

**WCDMA** Wideband Code Division Multiple Access



# **Introduction générale**



## Introduction générale

“L’efficacité et le succès d’une mission de renseignement reposent intégralement sur la réussite de la mission précédente : c’est le cercle vertueux de la Guerre Electronique”, confiait récemment Frédéric Lorscheider, responsable chez Thales de la TBU “Radar & Warfare Systems” et expert en systèmes électroniques de Défense [1]. Ce témoignage nous rappelle la course effrénée à la communication et à l’information à laquelle l’homme se livre depuis quelques décennies. Il démontre également que la maîtrise et le contrôle de l’information ne passera que par l’évolution technologique permanente des dispositifs électroniques dédiés. Au delà de ce domaine particulier, la multiplication des applications radiofréquences, dont nous faisons usage quotidiennement, tend à multiplier les émissions électromagnétiques et à brouiller potentiellement le spectre, qu’il faut malgré tout maîtriser.

Dans de nombreux systèmes de télécommunication, spatiaux, militaires ou civils, la nécessité de segmenter le spectre en différents canaux de fréquences implique l’utilisation de composants complexes de multiplexage. Cependant, le multiplexage spatial et de Guerre Electronique ont des objectifs assez distincts. En effet, selon l’application visée, cette segmentation a pour vocation soit de simplifier le traitement du signal appliqué, soit de prélever ou supprimer certaines bandes de fréquences. Historiquement, ce sont les technologies volumiques à base de guides d’onde qui équipaient l’ensemble des dispositifs en raison de leur fort facteur de qualité et donc leur faible niveau de pertes ainsi que leur bonne tenue en puissance. Cependant, les contraintes économiques actuelles de l’évolution technologique sont telles qu’elle ne peut être envisagée autrement que vers une miniaturisation des systèmes et des circuits et vers une diminution des coûts de fabrication. C’est pourquoi les technologies planaires ou multi-couches apparaissent depuis quelques temps comme des alternatives intéressantes aux technologies volumiques historiques. Les travaux de thèse présentés dans ce manuscrit s’inscrivent dans ce cadre de miniaturisation des solutions de multiplexage hyperfréquence et proposent quelques pistes allant dans ce sens.

Le premier chapitre de cette thèse dresse un état de l’art des solutions de multiplexage hyperfréquence dans l’ensemble des domaines d’application. Il liste de manière la plus exhaustive possible les différentes architectures de la littérature, l’ensemble des technologies de réalisation ainsi que des éléments de synthèse ou méthodes de conception de multiplexeurs. Nous présentons les avantages et inconvénients de chacune d’elles et nous mettons en lumière les enjeux des multiplexeurs hyperfréquences planaires dans les dispositifs de Guerre Electronique.

Le deuxième chapitre est quant à lui dédié à l’étude des architectures de multiplexeurs ainsi qu’aux outils d’aide à la conception de circuits planaires complexes. Le choix d’une technologie de conception nous permettra l’étude de certaines architectures et de proposer une configuration originale d’un multiplexeur à canaux contigus, répondant à un cahier des charges exigeant, et of-

frant une excellente flexibilité et modularité. Dans le cadre du flot de conception des dispositifs hyperfréquences, nous nous arrêtons sur la modélisation des éléments constituant les circuits et nous montrons qu'une excellente modélisation est garante d'une simplification extrême des phases de conception des circuits planaires.

La troisième et dernière partie de ce manuscrit aborde la conception du multiplexeur proposé dans le deuxième chapitre. L'étude de ce circuit peut se segmenter en trois grandes parties, de difficulté égale, mais possédant ses propres contraintes de conception. Dans un premier temps, nous présentons la conception de deux duplexeurs large bande utilisant des filtres à topologie originale dite "flèche" dont nous développons la synthèse. Dans un deuxième temps, deux quadriplexeurs HF (10-18GHz) seront conçus à l'aide de la topologie DBR [2] et validés par la mesure. Nous démontrons également la faisabilité de quadriplexeurs en BF (2-10GHz) par l'étude topologique des filtres seuls puis par la simulation du circuit complet. L'architecture complète sera présentée et validée avec les résultats précédents.

Enfin, une conclusion permettra de dresser le bilan de l'ensemble des travaux de ce manuscrit ainsi que d'élargir le sujet vers d'autres perspectives.

**Bibliographie**

- [1] Site internet THALES. [www.thalesgroup.com](http://www.thalesgroup.com).
- [2] Cédric Quendo, Eric Rius, and Christian Person. Narrow bandpass filters using dual behavior resonators (DBRs). *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, 51(3) :734–743, 2003.



# Chapitre 1

## Contexte général de l'étude

### Sommaire

---

<b>1.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>26</b>
<b>1.2</b>	<b>La Guerre Electronique : définition et enjeux</b>	<b>27</b>
1.2.1	Introduction à la Guerre Electronique	27
1.2.2	Les récepteurs hyperfréquences : besoins actuels et futurs	31
<b>1.3</b>	<b>Filtrage et multiplexage hyperfréquences : état de l'art</b>	<b>33</b>
1.3.1	Introduction	33
1.3.2	Principe général du filtrage hyperfréquence	34
1.3.3	Principe général du multiplexage hyperfréquence	38
<b>1.4</b>	<b>Conclusion</b>	<b>59</b>
	<b>Bibliographie</b>	<b>60</b>

---



## 1.1 Introduction

Le secteur concurrentiel de la Défense est pointu autant qu'il est stratégique. La course à l'information se fait désormais à l'échelle mondiale et elle impose aux composants électroniques aéroportés de plus en plus de performance, de plus en plus de compacité avec un coût de fabrication de plus en plus bas. L'objectif sous-jacent étant la maîtrise permanente du spectre dans son intégralité, la pertinence du matériel électronique embarqué est donc cruciale dans la course au progrès. La recherche de composants, de topologies et de technologies toujours plus innovants et performants est donc de rigueur. Ceci contribue d'ailleurs à repousser sans cesse les limites de la technologie.

Historiquement, les technologies utilisées pour réaliser les composants hyperfréquences et notamment les multiplexeurs, étaient basées sur des éléments volumiques de type guides d'onde mais, aujourd'hui, les besoins en encombrement, consommation et coût imposent un renouvellement des solutions hyperfréquences vers, naturellement, plus de miniaturisation. L'objectif des travaux de recherche présentés ici est donc motivé par cette volonté. Ce premier chapitre constitue un état de l'art le plus exhaustif possible sur le multiplexage hyperfréquence.

La première partie de ce chapitre définit le cadre général de l'étude ainsi que les enjeux des récepteurs hyperfréquences dans les dispositifs de Guerre Electronique et, notamment de l'importance du multiplexage dans ces applications. Après une brève introduction au filtrage hyperfréquence et à sa conception, nous nous intéressons en détail au multiplexage hyperfréquence, à sa définition, aux grandeurs mises en jeu, aux différentes architectures ainsi qu'aux diverses technologies de réalisation utilisables pour ces circuits.

Enfin, nous présentons quelques éléments de synthèse mathématique permettant la conception et l'adaptation des structures de multiplexage. Plusieurs approches sont présentées.

## 1.2 La Guerre Electronique : définition et enjeux

### 1.2.1 Introduction à la Guerre Electronique

Ce travail de recherche s'inscrit dans le contexte scientifique et stratégique de la Guerre Electronique (GE). Ce domaine singulier est extrêmement corrélé aux besoins militaires de renseignement et de communication. D'un point de vue stratégique, les systèmes de Guerre Electronique sont des éléments cruciaux susceptibles, par exemple, de démultiplier les forces d'un groupe terrestre de coalition. En effet, les moyens d'appui électronique contribuent à reconnaître le terrain et permettent au commandement de mieux analyser une situation donnée grâce à la surveillance des communications et des réseaux ennemis. Ils vous avertissent également du changement de position des ennemis ou de leur activité grâce, notamment, à l'interception des communications ou des messages. Cette interception des données, ainsi que la surveillance pratiquée, permettent ensuite de transmettre électroniquement des ordres aux troupes sur le terrain. Les moyens d'attaque électronique contribuent également à protéger les forces en menant une guerre de commandement et de contrôle contre les noeuds de communication ennemis, tout en empêchant la coordination des manœuvres. Cette Guerre Electronique est aussi bien utilisée par les forces navales, terrestres qu'aériennes. Elle consiste à mettre en oeuvre tous les moyens techniques possibles pour la veille et l'exploitation des émissions radioélectriques, l'objectif final étant la maîtrise complète du spectre électromagnétique. Elle a bien sûr une portée militaire mais elle a évidemment des répercussions géostratégiques, politiques voire même économiques [1].



FIGURE 1.1 – Guerre Electronique : applications radar, aéroportées et navales (*Source Thales*)

Les forces navales et aériennes du monde entier sont de plus en plus souvent confrontées à des missions à double objectifs, allant de la guerre navale à la défense intérieure, en passant par la protection des voies de circulation maritimes et des ressources économiques du terrains. Les mesures de support électronique des communications jouent un rôle de plus en plus déterminant dans la connaissance de la situation et la gestion des alertes des navires, ainsi dans le recueil d'informations portant sur l'ensemble de la flotte. On peut donc décomposer la Guerre Electronique en trois grandes sous-divisions :

- Les Contre-Mesures Electroniques - Gêner ou interdire l'utilisation par l'ennemi des ondes électromagnétiques
- Les Moyens de Renseignement Electronique - Chercher à tirer parti des émissions ennemis

pour se renseigner

- Les Moyens de Protection Electronique - S'assurer de l'emploi efficace du spectre électromagnétique

Indépendamment de cette segmentation, parmi les dispositifs électroniques de Guerre Electronique, nous pouvons distinguer les systèmes passifs (déTECTeurs de radar, intercepteurs, etc.) des systèmes actifs (leurreS, brouilleurs etc.). Ces systèmes de télécommunication ont pour vocation finale d'être intégrés sur les engins navals ou aéroportés. Ces deux domaines d'application peuvent impliquer évidemment des contraintes tout à fait différentes en termes de conditions d'utilisation et de conditions d'intégration. Par exemple, dans le cas de systèmes aéroportés, ceux-ci sont soumis aux différentes contraintes suivantes :

- Fortes variations de température. Selon les conditions de vol, les altitudes ou les phases de travail, les modules de GE doivent être en mesure de supporter des températures de -40 à +100°C.
- Très fortes variations d'accélération, pouvant aller jusqu'à une dizaine de G pour un avion Rafale ou bien plus pour un objet catapulté.
- Fortes contraintes mécaniques : les dispositifs aéroportés sont en effet soumis à de fortes vibrations lors du vol de l'appareil pouvant les détériorer ou les user prématurément.
- Fortes contraintes d'intégration : ces modules aéroportés sont bien sûr soumis aux contraintes d'encombrement au sein de coffrets, eux-mêmes intégrés dans le cockpit ou sous le fuselage de l'appareil.
- Insensibilité aux rayonnements : Ces coffrets hébergent tout type de cartes électroniques, dont les modules hyperfréquences, les composants numériques de traitement, les cartes analogiques ainsi que l'alimentation, tous générateurs de perturbations liées à leur fonctionnement. Ces perturbations sont d'autant plus fortes que les encombrements y sont restreints au maximum. Chaque module électronique doit donc être le plus possible insensibilisé à ces perturbations.

Quelles que soient les applications navales ou aéroportées, les technologies utilisées pour la conception de tels composants doivent recevoir la qualification, dite défense, certifiant leurs insensibilités aux conditions d'utilisation décrites précédemment. Cette qualification garantit une technologie complètement maîtrisée dont le comportement en fréquence, en puissance, en température et en mécanique est connu. Elle permet donc aux concepteurs d'accéder aux propriétés de ces technologies de manière à les prendre en compte le plus en amont possible dans les produits.

La figure 1.2 présente un panel de modules électroniques embarqués à bord des Rafale et Mirage 2000, assurant la détection, la communication, l'interception ou encore l'analyse de signaux [2].

## ON BOARD THE RAFALE

Thales supplies most of the electronic systems on-board the Rafale multirole fighter, the highest performing combat aircraft of its generation.

High performance Thales' sensors can operate in total coordination, so trend high level of multirole capability is reached.

With an architecture designed for full scalability, Thales' electronics keeps Rafale at the cutting edge.



## ON BOARD THE MIRAGE 2000

Thales provides a complete avionics and sensor system for the combat proven Mirage 2000. Deployed by several air forces, Thales constantly upgrades this system to meet customers' evolving operational requirements.



FIGURE 1.2 – Equipements à bord des Rafale et Mirage 2000 (Source Thales)

D'un point de vue électromagnétique, les systèmes de Guerre Electronique sont conçus pour repérer l'environnement des signaux radio actuels et, à court terme, des opérations dans plusieurs situations : émissions en hyperfréquences jusqu'à 18GHz, en HF, VHF et UHF en modes de fréquence fixe ou d'agilité de fréquence et communications civiles du système d'identification automatique jusqu'aux radios commerciales. Le tableau ci-dessous décrit l'ensemble des bandes de fréquences existantes, parmi lesquelles celles utilisées pour la GE.

Contre-mesures	Radar	Fréquences UTI
Bandes M - 60GHz à 100GHz	Bandes W - 80GHz à 100GHz	Bandes 11 - 30GHz à 300GHz
Bandes L - 40GHz à 60GHz	Bandes V - 60GHz à 80GHz	
Bandes K - 20GHz à 40GHz	Bandes U - 40GHz à 60GHz	
Bandes J - 10GHz à 20GHz	Bandes Ka - 27GHz à 40GHz	
Bandes I - 8GHz à 10GHz	Bandes K - 18GHz à 27GHz	Bandes 10 - 3GHz à 30GHz
Bandes H - 6GHz à 8GHz	Bandes Ku - 12GHz à 18GHz	
Bandes G - 4GHz à 6GHz	Bandes X - 8GHz à 12GHz	
Bandes F - 3GHz à 4GHz	Bandes C - 4GHz à 8GHz	
Bandes E - 2GHz à 3GHz	Bandes S - 2GHz à 4GHz	Bandes 9 - 300MHz à 3GHz
Bandes D - 1GHz à 2GHz	Bandes L - 1GHz à 2GHz	
Bandes C - 500MHz à 1GHz	Bandes UHF - 300MHz à 1GHz	
Bandes B - 250MHz à 500MHz	Bandes VHF - 30MHz à 300MHz	Bandes 8 - 30MHz à 300MHz
Bandes A - 0MHz à 250MHz	Bandes HF - 3MHz à 30MHz	

TABLE 1.1 – Synthèse des différentes bandes de fréquences

Dans le cadre de ces travaux de recherche, la bande de fréquence utilisée sera celle allant de 2 à 18GHz. Au vu du tableau 1.1 et selon que l'on travaille en radar ou en contre-mesures, cette gamme de fréquences couvre les bandes S, C, X, et Ku ou E, F, G, H, I et J, respectivement. L'utilisation de cette gamme de fréquences particulière impose de fortes contraintes sur les composants à concevoir. D'une part, la conception d'un dispositif hyperfréquence fonctionnant sur une très large bande exige un contrôle total de sa réponse sur toute la bande de fréquences. D'autre part, et c'est d'autant plus vrai pour les filtres, le contrôle hors bande de la réponse en transmission est tout aussi important que la réponse du filtre dans sa bande passante. De manière analogue, un diviseur de puissance ou un coupleur hybride sera soumis à la même contrainte de largeur de bande et devra présenter une réponse adaptée sur la bande 2-18GHz. La réalisation de dispositifs large bande impose des contraintes très différentes de celles appliquées aux circuits faible bande. Nous verrons par la suite en détail, que le caractère distribué des paramètres des éléments utilisés en hyperfréquence pose un certain nombre de problèmes quant à la réalisation de tels dispositifs, ce qui est moins vrai en faible bande.

### 1.2.2 Les récepteurs hyperfréquences : besoins actuels et futurs

Les récepteurs hyperfréquences font partie des dispositifs d'interception utilisés dans la Guerre Electronique. Situé en aval de l'antenne réceptrice, le récepteur est l'ensemble des composants hyperfréquences permettant l'acheminement, la transposition en fréquence et le traitement des signaux micro-ondes reçus. La complexité de ces récepteurs est variable et ils peuvent jouer des rôles très différents : soit recevoir l'intégralité d'un spectre inconnu et éliminer les canaux inutiles, soit recevoir et/ou prélever une bande de fréquences particulière et lui appliquer des traitements particuliers (démodulation, transposition etc.). Nous distinguons deux sous-divisions parmi ces systèmes de réception : les récepteurs Large Bande (LB) et les récepteurs SuperHétérodynes (SH) :

- Les récepteurs de type Large Bande

Ces récepteurs ont pour vocation de recevoir un signal inconnu et recombiner ( $n - p$ ) canaux où  $n$  est le nombre total de canaux découplés et  $p$  est le nombre de canaux gênants à éliminer (1.3 (a)). Une solution couramment utilisée (1.3 (b)) est basée sur un démultiplexage en fréquence en entrée, un réseau d'interrupteurs puis un re-multiplexage en fréquence en sortie. Le démultiplexeur va segmenter le spectre incident en  $n$  canaux, tandis que les interrupteurs permettent la sélection d'un ou plusieurs canaux. Le multiplexeur de sortie recombine le tout. Ce sont donc des structures hybrides mixant les composants passifs (filtres) avec des composants actifs (interrupteurs). Il existe diverses solutions technologiques alternatives aux interrupteurs (switch SPDT, diodes etc.).

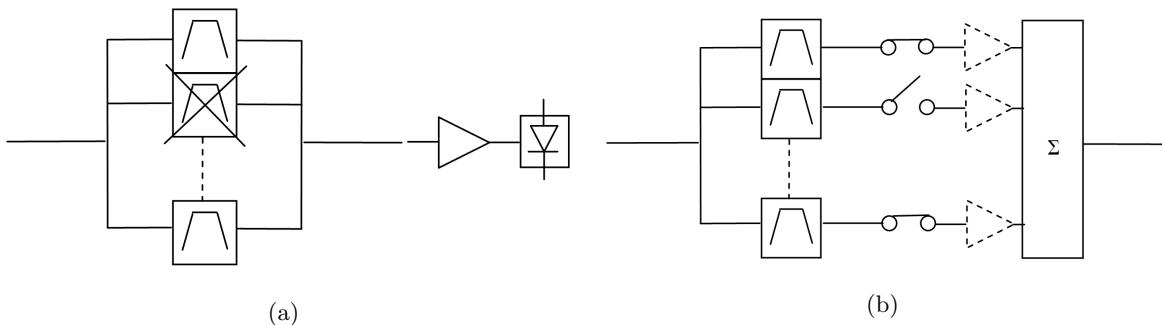


FIGURE 1.3 – Principe du récepteur Large Bande (a) et une solution de référence (b)

- Les récepteurs de type SuperHétérodyne

Ces récepteurs vont permettre de prélever sur le spectre entier un, voire plusieurs canaux. Le principe générique de ce type de récepteurs est d'utiliser une solution de sélection (filtrage) accordable (figure 1.4 (a)) afin de balayer toute la gamme de fréquences. Une solution actuelle (figure 1.4 (b)) est basée sur le principe d'une banque de filtres commutés. Selon la bande de fréquences souhaitée, le filtre correspondant va être sélectionné par un réseau d'éléments actifs (diodes ou autres). Les autres filtres ne sont pas activés, une seule bande de fréquences sera ainsi transmise. Comme dans le cas précédent, on peut également utiliser des multiplexeurs pour assurer une division en canaux.

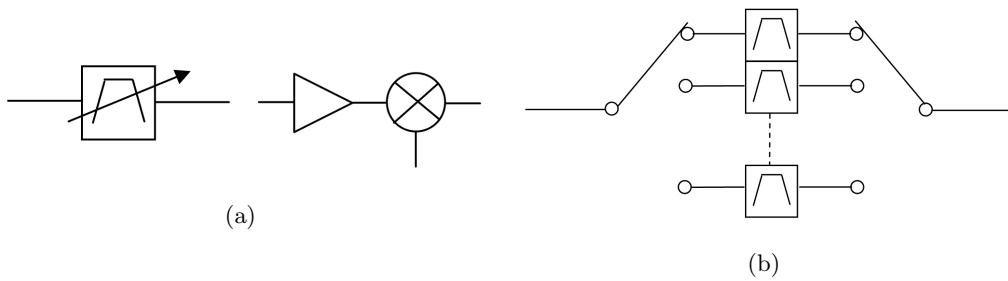


FIGURE 1.4 – Principe du récepteur SuperHétérodyne (a) et une solution de référence (b)

La tendance actuelle est de s'orienter de plus en plus vers des solutions qui intégreraient un seul récepteur fonctionnant conjointement en LB et en SH. Cette solution permettrait de choisir un fonctionnement ou l'autre par une simple commande utilisateur. La figure 1.5 propose un exemple de ce type de récepteur.

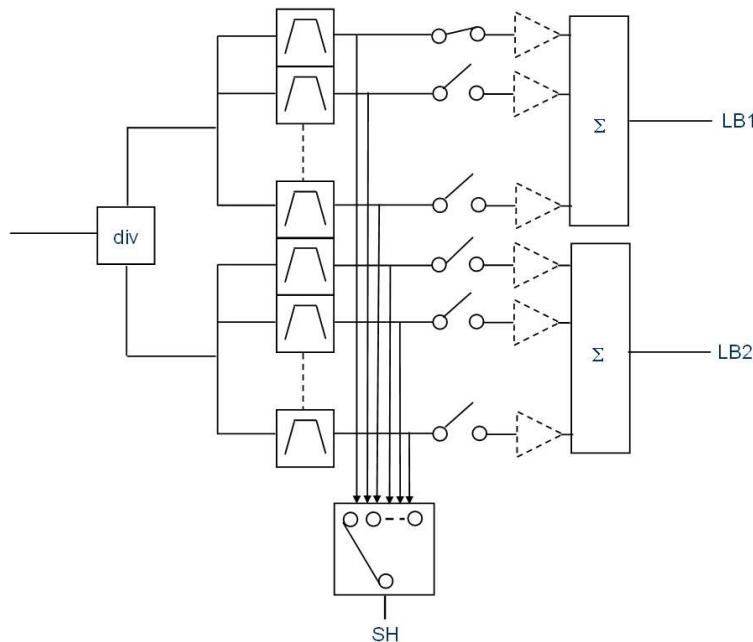


FIGURE 1.5 – Exemple d'un récepteur combinant deux récepteurs LB et SH

Cette solution permet de combiner les deux types de réception. La division de puissance en tête permet une utilisation du dispositif en LB (deux sorties LB au choix). Quant aux interrupteurs, ils assurent l'aspect SH (sortie commutée). La division de puissance en tête du circuit permet également un recouvrement des canaux mais pâtit d'un niveau de pertes important. Comme nous venons de le voir, le multiplexage en fréquence fait partie intégrante des récepteurs hyperfréquences. Les contraintes de plus en plus fortes sur ces récepteurs sont presque intégralement reportées sur les multiplexeurs. La valeur ajoutée d'un récepteur réside donc, entre autres, dans la maîtrise de son multiplexeur. Nous présentons par la suite les briques de base de ces récepteurs : les filtres et les multiplexeurs hyperfréquences.

## 1.3 Filtrage et multiplexage hyperfréquences : état de l'art

### 1.3.1 Introduction

Le domaine des micro-ondes et, singulièrement, celui des hyperfréquences connaissent un développement fulgurant depuis une quinzaine d'années. L'augmentation des standards ainsi que le nombre d'applications (et par conséquent le nombre de terminaux) utilisant le support électromagnétique provoque une saturation de la ressource fréquentielle disponible qui n'est évidemment pas infinie. L'environnement électromagnétique est donc de plus en plus "pollué" par des sources de différentes natures, puissances, directivités etc. Les systèmes de télécommunication sont contraints de sélectionner uniquement les fréquences auxquelles ils travaillent et de rejeter le plus possible les autres fréquences. C'est l'une des raisons pour lesquelles, l'utilisation des filtres hyperfréquences s'est rapidement généralisée dans ces dispositifs de télécommunication, qu'ils soient de réception ou d'émission, et ce quelque soit le domaine d'utilisation (téléphonie, GPS, TV par satellite, GE, radar etc.).



FIGURE 1.6 – Applications majeures du filtrage hyperfréquence

Dans le domaine spatial, les filtres sont utilisés en réception ou en émission pour, par exemple, canaliser l'ensemble de la charge utile d'un satellite et ainsi traiter séparément toutes les fréquences utiles. Il y a donc autant de filtres que de canaux et d'information à transmettre et traiter. Le besoin de multiplexer vient également du fait que l'on ne sait pas amplifier correctement de larges bandes de fréquences (problème de linéarité des amplis). La figure 1.7 décrit l'architecture simplifiée d'une charge utile de satellite. On y voit un IMUX (Input Multiplexer) et un OMUX (Output Multiplexer), dispositifs de multiplexage travaillant respectivement en réception (faible puissance) et en émission (forte puissance).

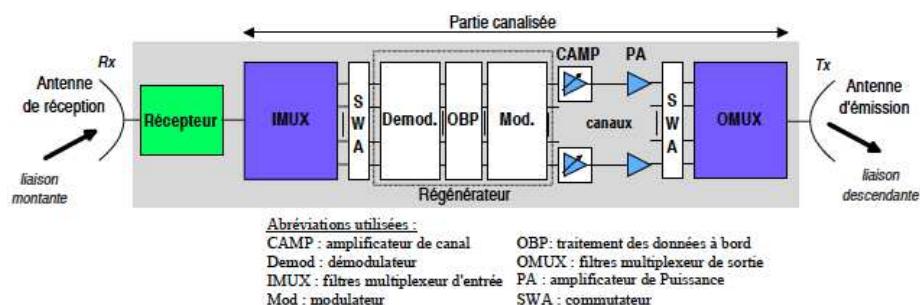


FIGURE 1.7 – Architecture simplifiée d'une charge utile d'un satellite de télécommunication

En téléphonie mobile, l'utilisation de filtres est également incontournable. L'avènement des télécommunications multi-standards constraint les terminaux à embarquer d'autant plus de filtres qu'il y a de bandes différentes. Ils sont à la fois nécessaires pour sélectionner les bandes utiles mais ils peuvent également avoir vocation à supprimer des signaux ou produits de signaux inutiles ou gênants. La figure suivante propose un exemple d'architecture d'un tel mobile fonctionnant en WCDMA (UMTS) et met en évidence les problèmes liés aux produits d'intermodulation et à la suppression des perturbateurs par filtrage. Les filtres micro-ondes jouent un rôle majeur dans la suppression de ces perturbations mais plus généralement, dans les nouveaux terminaux multistandards (GPS, 3G, internet, data etc.)

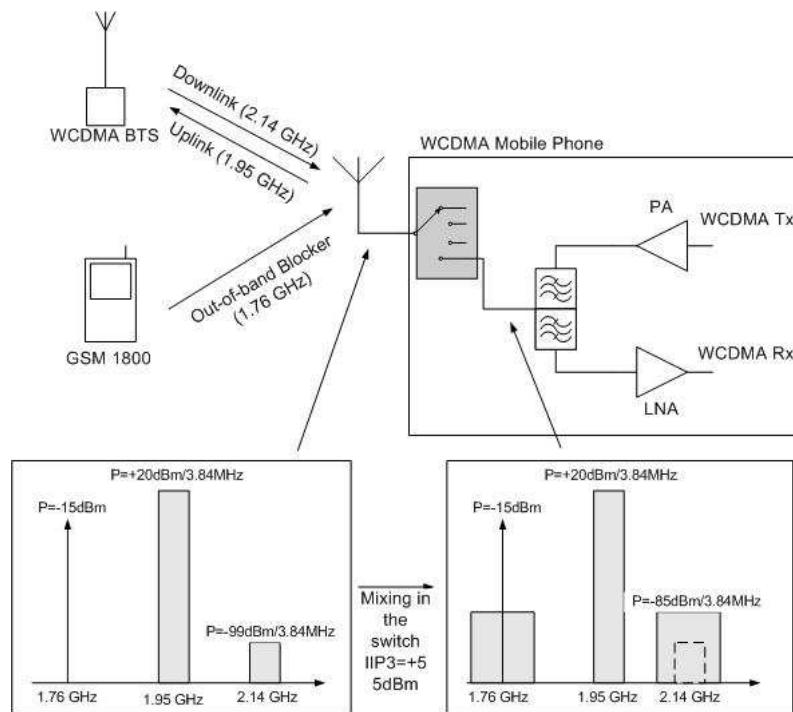


FIGURE 1.8 – Rôle du filtrage en téléphonie mobile WCDMA : suppression des perturbateurs GSM

### 1.3.2 Principe général du filtrage hyperfréquence

#### 1.3.2.1 Définition

Comme nous venons de le voir, les filtres hyperfréquences assurent un rôle majeur dans les chaînes d'émission ou réception, en sélectionnant l'information utile d'un signal incident (bande passante), en supprimant le reste de la bande jugé inutilisable pour l'application visée (bande atténuée) ou en supprimant des gêneurs (internes et externes) à des fréquences précises. Ces filtres permettent donc une utilisation optimale de la ressource électromagnétique, chaque application utilisant, nous l'avons vu, ses propres bandes de fréquences.

Selon le domaine d'application, ces filtres ont une place et un impact plus ou moins importants sur l'ensemble de l'architecture et réciproquement, les contraintes globales d'un système

complet sont souvent reportées directement sur le filtre. De manière générale, un filtre est défini par le jeu de paramètres suivants :

- Sa réponse en amplitude (en transmission et en réflexion). On définit généralement les spécifications en amplitude grâce à un gabarit qui précise sur un seul graphe les niveaux d'atténuation hors-bande, le niveau de pertes dans la bande ainsi que le niveau d'adaptation exigé. La figure 1.9 montre un exemple de gabarit d'un filtre passe-bande, en transmission et réflexion. Dans la bande passante du filtre, les pertes d'insertion correspondent au niveau du paramètre  $S_{21}$  et l'adaptation (ou TOS) au paramètre  $S_{11}$ . La bande passante relative (ou rapport de bande),  $w$ , est définie de la manière suivante :

$$w(\%) = \frac{\text{Bande passante}}{\text{Fréquence centrale}} \quad (1.1)$$

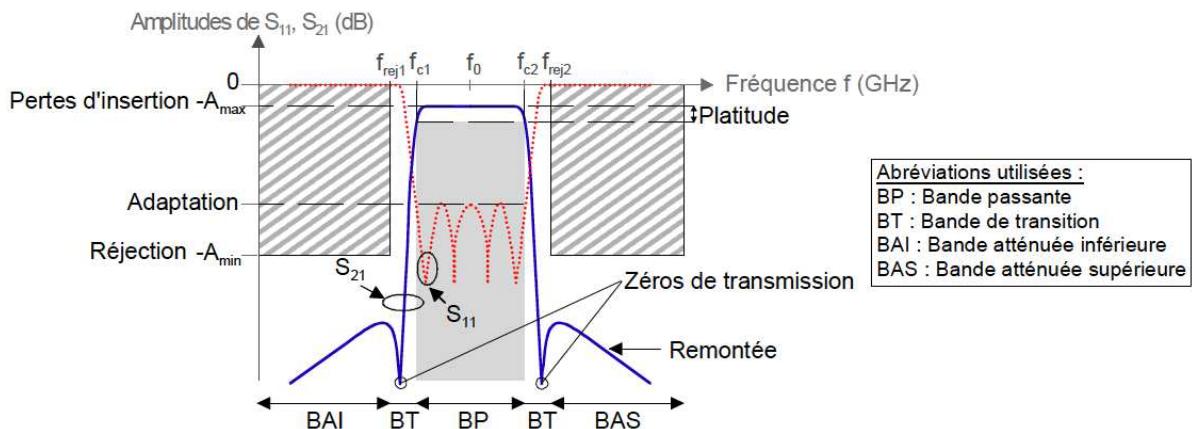


FIGURE 1.9 – Gabarit d'un filtre passe-bande en transmission et en réflexion

- Son temps de propagation de groupe (TPG). Son expression est donnée à l'équation (1.2) et traduit la linéarité de la phase subie par le signal pendant sa transmission à travers le filtre. Dans certaines applications, spatiales notamment, dans lesquelles l'information doit être transmise de manière homogène sur toute la bande passante du filtre, un TPG constant est souvent exigé.

$$TPG = -\frac{\partial \phi}{\partial \omega} \quad (1.2)$$

### 1.3.2.2 De la fonction mathématique de filtrage au filtre passe-bande

Cette partie décrit la méthode de conception de filtres hyperfréquences allant du filtre passe-bas idéal au filtre passe-bande en lignes de transmission.

- Le filtre passe-bas idéal :

$$S_{12}(j\omega) = e^{j\omega t_0} \quad , |\omega| < \omega_0 \quad (1.3)$$

$$S_{12}(j\omega) = 0 \quad , |\omega| > \omega_0 \quad (1.4)$$

Un dispositif idéal de filtrage est un dispositif qui permet une transmission parfaite (atténuation nulle) des fréquences situées dans la bande passante (1.3), une atténuation infinie (transmission nulle) dans les bandes coupées (1.4) et qui présente une variation linéaire de la phase dans la bande passante (TPG constant). Or, en pratique, il n'est pas possible d'obtenir conjointement les deux premières propriétés (discontinuité de l'atténuation). C'est pourquoi ce filtre passe-bas reste idéal et n'est pas réalisable. On peut s'en approcher en déterminant des fonctions d'approximation. Il sera nécessaire de définir un niveau de tolérance de l'approximation choisie.

- Fonctions d'approximation : Butterworth, Tchebysheff et elliptique :

Les trois approximations présentées ici sont définies sur l'amplitude de la transmittance du filtre. Il est possible de réaliser une approximation conjointement sur l'amplitude et la phase mais dans ce cas, le filtre doit être à phase non-minimum. Les fonctions d'approximation de Butterworth, Tchebysheff et elliptique sont proposées ci-dessous, respectivement :

$$|S_{12}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1+\omega^{2N}} \quad |S_{12}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1+\epsilon^2 T_N^2(\omega)} \quad |S_{12}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1+\epsilon^2 C_N^2(\omega)} \quad (1.5)$$

où  $N$  est le degré du réseau,  $\epsilon$ , l'ondulation maximale dans la bande,  $T_N(\omega)$ , le polynôme de Tchebysheff et  $C_N(\omega)$ , une fonction rationnelle.

La réponse des trois approximations est présentée sur la figure 1.10.

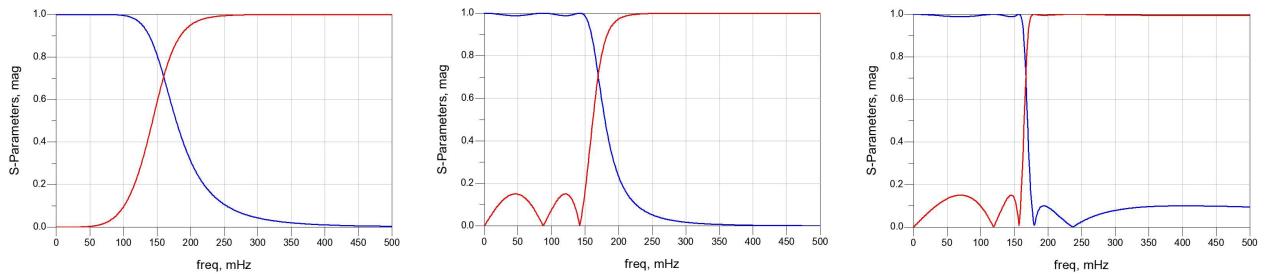


FIGURE 1.10 – Réponse en transmission de filtres passe-bas d'ordre 5 de types Butterworth, Tchebysheff et elliptique

Le filtre de Butterworth (encore appelé maximally flat) se caractérise par une réponse plate dans sa bande mais par un niveau de réjection moyen. Il est nécessaire de choisir un ordre élevé pour obtenir un niveau de réjection acceptable ce qui augmente nécessairement les pertes d'insertion et dégrade la compacité du filtre. Celui de Tchebycheff tolère un niveau d'ondulation dans sa bande passante mais présente de meilleures réjections que celui de Butterworth. Une approximation parfois utilisée dans la conception de filtres est celle de Tchebycheff généralisée qui admet une ondulation dans la bande passante ainsi que la présence de zéros de transmission répartis dans la bande atténuee. Il permet d'obtenir de bons niveaux de réjection avec un ordre peu élevé mais son schéma électrique est tel que sa conception et son réglage sont difficiles. Le filtre elliptique, quant à lui, présente une ondulation à la fois dans la bande passante et dans la bande atténuee ainsi que des zéros de transmission dans la bande atténuee. Il est alors possible avec un ordre restreint d'obtenir une sélectivité acceptable.

- Schéma électrique localisé :

L'approximation mathématique du filtre passe-bas étant faite, il faut lui associer un schéma électrique. Ce schéma est uniquement constitué d'éléments localisés (ou discrets) : capacité  $C$  et inductance  $L$ . Un ouvrage de référence [3] donne les formules et abaques afin de déterminer la valeur de ces éléments en fonction de l'approximation choisie. Le passage de la fonction passe-bas à une fonction de filtrage plus élaborée (filtres passe-haut, passe-bande ou son dual, le coupe-bande), se fait par transformation de fréquence et d'impédance [4].

- Transformation en éléments distribués :

Si une topologie localisée convient bien en BF, elle devient difficile à implémenter en HF. Dans ce cas, on préfère utiliser des éléments distribués. Il s'agit maintenant de transposer le schéma localisé dans une technologie de réalisation (lignes de transmission, cavités etc.). La technologie et la topologie sont choisies en fonction de critères électriques (fréquence centrale, réjection etc.), physiques (encombrement, faisabilité technologique etc.) voire même économiques (coût de fabrication etc.). Lorsque la technologie est choisie, il faut déterminer l'ensemble des paramètres physiques des éléments de propagation. Plusieurs travaux (Richards, Kuroda etc.) traitent du passage localisé-distribué et fournissent les équivalences entre les  $L$  et  $C$  et les impédances caractéristiques et les longueurs des lignes de transmission [5-7]. La figure suivante propose un exemple d'équivalent localisé-distribué d'un filtre passe-bas d'ordre 5.

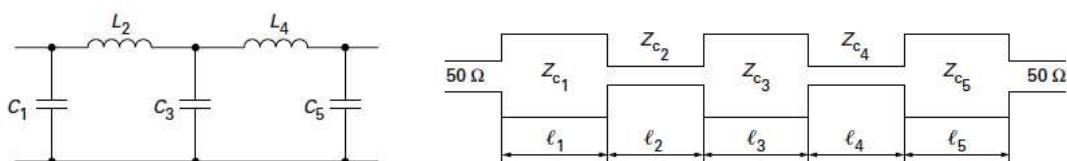


FIGURE 1.11 – Filtre passe-bas : schémas localisé et distribué

### 1.3.3 Principe général du multiplexage hyperfréquence

#### 1.3.3.1 Définition

Comme nous l'avons vu dans les parties précédentes, le multiplexage (ou le démultiplexage) hyperfréquence est une fonction souvent cruciale dans de nombreux systèmes de télécommunication, qu'ils soient de type spatial, civil ou militaire. Un démultiplexeur opère un découpage fréquentiel du spectre en le divisant donc en  $n$  sous-canaux. Le nombre  $n$  et la largeur de bande de ces sous-canaux  $W$  varient bien sûr selon l'application visée. Dans le cas du multiplexage, le composant opère une recombinaison de plusieurs canaux en une seule sortie, le spectre de sortie pouvant être continu ou non. La figure 1.12 montre un exemple de découpage en  $n$  canaux d'un spectre quelconque. Cette figure nous permet de définir quelques paramètres importants d'un multiplexeur.

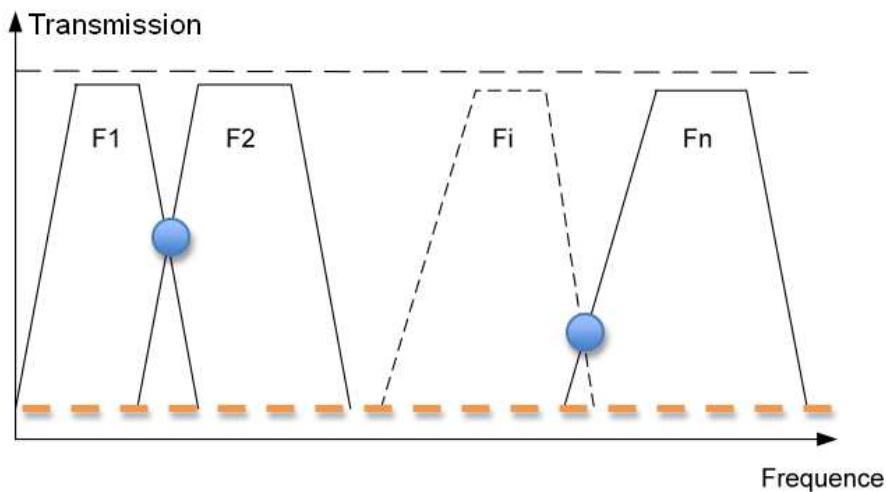


FIGURE 1.12 – Principe du multiplexage

Le principal paramètre d'un multiplexeur est avant tout le nombre de canaux. En effet, ce paramètre conditionne évidemment l'architecture et la topologie du multiplexeur mais impacte aussi directement sa complexité de conception, de réglage et de fabrication. Quand ce nombre est trop élevé, nous verrons plus loin que certaines architectures de multiplexeur ne sont intrinsèquement plus utilisables. L'ensemble des paramètres supplémentaires dont il faut tenir compte dans la conception est défini ci-après :

- Le niveau de réjections :

Deux types de réjections sont définis dans le cadre du multiplexage : celles au croisement entre deux canaux dites proches de la bande (points bleus sur la figure 1.12), et celles sur l'ensemble du spectre dites large bande (pointillés oranges sur la figure 1.12). Les premières traduisent l'isolation entre deux canaux adjacents et les secondes, l'atténuation globale de chaque filtre sur toute la bande de travail. Encore une fois, selon le type d'application, ces niveaux d'atténuation peuvent varier mais, de manière générale, plus ils sont importants, meilleur sera le multiplexage.

- Les pertes d'insertion :

Le niveau de pertes exigé lors de la conception d'un multiplexeur est également important car le multiplexeur est en amont de la chaîne de réception. Dans le cadre de multiplexeurs comportant de nombreux canaux (ou des canaux large bande), il se peut que les pertes d'insertion soient assez différentes d'un filtre à l'autre. En effet, le niveau de pertes dépend de la largeur de bande relative (ou rapport de bande) qui peut varier significativement. A titre indicatif, la formule 1.6 donne une idée des pertes d'insertion en fonction de l'ordre du filtre et de sa largeur de bande relative [3, 8] :

$$Q_v = \frac{4,343.n}{IL.w} \quad (1.6)$$

avec  $Q_v$  facteur de qualité à vide,  $n$  ordre du filtre,  $IL$  pertes d'insertion et  $w$  largeur de bande relative.

Cette équation possède un domaine de validité particulier mais permet de mettre en évidence la disparité possible des niveaux de pertes dans le cas où les filtres du multiplexeur ont des bandes très différentes. Dans ce cas, lorsque les pertes diffèrent trop d'un filtre à l'autre, il existe des solutions de compensation de pertes par amplification canal par canal (ou globale) permettant d'homogénéiser globalement le niveau de pertes.

Les paramètres précédents sont définis sur les filtres seuls. D'un point de vue système, nous définissons des paramètres supplémentaires propres à la conception de multiplexeurs et valables uniquement dans ce type de dispositifs.

- Le niveau d'adaptation :

Le Taux d'Onde Stationnaire (TOS) est également un paramètre critique. Il faut en revanche distinguer l'adaptation à la jonction commune du multiplexeur ( $S_{11}$ ) et celle à la sortie de chaque canal ( $S_{jj}$ ). Un des points les plus critiques dans le réglage de structures hyperfréquences complexes, comme les multiplexeurs, est l'adaptation au port commun. En effet, un multiplexeur idéal serait constitué de filtres idéaux totalement indépendants et n'ayant aucune interaction les uns avec les autres. Le réglage de la structure se ferait alors sans problème majeur. En réalité, la contribution de chaque filtre dans les bandes adjacentes est non nulle et tend à rendre les filtres interdépendants et à désadapter le multiplexeur au port commun. En fait, chaque canal est adapté sur une impédance qui est la mise en parallèle de l'impédance du port commun et de celles présentées par chacun des autres filtres. Ce dernier point implique que chaque filtre n'est adapté que lorsqu'il est connecté à la structure globale.

- Contiguïté des canaux :

Après avoir déterminé le nombre de canaux du multiplexeur, il faut également déterminer la contiguïté de ceux-ci *i.e.* l'écart fréquentiel entre deux filtres. Le besoin de bandes de fréquences avec

recouvrement est une contrainte supplémentaire que l'on ajoute, notamment lorsque l'on travaille dans le domaine des contre-mesures. La fréquence de réception étant inconnue, il est nécessaire de couvrir la totalité du spectre avec une bonne adaptation à toutes les fréquences. Par définition, des filtres sont dits adjacents s'ils ont au moins une réjection en commun, c'est à dire qu'ils sont proches fréquentiellement. Le recouvrement de deux canaux est défini lorsque deux filtres adjacents ont une partie de leur bande passante en commun. La figure suivante illustre le recouvrement de deux canaux : on y voit respectivement deux filtres adjacents sans et avec recouvrement.

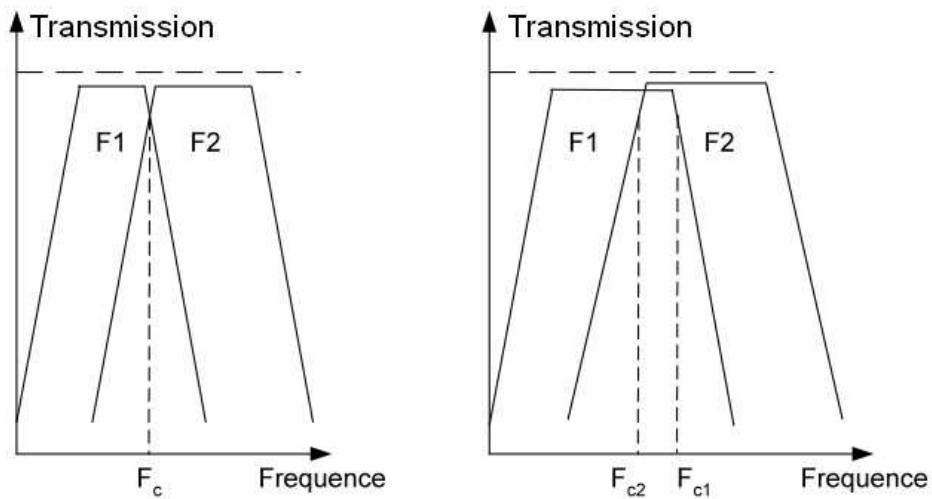


FIGURE 1.13 – Illustration du recouvrement des canaux d'un multiplexeur

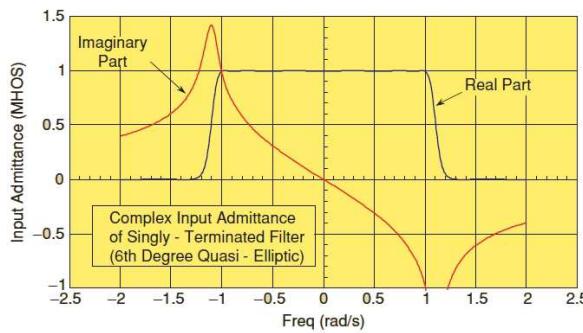
A la fréquence  $F_c$  dans le premier cas, ou sur la bande  $[F_{c2}, F_{c1}]$  dans le second cas, chacun des filtres présente, comme nous l'avons vu, une impédance de  $50\Omega$ . La mise en parallèle de deux filtres donne donc  $25\Omega$ . Cette désadaptation entraîne, à ces fréquences, une augmentation des pertes d'insertion et une dégradation du TOS. Le phénomène est d'autant plus gênant que la bande de recouvrement est importante. Dans le cas de filtres dits sans recouvrement, la fréquence de coupure commune se trouve en bordure des filtres, donc sur une zone très sensible à toute dérive : variation de température, précision des composants, de la gravure, de la fabrication des circuits. Ceci conduit forcément à des dispersions dans les performances, pertes en insertion, TOS etc.

- Filtres simple- et double-terminaison :

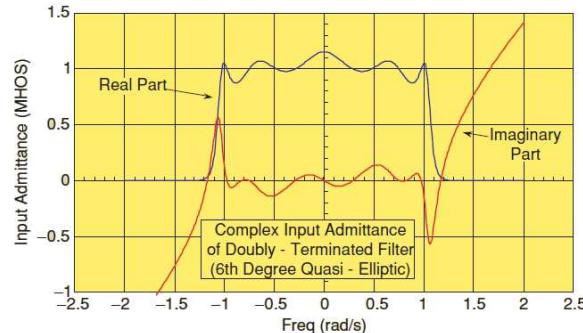
La conception d'un duplexeur ou multiplexeur demande une attention particulière sur le choix du filtre utilisé. En effet, la difficulté de conception de telles structures dépend directement des propriétés intrinsèques des filtres de canal. Deux grandes familles de filtres sont utilisables dans ce type d'application : les filtres double- (DT) et simple-terminaison (ST ou encore mono-terminaison). Les filtres de la première famille sont ceux classiquement utilisés dans les applications à deux E/S. Dans ce cas, les paramètres internes du filtre (valeur des éléments L et C ou des éléments distribués) sont calculés pour être adaptés sur  $50\Omega$  (dans la bande passante) à l'entrée et à la sortie

du filtre. Le comportement hors bande n'est pas déterminant dans ce type d'applications.

Cependant, dans le cadre de multiplexeurs à canaux contigus, le comportement hors bande des filtres doit être absolument connu et maîtrisé pour pourvoir adapter correctement la structure. Idéalement, les filtres doivent être adaptés sur  $50\Omega$  dans leur bande et présenter un circuit ouvert dans les bandes des canaux adjacents. Par exemple, dans un montage duplexeur, si chaque filtre est adapté en E/S sur  $50\Omega$ , la mise en parallèle des deux filtres présentera une impédance de  $25\Omega$  à la jonction qui sera désadaptée vis à vis du port commun  $50\Omega$ . Les filtres mono-terminaison lèvent donc cette contrainte en étant adaptés dans leur bande et en présentant un CO (ou éventuellement un CC) hors bande. Ils ne perturbent donc pas les canaux adjacents. La figure 1.14 présente l'admittance d'entrée des filtres mono- (a) et double-terminaison (b). Dans le premier cas, on peut voir que, contrairement au cas double-terminaison, l'admittance tend rapidement vers zéro aux abords de la bande passante, ce qui correspond à un circuit ouvert. On pourrait observer le même phénomène sur l'abaque de Smith : le lieu de l'admittance suit le cercle unité dans la bande passante (il est donc adapté) puis converge très rapidement vers un CO pour les fréquences adjacentes.



(a)



(b)

FIGURE 1.14 – Admittance d'entrée d'un filtre mono- (a) et double-terminaison (b)

L'obtention d'un filtre mono-terminaison se distingue d'un filtre classique par l'utilisation de paramètres  $g_k$  modifiés par rapport à ceux disponibles dans les tables usuelles. De plus, l'ordre ainsi que l'agencement des éléments L et C conditionnent le comportement hors bande du filtre : soit CO soit CC. Naturellement, un filtre mono-terminaison aura une réponse dégradée vis à vis du filtre classique double-terminaison adapté à ces deux extrémités. La réponse de chacun de ces

filtres est présentée à la figure 1.15. On note que dans le cas mono-terminaison (a), le filtre est désadapté tandis que le cas double-terminaison (b), il possède une réponse adaptée.

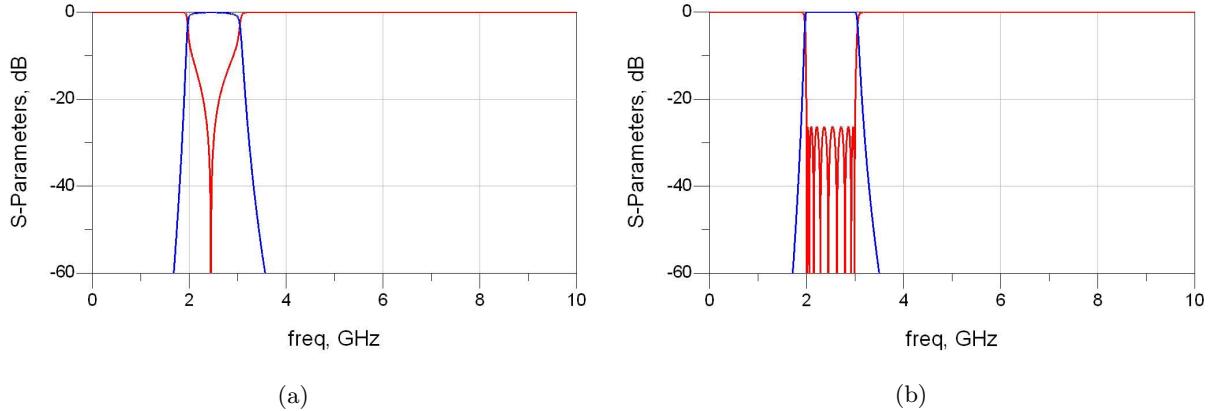


FIGURE 1.15 – Réponse électrique d'un filtre mono- (a) et double-terminaison (b)

Pour un montage duplexeur à base de passe-bas et passe-haut, il faut concevoir les deux filtres de manière complémentaire, c'est à dire faire en sorte que la susceptance des deux filtres s'annule parfaitement dans leurs bandes [9].

Nous avons donc décrit dans cette partie l'ensemble des paramètres, électriques et fréquentiels, dont il faut tenir compte dans la conception de multiplexeurs. Il est maintenant nécessaire de s'intéresser aux différentes architectures et technologies utilisables afin de concevoir et réaliser ces composants. C'est l'objectif de la partie suivante.

Dans cette partie, nous allons aborder de manière la plus exhaustive possible l'ensemble des architectures de multiplexeurs que l'on trouve dans la littérature, l'ensemble des technologies de conception qui sont utilisées pour réaliser ces composants et enfin quelques éléments de synthèse mathématique permettant d'aider à la conception de telles structures.

### 1.3.3.2 Architectures de multiplexeurs

#### 1.3.3.2.1 Multiplexeurs à circulateurs

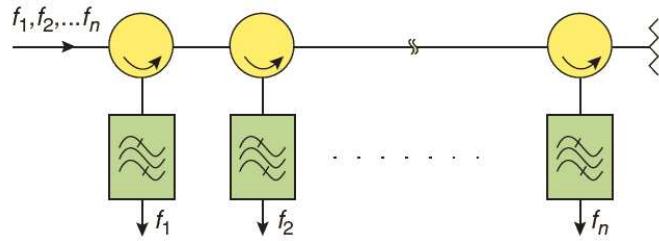


FIGURE 1.16 – Multiplexeur à circulateurs

Ce multiplexeur utilise sur chaque canal un circulateur en ferrite et un filtre passe-bande. Les pertes d'insertion d'un canal sont alors la somme des pertes apportées par le circulateur et celles apportées par le filtre. De plus, la structure étant cascadiée, les pertes sur les canaux suivants sont également impactées par celles des circulateurs précédents. Cette architecture assure une bonne indépendance des canaux et est assez couramment utilisée dans les multiplexeurs d'entrée des charges utiles de satellites (IMUX). Malgré de forts progrès dans ce domaine, les ferrites faibles pertes et fortes puissances sont encore trop onéreuses et les produits d'intermodulation (IMD) y sont plus importants que dans les autres structures.

#### 1.3.3.2.2 Multiplexeurs directionnels

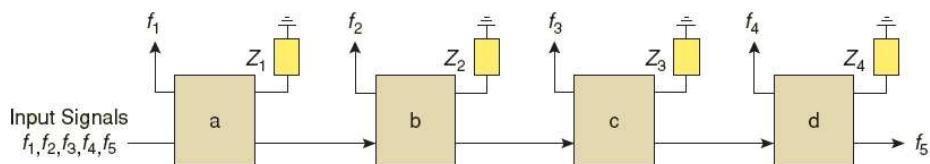


FIGURE 1.17 – Multiplexeur à filtres directionnels

Un multiplexeur directionnel est composé de plusieurs filtres directionnels mis en cascade. Les filtres utilisés ici sont des composants à quatre ports. Chaque filtre fonctionne comme un circulateur connecté à un filtre passe-bande. En effet, le signal incident est aiguillé vers le deuxième port avec une réponse en fréquence de type passe-bande. La partie du signal réfléchie par le filtre est

envoyée sur le troisième port qui correspond au premier port du filtre suivant. En version planaire, ce filtre a pour avantage de ne pas utiliser de ferrite. De plus, il utilise généralement des résonateurs en anneaux. C'est une architecture qui permet généralement d'éviter les contraintes d'interaction entre filtres mais, en pratique, son réglage peut être difficile (notamment dû aux différents modes orthogonaux de chaque résonateur de chaque filtre). Malgré une bonne modularité du dispositif, il est limité à de faibles largeurs de bande (<5%).

### 1.3.3.2.3 Multiplexeurs à coupleurs hybrides

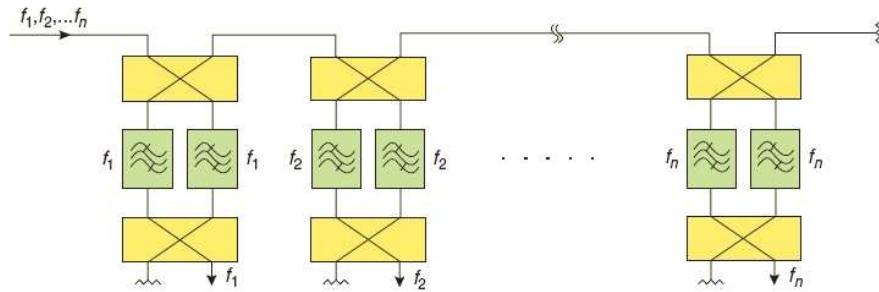


FIGURE 1.18 – Multiplexeur à coupleurs hybrides

Le multiplexeur à coupleurs hybrides consiste, lui aussi, en une mise en cascade des canaux qui comprennent chacun deux coupleurs et deux filtres identiques de type passe-bande. On utilise les réflexions sur les filtres et des recombinaisons constructives dans les coupleurs pour aiguiller les bandes de fréquences non “concernées” par un canal, vers les canaux suivants. C'est une structure directionnelle et modulaire mais elle présente l'inconvénient de doubler le nombre de filtres et de coupleurs et par conséquent sa taille et son poids qui peuvent être des facteurs limitants. La figure suivante présente un exemple de multiplexeur à coupleurs hybrides à quatre canaux dans la bande 8-11GHz (taille=60cm<sup>2</sup>).

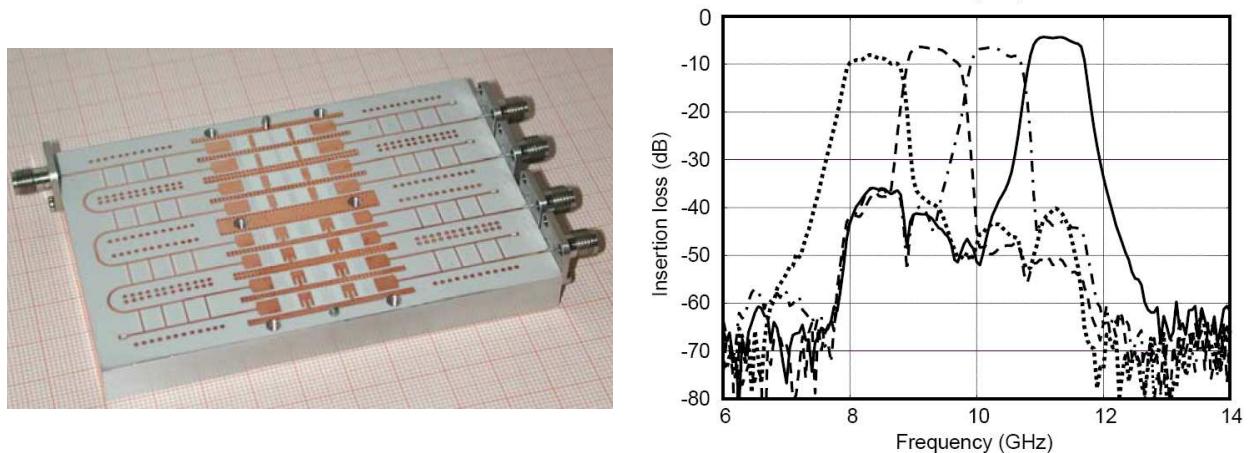


FIGURE 1.19 – Circuit et réponse d'un quadriplexeur à coupleurs hybrides dans la bande 8-12GHz

### 1.3.3.2.4 Multiplexeurs à manifold

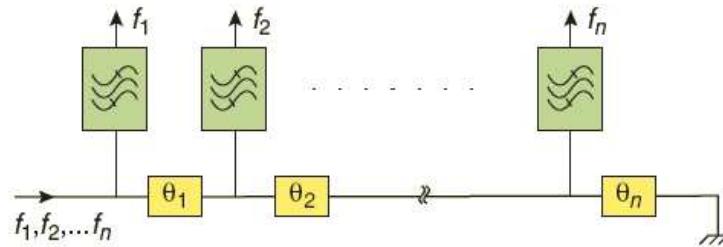


FIGURE 1.20 – Multiplexeur à manifold

C'est la structure la plus avantageuse en termes de pertes et d'encombrement. Les filtres sont placés en dérivation le long d'une ligne d'alimentation commune et espacés d'une longueur proche de  $\frac{\lambda}{2}$ . On appelle manifold la ligne d'alimentation commune. C'est une structure figée car il n'est possible d'ajouter, après réglage, un canal supplémentaire qu'au prix d'un nouveau réglage global du multiplexeur. La figure 1.21 montre des exemples de multiplexeurs (à base de guides d'onde en Bande Ku à 17 canaux (a) et un triplexeur à manifold utilisant des Supraconducteurs à Haute Température critique HTS (b)).

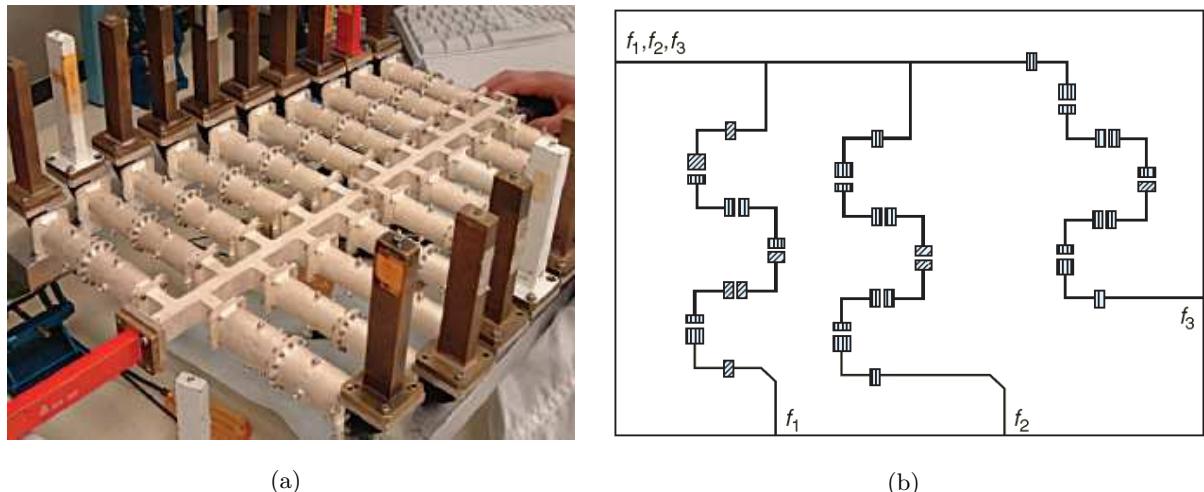


FIGURE 1.21 – Multiplexeurs en guides d'onde en bande Ku à 17 canaux (a) (Source M. Yu) et triplexeur en HTS à manifold (b) (Source R. Mansour)

La difficulté dans une telle structure est la gestion des différentes longueurs entre canaux de réglage ainsi que des liaisons jusqu'au manifold pour garantir une bonne adaptation sur toute la gamme de fréquences. Les dispositifs très large bande en sont donc quelque peu pénalisés.

### 1.3.3.2.5 Multiplexeurs à jonction directe

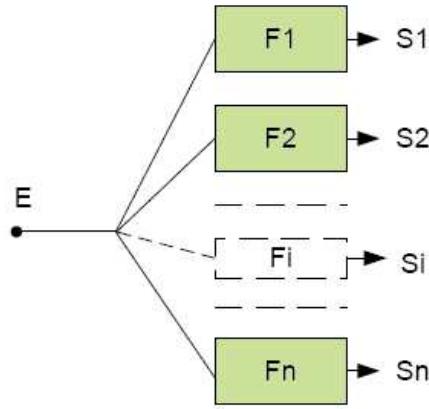


FIGURE 1.22 – Multiplexeur à connexion parallèle

Dans ce multiplexeur, chaque canal présente idéalement une impédance de  $50\Omega$  dans la bande du filtre associé et un circuit ouvert dans sa bande coupée. Le signal incident se répartit donc directement dans chacun des canaux connectés en parallèle à une jonction commune. La connexion en parallèle de différents canaux est très sensible aux longueurs de ligne entre les filtres et la jonction commune. Le positionnement des circuits ouverts en dépend. Des synthèses mathématiques ont été développées dans les années 1970-80 et permettent d'aider à la conception des multiplexeurs en jonction commune (Rhodes et Levy, cf. 1.3.3.4). En particulier, dans le cas où les filtres sont contigus, le choix de filtre mono-terminaison s'impose (au moins pour les filtres internes).

### 1.3.3.2.6 Multiplexeurs à filtres passe-bas/passe-haut série et parallèle

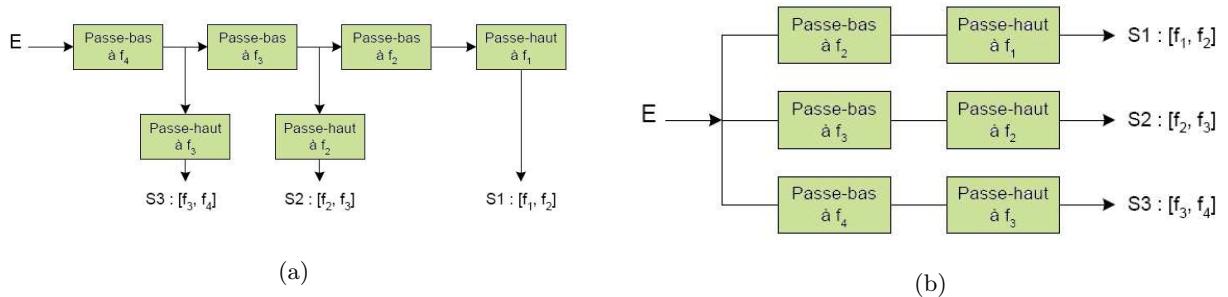


FIGURE 1.23 – Multiplexeur à filtres passe-bas/passe-haut série (a) et parallèle (b)

Contrairement à toutes les autres configurations qui utilisaient des filtres passe-bandes, celle présentée ici utilise des filtres passe-bas et passe-haut pour découper le signal incident. Le positionnement des filtres peut se faire de manière série ou parallèle. Dans les deux cas, l'association PB/PH crée donc une bande passante à chaque sortie de canal. L'inconvénient de ces structures est

l'utilisation de deux filtres afin de créer une seule bande passante. De plus, la réalisation de filtres PB et PH peut s'avérer moins intéressante en termes de réjections ou de pertes. La société Britannique Filtronic, spécialisée dans la conception de dispositifs RF, propose actuellement des solutions de multiplexage hyperfréquence à huit canaux dans la bande 2-18GHz basées sur une structure passe-bas/passe-haut (voir figure suivante) qui intègre également un réseau d'interrupteurs pour assurer le fonctionnement conjoint LB et SH [10].

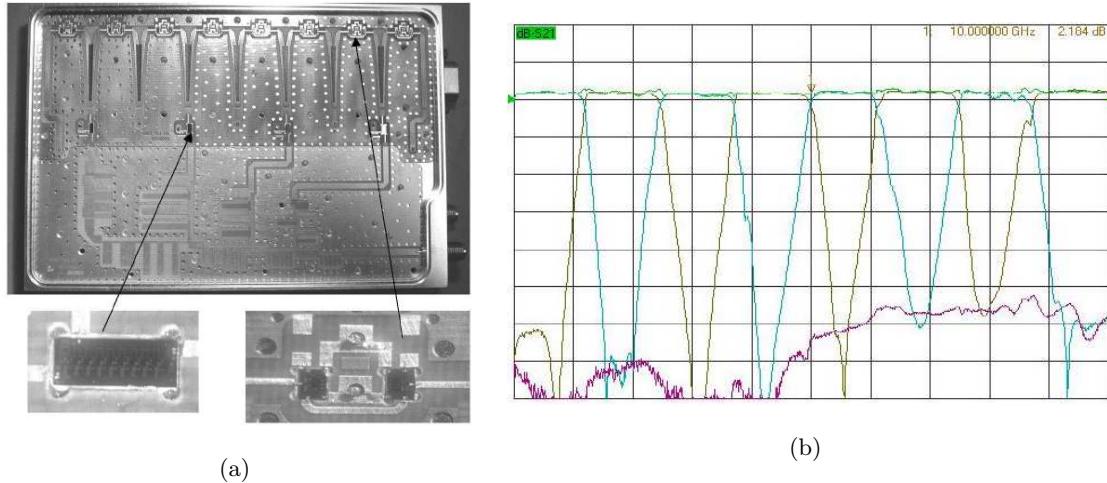


FIGURE 1.24 – Multiplexeur planaire à 8 canaux développé par Filtronic

Le tableau A.1 de l'annexe A synthétise les différentes informations présentées ci-avant.

#### 1.3.3.2.7 Multiplexeurs à architecture accordable

L'ensemble des circuits présentés dans les parties précédentes est à architecture figée. Ils ne peuvent en aucun cas être commutés vers d'autres plans de fréquences et conviennent majoritairement à des récepteurs de type Large Bande. Les récepteurs de type SuperHétérodyne sont, quant à eux, susceptibles d'utiliser des structures accordables afin de balayer le spectre d'entrée. En effet, par simple commande analogique ou numérique, il est possible d'activer un ou plusieurs canaux du multiplexeur mais il est également possible d'utiliser un seul élément de filtrage, accordable sur toute la bande de travail. Dans le premier cas, des éléments localisés actifs sont souvent utilisés et dans le deuxième cas, on voit également apparaître des technologies plus novatrices à base de matériaux à propriétés variables sous l'action d'une commande. Nous trouvons divers exemples de structures commutées dont les filtres sont à fréquence centrale commandable [10-12].

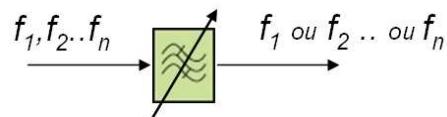


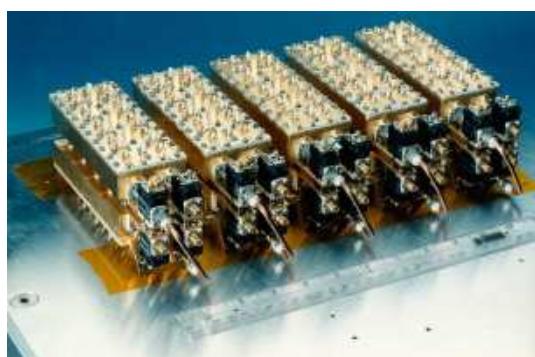
FIGURE 1.25 – Multiplexeur accordables

### 1.3.3.3 Technologies de réalisation

Indépendamment des considérations architecturales présentées dans la partie précédente, le choix d'une technologie de réalisation peut avoir des motivations multiples. Les facteurs d'encombrement, de poids, de coût de fabrication mais aussi de performance, de puissance admissible ou de robustesse sont autant de contraintes qui conditionnent ce choix. Comme souvent en hyperfréquences, le meilleur compromis entre ces différents critères permettra de faire ce choix. La partie suivante présente les filières technologiques majeures utilisables pour réaliser un multiplexeur : les guides d'onde, les résonateurs diélectriques, la technologie planaire, les technologies multi-couches, acoustiques, SIW et enfin les technologies accordables.

#### 1.3.3.3.1 Multiplexeurs à base de guides d'onde

Pour des considérations de puissance, le filtrage en guides d'onde est la technologie principalement adoptée depuis de nombreuses années pour toutes les solutions de multiplexage en émission dans le domaine spatial. Malgré un encombrement assez important, la technologie guides d'onde garantit un niveau de pertes très faible dû à un fort coefficient de qualité et permet un post-réglage du dispositif, ce qui la rend très compétitive. Elle n'est pas totalement figée mais son poids important peut être assez prohibitif dans certaines applications. La figure 1.26 présente deux exemples de multiplexeurs à base de cavités destinés à des applications spatiales (Imux et Omux). La figure 1.27 montre la réponse d'un Omux en bande Ku à 20 canaux, obtenue au prix d'un réglage très long et fastidieux, mais nécessaire. Celui-ci est généralement réalisé à l'aide de vis de réglage débouchant dans les cavités. Cette technologie de multiplexeur a été très largement utilisée dans les applications spatiales, notamment dans les OMUX car les guides d'onde supportent de fortes puissances. On peut voir facilement jusqu'à une vingtaine de canaux dans ces multiplexeurs.



(a)



(b)

FIGURE 1.26 – IMUX en bande C à 10 canaux (a) et OMUX en bande Ku à 17 canaux (b) (*source COMDEV*)

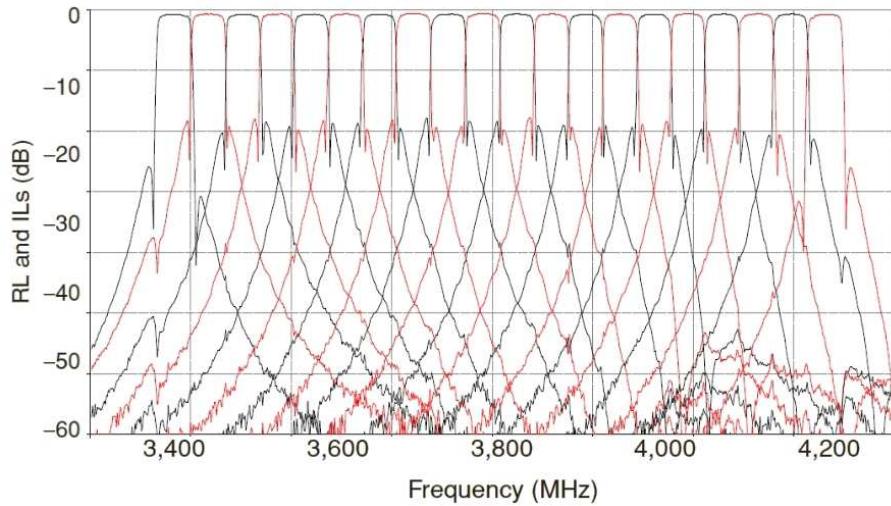


FIGURE 1.27 – Réponse d'un OMUX en bande Ku à 20 canaux

Un exemple récent de multiplexeur à canaux contigus en technologie guides d'onde est présenté dans [13].

### 1.3.3.3.2 Multiplexeurs à résonateurs diélectriques

Depuis la fin des années 90, les résonateurs diélectriques (RD) sont peu à peu associés aux guides d'ondes dans les multiplexeurs. En effet, ils présentent des avantages similaires aux guides seuls (bonne tenue en puissance (jusqu'à 250W) et en température, ainsi qu'une bonne stabilité en fréquence). La principale différence entre ces deux technologies est le gain en encombrement du multiplexeur (30 %). La figure suivante montre un multiplexeur à RD à 10 canaux en bande C (a) ainsi qu'une illustration du gain en encombrement (b) [14].

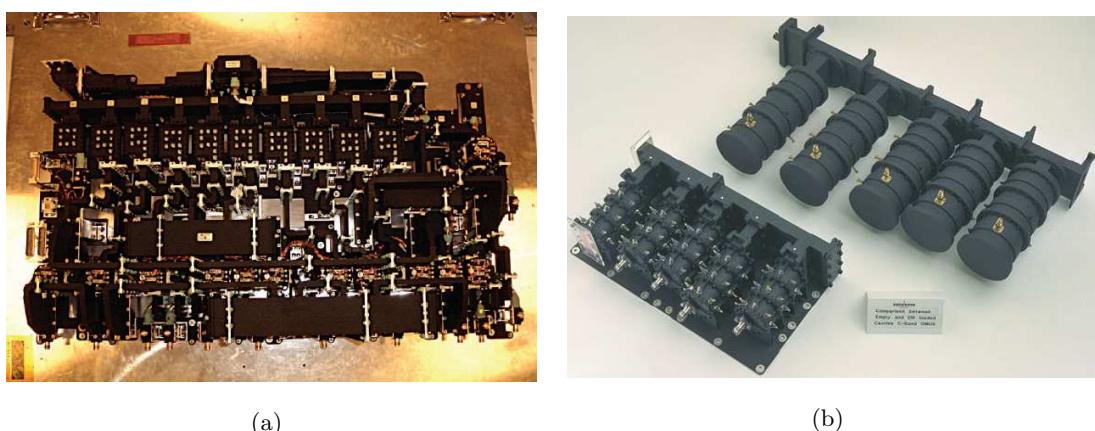


FIGURE 1.28 – Multiplexeur à RD (*Source COMDEV*) (a) et comparatif RD/guides d'onde (*Source Alcatel*) (b)

### 1.3.3.3.3 Multiplexeurs à Supraconducteurs à Haute Température

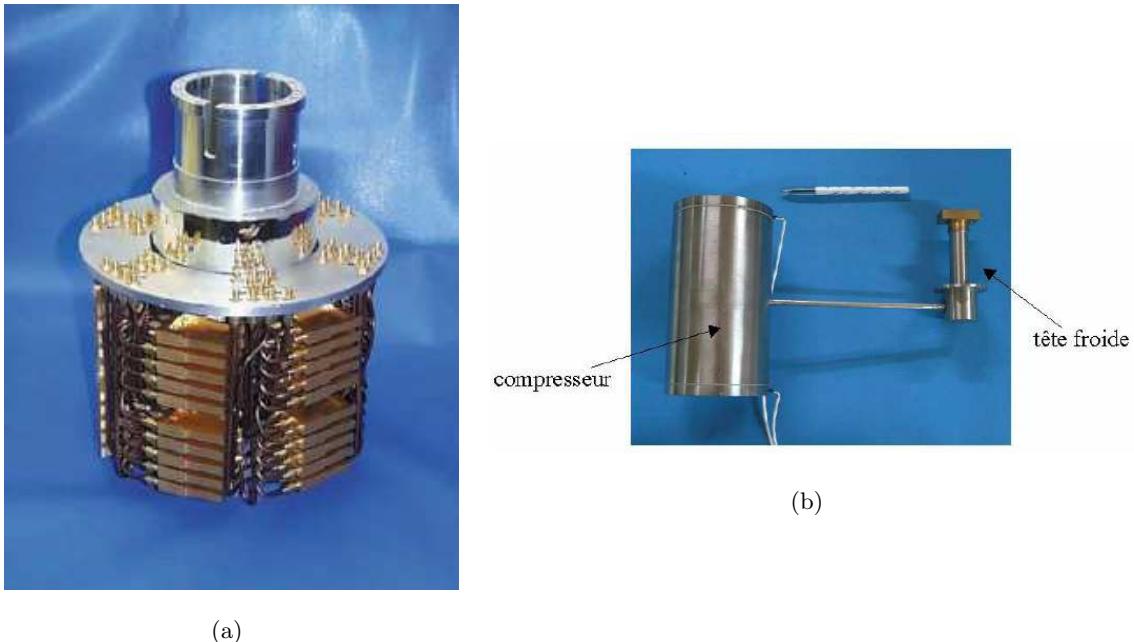


FIGURE 1.29 – Multiplexeur à 60 canaux en HTS et exemple de cryogénérateur (Thales) [15]

La technologie à supraconducteurs rivalise depuis quelques années avec les technologies volumiques et notamment celle à résonateurs diélectriques [16–19]. En effet, les supraconducteurs sont tout à fait indiqués pour les multiplexeurs devant présenter de très faibles pertes. Le seul désagrément lié à l'utilisation d'une telle technologie est la présence indispensable d'un cryogénérateur permettant le maintien d'une température très basse nécessaire au bon fonctionnement du matériau (typ.  $\approx 77\text{K}$ ). On note en outre depuis quelques temps une diminution importante de leur taille. La figure 1.29 montre un multiplexeur à 60 canaux composés de filtres supraconducteurs [20] ainsi qu'un dispositif de cryogénération. Par ailleurs, le design du filtre supraconducteur constitue également une tâche à part entière et se différencie significativement d'un filtre planaire classique (gestion de la répartition de la densité surfacique de courant etc.).

### 1.3.3.3.4 Multiplexeurs en technologie planaire

En technologie planaire, les possibilités de conception de multiplexeurs sont multiples. Elles sont conditionnées par les topologies de filtres utilisées, le type de connexion des canaux entre eux (cf. 1.3.3), la contiguïté des canaux ou la largeur de bande du circuit. S'agissant de la topologie des filtres, diverses topologies classiques de filtres sont utilisables telles que celles à lignes couplées, à stubs en Court Circuit, à stubs en Circuit Ouvert etc. Les technologies planaires, couramment utilisées lors de la réalisation de circuits de multiplexage hyperfréquences, sont de type microruban ou triplaqué, en majorité.

Le principal avantage de la technologie planaire vis à vis de celle en guides d'onde est sa très forte compacité : à cahier des charges égal, on constate couramment un facteur d'au moins dix

entre les deux solutions (en encombrement). Le coût de fabrication et la reproductibilité industrielle en font également des solutions compétitives vis à vis des structures volumiques. Le poids des circuits rentre évidemment en ligne de compte lorsqu'il s'agit de dispositifs à vocation spatiale ou aéroportée dans lesquels l'optimalité est sans cesse recherchée. Les contreparties sont, d'une part, un niveau de pertes plus important, conséquence d'un plus faible facteur de qualité et, d'autre part, une impossibilité à post-régler le circuit car la métallisation est définitive. Des solutions existent, notamment dans le domaine spatial avec l'utilisation de wirebondings de réglage en post-process, mais elles sont difficiles à mettre en oeuvre dans certaines technologies, triplaqué notamment, et n'offrent pas nécessairement la souplesse désirée. La figure suivante propose un exemple de quadriplexeur en technologie planaire et sa réponse mesurée [21].

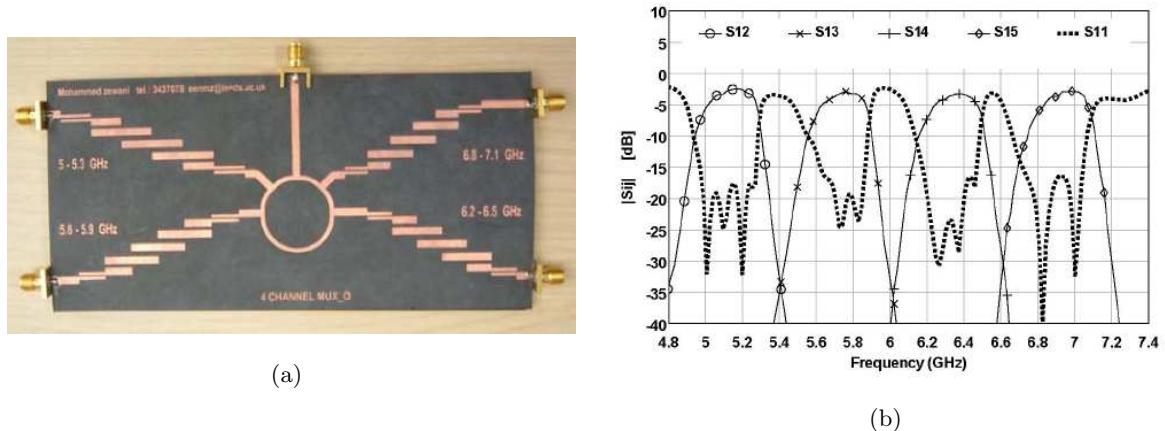


FIGURE 1.30 – Circuit et réponse d'un quadriplexeur planaire en bande C (lignes couplées)

D'autres dispositifs de (dé)multiplexage hyperfréquence ont été réalisés [22–24] et ce à différentes fréquences. On peut voir dans chacun des cas, un niveau de pertes ainsi que des coefficients de qualité très différents de ceux obtenus avec des filtres volumiques. Cependant, la compacité des dispositifs planaires est très largement supérieure à celle des circuits à guides d'onde. Cette technologie n'est cependant pas utilisable pour les multiplexeurs en émission car elle ne supporte pas de très fortes puissances.

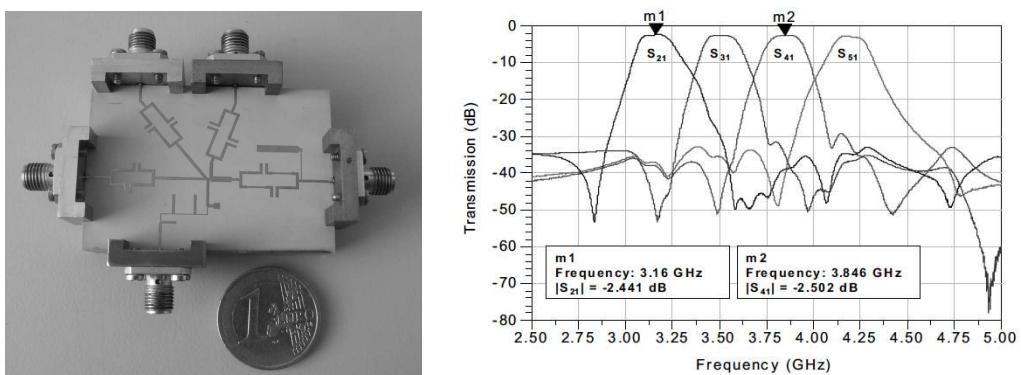


FIGURE 1.31 – Circuit et réponse d'un quadriplexeur planaire en bandes S et C (stubs couplés)[25]

### 1.3.3.3.5 Multiplexeurs en technologie multi-couches

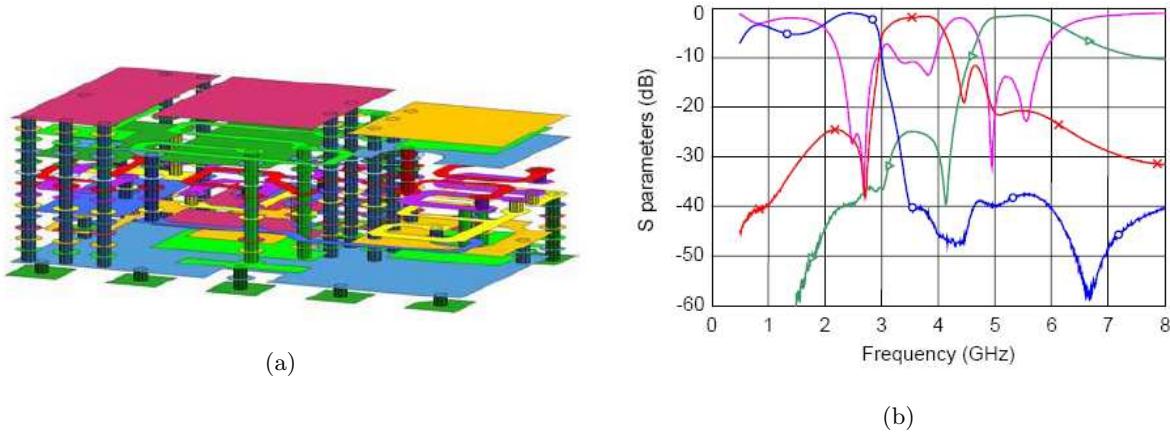


FIGURE 1.32 – Layout 3D et mesures d'un triplexeur (*Source Epcos*)

Il existe également un certain nombre de travaux portant sur des réalisations de multiplexeurs en technologies multi-couches [26–28]. Parmi eux, Epcos propose un triplexeur en technologie LTCC. Le layout 3D, ainsi que les résultats de mesures, sont présentés à la figure 1.32. La technologie multi-couche permet de réaliser des structures très compactes et d'utiliser les différents niveaux de couches pour le routage et les éléments d'adaptation des filtres (réalisation de capacités ou d'inductances multi-couches [29]). Une des limitations majeures des technologies multi-couches est d'ordre technologique (alignement des différentes couches etc.).

### 1.3.3.3.6 Multiplexeurs en technologies SAW/BAW

Les technologies SAW (Surface Acoustic Wave) et BAW (Bulk Acoustic Wave) sont basées sur la conversion d'une onde électrique en onde acoustique dont la propagation se fait à travers un substrat piézoélectrique. La structure résonante (transducteur interdigité) est imprimée sur la surface supérieure du piézoélectrique et propage l'information en surface (SAW) ou à travers le substrat par résonance entre deux électrodes positionnées de part et d'autre du piézoélectrique (BAW). Ces filtres sont très couramment utilisés dans les applications de téléphonie mobile notamment dans les nouveaux terminaux multi-standards fonctionnant autour de 2GHz (WCDMA etc.) pour des bandes assez faibles (<5%). Les avantages de ces technologies sont une forte compacité, une bonne fiabilité ainsi qu'une reproductibilité industrielle avérée, mais elles pâtissent d'un niveau de pertes important et d'une irréalisabilité au delà de 2.5GHz (doigts interdigités). De nombreux dispositifs de multiplexage, duplexeurs ou triplexeurs, ont été développés notamment pour ces bandes de fréquences [30–33]. La figure suivante présente un exemple de duplexeur Rx/Tx à base de filtres BAW fonctionnant dans la bande PCS (1.85-1.99GHz).

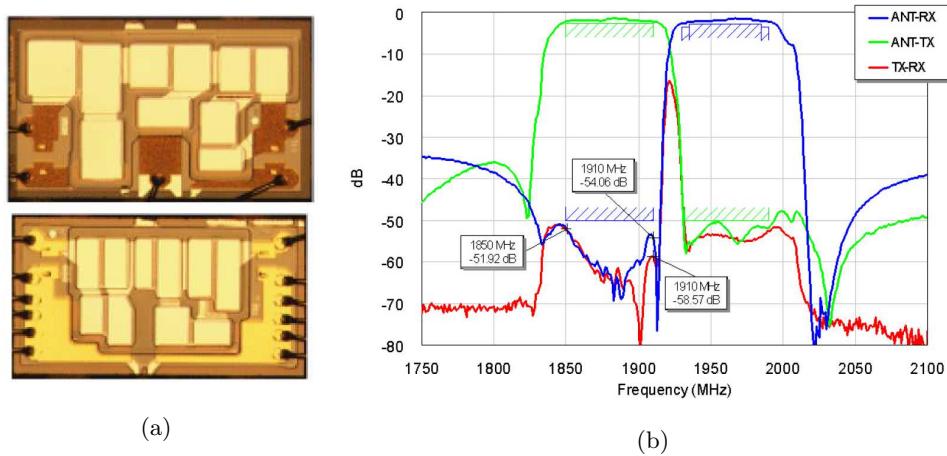


FIGURE 1.33 – Duplexeur Rx/Tx en bande PCS à base de filtres BAW [34]

### 1.3.3.3.7 Multiplexeurs en technologie SIW

La topologie Substrate Integrated Waveguide (SIW) apparaît en 2001 [35, 36] et est basée sur une association hybride d'une technologie planaire et de modes volumiques de cavités. Ces dernières sont enterrées dans un substrat planaire et sont délimitées physiquement par les plans de masse supérieur et inférieur du substrat ainsi que par des parois verticales constituées de trous métallisés. Selon la géométrie de ces vias (diamètre et espacement), différents modes peuvent s'établir ou non dans la cavité mais le mode fondamental dans les guides d'onde SIW est le mode  $TE_{101}$  pour lequel on calcule un coefficient de qualité d'environ 280.

Cette technologie volumique utilise un process de réalisation planaire, donc faible coût et reproductible industriellement. De plus, elle présente des coefficients de qualité bien supérieurs à ceux obtenus en technologie planaire classsique. Elle apparaît donc comme un bon compromis entre planaire et volumique. Les filtres conçus en SIW [37] affichent de bonnes performances mais, malgré une flexibilité relative [38], leurs principales limites sont l'encombrement et un réglage électromagnétique plus délicat qu'en planaire. Quelques travaux sont présentés dans [39, 40].

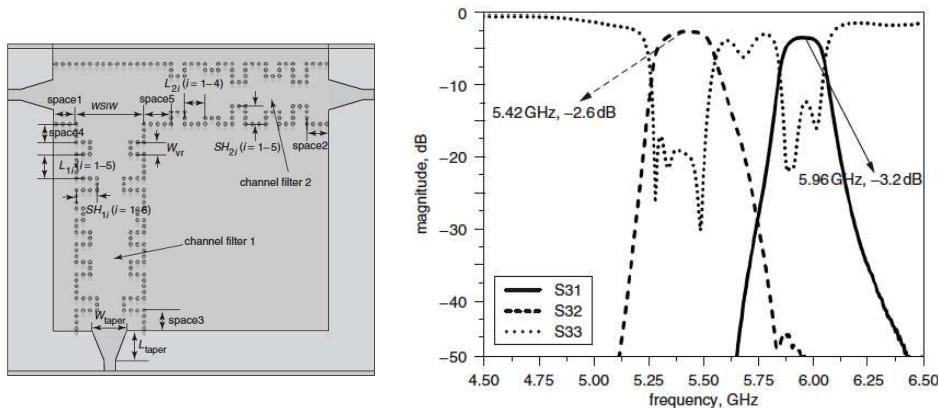


FIGURE 1.34 – Circuit et réponse d'un duplexeur SIW en bande C [41]

La figure précédente présente le circuit et la réponse d'un duplexeur SIW en bande C. Les deux filtres passe-bande sont connectés aux E/S du circuit par des lignes de type tapper. La taille du circuit est de  $10 \times 12 \text{ cm}^2$ . L'encombrement de ce circuit est assez important vis à vis d'autres solutions totalement planaires. La figure 1.35, quant à elle, présente la réponse d'un duplexeur en bande K. La taille du circuit est de  $3 \times 3 \text{ cm}^2$ , ce qui reste relativement élevé à ces fréquences. Cependant, cette réponse montre que, malgré un encombrement important, la technologie SIW permet d'obtenir de forts niveaux de réjections avec des filtres d'ordre relativement restreint.

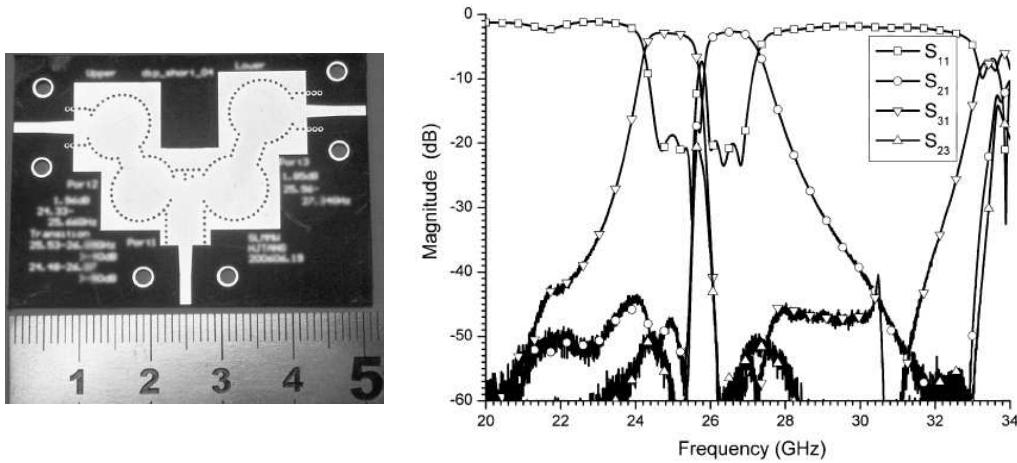


FIGURE 1.35 – Circuit et réponse d'un duplexeur SIW en bande K [42]

### 1.3.3.3.8 Multiplexeurs en technologie accordable

La problématique de l'accordabilité en hyperfréquences impose des contraintes tout à fait différentes sur les circuits à concevoir. On distingue deux familles de dispositifs accordables : les dispositifs à matériaux accordables (ferroélectriques, cristaux liquides etc.) et les dispositifs à éléments d'accord localisés (MEMs, diode varactor etc.). Ces deux familles ont le point commun de nécessiter une commande extérieure permettant d'activer ou non l'accordabilité. Cependant, que ce soit pour certains composants discrets ou les matériaux accordables, ces technologies n'ont pas pour l'instant la qualification défense pour les unes ou ne présentent pas encore de performances suffisantes pour les autres afin d'être concurrentielles. Les MEMs, par exemple, ne sont aujourd'hui pas encore utilisables dans des dispositifs aéroportés et les technologies de type ferroélectriques ne sont pas assez compétitives pour le moment (trop de pertes, commande contraignante (plusieurs dizaines de volts)). Les diodes PIN, Schottky, varactors sont, quant à elles, déjà utilisées dans des dispositifs de Guerre Electronique. La figure ci-dessous présente un dispositif fonctionnant dans la bande 11-20GHz et dont les quatre filtres le composant sont commutables grâce à des interrupteurs SPDT.

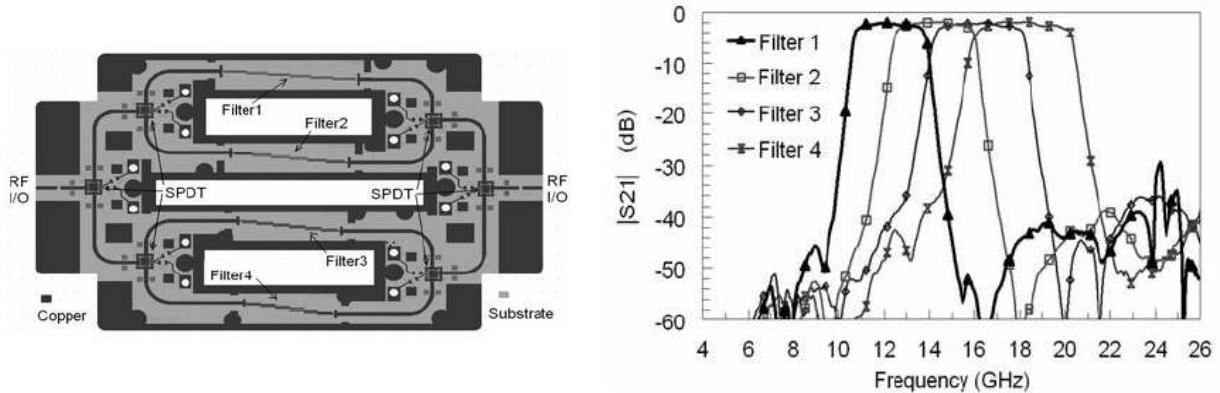


FIGURE 1.36 – Circuit et réponse d'un mux à quatre filtres commutables dans la bande 11-20GHz

Selon la combinaison d'activation des interrupteurs, il est possible de sélectionner un, voire plusieurs filtres simultanément.

Dans cette partie, nous avons listé de manière la plus exhaustive possible les différentes architectures de multiplexeurs que l'on peut utiliser pour concevoir ce type de dispositifs. Selon les spécifications électriques et le nombre de canaux, le choix s'orientera vers l'une ou l'autre de ces configurations. Nous avons également proposé les différentes technologies de réalisation possibles, qu'elles soient historiques ou émergentes. Comme les architectures, ces différentes technologies de fabrication ont des domaines d'utilisation corrélés au type d'application visée, à l'environnement technologique ainsi qu'évidemment, au cahier des charges à satisfaire.

Malgré la grande variété de possibilités de conception de multiplexeurs (architectures/technologies), les outils mathématiques peuvent aider la conception de ces dispositifs en offrant des méthodes d'aide à la conception. En effet, ces outils seront d'autant plus utiles que la complexité de ces dispositifs est avérée (nombre de canaux important, ordre élevé etc.). La partie suivante présente donc divers travaux de synthèse mathématique appliquée aux multiplexeurs.

### 1.3.3.4 Synthèse de multiplexeurs

Selon l'architecture choisie, il est possible d'utiliser des outils mathématiques de synthèse permettant d'aider à la conception et l'adaptation globale du multiplexeur. Les principaux travaux traitant de la synthèse des multiplexeurs sont ceux de Rhodes, Levy, Cameron, Wenzel, Grayzel ou encore Cristal, Matthaei, Egri et Williams. Ces divers travaux proposent des synthèses et méthodes de conception, plus ou moins complexes, s'appliquant à des multiplexeurs.

Historiquement, Cristal et Matthaei [43, 44] ont développé dans les années soixante les premières méthodes de synthèse de multiplexeurs hyperfréquences. Ils décrivent ici une méthodologie basée sur la mise en parallèle des filtres de canal. Pour les raisons évoquées au 1.3.3.1, ils préconisent l'utilisation de filtres simple-terminaison. En effet, dans ce cas, l'admittance d'entrée de chaque filtre possède la même dépendance en fréquence que sa fonction de filtrage en transmission. Par exemple, dans le cas d'un filtre de Tchebysheff, la quantité  $Re(Y)$  doit également avoir un comportement de type Tchebysheff. Le réglage de la structure globale se fait par le biais d'un réseau d'annulation de susceptance en parallèle du générateur. Ce réseau permet d'annuler la susceptance présentée par chacun des filtres et d'obtenir une  $Re(Y)$  constante et  $Im(Y)$  nulle. La figure suivante présente le schéma générique du multiplexeur en question ainsi que sa réponse en transmission pour trois canaux. En pratique, les filtres utilisés ici sont réalisés en technologie *comb – line*. En entrée de chacun des canaux, un fil d'or a été substitué au premier tronçon pour pouvoir faciliter la connexion physique de tous les canaux. La susceptance apportée par le fil sera directement compensée par le réseau d'annulation.

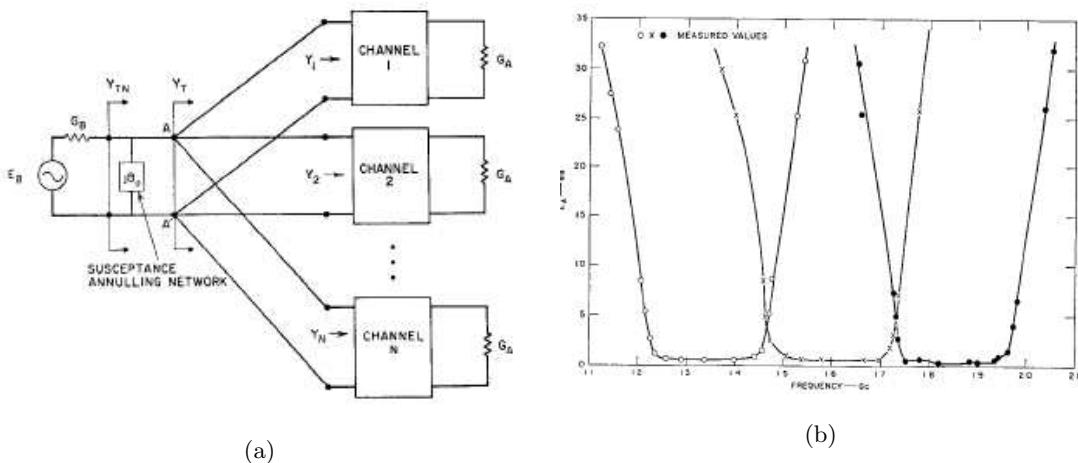


FIGURE 1.37 – Configuration proposée et réponse en transmission d'un multiplexeur à trois canaux

La même année, Wenzel [45] propose lui aussi une méthode de conception mais celle-ci utilise des décompositions successives par duplexeur pour obtenir le nombre de canaux souhaité (voir figure 1.38a). Il propose la synthèse exacte d'un duplexeur constitué d'une paire de filtres complémentaires passe-bas/passe-haut. Elle est régie par l'équation 1.7. Il applique cette méthode à un duplexeur dont la fonction de filtrage est de type Tchebysheff. Pour pouvoir être implémentés, les schémas

localisés sont modifiés grâce aux identités de Kuroda. Le circuit du duplexeur résultant est donné à la figure 1.38 (b).

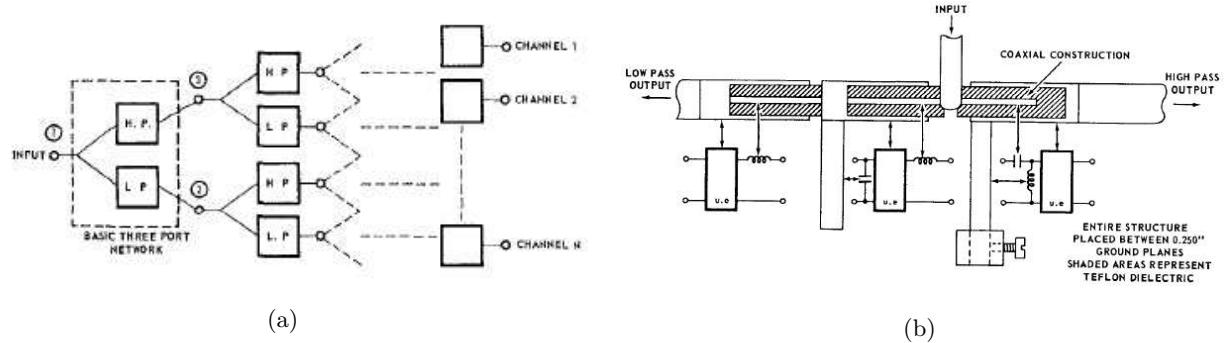
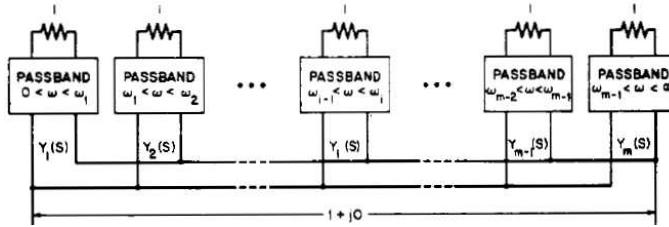


FIGURE 1.38 – Synthèse de Wenzel

$$|Y_{12}|_{LP}^2 + |Y_{12}|_{HP}^2 = 1 \quad (1.7)$$

Utilisant le même principe énoncé par Wenzel à l'équation 1.7, Grayzel applique, quant à lui, sa théorie aux filtres de Butterworth [46]. Ce choix est justifié car cette fonction passe-bas a la propriété d'être une fonction croissante et monotone de  $\omega$ , condition d'application de cette méthode. Le schéma générique ainsi que la formule de l'admittance d'entrée d'un canal quelconque du multiplexeur sont donnés à la figure 1.39.



$$|Y_{12}(j\omega)|^2 = \frac{A\omega^{2n}}{[1 + (\frac{\omega}{\omega_i})^{2n}][1 + (\frac{\omega}{\omega_{i-1}})^{2n}]}$$

où

$$A = [(\frac{1}{\omega_{i-1}})^{2n} - (\frac{1}{\omega_i})^{2n}]$$

FIGURE 1.39 – Synthèse de Grayzel

Quelques années plus tard, Rhodes va consacrer de nombreux travaux avec Levy [47, 48] (ainsi qu'avec Haine [49] ou encore Alseyab[50]) très largement utilisés par la suite, notamment dans le domaine spatial. Selon leurs travaux, le réglage d'un multiplexeur à jonction parallèle est possible moyennant une simple modification des trois premiers résonateurs de chacun des canaux. C'est une méthode de perturbations qui compense l'interaction entre filtres de canal, qui est d'autant plus grande qu'ils sont proches en fréquence. Cette méthode sera développée dans la partie 2.4.3.1, sur des exemples réels, mais nous montrons aisément qu'elle admet quelques limites (nombre maximal

de canaux, contiguïté fréquentielle substantielle) et ne peut pas s'appliquer à tous les types de multiplexeurs. Cette méthode a été transposée plus tard au cas des multiplexeurs à manifold.

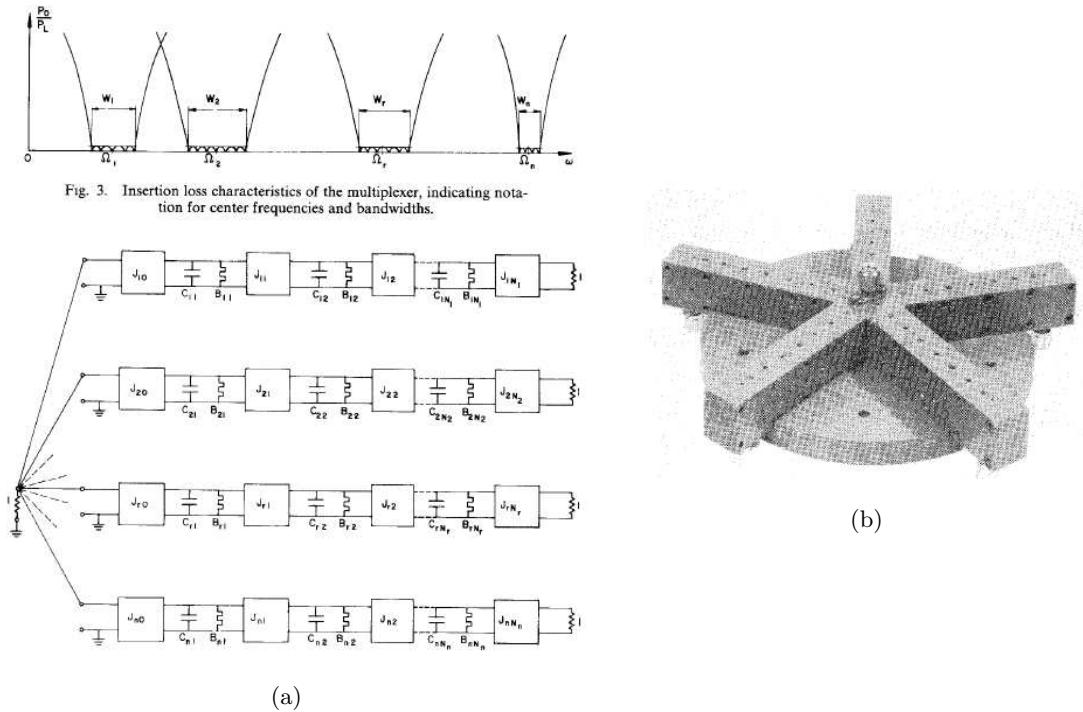


FIGURE 1.40 – Synthèse de Rhodes

Cameron ainsi que Egri, Wiliams et Atia [51] ont également décrit une méthode de conception de multiplexeurs à manifold :

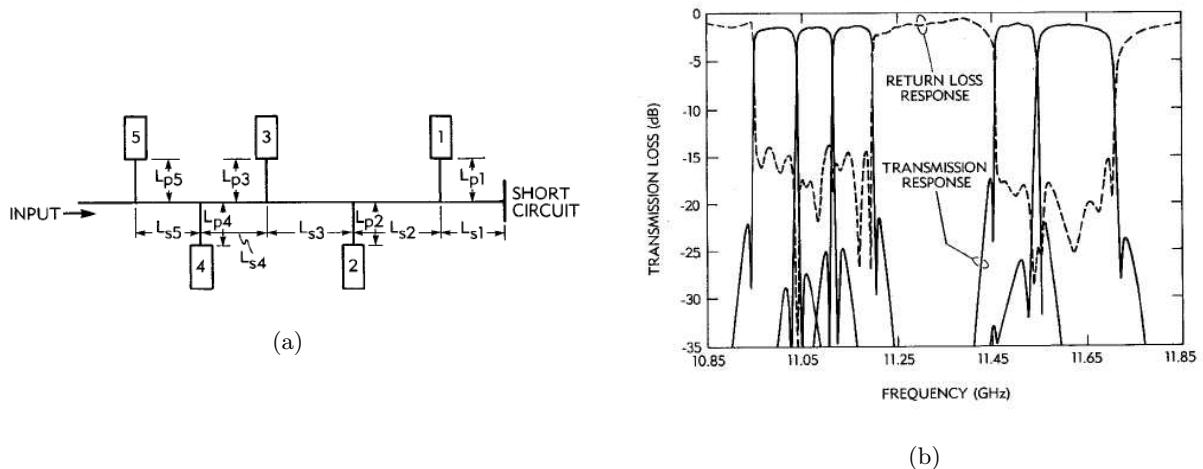


FIGURE 1.41 – Synthèse d'Egri et Williams

En complément des deux méthodes précédentes, des techniques d'optimisation mathématique sont applicables pour améliorer encore le niveau d'adaptation global du multiplexeur. Les critères d'optimisation les plus utilisés dans ces méthodes sont les *minima* et *moindres carrés*. Plus récemment, Ming Yu a également théorisé la connexion des canaux d'un multiplexeur [52], mais l'optimisation

proposée ne s'applique principalement qu'aux jonctions en Té des circuits à guides d'onde.

De manière générale, ces méthodes de synthèse (localisée) sont applicables à des structures faible bande, n'ayant pas un trop grand nombre de canaux et surtout, elles sont adaptées aux dispositifs en technologie volumique. En effet, les technologies planaires utilisent des éléments de transmission à paramètres distribués qui ne possèdent pas de schéma localisé équivalent valable à toutes les fréquences. Ainsi, en technologie planaire, le caractère distribué des lignes de transmission implique la périodicité de leur comportement EM. Selon la longueur électrique des tronçons de lignes utilisés, un dispositif hyperfréquence planaire aura donc un comportement périodique. Par exemple, un filtre centré à  $f_0$  présentera, selon le cas, des remontées  $2f_0$  ou à  $3f_0$ . Il n'est donc pas possible de modéliser avec un schéma localisé figé, un filtre planaire sur une large bande de fréquence. C'est la raison pour laquelle ces méthodes ne sont pas véritablement adaptées aux dispositifs planaires mais plutôt aux multiplexeurs à guides d'onde ou à résonateurs diélectriques. D'autre part et contrairement aux circuits planaires, les circuits volumiques sont post-réglables après réalisation par le biais de vis de réglage, permettant, le cas échéant, l'annulation de susceptance résiduelle.

## 1.4 Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons dressé un état de l'art de l'ensemble des solutions possibles de multiplexage en termes de technologie et d'architecture. Au vu des résultats, il est clair que le type d'application (spatial, téléphonie, Guerre Electronique) conditionne énormément le choix de l'architecture et de la technologie et donc la synthèse associée. Les contraintes actuelles d'encombrement et de performances repoussent sans cesse les limites des circuits. La recherche de solutions innovantes, d'ailleurs souvent inspirées des dispositifs actuels, est un des moyens d'augmenter les performances tout en réduisant significativement la taille des circuits. Nous allons voir dans quelle mesure les technologies actuelles (planaire, multi-couches etc.) permettent la conception de multiplexeurs compacts, moins coûteux et suffisamment performants comparés au cas des solutions volumiques historiques.

## Bibliographie

- [1] Documentation Thales Aerospace Division. Naval Electronic Warfare Solutions : Ensuring your mission success. [www.thalesgroup.com](http://www.thalesgroup.com).
- [2] Documentation Thales Aerospace Division. Electronic Combat Solutions : Ensuring your mission success. [www.thalesgroup.com](http://www.thalesgroup.com).
- [3] G. Matthaei, L. Young, and E. M..T. Jones. *Microwave filters, impedance-matching networks and coupling structures*. Artech House, 1964.
- [4] Paul F. Combes. *Micro-ondes : circuits passifs, propagation, antennes*. Dunod, 1997.
- [5] P. I. Richards. Resistor Transmission-line Circuits. In *IRE*, volume 36, fev. 1948.
- [6] D. M. Pozar. *Microwave Engineering*. Addison-Wesley, 1993.
- [7] H. Ozaki and J. Ishi. Synthesis of transmission line Networks and designs of VHF filters. In *IRE transaction*, volume CT-2, dec. 1955.
- [8] S.B. Cohn. Dissipation Loss in Multiple-Coupled-Resonator Filters. *IRE* 47, pages 1342–1348, aout 1959.
- [9] H. Clark Bell - HF Plus. Singly-Terminated Synthesis. In *IEEE International Microwave Symposium Workshop WMK*, 12 juin 2006.
- [10] P. HardCastle. Fully reconfigurable 8-channel 2-18GHz broadband switched multiplexer. In *IEEE 36th European Microwave Conference*, sept. 2006.
- [11] D. Denti and M. Letizia. Design considerations of bandwidth reconfigurable input multiplexers. In *IEEE 38th European Microwave Conference*, pages 1390 –1393, oct. 2008.
- [12] Kaixue Ma, Qiang Sun, Fang Cheng, and R.M. Jayasuriya. A 11-20ghz switched filter bank for software defined radio system. In *IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Art of Miniaturizing RF and Microwave Passive Components*, pages 75 –78, dec. 2008.
- [13] C. Rauscher, S.W. Kirchoefer, J.M. Pond, A.C. Guyette, and D.R. Jachowski. A Compact Ridge-Waveguide Contiguous-Channel Frequency Multiplexer. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 57(3) :647 –656, mar. 2009.

- [14] H.Dillenbourg, J.J Herren, P.Lenoir, D.Baillargeat, and S.Bila. High Power Handling and DR State of the art Output Multiplexer. In *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 2005.
- [15] Jean-François Seaux. *Conception, optimisation et test de dispositifs intégrant des matériaux en couche mince supraconducteurs ou ferroélectriques pour des applications de filtrage dans le domaine spatial*. Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Limoges, 2005.
- [16] Raafat R. Mansour, Shen Ye, Van Dokas, Bill Jolley, Wai-Cheung Tang, and Chandra M. Kudsia. Feasibility and Commercial Viability Issues for High-Power Output Multiplexers for Space Applications. *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, 48(7), 2000.
- [17] Raafat R. Mansour, Shen Ye, Van Dokas, Glenn Thomson, Wai-Cheung Tang, and Chandra M. Kudsia. A C-Band Superconductive Input Multiplexer for Communication Satellites. *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, 42(12), 1994.
- [18] Raafat R. Mansour, Shen Ye, Van Dokas, Bill Jolley, Glenn Thomson, Wai-Cheung Tang, and Chandra M. Kudsia. Design Considerations of Superconductive Input Multiplexers for Satellite Applications. *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, 44(7), 1996.
- [19] Raafat R. Mansour. High Temperature Superconductor Communication Satellite Subsystems. Technical report, COMDEV LTD, Cambridge, Ontario, Canada.
- [20] Raafat R. Mansour, Shen Ye, Bill Jolley, Glenn Thomson, Soeren F. Peik, Tony Romano, Wai-Cheung Tang, Chandra M. Kudsia, Ted Nast, Brian Williams, David Frank, David Enlow, George Silverman, Jeffery Soroga, Charles Wilker, Joseph Warner, Shyam Khanna, Guy Seguin, and Gilles Brassard. A 60-Channel Superconductive Input Multiplexer Integrated with Pulse-Tube Cryocoolers. *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, 48(7), 2004.
- [21] Mohammed Zewani and Ian C. Hunter. Design of Ring-Manifold Microwave Multiplexers. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, juin 2006.
- [22] S. Hong and K. Chang. A 10-35 GHz Six-Channel Microstrip Multiplexer for Wide-Band Communication Systems. *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, 54(4), 2006.
- [23] Ming-Iu Lai and Shyh-Kang Jeng. A Microstrip Three-Port and Four-Channel Multiplexer for WLAN and UWB Coexistence. *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*,

- 53(10), October 2005.
- [24] C.E. Saavedra. Microstrip Multiplexer With In-line Feed Structure. *Microwave And Optical Technology Letters*, 49(12), dec. 2007.
- [25] Stéphane Mallégol, Jean-Philippe Coupez, Christian Person, Thomas Espagnol, Stéphane Paquelet, and Alexis Bisiaux. Microwave (De)Multiplexer for Ultra-Wideband (UWB) Non-Coherent High Data Rates Transceiver. In *IEEE 36th European Microwave Conference*, 2006.
- [26] D. Orlenko, G. Sevskiy, T. Kerssenbrock, and P. Heide. LTCC Triplexer for WiMax Applications. In *IEEE 35th European Microwave Conference*, 2005.
- [27] Dongsu Kim, Dong Ho Kim, Jong In Ryu, and Jun Chul Kim. Highly integrated triplexers for wimax applications. In *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pages 1091 –1094, juin 2008.
- [28] R. Valois, D. Baillargeat, and S. Verdeyme. Q band duplexer design based on LTCC technology. In *IEEE 36th European Microwave Conference*, pages 129 –132, sep. 2006.
- [29] Alexander Simine, Vadim Piatnitsa, Alexander Lapshin, Eino Jakku, Dmitry Kholodnyak, Seppo Leppäevuori, , and Irina Vendik. Design of Quasi-Lumped-Element LTCC Filters and Duplexers for Wireless Communications. In *IEEE 33rd European Microwave Conference*, 2003.
- [30] H. Heinze, E. Schmidhammer, C. Diekmann, and T. Metzger. 3.8x3.8 mm<sup>2</sup> PCS-CDMA Duplexer Incorporating Thin Film Resonator Technology. *IEEE International Ultrasonics, Ferroelectrics and frequency Control Joint 50th Anniversary Conference*, 2004.
- [31] R.D. Koch, M. Schwab, F.M. Pitschi, J.E. Kiwitt, and R. Weigel. Ultra low-profile self-matched SAW duplexer with a flip-chip HTCC package for W-CDMA 2100 mobile applications. In *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pages 97 –100, juin 2009.
- [32] T. Onzuka, K. Noguchi, S. Yoshimoto, and Y. Yamamoto. SAW duplexers without  $\lambda/4$  phase shifter for CDMA cellular phone systems. In *IEEE Ultrasonics Symposium*, volume 2, pages 966 – 969, aout 2004.
- [33] V. Gozhenko, W. Puffer, D. Ritter, and A. Przadka. High Performance WCDMA1900 Combined LTCC/SAW/BAW Duplexer for Mobile Phones. In *IEEE 38th European Microwave Conference, 2008*, pages 618 –621, oct. 2008.

- [34] G. Fettinger, A. Volatier, R. Aigner, and F. Dumont. BAW PCS-Duplexer chipset and Duplexer applications. In *IEEE Ultrasonics Symposium*, pages 602 –606, nov. 2008.
- [35] D. Deslandes and K. Wu. Integrated Microstrip and Rectangular Waveguide in Planar Form. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 11(2) :68 –70, fev. 2001.
- [36] D. Deslandes and Ke Wu. Single-substrate integration technique of planar circuits and waveguide filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 51(2) :593 – 596, fev. 2003.
- [37] Benjamin potelon. *Résonateurs fort Q pour filtres sélectifs faibles pertes sur céramiques*. Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale, 2007.
- [38] A. El Mostrah, B. Potelon, E. Rius, C. Quendo, and J. F. Favenne. C-Band Cross-Coupled SIW Filter Using a Novel Topology of Electric Coupling. In *IEEE 40th European Microwave Conference*, sept. 2010.
- [39] Kuan Deng, Wenquan Che, Chao Li, and P. Russer. Novel Microwave Diplexer System based on Planar Waveguide and Metamaterial technologies. In *IEEE Asia-Pacific Microwave Conference*, pages 1 –4, dec. 2008.
- [40] Debin Hou, Wei Hong, Ling Tian, Jin Liu, and Hongjun Tang. A planar triplexer based on substrate integrated waveguide technology for TD-SCDMA applications. In *IEEE Asia Pacific Microwave Conference*, pages 2584 –2587, dec. 2009.
- [41] Z.C. Hao, W. Hong, J.X. Chen, X.P. Chen, and K. Wu. Planar diplexer for microwave integrated circuits. *IEE Microwaves, Antennas and Propagation*, pages 455 – 459, dec. 2005.
- [42] Hong Jun Tang, Wei Hong, Ji-Xin Chen, Guo Qing Luo, and Ke Wu. Development of Millimeter-Wave Planar Diplexers Based on Complementary Characters of Dual-Mode Substrate Integrated Waveguide Filters With Circular and Elliptic Cavities. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 55(4) :776 –782, avr. 2007.
- [43] E.G. Cristal and G.L. Matthaei. A technique for the design of multiplexers having contiguous channels. *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, 10, jan. 1964.
- [44] George L. Matthaei. Multiplexer Fundamentals, and Manifold Miniaturization with Semi-Lumped Elements. In *IEEE International Microwave Symposium Workshop WMK*, 12 juin 2006.

- [45] R. J. Wenzel. Application of Exact Synthesis Methods to Multichannel Filter Design. *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, 1965.
- [46] Alfred I. Grayzel. A fundamental multiplexer theorem. *IEEE*, 57(5) :847–848, mai 1969.
- [47] J. David Rhodes and Ralph Levy. A Generalized Multiplexer Theory. *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, 27(2), fev. 1979.
- [48] J. David Rhodes and Ralph Levy. Design of General Manifold Multiplexer. *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, 27(2), fev. 1979.
- [49] J. L. Haine and J. David Rhodes. Direct design formulas for asymmetrical bandpass channel dippers. *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, 25 :807–813, oct. 1977.
- [50] J. David Rhodes and S. A. Alseyab. A Design Procedure for Bandpass Channel Multiplexers Connected at a Common Junction. *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, 28(3), mars 1980.
- [51] R. G. Egri, A. E. Williams, and A. E. Atia. A Contiguous-Band Multiplexer. *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, 1983.
- [52] Ming Yu. Design of Multiplexers with Many Channels. In *IEEE International Microwave Symposium Workshop WMK*, 12 juin 2006.



## Chapitre 2

# Architecture et démarche de conception

### Sommaire

---

<b>2.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>68</b>
<b>2.2</b>	<b>Cahier des charges du multiplexeur</b>	<b>68</b>
2.2.1	Spécifications électriques	68
2.2.2	Spécifications technologiques	72
<b>2.3</b>	<b>Pré-étude de quelques architectures de multiplexeurs</b>	<b>74</b>
2.3.1	Architecture à coupleurs hybrides	74
2.3.2	Optimisation de l'architecture à coupleurs hybrides	79
<b>2.4</b>	<b>Proposition d'une architecture d'un multiplexeur planaire à canaux contigus</b>	<b>82</b>
2.4.1	Motivations	82
2.4.2	Présentation d'une architecture originale	82
2.4.3	Synthèse de multiplexeurs de Rhodes & Levy	87
<b>2.5</b>	<b>Démarche de conception micro-onde</b>	<b>91</b>
2.5.1	Flot de conception micro-onde typique	91
2.5.2	Optimisation du flot : modélisation des discontinuités et réglage hybride	92
2.5.3	Flot de conception micro-onde optimisé	97
<b>2.6</b>	<b>Conclusion</b>	<b>99</b>
	<b>Bibliographie</b>	<b>100</b>

---



## 2.1 Introduction

Comme évoqué dans le contexte de cette étude, il existe diverses solutions de multiplexage en termes d'architecture et de technologie. Dans cette partie, les spécifications électriques ainsi que technologiques du multiplexeur à concevoir dans la bande 2-18GHz sont fournies. Ces spécifications, nous l'avons vu précédemment, conditionnent souvent le choix de l'architecture du dispositif.

Nous allons donc étudier plusieurs configurations pour tenter de répondre à la spécification demandée puis une nouvelle architecture est proposée. Enfin, nous présentons les motivations, les avantages et limites d'une telle architecture et, dans ce cadre, nous étudions dans quelle mesure l'une des méthodes de synthèse évoquées au paragraphe 1.3.3.4 peut s'appliquer au cas présenté ici.

De plus, la complexité avérée de ces structures hyperfréquences multi-filtres rend leurs phases de conception souvent extrêmement complexes et fastidieuses. Elle impose une excellente modélisation des effets électromagnétiques qu'ils soient désirés (lignes de transmission, discontinuités, jonctions intermédiaires, routage etc.) ou non désirés (couplages fortuits entre les éléments d'un même filtre et entre filtres adjacents, rayonnement etc.). C'est pourquoi nous proposons dans une deuxième partie une optimisation du flot de conception global de ces structures hyperfréquences en développant des modèles adaptés. Ces nouveaux modèles permettront une très grande simplification du flot et une réduction non négligeable du temps de conception.

## 2.2 Cahier des charges du multiplexeur

Nous l'avons évoqué au précédent chapitre, les systèmes de Guerre Electronique, par leur fonctionnement, sont la plupart du temps des dispositifs large bande. Par conséquent, leurs performances doivent être contrôlées sur l'ensemble de la gamme de fréquences considérée, ce qui implique une maîtrise large bande de leur réponse. Dans ce cadre, certaines architectures sont d'ores et déjà à écarter soit par leur caractère intrinsèquement faible bande soit par certains de leurs composants eux-mêmes trop faible bande. Dans un premier temps, les spécifications électriques sont données puis, dans un deuxième temps, nous définissons les spécifications technologiques du dispositif à concevoir.

### 2.2.1 Spécifications électriques

Nous l'avons déjà vu, le multiplexeur doit être conçu pour fonctionner dans la bande 2-18 GHz qu'il doit découper en  $n$  canaux,  $n$  étant à définir. De fait, un certain nombre des configurations présentées dans l'état de l'art au premier chapitre telles que les multiplexeurs à filtres directionnels, à manifold ou encore à circulateurs sont à écarter. Thales Systèmes Aéroportés a défini les spécifications électriques du multiplexeur, synthétisées dans le tableau suivant. Les grandeurs sont

celles définies au paragraphe 1.3.3.1.

Paramètres	Valeurs
Bandes de fréquence	2-18 GHz
Nombre de canaux	à définir
Largeur de bande relative des canaux	à définir
Réjections au croisement (isolation entre canaux adjacents)	> 30 dB
Réjections large bande (absence de remontées parasites)	> 50 dB
Pertes d'insertion	< 10 dB
Niveau d'adaptation	> 15 dB

TABLE 2.1 – Spécifications électriques du multiplexeur à concevoir

Le choix du nombre de canaux et donc de leur largeur de bande est directement lié à l'application mais, en réalité, il est souvent corrélé à la faisabilité topologique des filtres qui composent le multiplexeur. L'architecture du dispositif de multiplexage a évidemment un impact sur le nombre potentiel de canaux à connecter et réciproquement, le nombre de canaux constraint fortement la configuration globale. De manière générale, il existe deux façons de réaliser le choix du nombre de canaux : ils sont soit à largeur de bande absolue fixe, soit à largeur de bande relative fixe. Dans ce contexte précis, nous fixons une largeur de bande absolue identique pour tous les canaux (= 1GHz) ce qui implique un découpage global en  $n=16$  canaux. Cette segmentation particulière n'est pas véritablement arbitraire car elle correspond à des largeurs de bande typiques du domaine de la Guerre Electronique. L'objectif sous-jacent est bien sûr d'imaginer des structures les plus modulaires et transposables possibles vers d'autres plans de fréquences. Il est d'ores et déjà possible de s'orienter vers des architectures de type connexion parallèle, PB/PH cascades ou encore à base de coupleurs hybrides.

Le tableau de la page suivante présente, pour chacun des canaux définis précédemment, la fréquence centrale et la largeur de bande relative. On note assez rapidement qu'au vu de la bande de travail (2-18GHz), il existe un facteur sept entre les rapports de bande du premier et du dernier canal (5.7-40%). De manière générale, il est possible de classer un filtre selon son rapport de bande. Cette valeur conditionne le choix d'une topologie plutôt qu'une autre. La première famille de filtre correspond aux filtres à bande étroite (<10%), la seconde aux filtres moyenne bande (entre 10% et 25%), la troisième aux filtres large bande (entre 25% et 80%) et enfin la dernière aux filtres très large bande (>80%). Nous classerons dans la suite les filtres des deux premières familles (faible/moyenne bande) et des deux dernières familles (large/très large) en deux familles.

N° canal	Fréquence centrale (GHz)	Larg. de bande relative (%)	N° canal	Fréquence centrale (GHz)	Larg. de bande relative (%)
C1	2.5	40	C9	10.5	9.5
C2	3.5	28	C10	11.5	8.7
C3	4.5	22	C11	12.5	8
C4	5.5	18	C12	13.5	7.4
C5	6.5	15	C13	14.5	6.8
C6	7.5	13	C14	15.5	6.5
C7	8.5	11.7	C15	16.5	6
C8	9.5	10.5	C16	17.5	5.7

TABLE 2.2 – Largeurs de bande relatives des filtres de canal

En théorie, il n'existe aucune contrainte mathématique à la conception de filtres ayant des largeurs de bande différentes mais en pratique, il y a de nombreuses limitations. En effet, nous allons voir que l'implantation physique du composant conditionne souvent la topologie et généralement les valeurs d'impédances réalisables, ce qui cantonne certaines topologies à certaines largeurs de bande passante. Voici un bref aperçu des topologies utilisables selon le rapport de bande du filtre :

- Topologie faible/moyenne bande :

Pour des raisons purement technologiques, les topologies à lignes couplées sont généralement dédiées aux filtres faible à moyenne bande (lignes couplées, hairpin, open-loop etc.). Dans le cas de fortes largeurs de bande, les valeurs de couplages deviennent souvent trop importantes et ne peuvent être réalisées (largeur et/ou gap entre doigts couplés trop faibles). Malgré cela, l'utilisation de technologies multicouches peut étendre significativement les gammes d'impédances réalisables afin d'implémenter ces topologies.

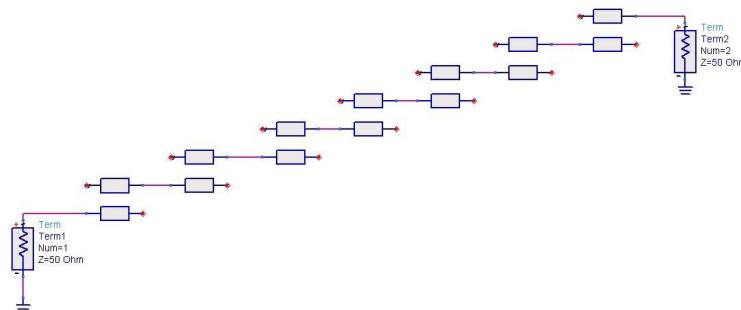


FIGURE 2.1 – Exemple d'un filtre à lignes couplées d'ordre 6

- Topologie large/très large bande :

Les filtres à stubs sont généralement adaptés aux topologies large bande voire très large bande car leur faisabilité technologique est meilleure que pour les filtres à topologies couplées. Qu'ils soient à stubs CO ou à stubs CC, ils permettent la réalisation de filtres ayant de forts rapports de bande. Dans ce cas, les valeurs d'impédances obtenues pour les différents tronçons de lignes satisfont généralement aux contraintes technologiques. Cette assertion dépend bien évidemment de la technologie employée (notamment de la permittivité) mais l'expérience montre qu'elle s'avère souvent juste. Le filtre DBR est aussi un filtre à stubs mais peut être utilisé pour des applications à bandes étroites. Nous reviendrons plus longuement par la suite sur cette topologie particulière.

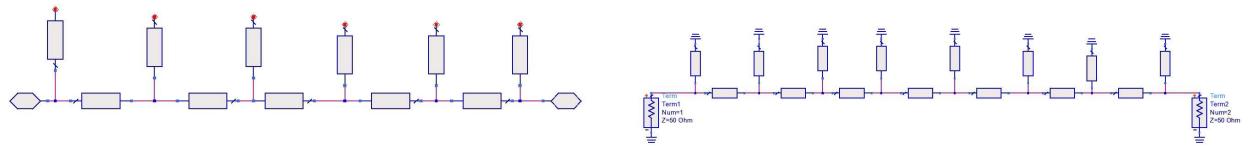


FIGURE 2.2 – Exemples de filtres à stubs CO d'ordre 6 (a) et à stubs CC d'ordre 8 (b)

### 2.2.2 Spécifications technologiques

Les contraintes associées au choix d'une technologie sont diverses. Elles concernent évidemment la compacité finale du dispositif mais peuvent également être liées à des considérations de pertes, de coefficients de qualité, de robustesse ou encore d'insensibilité aux contraintes extérieures. Pour toutes ces raisons, le choix d'une technologie planaire s'est imposé et nous utiliserons la technologie triplaqué développée par Thales Systèmes Aéroportés. Répondant parfaitement à des contraintes de compacité mais également de blindage électromagnétique de la structure, c'est une technologie tout à fait indiquée dans ce genre d'application. En effet, de par sa configuration totalement isolée, elle permet un empilement éventuel de circuits les uns sur les autres, ce qui n'est pas possible avec des technologies plaquées de type microruban ou coplanaire. De plus, l'homogénéité de la permittivité diélectrique relative au sein du substrat facilite la conception de certains éléments (lignes couplées, coupleurs etc.). D'autre part, l'ajout de vias de blindage sur l'ensemble de la structure réduit au maximum les effets non désirables de couplages fortuits entre circuits ou entre lignes de transmission d'un même circuit. Enfin, cette technologie est complètement qualifiée pour des applications de Guerre Electronique dans un environnement aéroporté. Une vue en coupe d'un substrat triplaqué ainsi que la distribution des champs  $\vec{E}$  et  $\vec{B}$  en son sein sont présentées à la figure 2.3.

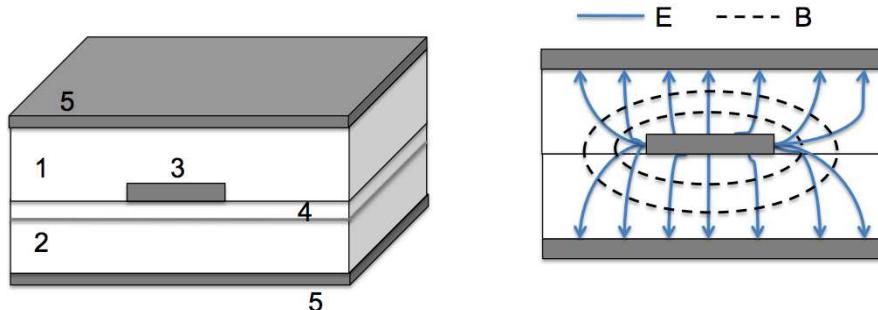


FIGURE 2.3 – Vue en coupe et distribution des champs  $\vec{E}$  et  $\vec{B}$  (ou  $\vec{H}$ ) d'un substrat triplaqué

La technologie triplaqué est apparue dans les années 50 [1] et a montré très rapidement des aptitudes particulières, notamment dans le design de circuit à forts Q. Le mode qui se propage dans une structure triplaqué est de type TEM, donc sans fréquence de coupure. Comme illustré à la figure précédente les champs sont totalement confinés dans le substrat entre les plans de masse supérieur et inférieur et les lignes de champs sont orientées soit comme illustré ici soit inversé selon l'alternance du signal sinusoïdal qui s'y propage. Un avantage complémentaire à ceux cités précédemment est l'absence de pertes par rayonnement.

Les données technologiques liées à ce substrat triplaqué sont données dans le tableau suivant. L'ensemble fait donc environ  $500\mu\text{m}$  de hauteur pour une permittivité diélectrique effective proche de 3.68. La couche 4 (prepreg) est une couche de colle permettant de sceller les substrats supérieur et inférieur.

Paramètres	Couche 1	Couche 2	Couche 3	Couche 4	Couche 5
Matériau	Diélectrique Ro4350	Diélectrique Ro4350	Cuivre	Prepreg Ro4450	Cuivre
Epaisseur ( $\mu\text{m}$ )	254	168	15	90	15
Permittivité	3.68	3.68	-	3.74	-

TABLE 2.3 – Données technologiques du substrat triplaqué utilisé

Après avoir défini les spécifications électriques attendues ainsi que les contraintes technologiques imposées au dispositif à concevoir, intéressons-nous maintenant aux contraintes technologiques de fabrication. En effet, à partir de ces contraintes, nous en déduisons les valeurs minimale et maximale des impédances réalisables. Nous essayerons donc dans toute la suite de nous ramener le plus possible à des valeurs d'impédances comprises dans l'intervalle  $[Z_{min}, Z_{max}]$ . Le tableau 2.4 illustre cette équivalence.

Paramètres géométriques	Valeur	Impédance correspondante
Largeur min ruban	$W_{min} = 150\mu\text{m}$	$Z_{max} = 63 \Omega$
Largeur max ruban	$W_{max} = 1500\mu\text{m}$	$Z_{min} = 12 \Omega$
Gap min	$g_{min} = 150\mu\text{m}$	-

TABLE 2.4 – Impédances réalisables avec la technologie triplaqué choisie

## 2.3 Pré-étude de quelques architectures de multiplexeurs

Un des aspects importants dans la conception de multiplexeurs, notamment dans le domaine des contre-mesures, est de minimiser le plus possible les pertes d'information. Il faut donc, autant que faire se peut, reconstituer l'ensemble du spectre reçu. Or, nous l'avons vu précédemment, le recouvrement de deux canaux adjacents entraîne nécessairement une dégradation du signal due à la mise en parallèle de deux impédances  $50\Omega$ . Pour éviter cela, il peut être intéressant de séparer en entrée de multiplexage l'ensemble des canaux en deux sous-parties indépendantes : les canaux pairs d'un côté et les canaux impairs de l'autre, de sorte que deux canaux adjacents (fréquentiellement) ne se trouvent pas sur la même branche du diviseur de puissance. Dans ce cas, un recouvrement des canaux est tout à fait possible et l'ensemble du spectre peut être intégralement reconstitué et traité. L'utilisation d'un diviseur de puissance de type Wilkinson est une solution possible afin d'opérer cette séparation pair/impair. La partie qui suit porte donc sur l'étude d'une architecture particulière reposant sur le principe évoqué ici.

### 2.3.1 Architecture à coupleurs hybrides

L'étude bibliographique sur le multiplexage et le cahier des charges nous ont permis d'exclure un certain nombre d'architectures et de technologies de réalisation. Aussi, différentes études menées en amont par Thales sur le besoin en multiplexage se sont orientées *a priori* vers une architecture particulière (présentée à la figure suivante). Cette structure reprend le principe de celle proposée à la figure 1.18 mais, dans un souci de recouvrement, nous utiliserons une division de puissance en tête pour effectuer une séparation des canaux pairs et impairs. Un exemple de cette structure est présentée dans [2].

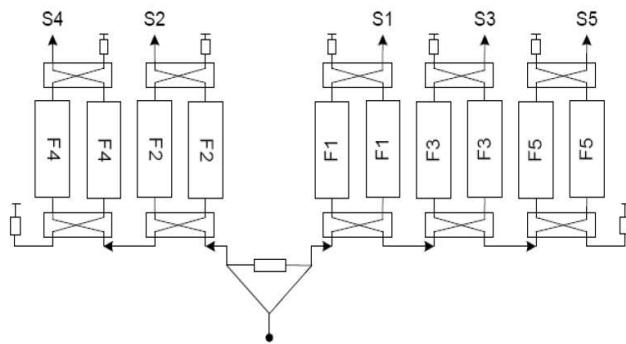


FIGURE 2.4 – Architecture à coupleurs hybrides

Cette architecture a le grand intérêt de positionner les filtres adjacents dans des branches différentes du diviseur de puissance. Cependant, différents critères sont à étudier pour juger de la compétitivité de ce choix :

- Quelle est la largeur de bande du diviseur de Wilkinson ?
- Quelle est la largeur de bande des coupleurs hybrides ?

- Quel est le nombre maximal de canaux que l'on peut connecter ?
- Quel doit être l'ordre de positionnement des canaux vis à vis de l'alimentation ?

L'étude de cette architecture a donc consisté à répondre à toutes ces questions pour juger de sa capacité à satisfaire aux spécifications souhaitées. Nous avons donc étudié chacun des blocs élémentaires de cette structure puis simulé l'ensemble de la chaîne.

- Le diviseur de puissance de type Wilkinson :

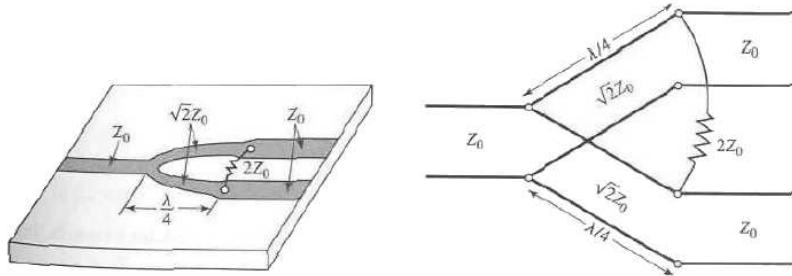


FIGURE 2.5 – Diviseur de Wilkinson en microruban (a) et son circuit équivalent (b) [3]

Le diviseur de puissance de type Wilkinson permet, non seulement d'aiguiller la puissance incidente vers les deux ports de sortie, mais en assure également une bonne isolation grâce à une résistance située entre ces deux branches. Nous nous plaçons dans le cas d'un diviseur équi-réparti qui, pour une puissance incidente  $P$  fournit sur chacune des sorties une puissance  $\frac{P}{2}$ . La figure précédente présente un diviseur de Wilkinson équi-réparti en technologie microruban et son circuit équivalent en lignes de transmission. Le principal problème d'un diviseur classique (2.5) est sa bande passante, trop faible pour notre application. Dans le cas d'une application entre 2 et 18 GHz, il est donc nécessaire de dimensionner un diviseur ayant une réponse large bande : pour ce faire, une technique assez courante est d'augmenter la largeur de bande du circuit en utilisant plusieurs sections [4]. La figure 2.6 présente un exemple de diviseur de Wilkinson multi-sections opérant dans la bande 2-18GHz. D'autres travaux proposent des circuits large bande [5, 6].

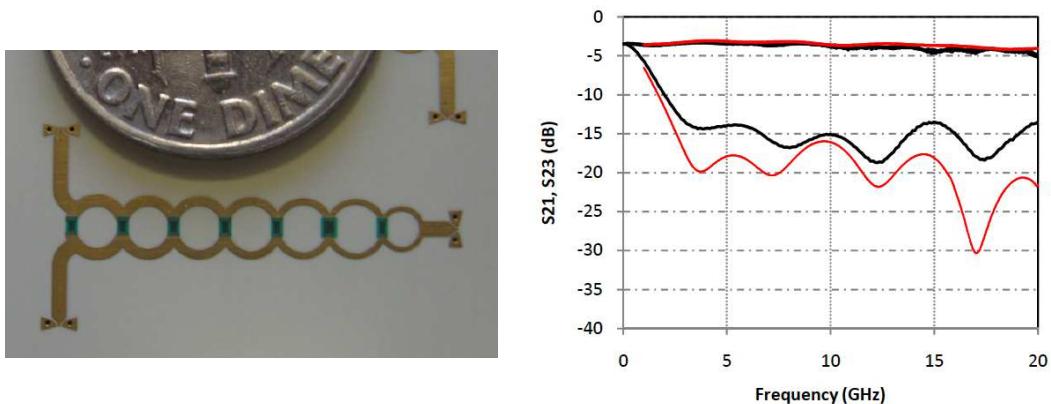


FIGURE 2.6 – Exemple d'un diviseur de Wilkinson large bande (2-18GHz)

- Le coupleur hybride 3dB :

Le coupleur hybride est une structure planaire directionnelle à quatre ports (une entrée, deux sorties et une voie isolée). Le signal incident est dirigé vers les ports de sortie alors que le quatrième port ne reçoit aucun signal. Sur les deux ports de sortie, les signaux ont une amplitude deux fois moindre qu'à l'entrée et sont déphasés de  $\frac{\pi}{2}$  l'un par rapport à l'autre. La figure 2.7 montre le schéma simplifié d'un coupleur hybride ainsi que ses paramètres S (transmission, adaptation et isolation). La largeur de bande de ces coupleurs est un des aspects les plus critiques de cette configuration. En effet, la mise en cascade des canaux implique que la bande passante du premier coupleur (le plus proche de l'alimentation) conditionne la largeur de bande de l'ensemble de la chaîne en aval. Ce premier coupleur n'est donc pas à négliger.

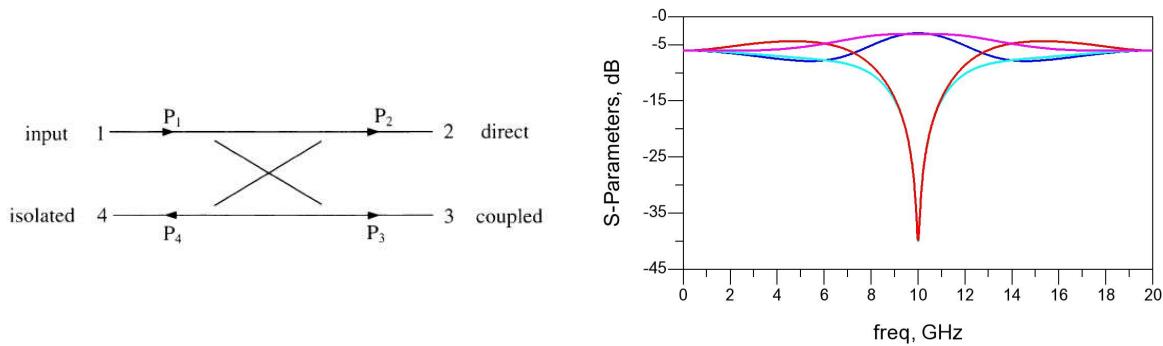


FIGURE 2.7 – Principe et paramètres S d'un coupleur hybride 3dB

- L'ensemble coupleurs hybride 3dB + filtre passe-bande :

Dans cette architecture, un canal est constitué de deux coupleurs hybrides et de deux filtres passe-bande (cf. figure 2.8). Nous utilisons dans un premier temps des filtres idéaux (fonction de filtrage de Tchebysheff) associés à des coupleurs idéaux de type "branchline". Le fonctionnement du premier coupleur est celui présenté ci-dessus. Le signal en sortie du premier coupleur d'entrée est donc filtré pour partie : la partie réfléchie est donc envoyée vers la sortie isolée du premier coupleur qui devient passante et permet au signal d'atteindre les autres canaux. La partie filtrée pénètre dans le coupleur de sortie avec le même cheminement qu'en entrée. La sortie de ce coupleur est la sortie finale du canal. Par ce cheminement, c'est intrinsèquement une structure directionnelle et modulaire. En effet, il est possible de changer indépendamment les filtres de canal sans perturber le reste de l'architecture. Le coupleur est dimensionné à  $f_0$ , fréquence centrale du filtre.

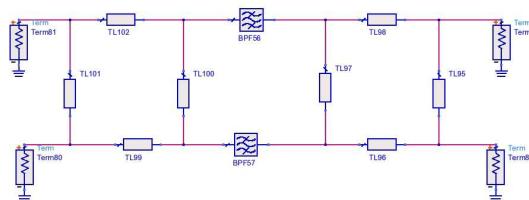


FIGURE 2.8 – Ensemble filtre passe-bande + coupleurs hybrides

La figure suivante montre la réponse d'un canal complet (coupleurs + filtres) à deux fréquences différentes ( $f=3$  et  $17\text{GHz}$ ). Une des grandes limitations du coupleur est sa largeur de bande relative limitée (environ 20%). Les réponses suivantes illustrent bien cette problématique pour des filtres ayant une largeur de bande relative trop importante. En effet, le filtre le plus bas en fréquence souffre de la largeur de bande limitée du coupleur tandis que le filtre en hautes fréquences possède une largeur de bande relative très faible, ce qui n'est donc pas gênant. Les courbes en pointillés sur la figure 2.9 (b) représentent la réponse d'un coupleur seul aux deux fréquences. On voit tout de suite l'impact de la sélectivité du coupleur sur la bande passante du filtre.

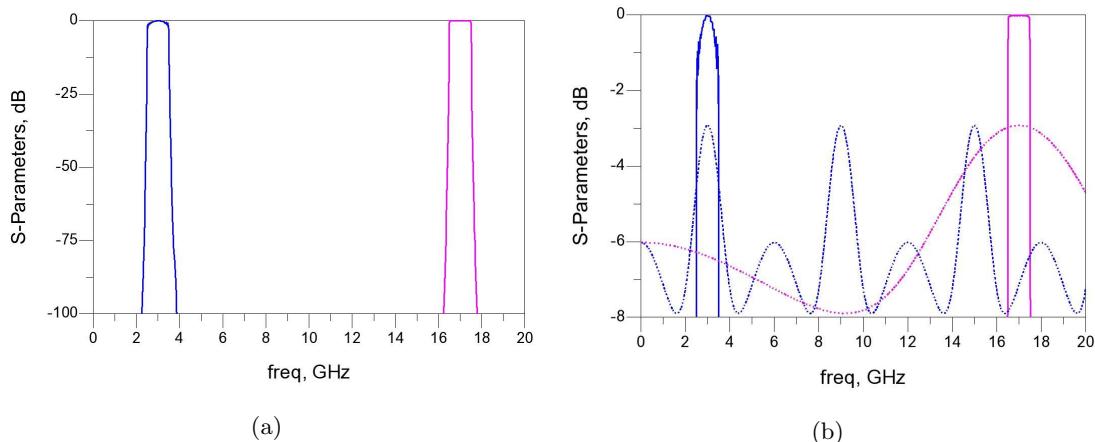


FIGURE 2.9 – Réponse (dont un zoom (b)) d'un canal à coupleurs hybrides à différentes fréquences

Il est toutefois possible d'utiliser un coupleur d'entrée plus large bande (jusqu'à 50% pour un coupleur de Lange ou coupleurs multi-sections) [7]. Les deux illustrations suivantes présentent deux topologies de coupleurs large bande. Le premier est un coupleur de proximité à plusieurs tronçons de lignes couplées dont la synthèse est proposée dans [8]. Le deuxième est un coupleur de Lange. Afin d'équilibrer les potentiels électriques du coupleur, on utilise des wirebondings entre les différents doigts de couplage. L'utilisation de bondings est proscrite en technologie triplaqué mais les technologies multicouches permettent désormais de s'en affranchir en positionnant les doigts sur différents niveaux conducteurs [8].

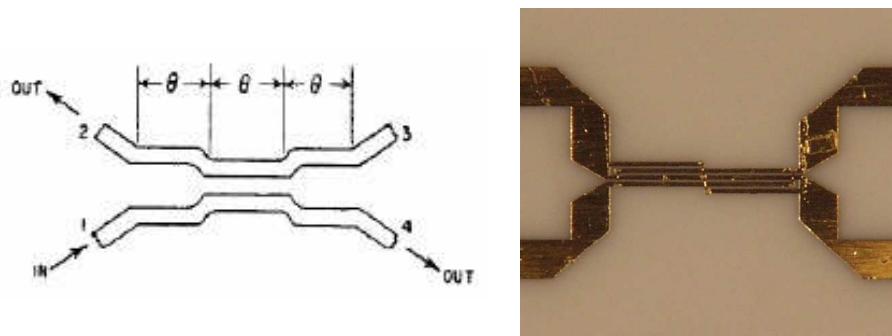


FIGURE 2.10 – Coupleur de proximité multi-section et coupleur de Lange

- L'ensemble diviseur de Wilkinson + coupleurs “branchline” 3dB + filtre passe-bande :

Le problème lié à la largeur de bande du coupleur se pose pour un seul canal (cf. figure 2.9) mais doit également être considéré dans le cas d'une branche complète constituée de plusieurs canaux en cascade. En effet, le coupleur de tête (premier canal après l'alimentation) va naturellement influencer l'ensemble de la chaîne en aval car sa largeur de bande conditionne la largeur de bande de la chaîne complète. Les contraintes sur ce premier coupleur sont donc très fortes en termes de largeur de bande mais également de pertes. Les canaux étant cascades, le signal va donc accumuler les pertes de chacun des canaux de la branche. Les canaux en amont seront donc moins soumis à ces pertes que les canaux en fin de branche, c'est pourquoi il est conseillé de positionner les canaux HF le plus proche possible de l'alimentation. Les pertes étant inversement proportionnelles à la largeur de bande relative, le niveau de pertes sur l'ensemble des filtres sera donc nivéé.

Les figures suivantes présentent les réponses simulées d'un multiplexeur 16 canaux utilisant un diviseur de Wilkinson et deux branches formées chacune de 8 canaux, pairs d'un côté, impairs de l'autre (cf. figure 2.4). Dans le premier cas (avec coupleurs idéaux, (a) et (b)), la réponse globale n'est conditionnée que par la réponse du diviseur (en bleu sur (b)). Dans le deuxième cas (avec coupleurs réels, (c) et (d)), on voit très nettement la dégradation apportée par les coupleurs, dégradation d'autant plus importante que les canaux sont bas en fréquence et que leur nombre est important. Les figures (b) et (d) sont des zooms des courbes (a) et (c), respectivement.

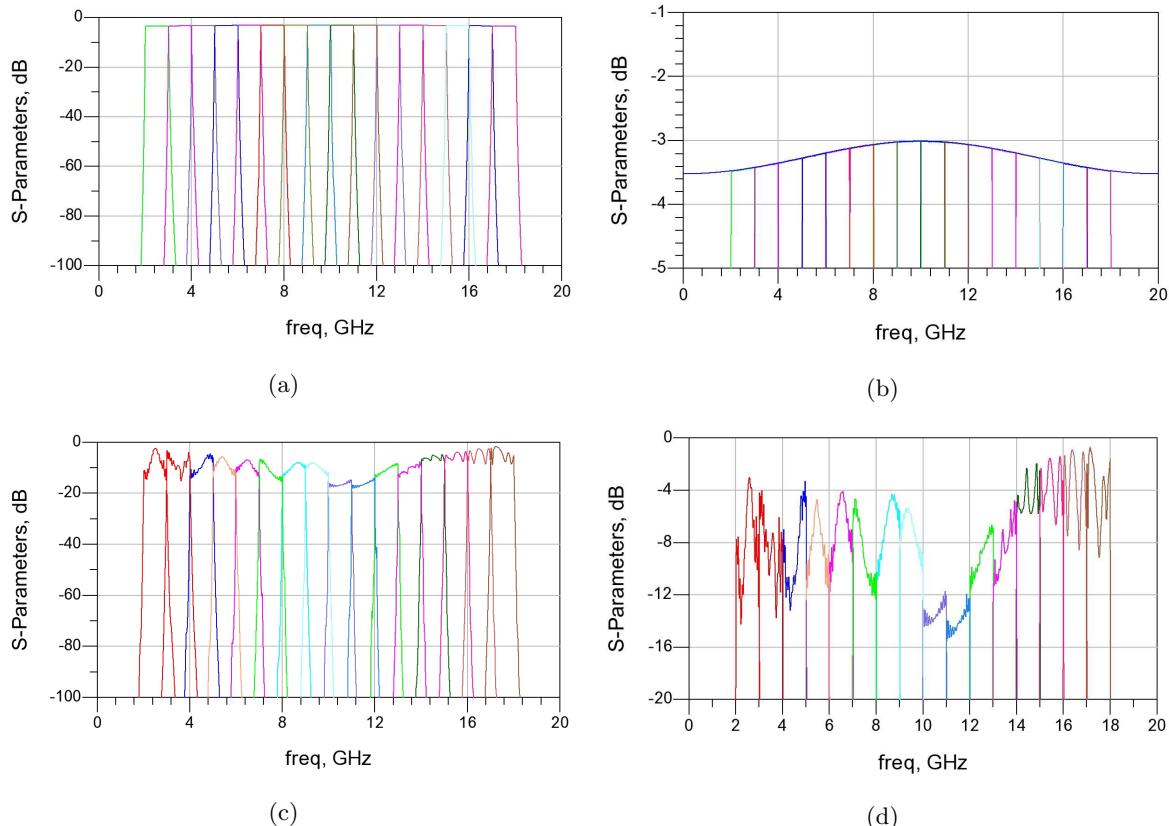


FIGURE 2.11 – Réponse simulée (large bande et zoom) d'un multiplexeur 16 canaux avec Wilkinson et coupleurs hybrides idéaux et réels

### 2.3.2 Optimisation de l'architecture à coupleurs hybrides

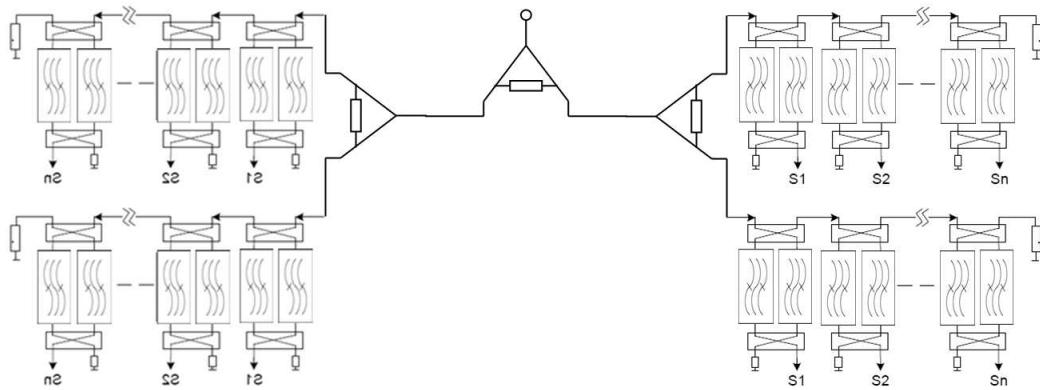


FIGURE 2.12 – Variante n°1 de l'architecture

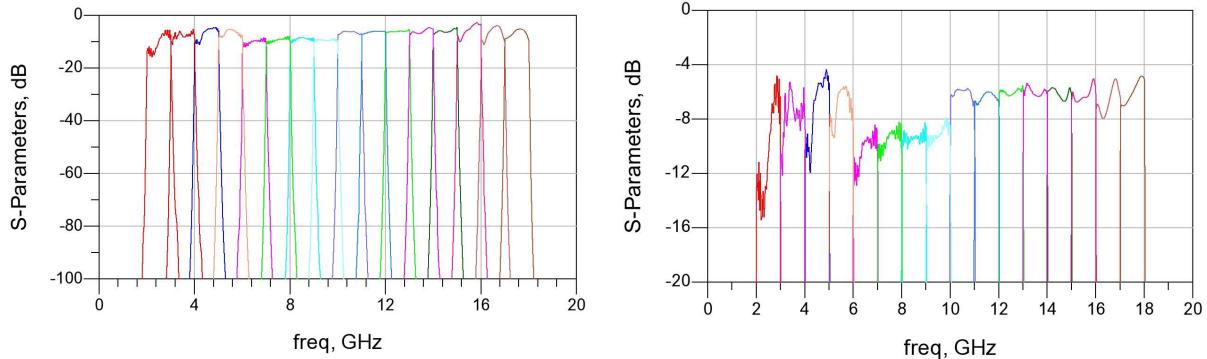


FIGURE 2.13 – Réponse simulée (dont un zoom) d'un multiplexeur 16 canaux à double diviseur de Wilkinson

Les précédents résultats nous ont donc poussé à imaginer d'autres architectures pour palier les écueils de celle imaginée au départ. Il faut donc trouver des configurations qui permettent de diminuer le nombre de canaux par branches afin de limiter les pertes et les effets des coupleurs de tête. L'utilisation du Wilkinson, au vu du nombre de canaux, reste d'actualité car la décomposition pair/impair est liée au besoin de reconstituer le mieux possible le spectre initial.

Nous proposons deux variantes de la structure précédente présentées aux figures 2.12 et 2.14. La première, basée sur une cascade de deux diviseurs de puissance Wilkinson assure un double découpage pair/impair. Elle permet d'alléger le nombre de canaux par branche (il y a désormais 4 branches au lieu de 2) : chaque branche est donc constituée de 4 canaux donc, en plus de limiter l'impact de la largeur de bande, les pertes sont optimisées et la dégradation des canaux s'en voit légèrement diminuée. D'autre part, les deux diviseurs apportent 6dB (3dB + 3dB) de pertes globales et les problèmes liés aux canaux BF sont toujours présents. En outre, le niveau de pertes sur les canaux HF est relativement nivé. Cette configuration est une optimisation de la structure originelle mais elle en garde cependant les mêmes défauts. Une deuxième variante présente une optimisation originale.

Cette deuxième variante est fondée sur le même principe que la précédente mais s'affranchit de la première division de puissance globale en réalisant une séparation bande haute/bande basse par filtrage (duplexeur) dès l'entrée du circuit (voir figure 2.14). Ainsi, nous travaillons toujours sur des filtres pairs ou impairs et le nombre de canaux par branche est également divisé par deux. Contrairement au diviseur de Wilkinson, dont la bande pouvait être facilement élargie, la gestion des réjections du duplexeur d'entrée est très critique dans la conception d'un tel dispositif, car elle conditionne la dégradation des canaux. La réponse simulée de ce multiplexeur est présentée ci-après.

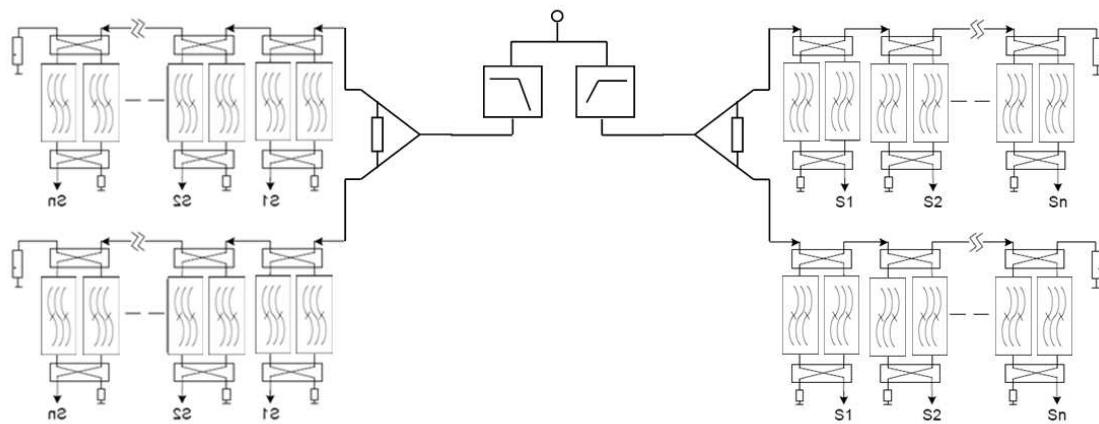


FIGURE 2.14 – Variante n°2 de l'architecture

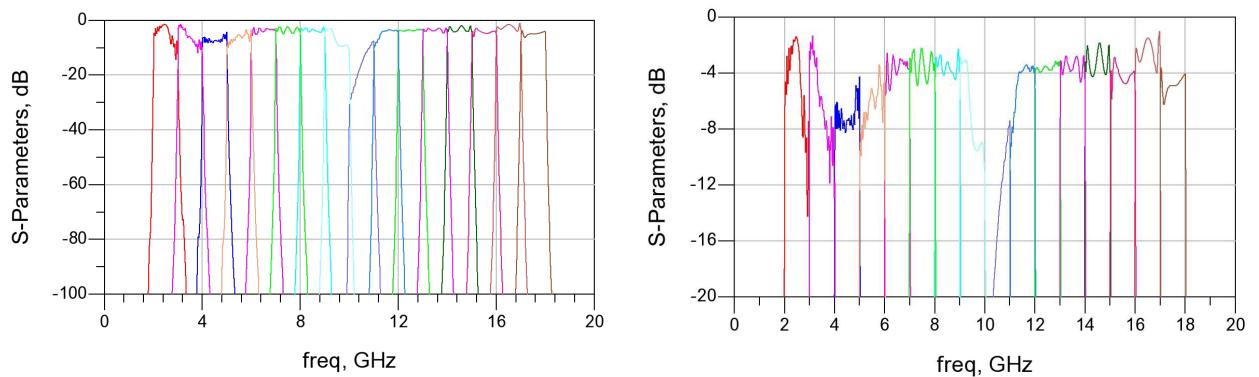


FIGURE 2.15 – Réponses simulées (large bande et zoom) d'un multiplexeur 16 canaux à diviseur de Wilkinson + duplexeur

On remarque rapidement que, contrairement au cas précédent, le niveau de pertes est amélioré et la dégradation est mieux répartie sur l'ensemble des canaux. De plus, les filtres utilisés dans le duplexeur sont faibles pertes grâce à leur caractère large bande. Cela minimise donc l'apport de pertes contrairement au Wilkinson de la première variante. Malheureusement, deux des canaux (8 et 9) sont “sacrifiés” à cause des réjections limitées du duplexeur.

Après une étude approfondie, nous confirmons les conclusions déjà énoncées au 1.3.3.2.3. Les avantages de cette structure sont :

- ◎ Forte modularité : possibilité de modifier la fréquence centrale d'un filtre sans perturber la structure
- ◎ Structure directionnelle due aux coupleurs hybrides
- ◎ Très efficace lorsque les filtres de canal ont une largeur de bande relative faible à moyenne
- ◎ Séparation pair/impair intéressante
- ◎ Segmentation par duplexeur

Les limitations de la structure à coupleurs hybrides présentée précédemment sont :

- ◎ Pertes et dégradations des canaux dûs à leur nombre trop important sur une branche
- ◎ Largeur de bande des coupleurs hybrides
- ◎ Structure encombrante (doublement des filtres et coupleurs)
- ◎ Réjections des duplexeurs

En conclusion, nous pouvons dire que l'architecture proposée est intéressante dans le cadre de structures à nombre limité de canaux car la largeur de bande et les pertes engendrées par le coupleur hybride sont trop importantes. Dans le cas d'un multiplexeur à 16 canaux, elle montre ses limites. C'est pourquoi les variantes proposées nous ont permis de mettre en lumière certains aspects intéressants à retenir dans la suite (diviseur de Wilkinson, duplexeur et branches de quatre canaux). Une piste d'architectures utilisant un coupleur de Lange est présentée [9].

Cette dernière partie a donc permis l'étude de différentes architectures de multiplexeurs à 16 canaux. Leurs limitations nous ont renseigné sur les composants à utiliser ou, au contraire, à éliminer et nous ont également poussé à en imaginer une qui soit à la fois viable pour un nombre important de canaux et flexible tout en restant purement planaire. La partie suivante propose donc une architecture originale répondant à ce cahier des charges.

## 2.4 Proposition d'une architecture d'un multiplexeur planaire à canaux contigus

### 2.4.1 Motivations

L'ensemble des pré-études réalisées nous ont permis de faire le tri entre les différentes architectures qui s'offrent à notre cahier des charges. Nous avons réussi à faire émerger des sous-structures intéressantes permettant de répondre aux spécifications (diviseur de Wilkinson+duplexeur etc.). Il faut donc trouver des configurations n'utilisant pas nécessairement des coupleurs hybrides. La topologie à base de passe-bas/passe-haut série a déjà été utilisée dans une application analogue (notamment dans [10]). C'est pourquoi, il semble assez intéressant de se pencher sur des solutions originales de type jonction parallèle. Mais en fonction de la configuration choisie, il faudra ensuite trouver les topologies de filtre ad hoc. Dans toute cette partie, nous présentons donc une nouvelle architecture de multiplexeur planaire qui permet de réaliser une segmentation en 16 canaux contigus.

### 2.4.2 Présentation d'une architecture originale

#### 2.4.2.1 Description fonctionnelle de l'architecture proposée

Le cahier des charges imposant le nombre de canaux et leurs largeurs de bande, nous avons essayé de segmenter ce spectre en sous-blocs pouvant être traités de manière indépendante. A la figure 2.16, l'ensemble des seize canaux est représenté. Comme évoqué précédemment, il s'avère assez judicieux de découper ce spectre en quatre sous-blocs de quatre filtres. Pour des raisons de commodités, nous distinguerons les canaux en bande basse (C1-C8 en couleur mauve sur la figure 2.16) et les canaux de haut de bande (C9-C16 en couleur orange sur la figure 2.16). De plus, la séparation pair/impair est conservée. L'avantage d'une segmentation en quatre sous-blocs est de répartir localement les contraintes globales imposées sur le multiplexeur. Chacun des ces sous-bloc possède évidemment ses propres contraintes (largeurs de bande relatives très différentes, encombrement etc.) ce qui, en termes de conception, permet une répartition de la difficulté.

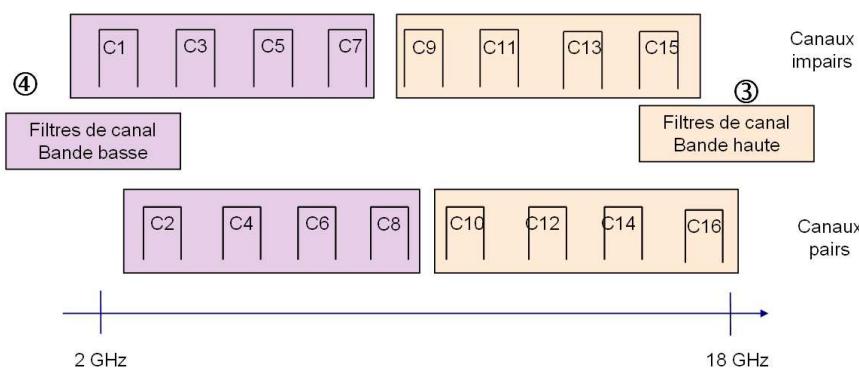


FIGURE 2.16 – Décomposition fréquentielle proposée

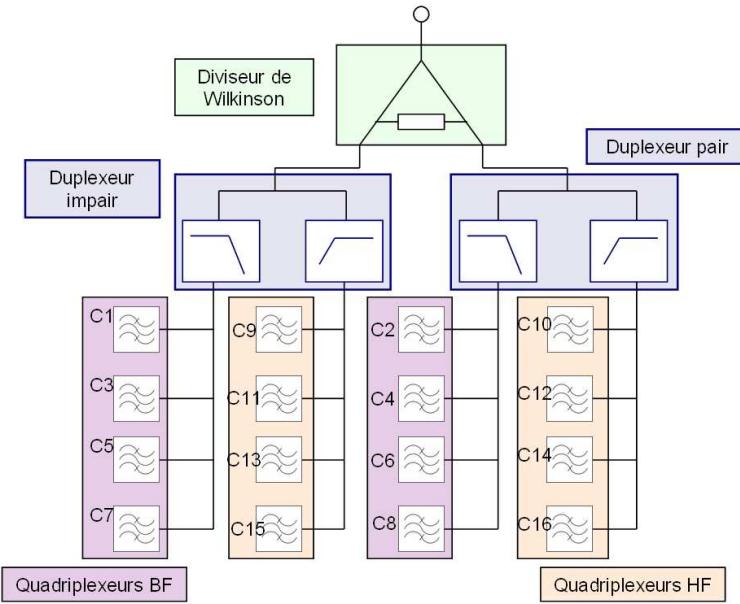


FIGURE 2.17 – Architecture proposée

Si l'on combine la décomposition précédente aux résultats de la partie précédente, une nouvelle architecture est envisageable. Elle est présentée à la figure 2.17. On retrouve bien les quatre quadriplexeurs (deux en BF et deux en HF), une division de puissance en tête d'architecture ainsi que deux duplexeurs. Le problème des réjections des duplexeurs, problématique vue au 2.3.2, a été résolu en les intervertissant avec la division de puissance. Ainsi la séparation pair/impair divise le spectre en deux sous-blocs dans lesquels, la bande de garde entre chaque canal est de 1GHz. Cette valeur de 1GHz correspond à la largeur de bande du filtre adjacent se trouvant sur l'autre branche du diviseur de Wilkinson. Il est donc maintenant tout à fait possible d'utiliser des duplexeurs (un sur chaque branche) en tirant parti de cette bande de 1GHz pour réaliser la réjection la plus importante possible. La figure 2.18 présente l'exemple du duplexeur impair (trait pointillés) qui sépare la branche impaire en deux parties en utilisant l'espace inter-canal entre C7 et C9.

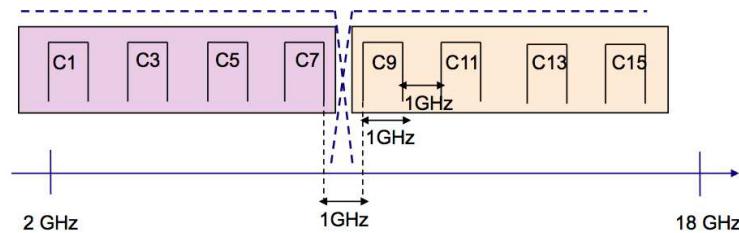


FIGURE 2.18 – Décomposition fréquentielle du duplexeur impair de l'architecture proposée

Les résultats de simulation de la structure utilisant l'architecture proposée sont présentés sur les figures suivantes. La figure 2.19 présente le schéma sous ADS du multiplexeur à 16 canaux utilisant l'architecture proposée dans cette étude. Le diviseur de Wilkinson utilise un composant idéal assurant une division parfaite des signaux ainsi qu'une isolation optimale des deux voies de sortie.

Les duplexeurs pair et impair sont basés sur des filtres passe-bas et passe-haut simple-terminaison, utilisés afin de rendre les duplexeurs les plus contigus possible. Dans cette configuration, nous minimisons la dégradation des canaux externes des quadriplexeurs. Enfin, les filtres de canal sont tous de type Tchebycheff.

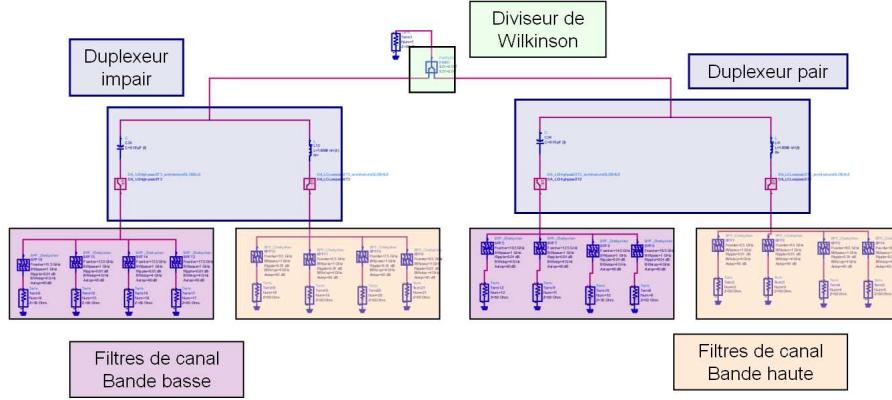


FIGURE 2.19 – Schéma ADS d'un multiplexeur 16 canaux utilisant l'architecture proposée

La réponse de la structure est présentée à la figure 2.20. Contrairement aux autres structures présentées, l'intégrité de l'ensemble des canaux est conservée et le niveau de pertes, relativement constant sur toute la bande, est d'environ 4dB correspondant à la somme des 3dB du diviseur et de celles du duplexeur et des filtres de canal. On remarque donc que cette architecture permet un découpage optimal de la bande 2-18GHz. On peut également noter quelques dégradations sur les réjections des quatre canaux centraux qui correspondent aux bandes de transition des deux duplexeurs. Il est intéressant de noter que l'utilisation de filtres PB et PH pour le duplexeur n'est pas exclusive et que l'emploi de filtres passe-bande est tout à fait possible et permettrait même de pouvoir assurer un meilleur niveau de réjection sur les canaux externes, ce qui allégerait les contraintes en réjections des circuits en aval.

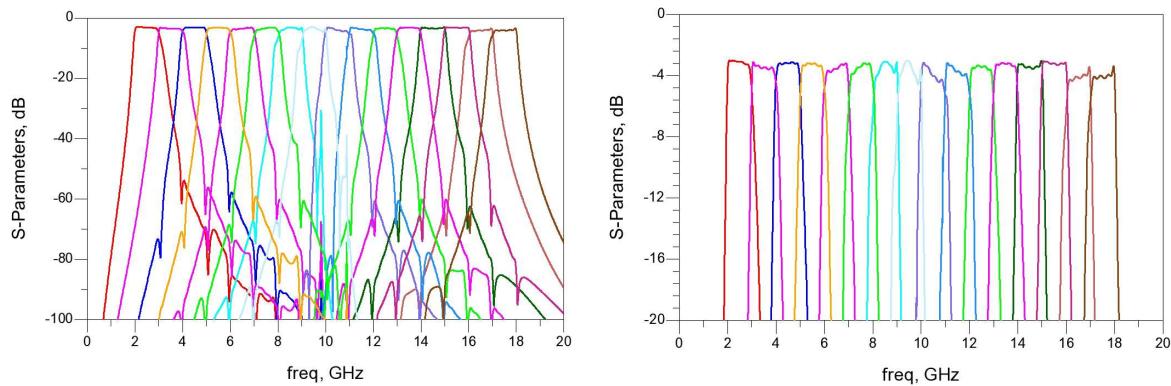


FIGURE 2.20 – Réponse idéale (large bande et zoom) d'un multiplexeur 16 canaux utilisant l'architecture proposée

L'étude et la conception d'une telle architecture peuvent donc s'articuler autour des quatre axes suivants :

- Division de puissance de type Wilkinson (en vert) :

Comme évoqué plus haut, la division de Wilkinson ne pose pas véritablement de problème de conception. Les contraintes sur cet élément sont l'isolation, l'adaptation et la largeur de bande. Ce dernier point a été réglé par l'utilisation de dispositifs multi-sections. Dans l'architecture en question, une très bonne isolation est nécessaire afin d'assurer une bonne séparation des voies paire et impaire. De plus, l'adaptation générale du composant doit également être importante et ce, sur tout sa bande passante. On ne traitera pas ici de la conception de cet élément, qui, par ailleurs, a déjà été conçu et réalisé par Thales Systèmes Aéroportés.

- Les duplexeurs pair et impair (en bleu) :

Au vu des schémas précédents, il est clair que la principale difficulté dans la conception des duplexeurs sera d'assurer une largeur de bande importante ainsi qu'un niveau de réjection suffisamment élevé pour ne pas dégrader la réponse des canaux. Pour ce faire, le choix de topologies large bande ayant un ordre élevé et/ou possédant des zéros de transmission semble incontournable. De plus, un contrôle de la réponse hors bande du filtre sera également un point dur de la conception. L'utilisation d'une combinaison filtre passe-bas/passe-haut n'est pas exclusive et le choix de deux filtres passe-bande peut tout à fait être envisagé.

- Les quadriplexeurs BF (en mauve) :

Les aspects critiques de la conception de cette banque de quatre filtres sont évidemment liés à son plan de fréquence et aux contraintes qui les accompagnent. En effet, à ces fréquences, les filtres sont large bande (large bande passante mais aussi très large bande coupée, en pourcentage) mais du fait de leur caractère distribué, les remontées parasites en HF se font généralement à 2 ou  $3f_0$ , selon la topologie. Les fréquences de ces remontées correspondant aux fréquences des filtres adjacents, il faudra étudier différentes topologies permettant de palier ce problème. Les remontées en BF sont également gênantes pour les deux premiers filtres du multiplexeur (C1 et C2). Des topologies de filtres à zéros de transmission et/ou à couplages croisés ou encore l'intégration de filtres passe-bas à l'intérieur des structures sont des solutions qui peuvent être envisagées [11, 12].

- Les quadriplexeurs HF (en orange) :

La problématique des quadriplexeurs HF est différente de celle en BF car les filtres sont faible à moyenne bande. Leurs topologies seront donc différentes et à ces fréquences, les remontées parasites BF ne sont pas gênantes pour les filtres adjacents. Le point dur ici sera la gestion des remontées HF de certains filtres ainsi que des réjections qui, bien qu'aussi fortes que pour le quadriplexeur BF, sont beaucoup plus proches de la bande passante, relativement. Ce dernier point complexifie largement la conception et implique l'utilisation de filtres d'ordre élevé. Enfin, la forte compacité de ces quadriplexeurs augmente par la même occasion la proximité des filtres et l'existence d'éventuels couplages fortuits, qu'il faudra maîtriser.

### 2.4.2.2 Modularité et transposabilité de l'architecture

L'architecture proposée ici possède plusieurs avantages vis à vis de certaines autres configurations planaires. En termes de modularité et de transposabilité en fréquence, elle se montre particulièrement flexible.

- Modularité :

Cette architecture répond bien évidemment au cahier des charges en termes de nombre de canaux et de largeurs de bande. Indépendamment des spécifications électriques (pertes, réjections, adaptation etc.), elle peut être modifiée à souhait selon le nombre de canaux désiré. Ce choix a été réalisé dans le but de couvrir l'intégralité du spectre, mais il est variable selon le type d'application. De plus, la séparation en sous-bande par les duplexeurs peut elle aussi être modulée selon l'application et/ou la difficulté topologique. En effet, dans cette architecture, les duplexeurs séparent le spectre en parties égales (4 canaux par branche) mais une répartition 3 canaux/5 canaux est également envisageable, comme illustrée à la figure 2.21.

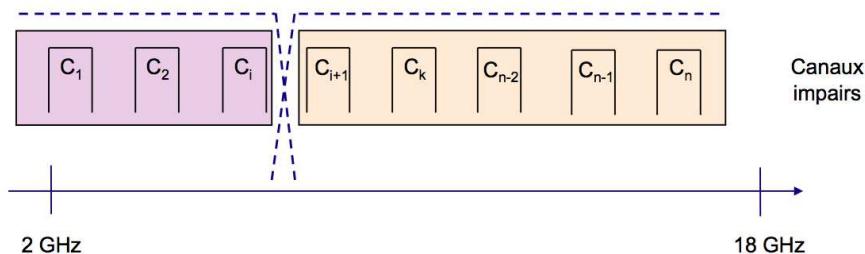


FIGURE 2.21 – Décomposition 3 filtres/5 filtres du duplexeur impair

- Transposabilité en fréquence :

Un second avantage de l'architecture proposée ici est sa transposabilité en fréquence. Elle peut être en effet définie dans plusieurs plans de fréquence différents selon le type d'application visée. Le cahier des charges définira le nombre de canaux, les fréquences des filtres et leur largeur de bande relative. En théorie, seul un choix topologique est nécessaire dans ce cas, mais un réajustement de la connexion des canaux peut éventuellement être envisagé. Enfin, un des aspects intéressants de cette configuration est la similarité entre chacun des éléments constituant les sous-parties : deux quadriplexeurs HF, deux quadriplexeurs BF et deux duplexeurs. En effet, par définition, chacun de ces deux éléments sont identiques au décalage en fréquence près, égal à 1GHz. Donc la faisabilité d'un des deux éléments implique la faisabilité de l'autre presque automatiquement. Pour favoriser cette faisabilité, il faudra tout de même prêter attention aux topologies de filtres à utiliser.

Nous avons donc proposé une architecture originale mais complexe, dont la conception risque de s'avérer longue et fastidieuse. Malgré les conclusions tirées au 1.3.3.4, nous développons malgré tout la synthèse de Rhodes afin de nous assurer de l'applicabilité ou non de ces outils mathématiques de synthèse aux différents sous-blocs de cette architecture.

### 2.4.3 Synthèse de multiplexeurs de Rhodes & Levy

#### 2.4.3.1 Développement de la synthèse

La synthèse mathématique associée à un multiplexeur est un point très important dans sa conception. En effet, ces équations permettent le dimensionnement rapide de la structure et permet également d'en estimer les dimensions technologiques nécessaires selon le nombre de canaux, la largeur de bande etc. Hormis l'étude topologique des filtres, la difficulté du multiplexage hyperfréquence est de connecter les canaux entre eux et les adapter mutuellement. Comme nous l'avons vu au 1.3.3.4, chaque filtre de canal possède un comportement hors bande qui perturbe les filtres adjacents. C'est pourquoi des réseaux d'adaptation sont souvent nécessaires pour adapter tous les filtres entre eux.

Dans la littérature, il existe quelques synthèses véritablement dédiées à la conception de multiplexeurs d'ordre  $N$  (supérieur à 3) mais généralement elles ne sont applicables que sur des structures ponctuelles. Malgré cela, dans leurs travaux [13, 14], J. D. Rhodes et R. Levy proposent cependant une démarche de conception de multiplexeurs basée sur la compensation sur chacun des filtres des contributions apportées par ses canaux adjacents. Cette démarche consiste à ajouter, dans les éléments de la synthèse de base des filtres, des coefficients qui compensent ces perturbations. Dans un premier temps, les expressions des paramètres du passe-bas normalisé de base seront données et dans un deuxième temps, nous présenterons les "coefficients de compensation" à intégrer dans cette synthèse.

Pour un filtre d'ordre  $N$ , nous définissons les paramètres du passe-bas normalisé de type Tchebycheff :

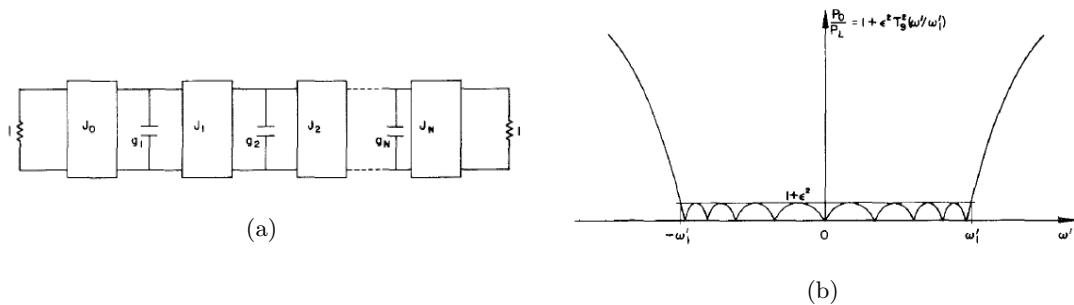


FIGURE 2.22 – Fonction d'approximation de Tchebycheff : circuit et réponse électrique

$$g_k = \frac{2 \cdot \sin\left(\frac{(2k-1)\pi}{2N}\right)}{\gamma \cdot \omega_1} \quad (2.1) \quad J_k = \frac{\sqrt{\gamma^2 + \sin^2\left(\frac{k\pi}{N}\right)}}{\gamma} \quad (2.2) \quad \gamma = \sinh\left(\frac{1}{N} \cdot \sinh^{-1}\left(\frac{1}{\epsilon}\right)\right) \quad (2.3)$$

avec  $J_k$  l'admittance caractéristique de l'inverseur et  $g_k$  les coefficients de Tchebycheff

$$\omega' \rightarrow \frac{2\omega'_1}{W_r}(\omega - \Omega_r) \quad (2.4)$$

Après transformation en fréquence donnée à l'équation (2.4), les paramètres du filtre passe-bande qui en découlent sont les suivants :

$$C_{rk} = \frac{2\omega' g_k}{W_r} \quad (2.5)$$

$$B_{rk} = \frac{-2\omega' g_k \Omega_r}{W_r} = -C_{rk} \Omega_r \quad (2.6)$$

avec  $C_{rk}$ , une capacitance et  $B_{rk}$ , une réactance

Rhodes et Levy définissent le coefficient  $\alpha$  comme l'écart fréquentiel entre deux canaux (voir équation 2.7). On admettra que la contribution d'un filtre  $i$  sur un filtre  $j$  est inversement proportionnelle à  $\alpha$ , ce qui implique que les coefficients compensateurs introduits par la suite auront une dépendance en  $\frac{1}{\alpha}$ .

$$\omega' \rightarrow \frac{2\omega'_1}{W_r}(\omega - \alpha \Omega_r) \quad (2.7)$$

Nous introduisons donc maintenant les termes correctifs  $\gamma_{rkl}$  et  $\beta_{rkl}$  définis pour le  $k^{ieme}$  résonateur du  $r^{ieme}$  canal (avec une correction d'ordre  $\alpha^{\frac{1}{2}}$ ). Ces termes viennent modifier les valeurs initiales des  $J_k$  et  $B_{rk}$  de la synthèse idéale. Il a été démontré que les  $J_k$  peuvent s'exprimer comme fonction paire de  $\alpha$  et les  $B_{rk}$  comme une fonction impaire de  $\alpha$  [15, 16]. Ces termes sont définis ci-dessous :

$$J_{r0}^2 \rightarrow 1 - \gamma_{r02} \alpha^{-2} \quad (2.8)$$

$$J_{r1}^2 \rightarrow J_{r1}^2 (1 - \gamma_{r12} \alpha^{-2}) \quad (2.9)$$

$$B_{r1} \rightarrow -C_{r1} (\Omega_r \alpha + \beta_{r11} \alpha^{-1} + \beta_{r13} \alpha^{-3}) \quad (2.10)$$

$$B_{r2} \rightarrow -C_{r2} (\Omega_r \alpha + \beta_{r23} \alpha^{-3}) \quad (2.11)$$

Comme évoqué aux équations (B.1) à (B.4), seuls les deux premiers résonateurs de chacun des canaux sont modifiés. Les autres résonateurs restent inchangés. D'autre part, il faut noter que les capacitances  $C_{rk}$  restent elles aussi inchangées.

Après avoir introduit ces termes correctifs, calculons l'admittance ramenée par le  $r^{ieme}$  filtre de canal à sa fréquence centrale  $\Omega_r$ , ainsi que celle du  $k^{ieme}$  canal, toujours à  $\Omega_r$ . Le principe de la méthode proposée dans ces travaux est le suivant : il y a adaptation parfaite à  $\Omega_r$  i.e. la somme des admittances calculées à cette fréquence est égale à 1. L'équation suivante formalise ce principe :

$$Y_r(\Omega_r) + \sum_{k=1 \neq r}^n Y_k(\Omega_r) = 1 \quad (2.12)$$

### 2.4.3.2 Application de la synthèse

Pour mesurer, dans un premier temps, l'impact et l'apport de cette synthèse de conception, nous avons appliqué les équations précédentes à une structure de multiplexage en bande C à quatre filtres connectés en parallèle. Ces filtres passe-bande d'ordre 5 sont en topologie localisée (éléments LC). La bande C a été choisie volontairement car elle est souvent dédiée aux applications spatiales pour lesquelles de nombreux multiplexeurs en guides d'onde ont été conçus notamment grâce à cette méthode. La réponse de ce quadriplexeur est donnée à la figure suivante. La réponse initiale avant compensation est en pointillés sur la figure 2.23 et présente une adaptation non homogène sur l'ensemble des quatre canaux. La correction de Rhodes (courbe en trait continu) montre une amélioration et un nivelingement de cette adaptation notamment sur les canaux extérieurs qui étaient les plus dégradés. On peut donc observer un gain d'environ 2.2dB sur l'adaptation globale de ce circuit.

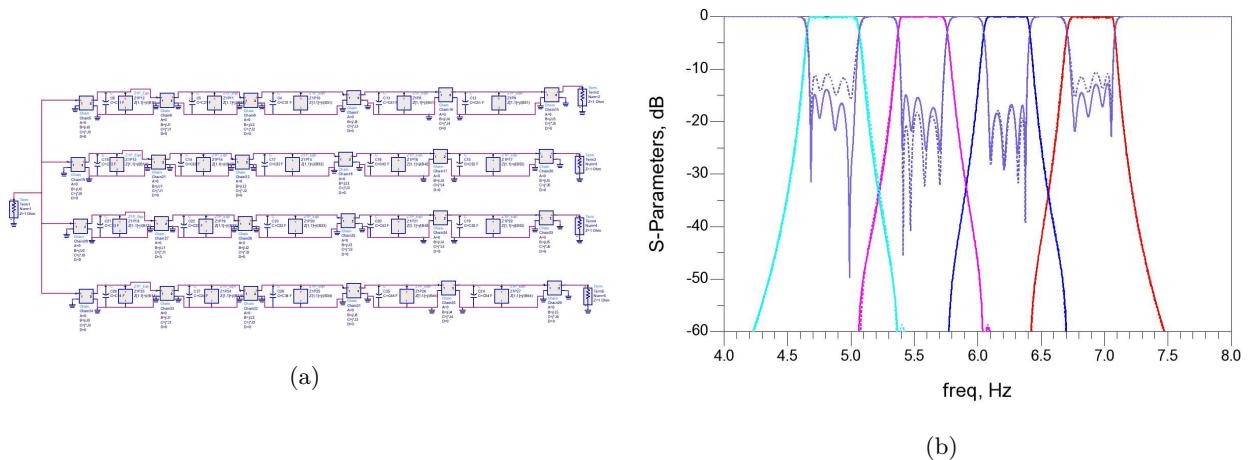


FIGURE 2.23 – Quadriplexeur en bande C avec et sans correction de Rhodes (cont. et point., resp.)

D'autres travaux, et notamment au Lab-STICC, se sont référés à cette synthèse de conception en l'appliquant à des structures d'ordre plus élevé avec des résultats satisfaisants [17].

Dans un deuxième temps, nous avons appliqué cette démarche de conception au cahier des charges qui nous concerne à savoir des duplexeurs large bande (2-9GHz/10-17GHz et 3-10GHz/11-18GHz) ainsi que des quadriplexeurs large bande (2-9GHz, 3-10GHz, 10-17GHz et 11-18GHz). L'annexe B détaille l'expression des équations appliquées au cas du duplexeur et du quadriplexeur HF. Les figures 2.24 et 2.25 montrent respectivement les réponses des duplexeur et quadriplexeur dans le plan de fréquence de notre application. En ce qui concerne le duplexeur (figure 2.24), deux filtres passe-bande localisés d'ordre 5 sont connectés en parallèle (comme le préconise Rhodes). La réponse en pointillés ne présente pas de correction tandis que la réponse en trait continu a subi la compensation. On peut noter une amélioration de 1.6dB et 2.4dB sur les filtres PB et PH, respectivement. Encore une fois, la réponse en transmission est très peu modifiée et seule l'adaptation est améliorée. Cependant, l'apport de cette compensation n'est pas véritablement significative sur ce type d'application. En ce qui concerne le quadriplexeur (figure 2.25), quatre filtres

d'ordre 5 ont également été connectés en jonction parallèle. De manière analogue au duplexeur, les courbes en traits continu et pointillé correspondent respectivement aux réponses avec et sans correction de Rhodes. Contrairement à l'exemple donné en bande C (figure 2.23), la compensation a beaucoup moins d'impact sur la réponse que précédemment. En effet, la correction sur l'adaptation n'est ici au maximum que de 0.8dB.

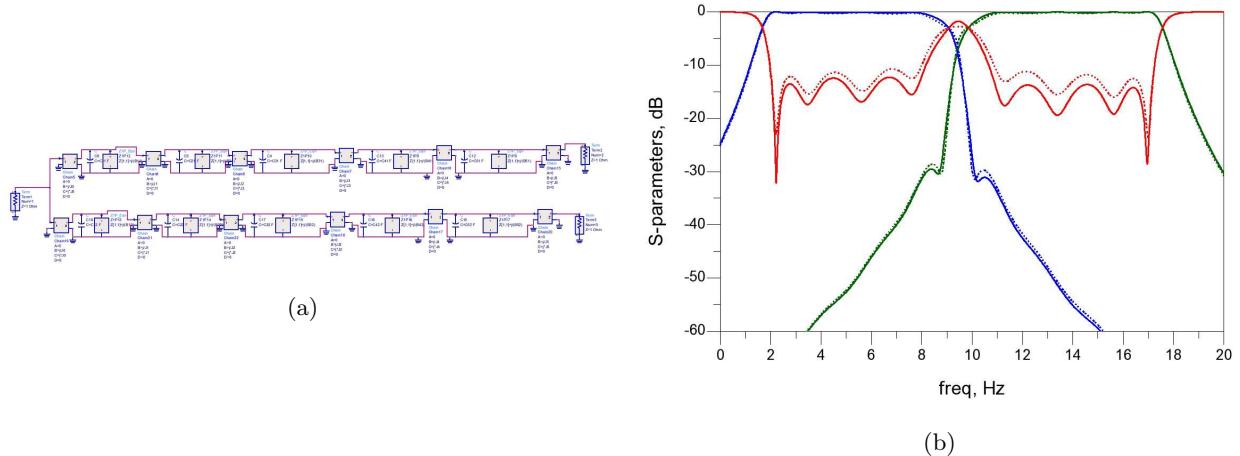


FIGURE 2.24 – Duplexeur avec et sans correction de Rhodes (cont. et point., resp.)

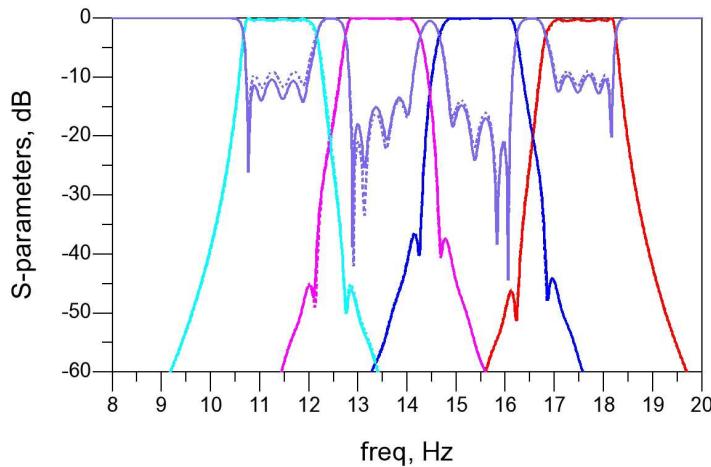


FIGURE 2.25 – Quadriplexeur avec et sans correction de Rhodes (cont. et point., resp.)

En conclusion, la démarche de correction développée par Rhodes et Levy semble n'être efficace uniquement que dans des cas faible bande et lorsque l'écart entre filtres est suffisant. En effet, un écart de 500MHz à 15GHz (3%) vis à vis du même écart à 5GHz (10%) est évidemment plus faible en relatif, donc moins bien compensable. On atteint donc ici une limite de la méthode. De plus, l'aspect localisé de cette synthèse admet également quelques limites car certaines topologies planaires distribuées ne possèdent pas d'équivalent localisé, valable à toutes les fréquences. L'application d'une méthode exacte de conception n'étant pas possible, il est nécessaire de développer des outils d'aide à la conception applicables à des structures complexes telles que ce multiplexeur.

## 2.5 Démarche de conception micro-onde

Dans toute conception de dispositifs hyperfréquences, le flot de design est, à quelques détails près, souvent le même pour l'ensemble des circuits réalisés. Mais pour des dispositifs passifs assez complexes tels que les multiplexeurs, notamment en technologie planaire, le design de ces structures peut s'avérer très lourd. En effet, on le verra plus tard, le réglage électromagnétique est une phase prépondérante du flot et conditionne souvent la pertinence du résultat final. Après avoir présenté le flot de conception classique, nous présenterons, dans un deuxième temps, divers outils de simulation/conception permettant d'optimiser ce flot. Le nouveau flot de conception sera présenté et les outils seront testés et leur efficacité démontrée sur un exemple simple de filtrage.

### 2.5.1 Flot de conception micro-onde typique

La figure 2.26 présente le flot de conception classique d'un dispositif hyperfréquence passif typique. Il débute par l'application, si elle existe, d'une synthèse mathématique *i.e.* l'ensemble des équations qui régissent le comportement physique du dispositif et fournissent les grandeurs électriques nécessaires au dimensionnement (impédances, longueurs, gap etc.). Les phases suivantes sont assez classiques : la phase de simulation dite *circuit* et celle dite *électromagnétique*. La première se fait donc naturellement dans un environnement de simulation de type circuit (ADS par exemple) et utilise des modèles pré-définis disponibles dans les bibliothèques du logiciel.

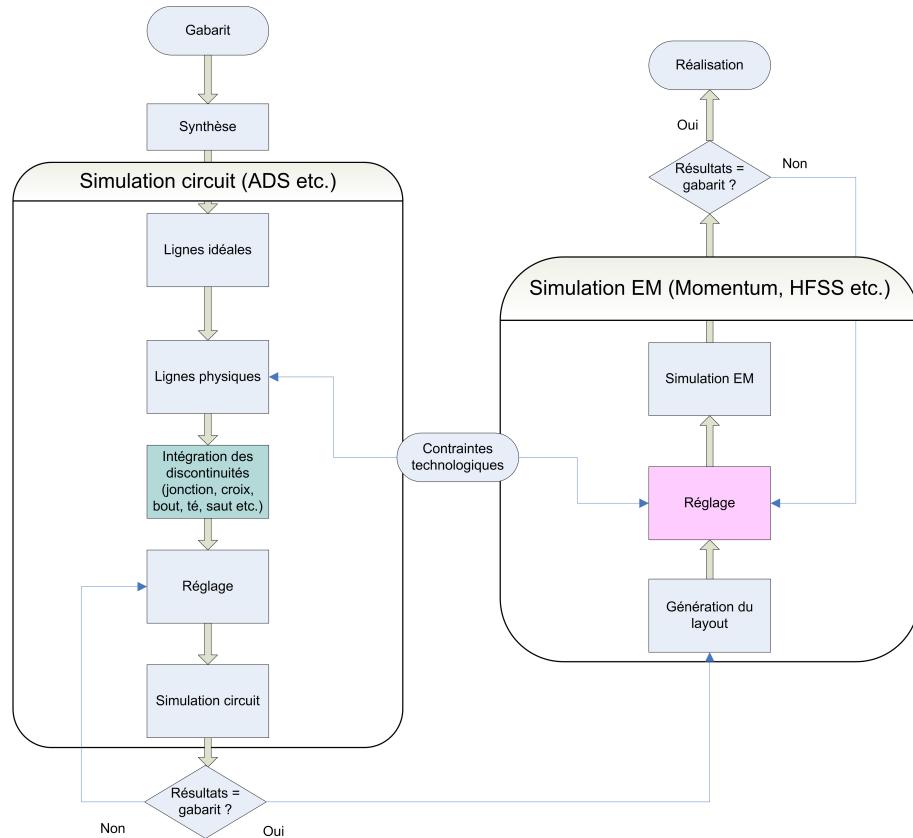


FIGURE 2.26 – Flot de conception hyperfréquence classique

Le réglage circuit est généralement assez rapide et permet l'utilisation de nombreux outils forts avantageux (tuning, sweep, optimisation automatique etc.). La phase de simulation EM, quant à elle, est nettement plus délicate. La maîtrise de cette simulation nécessite une bonne compréhension a priori des phénomènes physiques en jeu, une connaissance des conditions EM de simulation ainsi qu'une bonne modélisation antérieure du circuit. Dans la majorité des cas, c'est la phase de conception la plus chronophage et le réglage EM y prend une place de choix (case rose sur le schéma). Lorsque la réponse EM initiale n'est pas satisfaisante, le réglage EM consiste à modifier légèrement un ou plusieurs éléments d'un layout et de le simuler à nouveau et ce, de manière itérative afin d'obtenir une réponse EM qui soit intégralement comprise dans le gabarit initial. Cette étape est assez liée au simulateur électromagnétique choisi (Momentum, HFSS, CST etc.) mais est d'autant plus longue et fastidieuse que la structure est complexe. Les temps de simulation électromagnétique peuvent atteindre 1h30 à 2h (voire beaucoup plus) selon la structure, le niveau de maillage choisi, ou simplement les ressources informatiques disponibles.

Par définition, le réglage EM est nécessaire lorsque la réponse EM est trop décorellée de la réponse obtenue avec le simulateur circuit. Cela signifie que les modèles utilisés en circuit ne prennent pas suffisamment bien en compte les effets électromagnétiques réels. Plus un modèle est éloigné de la réalité électromagnétique, plus le réglage sera long. Tous les modèles utilisés peuvent être incriminés : tronçon de ligne, croix, té, effet de bout, saut d'impédances etc. Une mauvaise modélisation de ces éléments peut avoir diverses origines : plan de fréquence non adapté, plages de variations des grandeurs géométriques en dehors des plages pré-définies, rapport de forme non réaliste, maillage mal adapté, fréquence de travail mal définie etc. De plus, les phénomènes de couplages parasites ne sont pas représentés par la synthèse et peuvent également être à l'origine du désaccord entre simulations circuit et EM.

## 2.5.2 Optimisation du flot : modélisation des discontinuités et réglage hybride

Ceci montre bien l'importance d'avoir à disposition de bons modèles adaptés au besoin. Nous présenterons dans cette partie les outils permettant de créer de nouveaux modèles de discontinuités, qu'elles soient de formes classique ou exotique [18, 19]. Nous verrons également l'impact de ces modèles sur le flot de conception global. Ensuite, nous développerons une méthode de réglage EM dite *hybride multiports*. Enfin, nous présenterons le flot de conception optimisé que nous testerons sur un exemple simple.

L'ensemble des outils présentés dans la suite du manuscrit sont disponibles dans l'environnement Agilent ADS Momentum [20].

### 2.5.2.1 Modélisation de discontinuités usuelles

La première étape de cette modélisation est celle des discontinuités dites usuelles telles que les tronçons de lignes, croix, coude, effet de bout, saut d'impédances, té etc. Ces discontinuités sont celles généralement utilisées dans tous les dispositifs micro-ondes passifs. L'outil utilisé pour la création de ces nouveaux modèles est *Model Composer* (MC), disponible dans la bibliothèque

d'outils d'ADS. Il permet de créer des nouveaux modèles à partir de discontinuités existantes en redéfinissant totalement leurs paramètres :

- Substrat utilisé
- Plage de fréquence
- Choix des discontinuités à modéliser
- Plages de variation des grandeurs géométriques

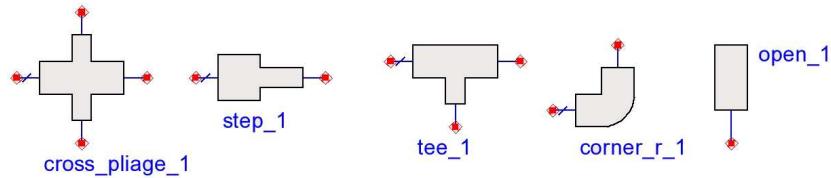


FIGURE 2.27 – Exemples de discontinuités usuelles créées avec MC

L'ensemble de ces paramètres est définissable à discréption par le concepteur. Après avoir défini les paramètres du modèle, ADS lance une série de simulations EM pour constituer une banque de données. Le nombre de simulations dépend essentiellement des plages de variations des grandeurs géométriques demandées (écart minimum/maximum et pas). ADS va simuler toutes les combinaisons de paramètres qu'il juge pertinentes et une extrapolation mathématique déduira le reste des modèles. La plage de fréquences choisie conditionne énormément la durée de chacune de ces simulations. Les temps de calcul de l'ensemble des modèles sont variables selon la complexité attendue mais atteignent généralement plusieurs jours de simulation (5 ou 6 en moyenne pour des modèles précis). Ces temps de calcul peuvent paraître élevés mais le gain en temps de réglage EM qui en découle est, quant à lui, énorme. Cette génération de modèles tourne en tâche de fond et tout ceci est transparent pour le concepteur qui, lorsque la création du modèle est achevée, dispose, dans une bibliothèque, de l'ensemble des modèles de discontinuités nouvellement créés. Il convient d'avoir choisi au préalable une plage de fréquence suffisamment large ainsi que des dimensions géométriques cohérentes avec celles du dispositif à concevoir. La figure précédente présente quelques exemples de modèles créés avec Model Composer en technologie triplaqué. Bien entendu, libre au concepteur de sur-dimensionner le paramétrage pour que ses modèles soient ré-utilisables dans d'autres projets. ADS mettra à jour le modèle en effectuant les simulations complémentaires nécessaires. A noter cependant que ces modèles ne sont valables que sur le substrat choisi initialement. Il est donc nécessaire de réitérer l'opération si l'on veut travailler sur une technologie différente. Une limitation de ces modèles est la définition sur, au maximum deux ports, de grandeurs à variation continue. Pour les discontinuités à plus de 2 ports, les suivants seront soit constants soit à variation discrète. Il faut donc porter une attention particulière au choix des 2 ports à variation continue.

### 2.5.2.2 Exemple de conception d'un filtre micro-onde

Nous avons démontré à la partie précédente, l'intérêt de privilégier une bonne modélisation des discontinuités utilisées dans un schéma hyperfréquence à la place du réglage EM. Cette approche est d'autant plus vraie que le circuit est complexe. Nous verrons dans le prochain chapitre l'apport des trois outils présentés sur des structures multi-filtres de topologie et d'encombrement complexes. Ces modèles doivent malgré tout être validés sur un exemple simple de conception : un filtre à stubs CO d'ordre 8 centré à  $f_0=11.5\text{GHz}$  a été choisi pour réaliser cette validation. Les résultats suivants montrent la superposition des réponses circuit et EM de ce filtre dans les deux cas suivants (fig. 2.29) :

- (a) et (b) Filtre avec discontinuités usuelles ADS (bibliothèque Stripline par défaut)
  - (c) et (d) Filtre avec discontinuités usuelles créées par Model Composer

La figure suivante présente donc le filtre de test des modèles MC. Les modèles ADS par défaut de croix et d'effets de bout ont été remplacés par ceux créés avec model Composer.

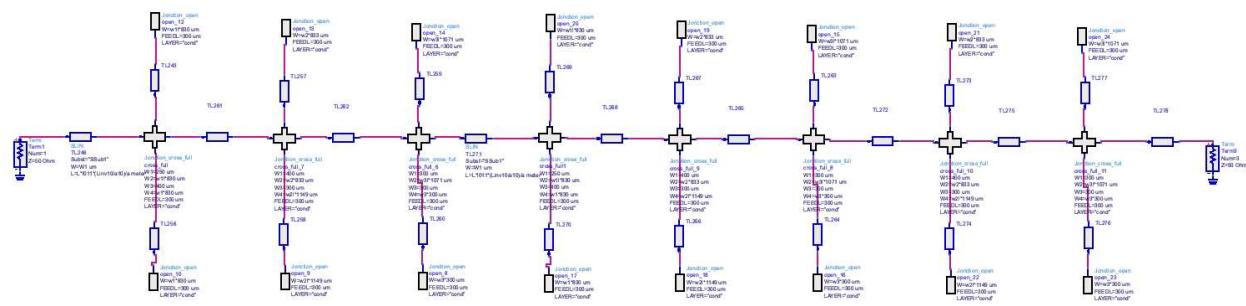


FIGURE 2.28 – Schéma du filtre test avec discontinuités MC

Sur la figure 2.29, on note un très mauvais accord entre les réponses circuit et EM du filtre utilisant les modèles de discontinuités par défaut (a) et (b), que ce soit dans la bande ou hors bande. Dans une configuration multiplexeur, nous avons vu précédemment l'importance du contrôle hors bande d'un filtre afin de minimiser sa contribution dans les bandes adjacentes. En effet, un décalage en fréquence de quelques MHz des zéros de transmission ou d'un CO hors bande peut être totalement destructeur pour le montage global. Dans le cas où l'on utilise les modèles de discontinuités créés à l'aide de Model Composer (c) et (d), on note une très nette évolution de la réponse EM qui corrobore la réponse circuit sur l'ensemble de la gamme de fréquences. Quelques très légers écarts subsistent encore hors bande et sur le  $S_{11}$  dans la bande mais de manière générale, le gain apporté par cette modélisation est énorme et on imagine facilement ce que l'on va gagner lors de la conception.

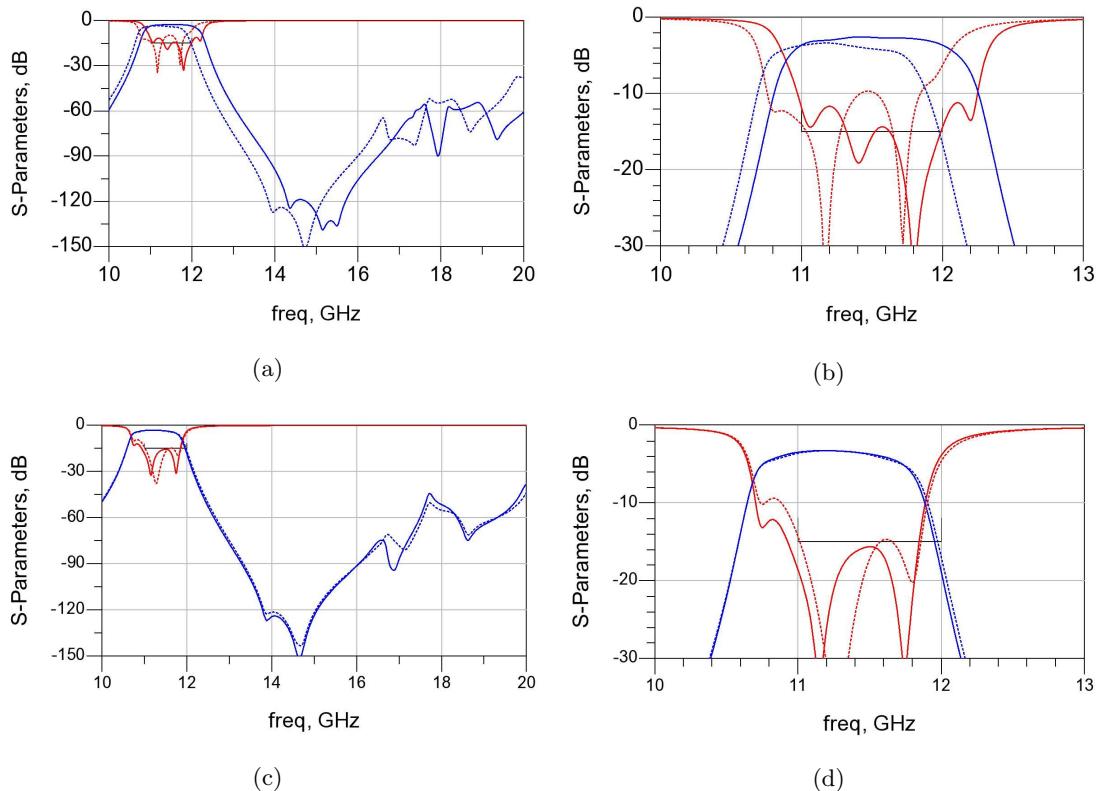


FIGURE 2.29 – Réponses circuit et EM sans (a), (b) et avec (c), (d) modèles de discontinuités MC

### 2.5.2.3 Modélisation de discontinuités hybrides

Dans la majorité des cas, les modèles créés précédemment suffisent amplement au design de fonctions hyperfréquences classiques. Cependant, lorsque les structures se complexifient, que les discontinuités n'existent pas par défaut dans les bibliothèques ou que les designs deviennent “exotiques”, il peut être nécessaire de créer des modèles de discontinuités dont la forme est totalement libre et adaptée à la situation. L'outil *Advanced Model Composer* (AMC) de la plateforme ADS/Momentum permet à partir d'un layout quelconque dessiné sur Momentum de générer un modèle associé. Comme dans le cas précédent, il faudra renseigner les informations liées au substrat, à la plage de fréquence ainsi qu'aux variations géométriques.

Cependant, du fait de la forme libre de la discontinuité, il faudra au préalable lui affecter les paramètres directement sur le schéma (grâce à l'outil *Graphic Cell Compiler* d'ADS), c'est à dire attribuer à une dimension géométrique une variable visible et paramétrable par le modèle (par exemple la variable W pour une largeur de ligne). La génération du modèle en tant que tel se fait de manière analogue à ce qui a été fait avec MC. Comme précédemment, il est important de ne pas négliger les paramètres initiaux du modèle qui doivent être suffisamment réalistes. Quand bien même, ils ne le seraient pas, ADS se chargera, par co-simulation ADS-Momentum, de compléter ponctuellement le modèle. La figure suivante présente plusieurs exemples de discontinuités hybrides créées avec l'outil AMC. Il est intéressant de noter qu'ici, contrairement au cas MC, il n'y a pas de limitations quant au type de variation des grandeurs : elles sont toutes à variation continue.

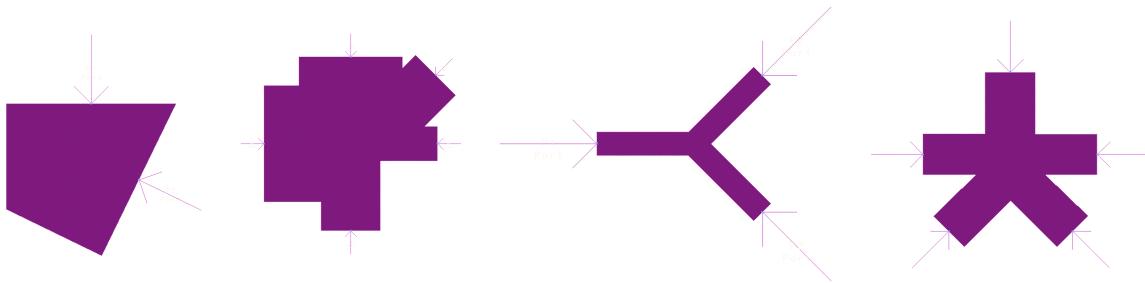


FIGURE 2.30 – Exemples de discontinuités hybrides créées avec AMC

Que ce soit pour celles créées avec MC ou AMC, ces discontinuités sont bien sûr intégrables directement dans un schéma de type ADS. Elles se substituent donc à celles issues par défaut des bibliothèques technologiques du logiciel. Nous verrons dans la partie suivante le gain apporté par ces modèles dans la conception d'un filtre hyperfréquence.

#### 2.5.2.4 Réglage hybride multi-ports

Malgré les très bons résultats obtenus avec les deux premiers outils, il est possible d'affiner d'avantage la réponse électromagnétique. En effet, grâce à une méthode de réglage hybride multiports, la réponse EM actuelle peut être optimisée. Cette méthode est basée sur une utilisation conjointe des logiciels ADS et Momentum et permet de compenser les différences résiduelles entre les simulations circuit et EM. Elle montre toute son utilité pour des circuits à forte complexité ou lorsque les temps de simulation EM sont prohibitifs (supérieurs à quelques heures). En réalité, elle est basée sur une anticipation d'un réglage post-process, lequel est difficile à réaliser en technologie planaire. Les différentes étapes de cette méthode sont détaillées ci-dessous :

- Une première simulation EM du circuit global doit être réalisée en utilisant des *ports internes* positionnés à l'extrémité de chacun des tronçons du circuit à optimiser. Le port interne ne constitue pas une excitation mais est simplement une “sonde” prélevant du signal. Les ports peuvent être disposés à l'extrémité d'une ligne sans que ceux-ci ne perturbent sa longueur électrique. Ces ports internes permettront a posteriori de régler la longueur de cette ligne (Figure 2.31 (a)).
- Les résultats de la simulation EM Momentum du masque précédent avec tous ses ports peuvent être exportés vers un schéma ADS. Ces paramètres S sont intégrés au sein d'un composant possédant autant d'entrées/sorties que de ports simulés (Figure 2.31 (b)).
- Des tronçons de lignes connectés aux pattes dudit composant permettront de compenser les longueurs réelles des stubs. Ces longueurs, positives ou négatives, peuvent évidemment faire l'objet d'un réglage manuel ou d'une optimisation automatique sur ADS.

- Après réglage hybride, le masque initial peut être mis à jour et re-simulé sur Momentum. L'opération pourra être réitérée autant de fois que nécessaire.

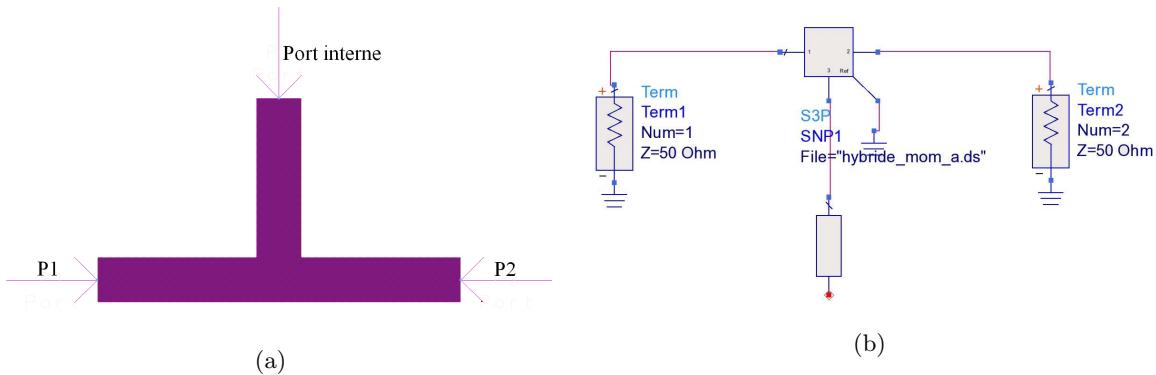


FIGURE 2.31 – Exemple de ports internes en bout de stub (a) et circuit hybride (b)

Lorsque la complexité du circuit l'exige, cette méthode hybride offre de bons résultats sur une simulation EM déjà aboutie. Elle est donc à 95% électromagnétique (la simulation EM est intégrée dans un boîte de paramètres S) et les compensations résiduelles sont donc réalisées au niveau circuit. Son intérêt est avéré lorsque les dispositifs passifs possèdent des stubs ou des lignes pouvant être modifiés facilement (longueur) mais elle montre ses limites dans le cas de lignes couplées ou stubs en court-circuit. En effet, dans ces deux derniers cas, la géométrie de ces lignes ne permet pas la connexion de ports internes sur le masque.

### 2.5.3 Flot de conception micro-onde optimisé

#### 2.5.3.1 Bilan et apport du flot optimisé en conception micro-onde

Ces trois outils de simulation n'ont qu'une seule vocation : simplifier le flot de conception global et réduire la phase de réglage EM, en particulier. Selon le niveau de complexité du(s) circuit(s) à réaliser, le concepteur peut utiliser un, deux, voire trois de ces outils. Il est clair que les deux premiers outils (modélisation des discontinuités) apportent un gain énorme en réduisant, voire supprimant la phase de réglage EM. En effet, si les modèles sont définis suffisamment finement, la réponse EM devrait être très proche de la réponse circuit, voire superposée. Dans ce cas, le réglage EM n'a plus lieu d'être et le réglage ne se fait plus qu'au niveau circuit, grâce à tous les outils de réglage et d'optimisation courants. Cette modélisation ne prend cependant pas en compte les couplages entre lignes d'un circuit. Les différences résiduelles entre simulations circuit et EM peuvent donc être imputables à ces couplages fortuits. Il faut cependant noter que nous travaillons en technologie triplaqué pour laquelle les couplages sont faibles. Il en serait autrement avec une technologie de type microruban pour laquelle il y a autant de problèmes de couplages que de discontinuités. Un exemple sera donné dans la partie 2.5.2.2.

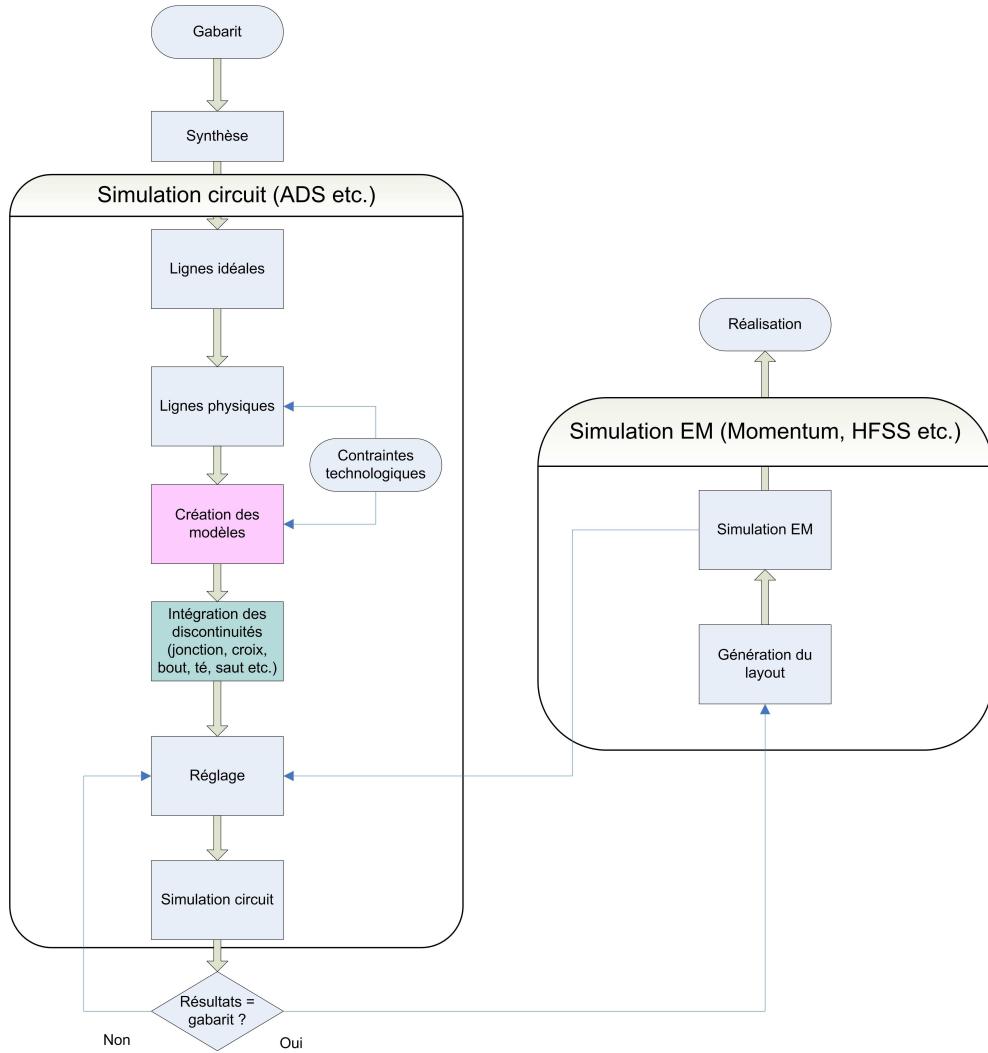


FIGURE 2.32 – Flot de conception hyperfréquence optimisé

De plus, si l'on tente de redéfinir un flot de conception, une étape de modélisation apparaît et l'étape réglage EM disparaît du bloc simulation EM. Une flèche apparaissant entre simulation EM et réglage circuit représente l'éventuel réglage hybride multiports. Le flot optimisé est présenté à la figure 2.32. Enfin, les contraintes technologiques étaient initialement intégrées à deux niveaux de simulation différents du flot (intégration des discontinuités et réglage EM). Désormais, ils n'interviennent uniquement qu'au niveau de la simulation circuit, simplifiant largement ce flot.

## 2.6 Conclusion

Après avoir présenté les spécifications électriques, technologiques ainsi que les contraintes de fabrication de notre étude, une pré-étude a permis de proposer une architecture particulière pour décomposer le spectre incident en 16 canaux contigus. L'architecture proposée ici se base sur quelques configurations planaires existantes mais se démarque des autres par sa flexibilité et sa modularité. Bien que chacun des blocs élémentaires n'utilise pas de filtres contigus, cette architecture permet la contiguïté de l'ensemble des 16 canaux et de reconstituer l'ensemble du spectre, ce qui minimise les pertes d'information.

Dans un deuxième temps, nous avons expérimenté l'application d'une méthode de conception des multiplexeurs basée sur la synthèse de Rhodes et Levy, et appliquée à des exemples répondant aux spécifications électriques de l'étude. Cette méthode est efficace sur des applications faible bande mais a clairement montré ses limites quant au nombre de canaux connectés, l'écart fréquentiel ainsi que la largeur de bande de ces canaux. Dans le cas de notre application, il semble que ces limites soient atteintes et que le gain de cette synthèse soit trop limité pour que nous puissions l'appliquer.

L'architecture du multiplexeur étant désormais figée, les contraintes de conception sont donc reportées sur les sous-systèmes (duplexeurs, quadriplexeur BF, quadriplexeur HF). Ces contraintes étant très fortes et la technologie de conception particulière, la nécessité de définir un flot de conception et des outils d'aide à la simulation est nécessaire. Ce chapitre a également été consacré à l'amélioration du flot de conception classique des circuits hyperfréquences complexes. En effet, nous avons montré la nécessité d'une très bonne modélisation des éléments de transmission afin de simplifier au maximum la conception de ces dispositifs. Les outils MC, AMC et le réglage hybride s'intègrent donc dans le flot de conception. La pertinence et l'acuité de ces modèles ont été éprouvées sur un exemple concret de filtrage.

## Bibliographie

- [1] S.B. Cohn. Characteristic Impedance of the Shielded-Strip Transmission Line. *Microwave Theory and Techniques, Transactions of the IRE Professional Group on*, 2(2) :52 –57, juil. 1954.
- [2] G. Qu W. Menzel, M. S. Tito. Quasi-Lumped Element Suspended Stripline Filters for Integration into Microstrip Circuits . *IEEE Yugoslav society for Microwave Theory and Technique*, juin 2007.
- [3] D. M. Pozar. *Microwave Engineering*. Addison-Wesley, 1993.
- [4] J.-C.S. Chieh and Anh-Vu Pham. Development of a broadband Wilkinson power combiner on Liquid Crystal Polymer. In *IEEE Asia Pacific Microwave Conference*, pages 2068 –2071, 2009.
- [5] S.W. Wong and L. Zhu. Ultra-wideband power dividers with good isolation and improved sharp roll-off skirt. *IET Microwaves, Antennas Propagation*, 3(8) :1157 –1163, dec. 2009.
- [6] Xing-Ping Ou and Qing-Xin Chu. A modified two-section UWB Wilkinson power divider. In *International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*, volume 3, avril 2008.
- [7] J. Lange. Interdigitated Stripline Quadrature Hybrid (Correspondence). *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 17(12) :1150 – 1151, dec. 1969.
- [8] Adonis Bikiny. *Contribution à la mise en place de nouvelles architectures RF intégrées en technologies multicouches dans un contexte spatial*. Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale, 2009.
- [9] J. Rogers and R. Bhatia. A 6 to 20 GHz planar balun using a Wilkinson divider and Lange couplers. In *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, volume 2, pages 865 –868, oct. 1991.
- [10] P. HardCastle. Fully reconfigurable 8-channel 2-18GHz broadband switched multiplexer. In *IEEE 36th European Microwave Conference*, sept. 2006.
- [11] Alexandre Manchec. *Définition de nouvelles solutions de filtrage en technologie plaquée*. Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale, 2006.

- [12] Yann Clavet. *Définition de solutions de filtrage planaires et multicouches pour les nouvelles générations de satellites de télécommunications*. Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale, 2006.
- [13] J. David Rhodes and Ralph Levy. Design of General Manifold Multiplexer. *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, 27(2), fev. 1979.
- [14] J. David Rhodes and Ralph Levy. A Generalized Multiplexer Theory. *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, 27(2), fev. 1979.
- [15] J. David Rhodes. Direct design of symmetrical interacting bandpass channel diplexers. *IEE Journal of Microwaves, Optics and Acoustics*, 1(1) :34–40, sept. 1976.
- [16] J. L. Haine and J. David Rhodes. Direct design formulas for asymmetrical bandpass channel diplexers. *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, 25 :807–813, oct. 1977.
- [17] Gérard Tanné. *Conception et réalisation de multiplexeurs microondes à canaux adjacents*. Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale, 1994.
- [18] Stéphane Cadiou, Cédric Quendo, Benjamin Potelon, Eric Rius, Jean-François Favennec, Rémi Ségalen, and Françoise Mahé. Tools for Microwave Filters Design. Application to Planar Multiplexers. In *ESA/CNES International Workshop on Microwave Filters*, nov. 2009.
- [19] Stéphane Cadiou. Documentation technique : Tutoriel sur la création de modèles de discontinuités sous ADS/Momentum avec les outils Model Composer et Advanced Model Composer, 2010.
- [20] Agilent Technologies. ADS 2008U2 User's Manual, 2008.

## Chapitre 3

# Conception d'un multiplexeur planaire à 16 canaux dans la bande 2-18GHz

### Sommaire

---

<b>3.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>104</b>
<b>3.2</b>	<b>Application du flot de conception au multiplexeur</b>	<b>105</b>
3.2.1	Conception des duplexeurs large bande	105
3.2.2	Conception des quadriplexeurs HF	126
3.2.3	Conception des quadriplexeurs BF	139
3.2.4	Assemblage de sous-blocs de l'architecture	153
<b>3.3</b>	<b>Conclusion</b>	<b>156</b>
	<b>Bibliographie</b>	<b>157</b>

---



### 3.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons montré que la mise à disposition de modèles fiables, notamment pour les discontinuités, permettait de faciliter la tâche du concepteur de dispositifs passifs hyperfréquences. Ceci est d'autant plus important que le circuit à concevoir est complexe. C'est bien entendu le cas ici, puisqu'il s'agit de multiplexeurs. Nous allons donc dans cette partie étudier la faisabilité de conception d'un multiplexeur, répondant aux spécifications électriques présentées ci-avant et dont l'architecture est celle proposée au 2.4.2. Les trois axes d'étude liés à cette configuration concernent les duplexeurs pair et impair, les quadriplexeurs BF et les quadriplexeurs HF. Chacune de ces sous-parties possède des caractéristiques électriques propres en termes de réjections, largeurs de bande, pertes ou d'encombrement ce qui implique alors à chaque fois, de choisir ou définir des topologies propres.

Ce chapitre présente respectivement les études menées sur chacun de ces composants élémentaires. A chaque fois, une étude topologique est d'abord réalisée et les éléments de la synthèse associée sont proposés. Enfin, nous présentons les résultats de simulation et les éventuels résultats de mesure de ces structures.

Pour mémoire, nous rappelons l'architecture du multiplexeur proposé, en détaillant les différents sous-blocs ainsi que les numéros de chaque canal.

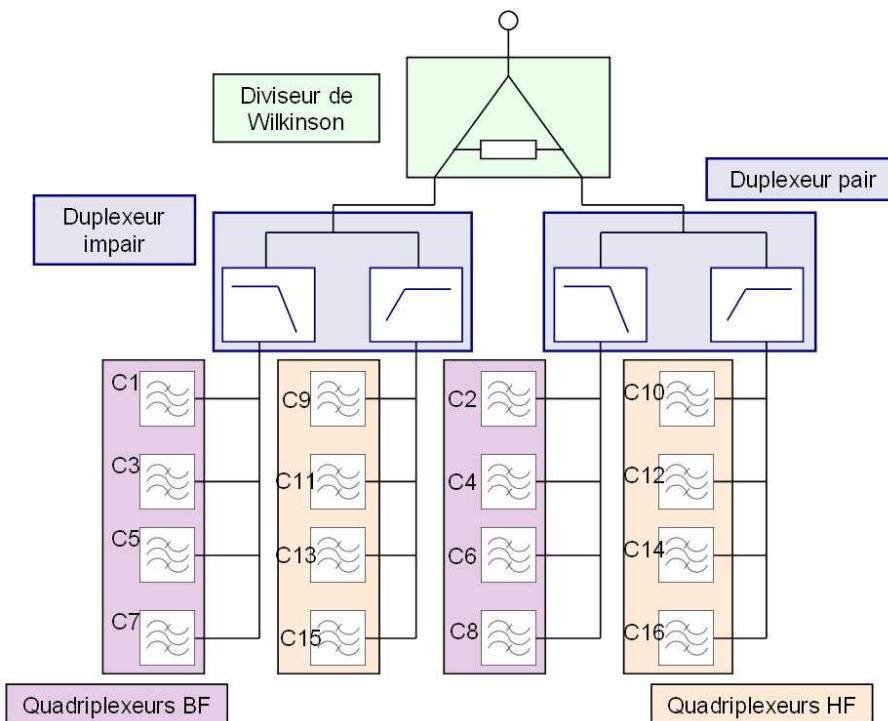


FIGURE 3.1 – Architecture proposée et sous-blocs

## 3.2 Application du flot de conception au multiplexeur

### 3.2.1 Conception des duplexeurs large bande

Cette partie aborde la conception des duplexeurs large bande. Nous l'avons vu précédemment, les deux circuits sont quasiment identiques dans le sens où ils sont uniquement décalés fréquentiellement de 1GHz. Nous allons donc nous intéresser à la conception d'un seul de ces composants, le second s'en déduira par décalage fréquentiel. Nous nous intéresserons, dans un premier temps, à la topologie des filtres utilisés puis à la connexion du duplexeur. Nous développons à cette occasion la synthèse associée à la topologie originale choisie, puis nous présentons le masque et les résultats de simulations EM. Enfin, une mesure confirme les performances de cette topologie.

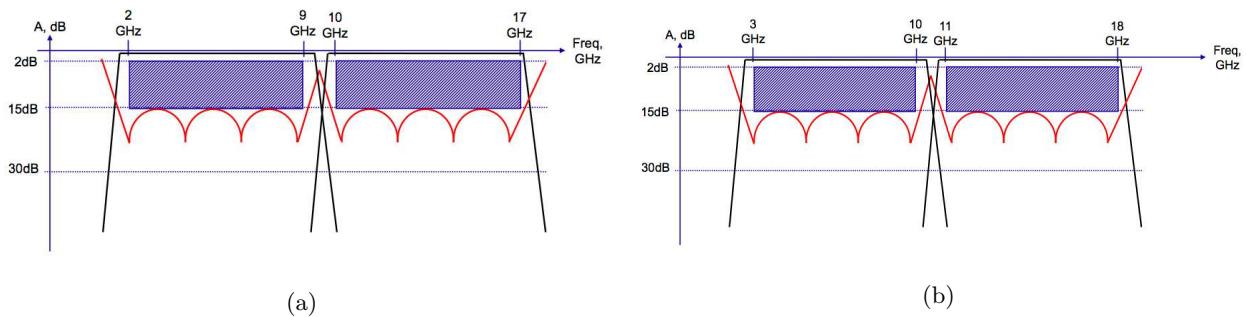


FIGURE 3.2 – Gabarit des duplexeurs large bande impair (2-17GHz) et pair (3-18GHz)

#### 3.2.1.1 Choix de la topologie de filtres

Le cahier des charges nous impose de concevoir deux duplexeurs dans les gammes de fréquences 2-17 et 3-18GHz, avec pour fréquences de recoupe, 9.5 et 10.5GHz, respectivement (voir gabarit à la figure 3.2). Le choix d'une topologie se fait en fonction des rapports de bande des filtres composant le duplexeur (cf. tableau 3.1). Pour les filtres BF, une topologie très large bande devra donc être privilégiée. Ils sont très proches du standard Ultra Wide Band (3.1-10.6GHz) et une topologie répondant à ce standard pourra être éventuellement utilisée. S'agissant des filtres HF (10-17 et 11-18GHz), nous pourrons utiliser des topologies large bande classique. Nous étudierons donc les filtres HF et BF séparément.

Paramètres	Dpx1 BF	Dpx1 HF	Dpx2 BF	Dpx2 HF
Bande passante (GHz)	2-9	10-17	3-10	11-18
Largeur de bande relative (%)	127	52	107	48

TABLE 3.1 – Bandes passantes et largeurs de bande relatives des duplexeurs

- Filtre HF :

L'étude du filtre HF se révèle plus simple au regard de sa largeur de bande qui est plus modérée ( $\approx 50\%$ ) et pour laquelle plusieurs topologies peuvent convenir. La figure suivante propose la réponse simulée de différentes topologies : stubs CC (a), lignes couplées (b), lignes couplées avec stub CO (c) ou encore localisée (d). Chacune d'elles possède ses avantages/inconvénients (zéros de transmission, réjections, remontées etc.). En particulier nous remarquons que la topologie à lignes couplées est un peu plus faible bande que les autres et que celle à stubs CC peut être difficile à réaliser en pratique. Il peut y avoir en effet des problèmes de sensibilités liés aux tolérances technologiques sur le positionnement des retours de masse (vias). De plus, ce dernier apporte des court-circuits parallèle aux fréquences des zéros, ce qui n'est pas véritablement pertinent dans une application de type duplexeur. Le filtre utilisant une combinaison lignes couplées/stub CO possède, quant à lui, une réponse électrique intéressante car elle permet de positionner des zéros de transmission au voisinage de la bande passante, de part et d'autre de celle-ci. De plus, ce filtre d'ordre 7 permet d'obtenir des performances comparables à des filtres d'ordres bien supérieurs.

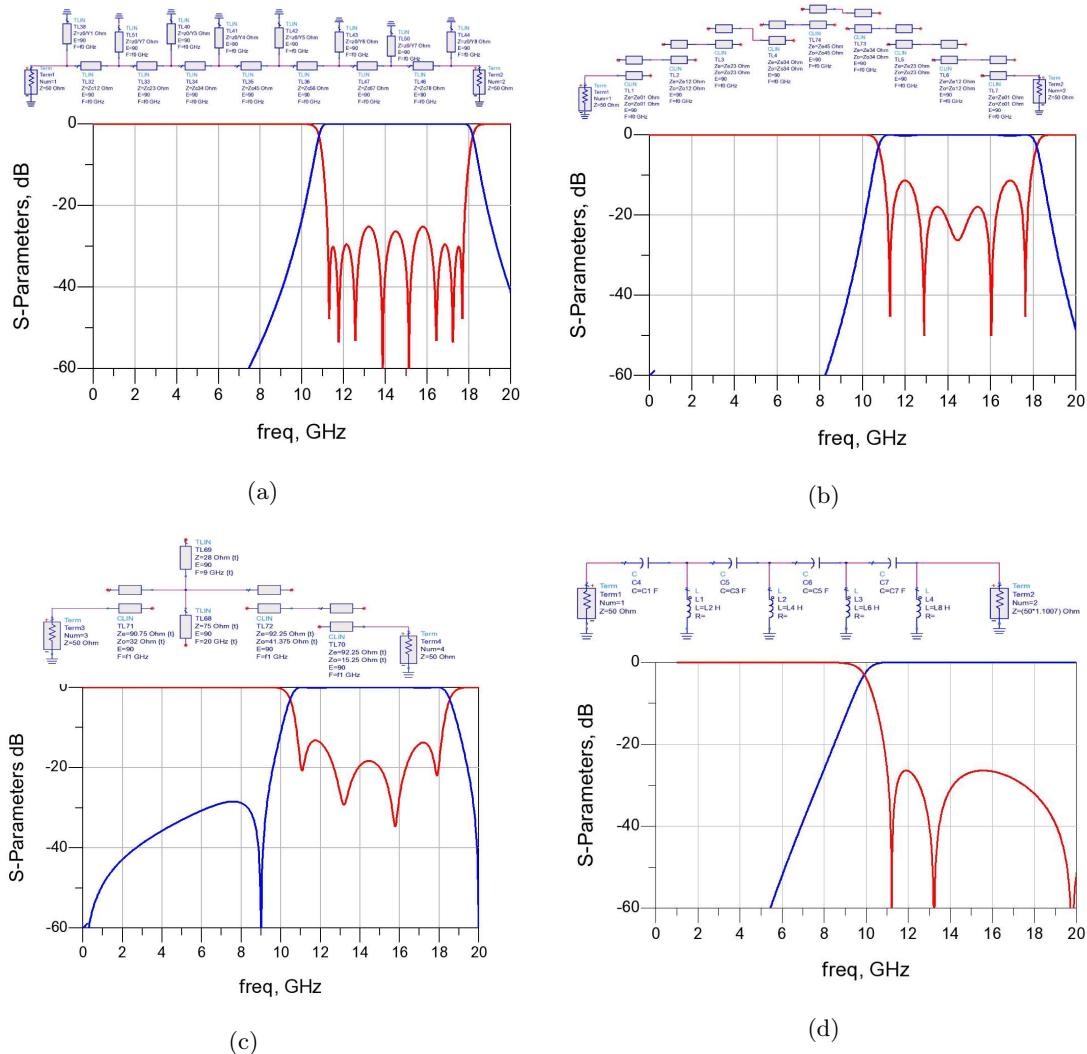


FIGURE 3.3 – Schéma et réponse de différentes topologies de filtres passe-haut

- Filtre BF :

Pour réaliser un filtre avec une largeur de bande relative aussi importante (supérieure à 100%), il faut utiliser des topologies très large bande voire celles utilisées dans les applications UWB. Ce nouveau standard mis en place depuis 2002 par la FCC [1] utilise la bande 3.1-10.6GHz, très proche des bandes basses du duplexeur à concevoir. Etudions donc dans quelles mesures les topologies de filtres UWB sont compatibles avec notre besoin. Ces cinq dernières années, de nombreux travaux ont été et sont toujours consacrés aux nouvelles topologies planaires dédiées à la bande UWB. On peut raisonnablement établir une liste de quatre grandes familles de filtres pour ce type d'application : les combinaisons passe-bas/passe haut [2-4], les filtres à stubs en court-circuit [5, 6], les filtres à lignes couplées (avec stubs CO additionnels) [7, 8] et enfin une topologie maintenant très répandue basée sur des résonateurs multi-modes (MMR) [9-12].

### 3.2.1.2 Synthèse des filtres

Toutes les topologies de filtres UWB présentées ci-avant sont évidemment applicables dans notre cas mais, notre objectif ici est de trouver une topologie qui soit la plus flexible possible (dont la synthèse possède un maximum de degrés de liberté) et qui puisse éventuellement être utilisable à la fois pour les filtres BF et HF. Nous avons donc entériné le choix d'une topologie originale. Elle se rapproche assez de celles à MMR, et à lignes couplées mais elle est basée sur une association originale de résonateurs série et de résonateurs parallèle. Nous l'appellerons dans la suite du manuscrit, le filtre "flèche". Le schéma électrique et l'équivalent en lignes de transmission d'un filtre en flèche d'ordre 5 sont donnés à la figure suivante.

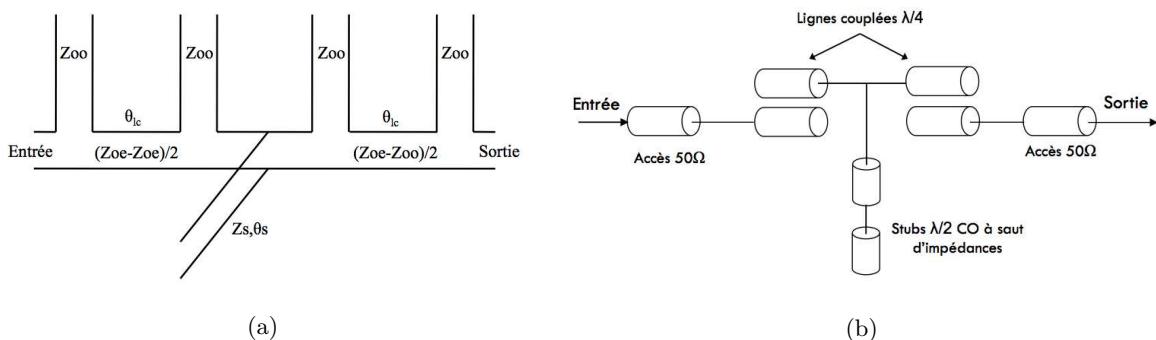


FIGURE 3.4 – Topologie à stubs série/parallèle (ordre 5) et son équivalent en lignes de transmission

De manière très générale, les synthèses de filtres planaires peuvent se faire de deux manières différentes : soit par la méthode des matrices de couplage soit par la méthode du paramètre de pente. La première méthode est adaptée aux filtres localisés et notamment dans le cadre de filtres en guides d'onde. Or, dans le cadre de notre étude, nous travaillons sur des synthèses distribuées ainsi que sur de larges bandes de fréquences, c'est la raison pour laquelle nous utiliserons la deuxième méthode, bien plus adaptée à ce type de problématique. Dans la topologie flèche, les résonateurs série sont représentés par des lignes couplées quart d'onde et le résonateur parallèle par un stub

demi-onde en circuit-ouvert. Pour un ordre donné (ici  $n=5$ ), cette topologie flèche présente un gain en encombrement très important vis à vis de structures traditionnelles (filtre à lignes couplées seules, par exemple). L'intérêt de cette topologie est qu'elle peut, de par ses propriétés, s'appliquer aussi bien pour le filtre BF que celui en HF, car elle permet de concevoir des filtres ayant des rapports de bande moyens et élevés. De plus, il est possible d'optimiser cette topologie en ajoutant, par exemple, un saut d'impédances sur le stub parallèle pour mieux contrôler la position des zéros. On peut également augmenter l'ordre du filtre ou encore ajouter des stubs parallèle en E/S du filtre pour améliorer les niveaux de réjections.

### 3.2.1.2.1 Synthèse du filtre d'ordre 5

Dans cette partie, nous présentons la technique de synthèse choisie pour ce filtre original. Cette synthèse est basée sur celle d'un filtre à stubs série où des équivalences entre stubs parallèle ou lignes couplées sont appliquées. D'autre part, on préconise une synthèse particulière pour le saut d'impédances du stub parallèle central. Il existe quelques travaux, [13–15], fournissant des éléments partiels de synthèse de structures analogues. Notre objectif ici est de présenter la synthèse la plus complète possible. Matthaei propose dans [16], la synthèse d'un filtre à stubs série (détaillée dans l'annexe C). Cependant, elle possède quelques contraintes exposées ci-dessous :

- Elle intègre déjà une correction large bande : c'est une correction mathématique permettant de compenser la sélectivité des inverseurs et de concevoir des filtres à largeur de bande élevée
- Elle ne possède qu'un seul degré de liberté  $d$  pour l'ensemble du filtre, ne permettant pas d'offrir toute la souplesse possible notamment pour fixer un niveau d'impédance
- Les inverseurs d'entrée/sortie du filtre ont été supprimés et leur absence est compensée mathématiquement dans les inverseurs adjacents

Toutes les compensations ou contraintes évoquées ici sont autant de verrous à lever afin de pouvoir utiliser une synthèse vierge. Pour s'affranchir le plus possible de ces contraintes, nous proposons donc ici une nouvelle synthèse de base d'un filtre à stubs série. Contrairement à la synthèse développée par Matthaei, cette synthèse est exempte de toute compensation et chaque stub possède ici son propre paramètre de pente  $x_j$ , il y a donc autant de degrés de liberté qu'il y a de stubs dans le filtre. Ces degrés de liberté permettent le cas échéant de modifier la gamme d'impédance du filtre sans modifier sa réponse électrique, et ce pour s'adapter aux contraintes technologiques de fabrication qui peuvent être différentes suivant la technologie d'implémentation.

L'intérêt d'une synthèse de base est que nous pouvons lui appliquer toutes les modifications possibles afin d'obtenir le filtre souhaité. La démarche de synthèse présentée ici s'articule autour des étapes suivantes :

- Détermination de la synthèse de base d'un filtre à stubs série

- Calcul de l'impédance caractéristique du stub central parallèle
- Calcul de la compensation large bande
- Equivalence Lignes Couplées - stubs série
- Synthèse des sauts d'impédances
- Détermination de la synthèse de base d'un filtre à stubs série

Nous définissons ici les impédances caractéristiques des stubs puis celles des inverseurs qui constituent ce filtre. La topologie est présentée à la figure suivante. Les valeurs des impédances caractéristiques des inverseurs sont données ci-dessous :

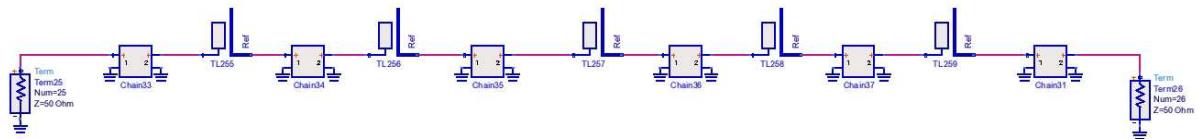


FIGURE 3.5 – Filtre à stubs série d'ordre 5

$$Z_{j,j+1} = Z_0 K_{j,j+1} \quad (3.1)$$

avec

$$\left\{ \begin{array}{l} K_{0,1} = \sqrt{\frac{r_a x_1 w}{g_0 g_1 w_1}} \\ K_{j,j+1} = \frac{w}{w_1} \sqrt{\frac{x_j x_{j+1}}{g_j g_{j+1}}} \\ K_{n,n+1} = \sqrt{\frac{r_b x_n w}{g_n g_{n+1} w_1}} \end{array} \right.$$

$r_a$  : impédance de source

$r_b$  : impédance de charge

$g_k$  : coefficients de Tchebysheff

$w$  : bande passante relative (%)

$w_1 = 1 \text{ rad.s}^{-1}$  : pulsation du passe-bas normalisé

$x_j$  : paramètre de pente de chaque résonateur

Les impédances caractéristiques des stubs série sont définies ci-dessous. Cette valeur est déterminée par calcul du paramètre de pente (en impédance)  $x_j$  d'un tronçon d'impédance caractéristique  $Z_j$  et d'impédance ramenée  $Z_{r_j} = -j \frac{Z_j}{\tan \theta_j}$ . Il en découle la valeur de  $Z_j$  en fonction du paramètre de pente :

$$Z_j = \frac{4x_j}{\pi} \quad (3.2)$$

La figure suivante présente la réponse du filtre à stubs série de fréquence centrale à 10GHz ayant une bande relative de 25%.

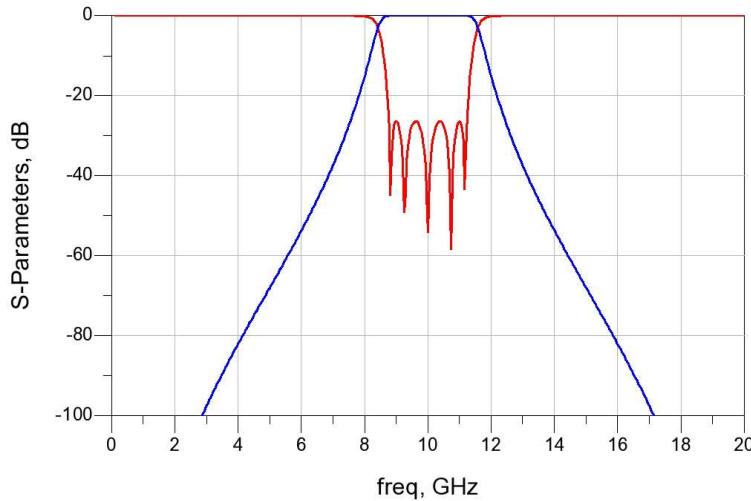


FIGURE 3.6 – Réponse d'un filtre à stubs série d'ordre 5

La courbe de ce filtre se superpose parfaitement à celle issue de la synthèse de Matthaei. Elles sont donc identiques mais celle présentée ici possède un nombre plus important de degrés de liberté. Il s'agit maintenant d'effectuer les diverses transformations topologiques afin d'obtenir la synthèse du filtre final à partir d'une topologie à base de lignes couplées. Le détail des calculs présentés ici est disponible en annexe C.

De plus, nous utilisons à diverses reprises l'impédance image des circuits dont nous rappelons brièvement la définition. Si nous prenons un quadripôle quelconque, sa matrice ABCD est celle présentée ci-dessous. Dans le cas général, l'expression de l'impédance image  $Z_{im}$  est donnée par :

$$ABCD = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \quad Z_{im}^2 = \frac{A \cdot B}{C \cdot D} \quad (3.3)$$

Lorsque ce quadripôle est symétrique,  $A = D$  et la matrice ainsi que l'expression de l'impédance image se simplifient. Cette notion d'impédance image permet, en une seule expression, de réunir l'ensemble des informations apportées par la matrice chaîne. Le nombre d'équations est donc minimisé. Nous utiliserons donc cette grandeur pour établir les expressions de la synthèse.

- Calcul de l'impédance caractéristique du stub central parallèle  $Z_{stub}$  :

Pour déterminer la valeur de l'impédance du stub parallèle équivalent, nous calculons les matrices ABCD de chacune des structures présentées à la figure 3.7.

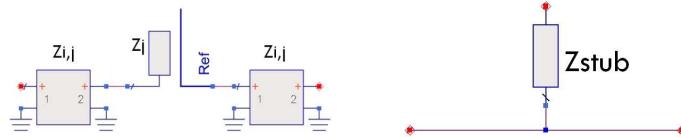


FIGURE 3.7 – Equivalence stub série/ stub parallèle

L'identification terme à terme de ces deux matrices nous donne la valeur de l'impédance caractéristique  $Z_{stub}$  :

$$Z_{stub} = \frac{2Z_{i,j}^2}{Z_j} \frac{1 + \tan 2\theta^2}{1 + \cot \theta^2} \quad \text{avec} \quad \theta = \left(1 - \frac{w}{4}\right) \frac{\pi}{2} \quad (w = \text{rapport de bande}) \quad (3.4)$$

Le bloc central peut donc être substitué par un stub demi-onde parallèle dont l'impédance caractéristique est définie ci-dessus. Le nouveau filtre et sa réponse électrique sont présentés aux figures suivantes. On remarque l'apparition de zéros de transmission apportés par le stub central, positionnés symétriquement à  $\frac{f_0}{2}$  et  $\frac{3f_0}{2}$  (pour ceux qui sont visibles, les suivants étant positionnés tous les  $\frac{k \cdot f_0}{2}$ , k impair). Les réjections du filtre sont donc améliorées, par la présence de zéros.

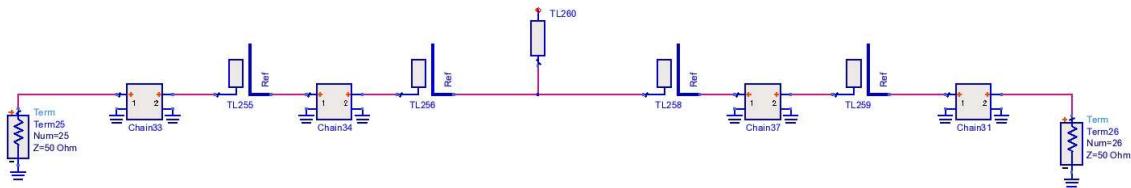


FIGURE 3.8 – Filtre à stubs série et stub parallèle

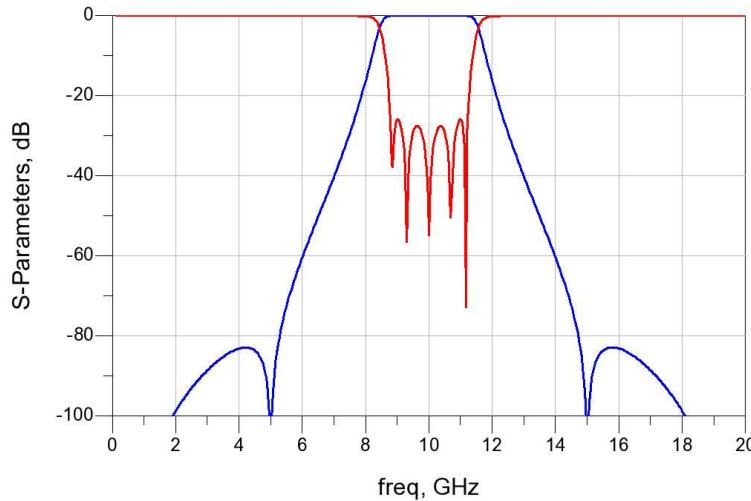


FIGURE 3.9 – Réponse d'un filtre à stubs série et stub parallèle

- Calcul des impédances compensées large bande :

Dans les étapes précédentes de la synthèse, les inverseurs étaient modélisés simplement par des matrices idéales de couplage. Cependant le passage de ces matrices aux lignes de transmission idéales implique une dégradation de la bande passante et de l'adaptation du filtre. En effet, c'est la sélectivité (dépendance en fréquence) de l'inverseur en ligne idéale qui impacte fortement la réponse et qui doit donc être compensée par ailleurs. Les deux figures suivantes présentent la topologie et la réponse du filtre précédent dans lequel les matrices de couplage ont été remplacées par des lignes de transmission idéales. On voit clairement une dégradation du paramètre  $S_{11}$  et un rétrécissement de la bande passante.

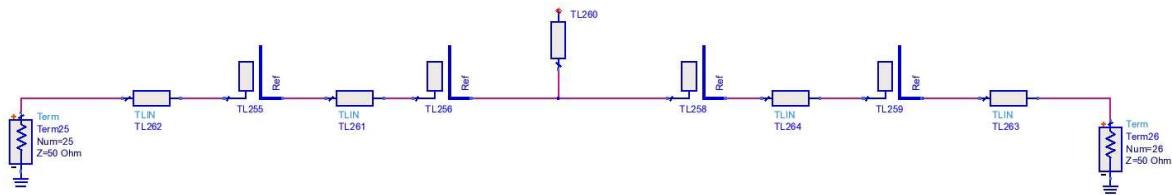


FIGURE 3.10 – Filtre avec inverseurs réels

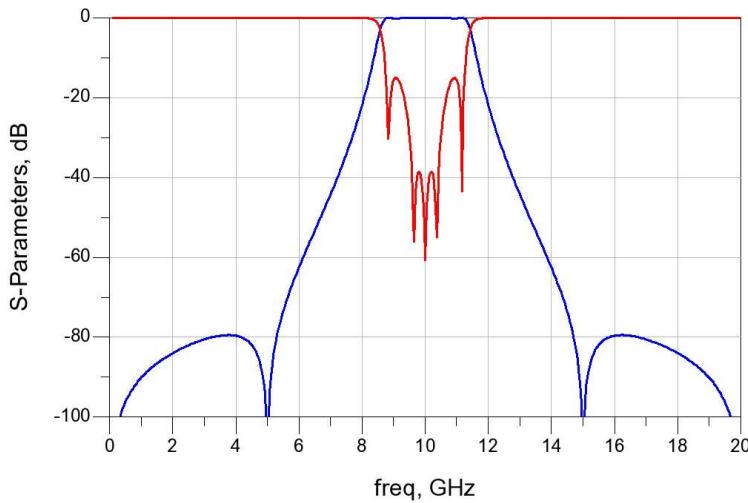


FIGURE 3.11 – Réponse d'un filtre avec inverseurs réels

De manière analogue à ce qui a été fait précédemment, nous allons utiliser la méthode des impédances images afin de compenser cette sélectivité en modifiant les valeurs des impédances caractéristiques des stubs série. L'élément d'étude est présenté à la figure suivante, avec un inverseur sous la forme de matrice (a) et sous la forme de ligne idéale (b).

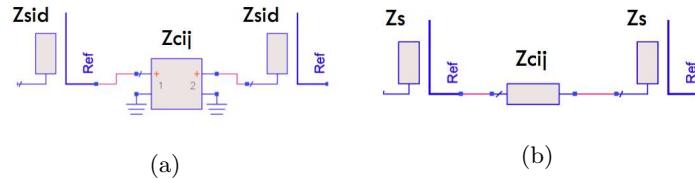


FIGURE 3.12 – Structure avec inverseur matriciel (a) et sous forme de ligne idéale (b)

Après calcul et égalisation des impédances images, la nouvelle impédance des stubs série  $Z_s$  est donnée par l'équation 3.5. Cette modification permet donc d'élargir la bande passante du filtre et de retrouver celle initialement spécifiée (25% ici). Ces valeurs se substituent donc aux valeurs initiales des impédances caractéristiques de stub. La réponse du filtre avec ces nouvelles impédances caractéristiques est présentée à la figure 3.13

$$Z_s = -Z_{c_{i,j}} + \sqrt{Z_{c_{i,j}}^2 + Z_{sid}^2} \quad (3.5)$$

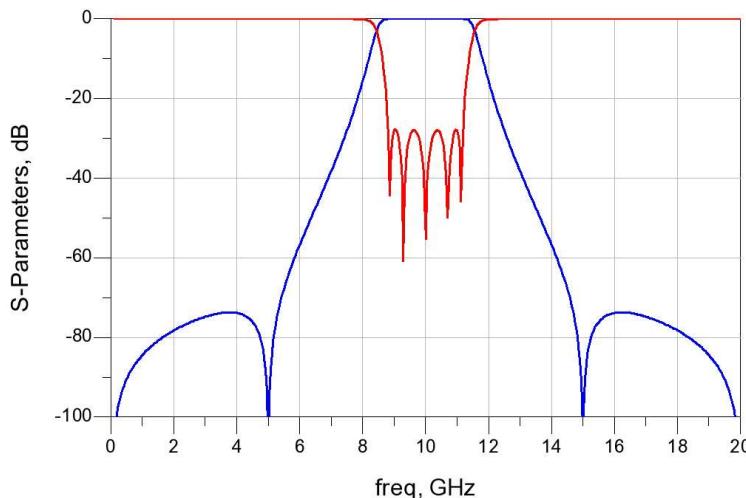


FIGURE 3.13 – Réponse d'un filtre après compensation large bande

- Equivalence lignes couplées - stubs série :

Après avoir compensé la dépendance en fréquence des inverseurs, les lignes couplées doivent être intégrées à la structure du filtre. G. L. Matthaei donne une équivalence entre un tronçon de lignes couplées quart-d'onde et l'ensemble stub série/inverseur/stub série (cf. figure 3.14). On en déduit alors facilement la relation donnant les impédances des modes pair et impair,  $Z_{oe}$  et  $Z_{oo}$ , en fonction des éléments de la synthèse initiale (voir équations (3.6) et (3.7)).

$$Z_{oo} = Z_{stub} \quad (3.6)$$

$$Z_{oe} = Z_{stub} + 2 \cdot Z_{c_{i,j}} \quad (3.7)$$

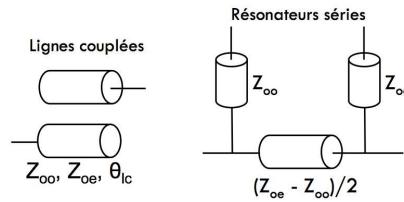


FIGURE 3.14 – Equivalence lignes couplées/ stubs série selon Matthaei

Les figures suivantes présentent le schéma et la réponse électrique du filtre final à lignes couplées et stub parallèle.

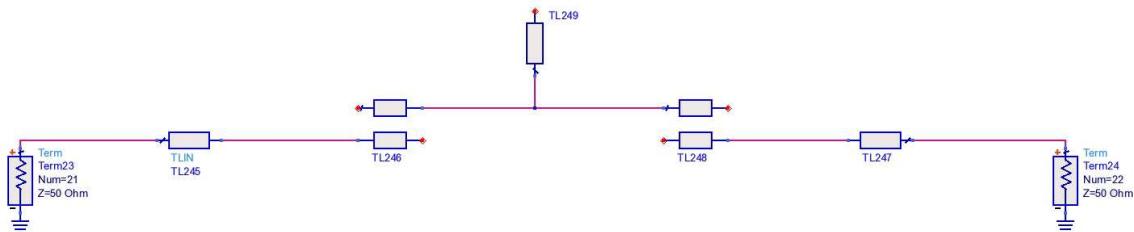


FIGURE 3.15 – Filtre avec lignes couplées et stub CO

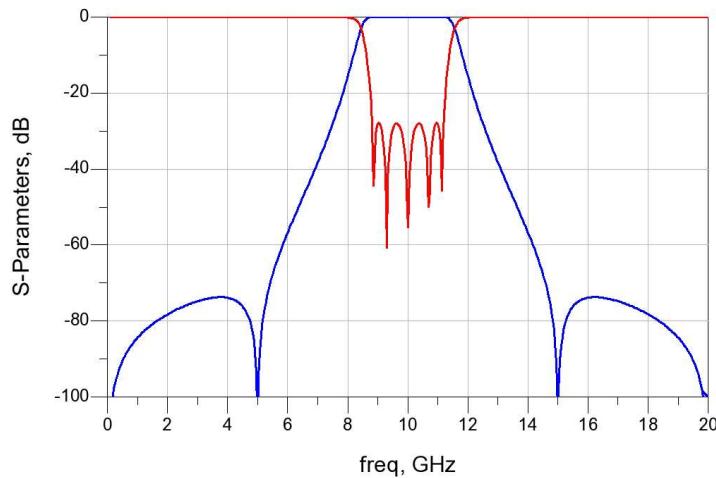


FIGURE 3.16 – Réponse d'un filtre avec lignes couplées et stub CO

*Remarque :* L'équivalence proposée est valable lorsque les stubs série sont identiques, c'est à dire une structure à stubs série symétriques. Pour assurer cette symétrie, un des paramètres de pente d'un résonateur doit être fixé, ce qui réduit donc le nombre de degrés de liberté. Une structure non symétrique est évidemment envisageable et tous les paramètres de pente restent libres. Mais dans ce cas, on ne peut plus appliquer le formalisme des modes pair et impair, mais celui des modes C et  $\pi$ , ce qui est beaucoup plus complexe. Il n'existe pas de modèles de lignes couplées idéales asymétriques sous ADS, mais cela reste tout à fait réalisable. D'autre part, si l'on veut être adapté à  $50\Omega$  en entrée/sortie (premier inverseur), il faut fixer  $x_1$ .

- Calcul des valeurs des sauts d'impédances du stub central ( $Z_{stub}$ )

La synthèse est à présent aboutie mais il est possible d'ajouter un degré de liberté supplémentaire. En effet, dans la synthèse actuelle, la position des zéros est conditionnée par la fréquence centrale du filtre et elle ne peut pas être contrôlée. Il est possible, en intégrant un (ou plusieurs) saut(s) d'impédances, de contrôler la position des zéros indépendamment de la fréquence de résonance globale du stub. Selon le nombre de sauts et de paramètres que l'on se fixe, la position des zéros pourra être contrôlée de manière symétrique ou non par rapport à la bande passante. Les équations qui régissent le saut d'impédances ainsi que les impédances caractéristiques des stubs de chacun des tronçons du stub sont détaillées en annexe C.

Nous nous plaçons dans le cas d'une ligne à un saut d'impédances. Il faut donc chercher les valeurs des impédances caractéristiques des deux tronçons de lignes du stub central,  $Z_{stub1}$  et  $Z_{stub2}$ , ainsi que son paramètre de pente en admittance,  $b$ . Les équations nous permettant de déterminer ces grandeurs sont détaillées dans l'annexe C. Nous définissons  $\omega_{z1}$ , la fréquence basse du zéro de transmission à positionner. Les deux tronçons étant de longueurs identiques (quart d'onde), le positionnement des zéros se fera symétriquement par rapport à la bande. Pour rendre le positionnement asymétrique, il faudrait prendre deux longueurs différentes. De plus, il est aussi possible d'ajouter un segment supplémentaire (2 sauts d'impédances) afin de pouvoir conserver les longueurs identiques tout en bénéficiant du positionnement asymétrique des zéros de transmission de part et d'autre de la bande passante (voir en annexe C). En effet, des longueurs identiques simplifient les calculs.

$$Z_{stub1} = \frac{l\omega_0}{bc(-\cos 2\theta_0 + \cos 2\theta_1)} \quad (3.8)$$

$$Z_{stub2} = \frac{l\omega_0 \tan^2 \theta_1}{bc(-\cos 2\theta_0 + \cos 2\theta_1)} \quad (3.9)$$

$$b = \frac{l\omega_0}{2c} \frac{Z_3}{Z_{c23}^2} (1 + \tan^2 2\theta) \quad (3.10)$$

avec

$$\theta_0 = \frac{l\omega_0}{c}$$

$$\theta_1 = \frac{l\omega_{z1}}{c}$$

$$\theta = \frac{2l\omega_0}{c}$$

Les deux figures suivantes présentent respectivement le schéma et la réponse électrique du filtre à saut d'impédances. La réponse a été simulée dans un premier temps avec un zéro de transmission à  $\omega_{z1}=3\text{GHz}$  (zéro BF à gauche de sa position initiale) et  $\omega_{z1}=6\text{GHz}$  (zéro BF à droite de sa position initiale). On observe dans le deuxième cas, une moins bonne équi-ondulation de l'adaptation dans la bande. Ceci est dû à la trop grande proximité du zéro de la bande passante. Néanmoins, le filtre reste quand même relativement bien adapté.

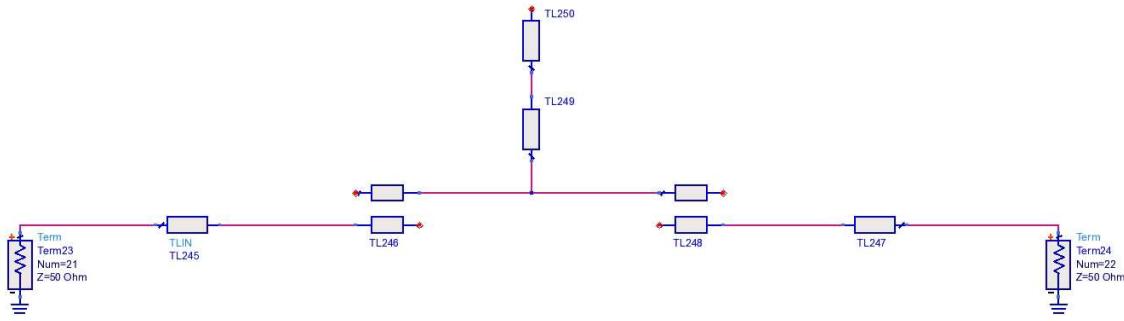
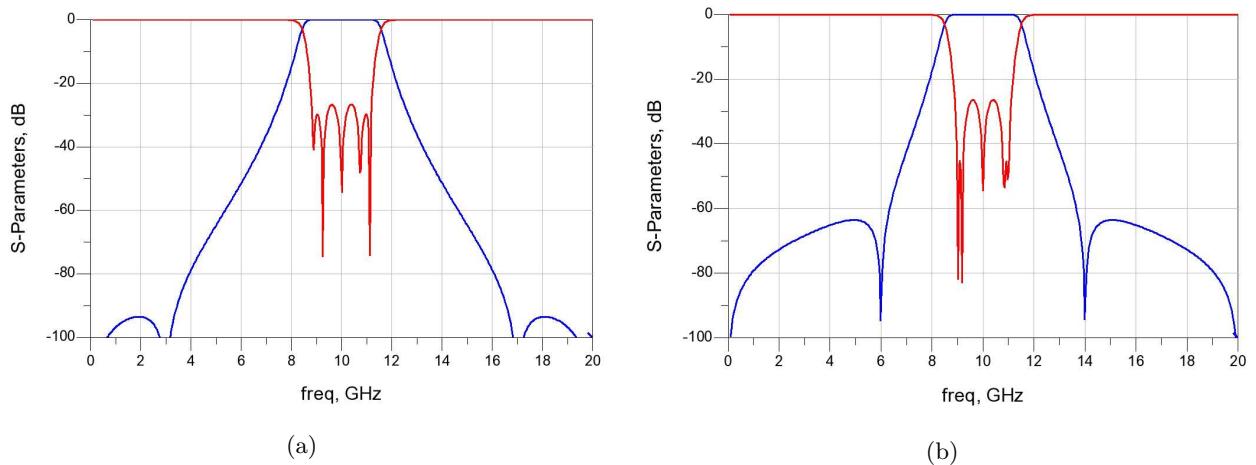


FIGURE 3.17 – Filtre flèche avec saut d’impédances

FIGURE 3.18 – Réponse du filtre flèche avec saut d’impédances ( $\omega_{z1}=3$ GHz (a) et  $\omega_{z1}=6$ GHz (b))

### 3.2.1.2.2 Synthèse du filtre d’ordre 11

Après avoir développé la synthèse à l’ordre 5, nous allons présenter une version de cette synthèse à l’ordre 11. La démarche est assez similaire à la précédente mais elle possède plus de degrés de liberté. La topologie à l’ordre 11 ainsi que son équivalent en lignes de transmission sont donnés à la figure 3.19. Il faut noter que dans ce cas, les deux stubs parallèle apportent chacun un zéro de transmission différent et l’ajout de sauts d’impédances permettra de contrôler deux zéros de part et d’autre de la bande et ainsi d’améliorer les réjections du filtre. La synthèse initiale d’un filtre à stubs série telle que celle développée dans les équations (3.1) et (3.2) est toujours la base du développement de la synthèse du filtre flèche. Le schéma du filtre à l’ordre 11 (avec inverseurs en matrice chaîne), ainsi que sa réponse électrique, sont présentés aux figures 3.20 et 3.21.

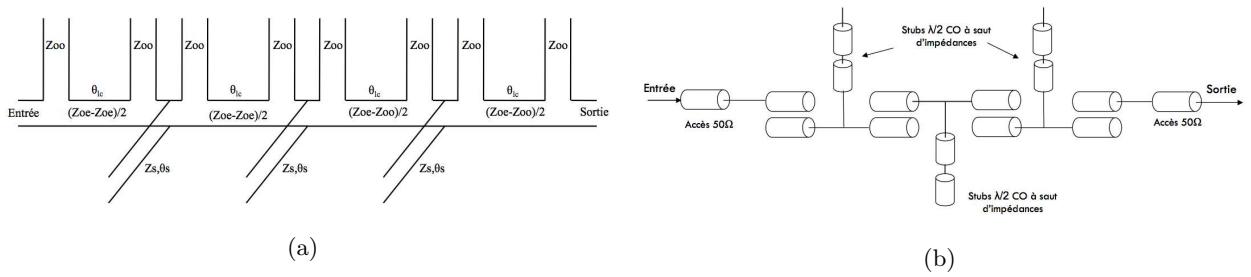


FIGURE 3.19 – Topologie du filtre flèche d'ordre 11 et son équivalent en lignes de transmission

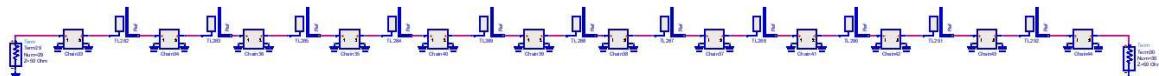


FIGURE 3.20 – Filtre à stubs série d'ordre 11

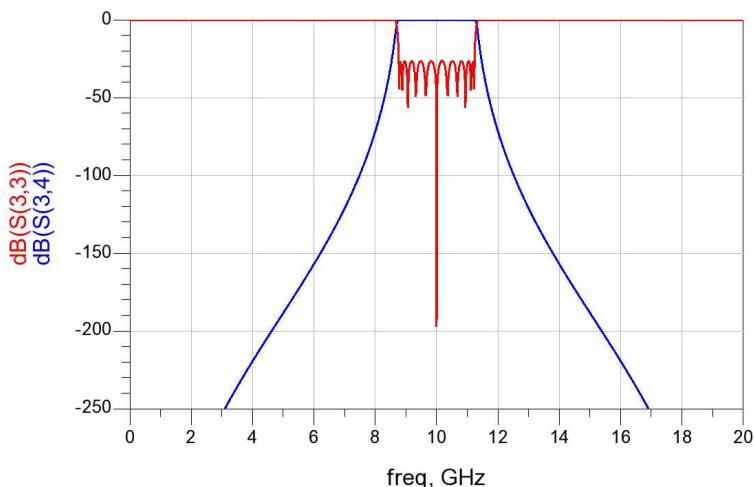


FIGURE 3.21 – Réponse d'un filtre à stubs série d'ordre 11

Le reste de la synthèse étant similaire à la précédente, nous présentons uniquement le résultat final, à savoir, le filtre à lignes couplées et à stubs parallèle à sauts d'impédances. Il faut cependant définir la fréquence du deuxième zéro de transmission comme degré de liberté supplémentaire. Par commodité, nous l'appellerons  $\omega_{z2}$ ,  $\omega_{z1}$  restant toujours valable pour le premier zéro.

Les figures suivantes présentent donc le schéma de ce filtre et sa réponse électrique avec respectivement  $\omega_{z1}=8\text{GHz}$  et  $\omega_{z2}=6\text{GHz}$  (a) et  $\omega_{z1} = \omega_{z2} = 6\text{GHz}$  (b). Grâce à la présence de ces zéros de transmission, nous améliorons de façon très significative les réjections au voisinage de la bande.

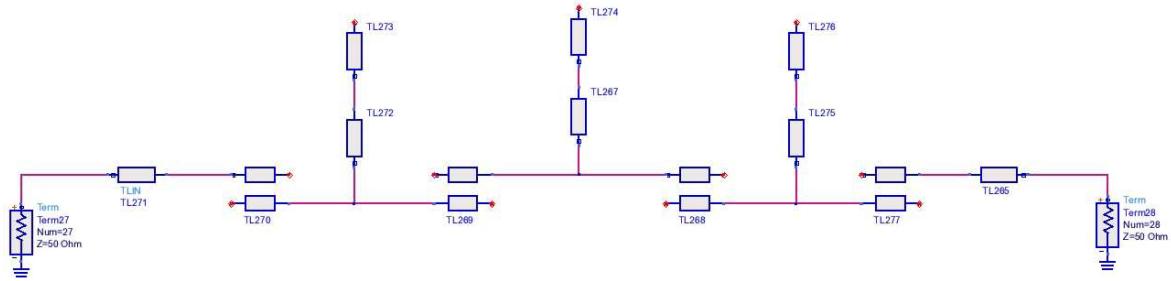


FIGURE 3.22 – Filtre flèche d'ordre 11

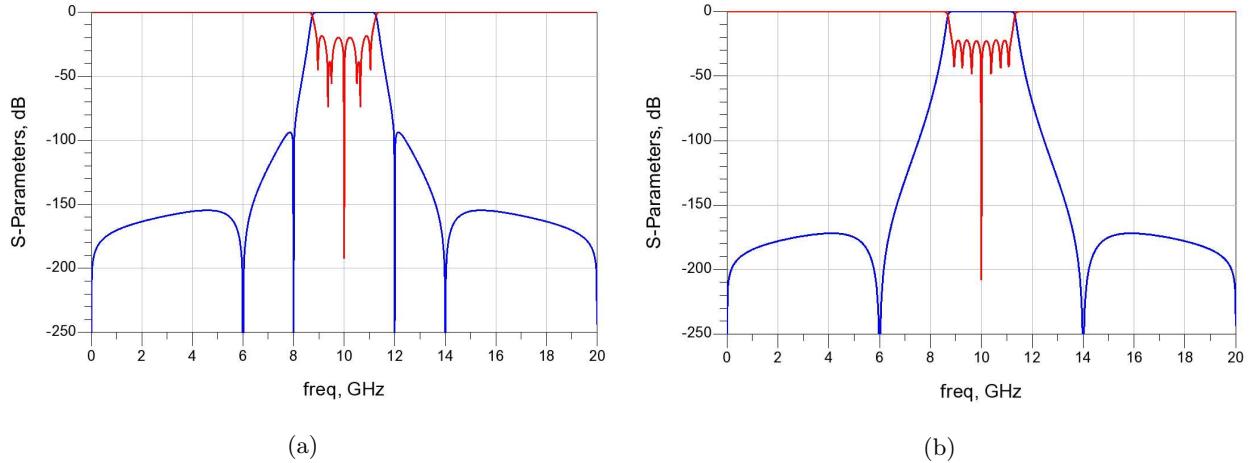


FIGURE 3.23 – Réponse d'un filtre flèche d'ordre 11

### 3.2.1.3 Choix de la connexion

Nous avons développé une synthèse de filtre large bande qui peut être appliquée aux filtres BF et HF des duplexeurs à concevoir. Cependant, la conception des filtres seuls ne suffit pas et la connexion et l'adaptation des canaux sont au moins aussi importantes. Comme dans le cas de multiplexeurs d'ordres plus élevés (notamment des quadriplexeurs), l'architecture d'un duplexeur peut se faire de différentes manières. Dans notre cas, nous utiliserons une connexion classique constituée de plusieurs éléments de réglage, une par voie, comme illustré à la figure 3.24. Nous utiliserons un réseau d'adaptation composé d'inductances et de capacités série pour régler la structure. La capacité série positionnée sur le chemin HF et l'inductance sur le chemin BF.

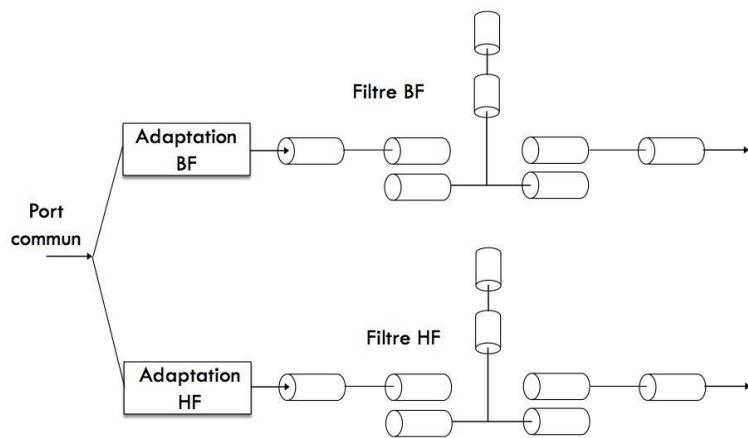


FIGURE 3.24 – Synoptique du duplexeur

### 3.2.1.4 Réglage de la structure et simulation EM

Les filtres BF et HF ont donc été dimensionnés à l'aide de la synthèse développée précédemment. Au vu des valeurs d'impédances issues de cette synthèse, la faisabilité technologique semble compromise avec la technologie triplaqué envisagée. En effet, les valeurs des impédances paire et impaire (lignes couplées) ou même les valeurs du couplage nécessaire (capacité série d'adaptation en série) sont en dehors des limites technologiques tolérables. Pour pallier ce problème, nous avons imaginé une optimisation de la technologie triplaqué initiale. Pour améliorer le niveau de couplage exigé, il est possible d'utiliser le substrat en configuration multicoche en utilisant les rubans métalliques les uns sur les autres, et de part et d'autre de la couche de prepreg. La figure suivante compare un substrat triplaqué traditionnel au substrat triplaqué proposé. Dans ce dernier cas, les niveaux de métallisation sont positionnés sur chacune des faces en regard des diélectriques supérieur et inférieur. La finesse de la couche de prepreg conduit à l'obtention de niveaux de couplages plus importants permettant donc d'envisager la réalisation des filtres des duplexeurs considérés.

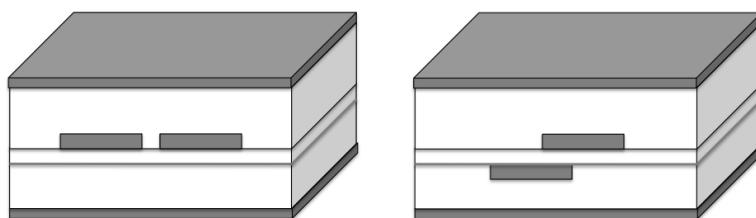


FIGURE 3.25 – Substrat triplaqué traditionnel et multi-couche

En accord avec le nouveau flot de conception défini au chapitre précédent, nous avons développé deux nouvelles librairies (l'une avec MC et l'autre avec AMC) de discontinuités en technologie triplaqué multicoche (elles n'existent pas dans les librairies du logiciel).

- Filtre UWB :

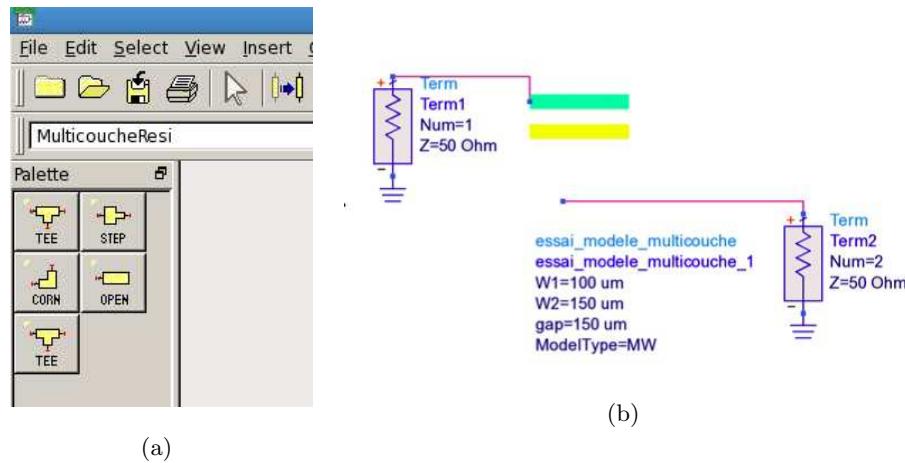


FIGURE 3.26 – Bibliothèque des nouveaux modèles créés et modèles de lignes couplées multi-couches

Afin de tester la faisabilité topologique et technologique de ces filtres large bande, nous avons réalisé un filtre UWB [17]. Pour des raisons purement matérielles, ce filtre a été réalisé non pas en technologie triplaqué mais microruban. Cette technologie simple et mature nous a permis de réaliser rapidement un prototype afin de valider la faisabilité de ces filtres et de leur synthèse associée.

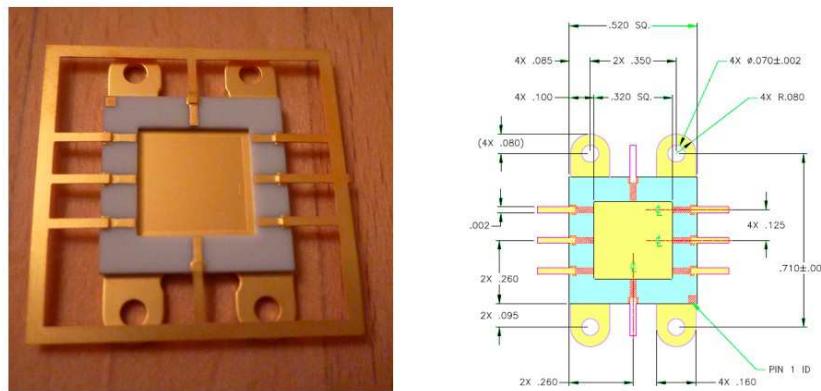


FIGURE 3.27 – Photo du boîtier Stratedge et ses dimensions (inch)

L'objectif sous-jacent de cette étude étant de maximiser la compacité des solutions planaires développées (tout en conservant de bonnes performances électriques), nous avons choisi d'intégrer cette solution dans un boîtier céramique de dimension  $8.1 \times 8.1 \text{ mm}^2$  imposant une extrême compacité du filtre (boîtier Stratedge 580348). Le packaging utilisé et ses dimensions sont présentés à la figure 3.27. La topologie et le masque global du filtre sont présentés à la figure 3.28. Celui-ci a donc été plié et optimisé pour pouvoir atteindre l'encombrement voulu. Le substrat utilisé est de l'alumine ( $\epsilon_r = 9.9$ ,  $\tan \delta = 3 \cdot 10^{-4}$  et  $h = 254 \mu\text{m}$ ). A l'instar du substrat triplaqué classique, le substrat microruban de  $254 \mu\text{m}$  ne permet pas d'obtenir les niveaux de couplage suffisants, c'est pourquoi nous avons utilisé des lignes couplées à quatre doigts. L'égalisation des potentiels électriques sur ces doigts impose la mise en œuvre de bondings. Le tableau 3.2 donne les valeurs des paramètres

physiques du filtre UWB et la figure 3.29 présente respectivement les réponses simulées circuit (modèles microruban) et électromagnétique de ce filtre. La réalisation et les résultats de mesure de ce filtre sont présentés au 3.2.1.5.

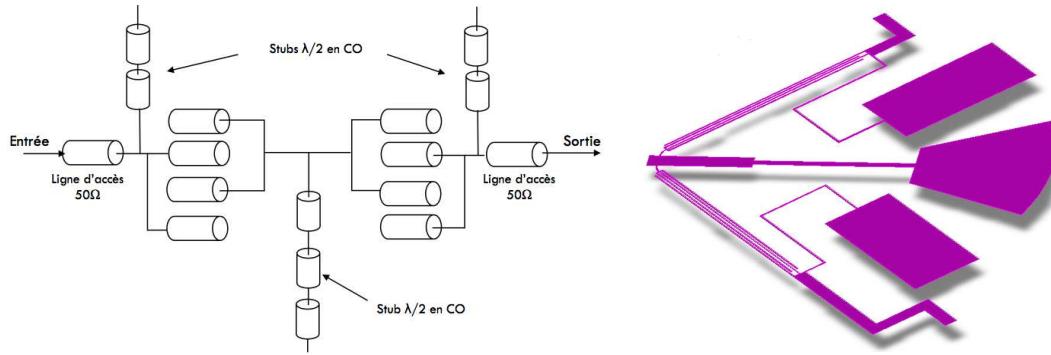


FIGURE 3.28 – Topologie et layout du filtre UWB d'ordre 7 en microruban

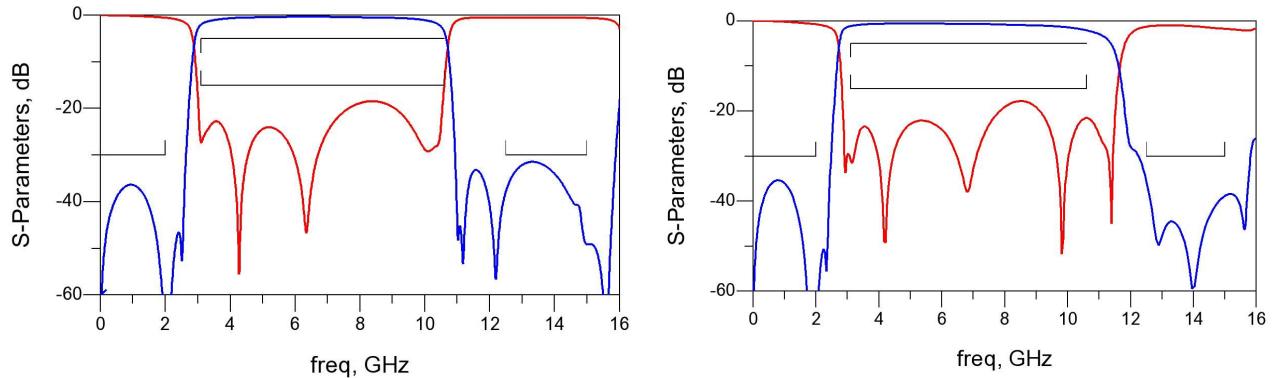


FIGURE 3.29 – Réponses simulées circuit (a) et EM (b) du filtre UWB

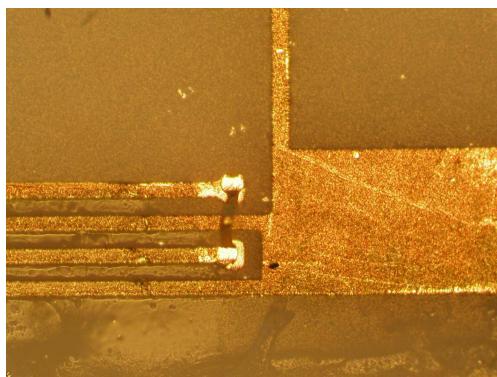
Eléments du filtre	Paramètres	Valeur
Stub central	$L_{saut1}$	1.76 mm
	$L_{saut2}$	2.84 mm
	$L_{saut3}$	2.35 mm
	$W_{saut1}$	300 $\mu$ m
	$W_{saut2}$	112 $\mu$ m
	$W_{saut3}$	1050 $\mu$ m

Eléments du filtre	Paramètres	Valeur
Lignes couplées	$L_{LC}$	4 mm
	$W_{LC}$	25 $\mu$ m
	$gap_{LC}$	35 $\mu$ m
Stubs additionnels	$L_{saut1}$	4.6 mm
	$L_{saut2}$	2.7 mm
	$W_{saut1}$	30 $\mu$ m
	$W_{saut2}$	1350 $\mu$ m

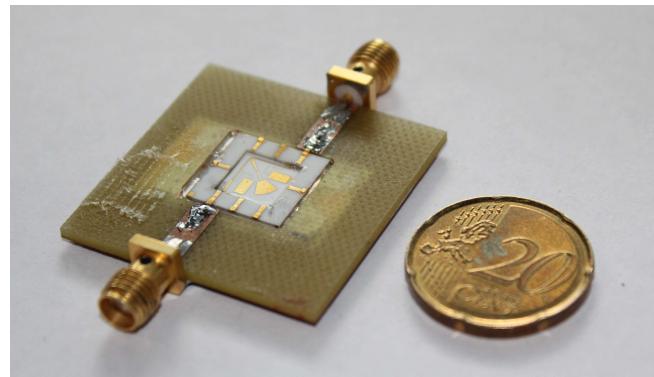
TABLE 3.2 – Paramètres physiques du filtre UWB

### 3.2.1.5 Réalisation et mesures

Dans cette partie, nous présentons la réalisation et les mesures du filtre UWB. Le filtre a donc été réalisé sur un substrat alumine et les bondings ( $20\mu\text{m}$  de diamètre) ont été connectés au niveau des lignes couplées (voir figure 3.30 (a)). La connexion du filtre au boîtier se fait également grâce à des bondings ( $35\mu\text{m}$  de diamètre). La difficulté d'accès aux pattes du boîtier rend la mesure presque impossible. Le package Stratedge a donc ensuite été intégré dans un support pour faciliter la mesure. Ce support est réalisé en FR4 ( $\epsilon_r=4.3$  et  $h=1.56\text{mm}$ ) et a été gravé sur ses deux faces et pré-découpé afin de permettre une intégration du boîtier par le dessous. Cette configuration minimise fortement la longueur des connecteurs entre boîtier et support (seulement quelques microns). Des connecteurs SMA sont fixés à ce support et reliés au boîtier grâce à des lignes  $50\Omega$  (cf. 3.30 (b)).



(a)



(b)

FIGURE 3.30 – Photos du bonding et du filtre UWB packagé sur son support de mesure

La réponse mesurée est présentée ci-dessous. Les performances mesurées sont satisfaisantes (5dB de pertes, 12.5dB d'adaptation et 30dB de réjections BF) seules les réjections à droite de la bande ne répondent pas aux spécifications. Cela semble venir d'une discontinuité de masse entre les circuits (masse du boîtier Stratedge différente de la masse du support FR4).

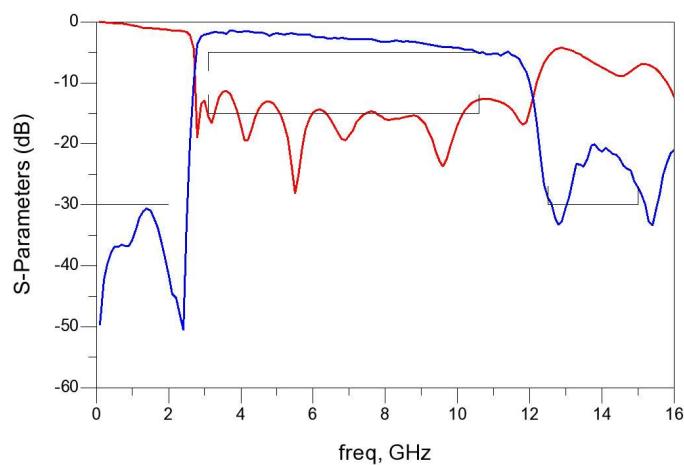


FIGURE 3.31 – Réponse mesurée du filtre UWB

- Filtre BF seul :

Il s'agit maintenant de concevoir les filtres BF des duplexeurs à concevoir. De manière analogue à ce qui a été fait pour le filtre UWB, nous utilisons une topologie d'ordre moyen (5 est suffisant). Une des contraintes de ce filtre est de contrôler ses réjections dans sa bande atténuée supérieure jusqu'à au moins 18GHz (ce qui correspond à la fréquence de coupure haute du filtre HF). Cependant, les remontées parasites de ce filtre se font initialement autour de 14GHz, ce qui est inacceptable dans le montage duplexeur tel que nous le souhaitons. Pour pallier ce problème, nous avons intégré, en cascade, des cellules passe-bas à stub quart d'onde CO en parallèle. Trois cellules sont nécessaires pour assurer un niveau de réjection suffisant jusqu'à 18GHz. La topologie du filtre avec cellules passe-bas et sa réponse électrique sont présentées à la figure 3.32, sur laquelle on remarque que les remontées parasites se font désormais au delà de 18GHz.

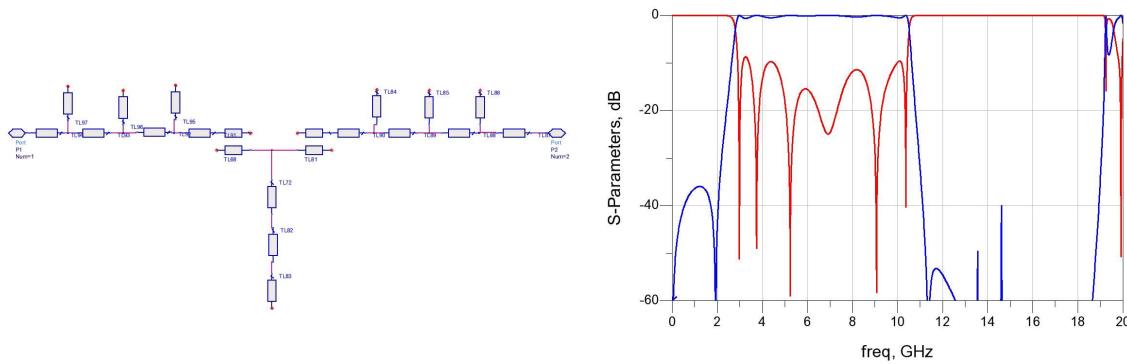


FIGURE 3.32 – Circuit et réponse du filtre BF

- Filtre HF seul :

La topologie proposée permet également d'envisager la réalisation du filtre HF. A ces fréquences, un niveau de réjection équivalent à celui du filtre BF impose la présence de zéros de transmission, en pourcentage de bande, encore plus proches de la bande passante, ce qui provoque un arrondissement de celle-ci. L'utilisation d'un ordre élevé s'avère donc absolument nécessaire ici (ordre 11). La topologie du filtre et sa réponse électrique sont représentées à la figure 3.33. Que ce soit pour le filtre BF ou HF, le niveau d'adaptation obtenu est certainement lié à cette topologie.

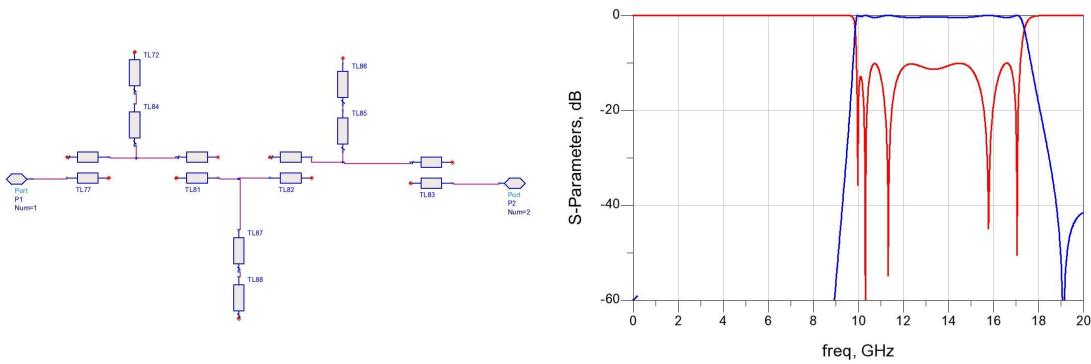


FIGURE 3.33 – Circuit et réponse du filtre HF

- Duplexeur large bande :

La connexion des deux filtres s'effectue donc à travers le réseau d'adaptation présenté précédemment. Les figures 3.34 et 3.35 présentent respectivement le schéma électrique en lignes de transmission et la réponse électrique de deux duplexeurs que nous devons considérer dans notre architecture. Il faut noter que la capacité série d'adaptation est facilement réalisable en utilisant un tronçon de lignes couplées sur les deux niveaux de métallisation, de part et d'autre de la couche de prepeg.

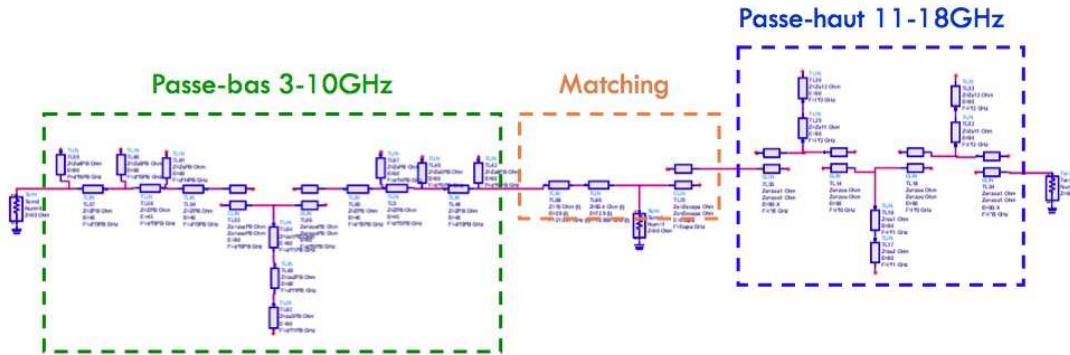


FIGURE 3.34 – Schéma en lignes de transmission du duplexeur

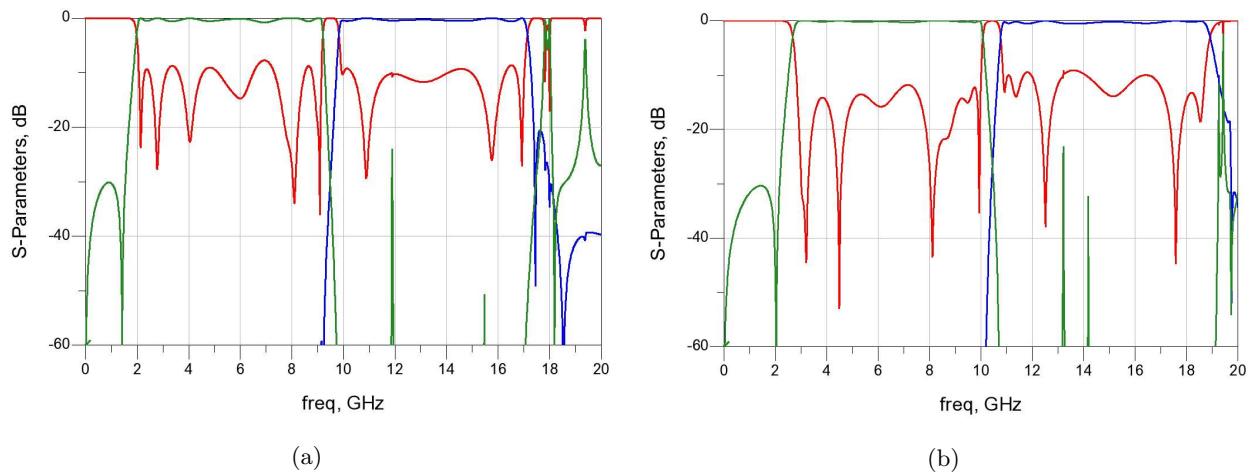


FIGURE 3.35 – Réponse électrique des duplexeurs impair (a) et pair (b)

Les réjections présentées par les duplexeurs sont d'environ 30dB au croisement et meilleures que 60dB dans les bandes passantes adjacentes respectives. Le niveau d'adaption est meilleur que 10dB. Le masque du duplexeur est présenté à la figure 3.36 (a). L'encombrement est de  $23 \times 25 \text{ mm}^2$  et, pour des raisons pratiques, les trois entrées/sorties se font sur le même niveau de métallisation. On note également à la figure 3.36 (b) une vue en coupe du substrat triplaqué multicouche permettant de voir la position relative des niveaux métalliques (rose et vert) apparaissant sur le masque. Le niveau rose est donc en dessous du niveau vert.

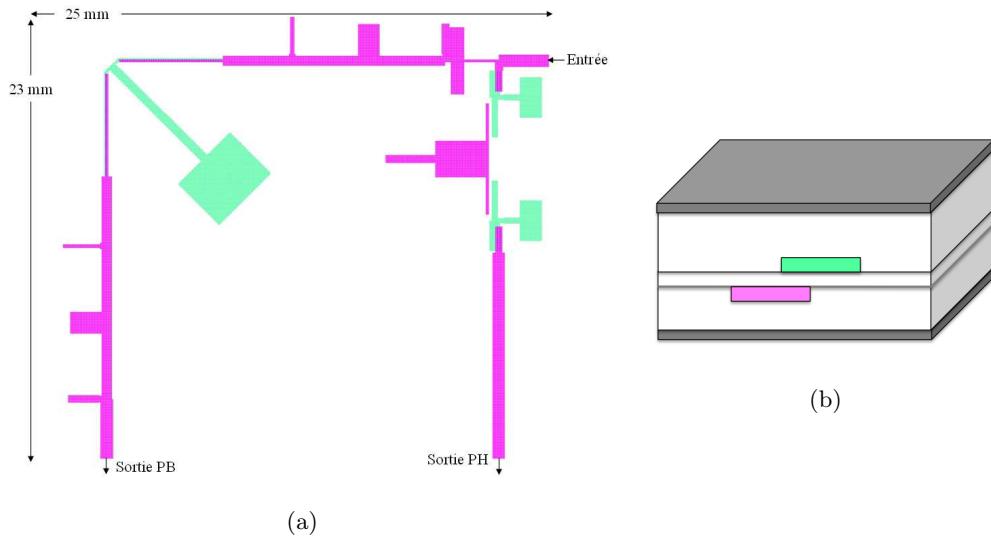


FIGURE 3.36 – Masque et vue en coupe du substrat triplaqué multicouche

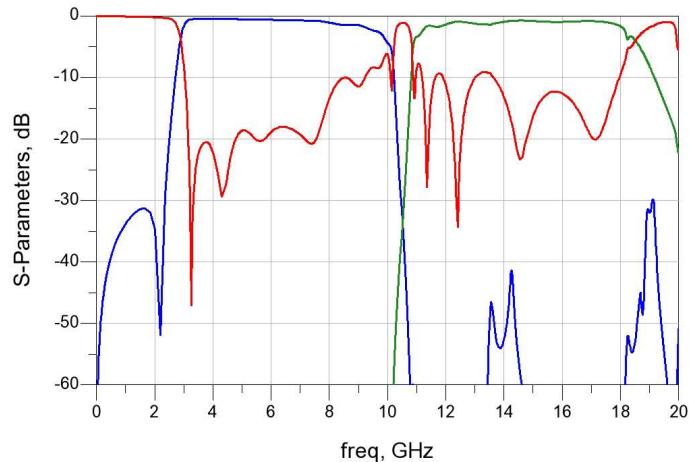


FIGURE 3.37 – Réponse EM du duplexeur pair

Il est important de noter que l'aspect multicouche de la structure rend le réglage EM de ce duplexeur assez complexe. En effet, la réponse du filtre est très sensible au positionnement relatif des métaux des lignes couplées. Grâce aux modèles de discontinuités et de lignes couplées créés avec AMC, le réglage est réalisé en majorité au niveau circuit mais les couplages seront relativement forts, dû à la faible épaisseur de la couche de prepreg. Dans ce cas, nous n'avons pas fait appel au réglage hybride multiport notamment à cause des lignes couplées des filtres. Cependant, il aurait pu être appliqué sur les différents stubs CO présents mais l'impact aurait été limité (réglage de la bande passante inaccessible etc.).

La topologie développée dans ce chapitre a été validée par une mesure en technologie microrurban. Cependant, la complexité et le manque de données technologiques sur l'empilement triplaqué multicouche est une des raisons de l'absence d'un prototype du duplexeur. Une étude de sensibilité doit être faite avant la réalisation puis les mesures.

### 3.2.2 Conception des quadriplexeurs HF

Comme évoqué précédemment, la conception des quadriplexeurs HF est soumise à diverses contraintes d'ordres topologique et structurel. D'un point de vue purement topologique, les largeurs de bande des filtres concernés sont faibles à moyennes (de 5,7 à 9,5%). Il faut donc choisir des filtres répondant à ce critère tout en assurant un fort niveau de réjection à proximité de la bande. Le gabarit des quadriplexeurs HF1 et HF2 est présenté à la figure suivante (les numéros de canaux y sont rappelés). Comme dans le cas des duplexeurs, les deux quadriplexeurs HF sont décalés de 1GHz. Nous nous intéressons dans cette partie uniquement au quadriplexeur HF2, le second s'en déduira par transposition de fréquence. S'agissant des performances électriques, il faut assurer un niveau de réjection au croisement d'au moins 30dB tandis que les réjections large bande doivent être meilleures que 50dB sur toute la bande. Le niveau de pertes d'insertion attendu est de 5dB. L'encombrement de ce multiplexeur doit être évidemment le plus faible possible. Le choix d'une topologie sera présenté dans un premier temps, puis le réglage de la structure et enfin la réalisation et les mesures seront proposées [18, 19].

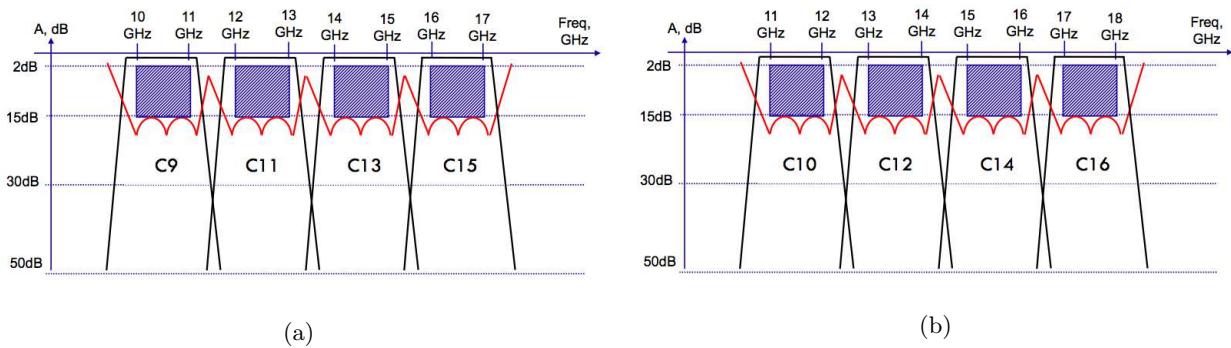


FIGURE 3.38 – Gabarit des quadriplexeurs HF1 (a) et HF2 (b)

#### 3.2.2.1 Choix de la topologie de filtres

Après étude de plusieurs topologies planaires dédiées à la conception de filtres à bandes passantes faibles à moyennes (filtres à stubs CO, lignes couplées etc.), nous avons fait le choix d'une topologie particulière : le filtre Dual Behavior Resonator (DBR). Cette topologie présente de nombreux avantages dans le cadre d'un filtre seul, mais elle démontre également d'excellentes aptitudes à être intégrée dans une structure plus complexe, telle qu'un multiplexeur. Cette topologie est parfaitement adaptée aux rapports de bande en jeu (jusqu'à 20-25%) et il est également possible, a priori, de l'utiliser pour les quatre filtres de la banque. Un résonateur DBR est basé sur la mise en parallèle de deux structures coupe-bande apportant chacune un zéro de transmission autour d'un pôle créé par recombinaison constructive (cf. figure 3.39). En plus d'utiliser une topologie sans via (moins de dispersion technologique), les avantages d'un filtre DBR sont les suivants :

- Contrairement à d'autres topologies ne permettant qu'un positionnement symétrique des zéros de transmission, le DBR assure un positionnement complètement indépendant de ses zéros de part et d'autre de la bande passante. Cette propriété est très intéressante dans le cadre d'un filtre n'ayant pas forcément les mêmes spécifications à droite et à gauche de sa bande passante.
- Discrimation indépendante des zéros de transmission BF et HF. Il est possible de créer autant de zéros BF et HF qu'il y a de résonateurs. Cette propriété est idéale dans le cas où les filtres d'une même banque ne gèrent pas leur bande atténuée sur une même plage de fréquences. C'est évidemment le cas dans un multiplexeur où chaque filtre à sa propre bande coupée sur une gamme de fréquence plus ou moins importante. Par exemple, le canal C16 doit assurer une réjection uniquement à 19GHz, très proche de sa bande passante, mais en revanche il doit contrôler sa bande atténuée BF jusqu'à 11GHz. Il est donc judicieux de répartir les zéros BF sur toute cette bande.
- Mais la propriété la plus importante du DBR est qu'à la fréquence de ses zéros de transmission (à condition de n'être pas trop éloigné de la fréquence centrale), l'impédance vue en entrée/sortie du filtre est proche du circuit-ouvert. Elle l'est d'autant moins que la fréquence du zéro diffère de la fréquence centrale du filtre. Cette caractéristique est évidemment un avantage non négligeable dans une configuration multi-filtres car, non seulement les zéros de transmission assurent un niveau de réjection suffisant, mais ils minimisent leurs contributions destructives dans les canaux adjacents. En effet, si l'on place chaque zéro aux fréquences centrales des autres canaux du multiplexeur, on diminue très fortement l'interaction entre les filtres, dont nous avons vu les conséquences au premier chapitre.

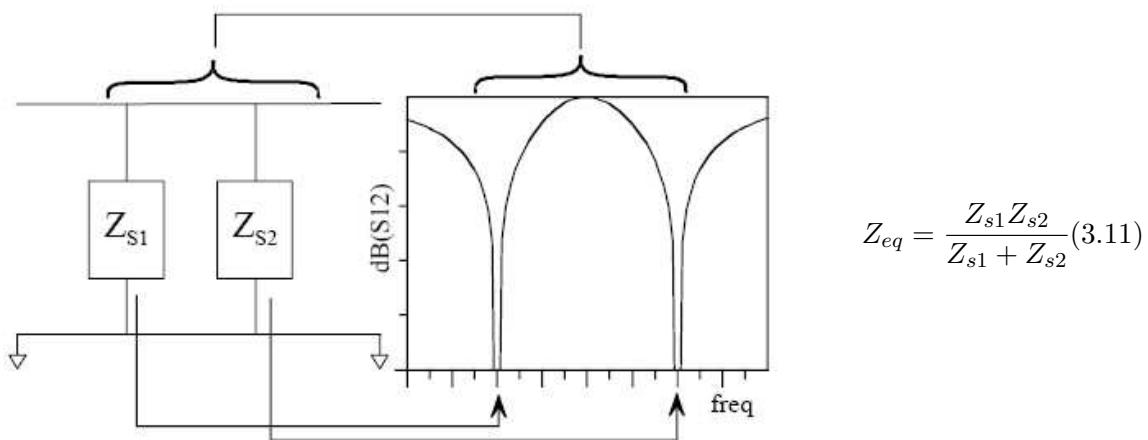


FIGURE 3.39 – Schéma simplifié d'un résonateur DBR et son impédance équivalente

### 3.2.2.2 Synthèse des filtres

Cette topologie a été imaginée et développée au Lab-STICC par Cédric Quendo [20–22].

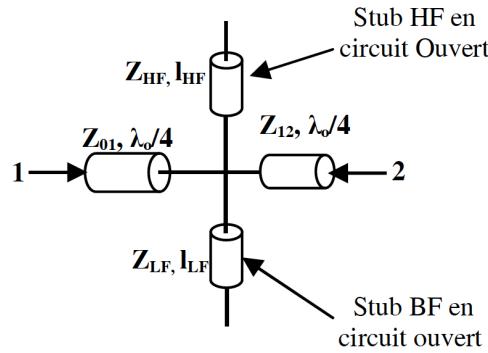


FIGURE 3.40 – Résonateur DBR

Dans un filtre DBR, les longueurs des stubs HF et BF sont déterminées de manière à positionner les zéros de transmission aux fréquences désirées. Dans l'air ( $\epsilon_r=1$ ), les relations qui lient ces longueurs avec les fréquences des zéros sont données par :

$$l_{HF} = \frac{\lambda_0}{4k_{HF}} = \frac{c_0}{4k_{HF}f_0} \quad (3.12)$$

$$l_{BF} = \frac{\lambda_0}{4k_{BF}} = \frac{c_0}{4k_{BF}f_0} \quad (3.13)$$

avec  $f_0$  fréquence de résonance du résonateur,  $k_{BF}f_0$  et  $k_{HF}f_0$ , positions respectives des zéros HF et BF et  $c_0$ , célérité de la lumière.

La condition de résonance est obtenue lorsque l'impédance équivalente  $Z_{eq}$  donnée à l'équation (3.11) tend vers l'infini. On obtient donc une relation entre les impédances caractéristiques des deux stubs :

$$Z_{HF} = -Z_{BF} \frac{\tan(\theta_{BF})}{\tan(\theta_{HF})} \quad (3.14)$$

où  $\theta_{BF}$  et  $\theta_{HF}$  sont reliés aux longueurs des stubs par les relations suivantes :

$$\theta_{HF} = \frac{2\pi k_{HF} l_{HF}}{\lambda_0} \quad (3.15)$$

$$\theta_{BF} = \frac{2\pi k_{BF} l_{BF}}{\lambda_0} \quad (3.16)$$

Nous introduisons le paramètre de pente en admittance  $b$  qui nous permet de trouver  $Z_{HF}$  :

$$b = \frac{\omega_0}{2} \frac{\partial B}{\partial \omega} \quad (3.17)$$

$$Z_{HF} = Z_0 \frac{\pi}{b} \left[ \frac{(1 + \tan^2 \theta_{BF}) \tan_{HF}}{4k_{BF} \tan_{\theta_{BF}}} + \frac{(1 + \tan^2 \theta_{HF})}{4k_{HF}} \right] \quad (3.18)$$

### 3.2.2.3 Choix de la connexion

Nous utilisons la synthèse du DBR pour dimensionner les quatre filtres dont nous avons besoin pour ce quadriplexeur, dont les fréquences centrales sont 11.5, 13.5, 15.5 et 17.5GHz, respectivement. Pour assurer un niveau élevé de réjections mais en garantissant tout de même un bon compromis en termes de pertes, des filtres d'ordre huit seront utilisés. Le choix d'un filtre d'ordre élevé est justifié par la nécessité d'assurer des réjections élevées sur une large bande de fréquences donc de positionner un nombre important de zéros de transmission sur toute cette bande. Nous avons également fait le choix de dissymétriser le filtre pour bénéficier d'un nombre optimal de zéros de transmission (dans le cadre d'un filtre symétrique, les quatre degrés de liberté ne sont pas suffisants pour contrôler l'atténuation). D'autre part, la gamme des impédances réalisables (12-63Ω) contraint fortement le dimensionnement des filtres. Ceci est compensé en partie par le paramètre de pente de chaque filtre,  $b$ , qui permet de régler le niveau d'impédances du filtre. Cependant, la position des zéros de transmission influe également sur ces niveaux d'impédance. Le tableau suivant donne, pour les quatre filtres, les paramètres de sortie de la synthèse DBR ( $Z$  et  $l$ ). L'ensemble des valeurs d'impédances sont comprises dans les spécifications définies au 2.2.2.

Param.	Filtre C10	Filtre C12	Filtre C14	Filtre C16	Param.	Filtre C10	Filtre C12	Filtre C14	Filtre C16
$Z_{01}$ (Ω)	35	29	37	39	$Z_{s1hf}/Z_{s1bf}$ (Ω)	21/21	28/13	40/19	49/22
$Z_{12}$ (Ω)	39	36	40	43	$Z_{s2hf}/Z_{s2bf}$ (Ω)	22/17	30/48	42/19	39/18
$Z_{23}$ (Ω)	58	58	55	56	$Z_{s3hf}/Z_{s3bf}$ (Ω)	44/18	48/18	44/22	36/17
$Z_{34}$ (Ω)	60	62	60	60	$Z_{s4hf}/Z_{s4bf}$ (Ω)	52/31	62/25	44/21	36/17
$Z_{45}$ (Ω)	61	61	62	60	$Z_{s5hf}/Z_{s5bf}$ (Ω)	60/24	50/15	42/22	35/16
$Z_{56}$ (Ω)	62	58	60	62	$Z_{s6hf}/Z_{s6bf}$ (Ω)	57/28	44/26	41/21	40/19
$Z_{67}$ (Ω)	60	58	55	60	$Z_{s7hf}/Z_{s7bf}$ (Ω)	58/24	53/21	40/22	38/18
$Z_{78}$ (Ω)	38	42	40	40	$Z_{s8hf}/Z_{s8bf}$ (Ω)	62/30	60/44	40/24	49/23
$Z_{89}$ (Ω)	33	34	37	39	$b$	9	10.5	13	15
$l_{s1hf}$ (mm)	3.41	3.46	3.47	3.29	$l_{s1bf}$ (mm)	9.56	8.96	7.17	6.16
$l_{s2hf}$ (mm)	3.45	4.04	3.72	3.29	$l_{s2bf}$ (mm)	10	7.65	6.9	6.1
$l_{s3hf}$ (mm)	4.64	4.19	3.7	3.29	$l_{s3bf}$ (mm)	10.1	8.38	6.92	6.1
$l_{s4hf}$ (mm)	4.8	4.39	3.71	3.29	$l_{s4bf}$ (mm)	9	8	6.9	6.1
$l_{s5hf}$ (mm)	5	4.26	3.73	3.29	$l_{s5bf}$ (mm)	9.65	8.67	6.86	6.1
$l_{s6hf}$ (mm)	4.9	4.14	3.72	3.29	$l_{s6bf}$ (mm)	9.37	7.71	6.81	6.1
$l_{s7hf}$ (mm)	4.8	4.2	3.71	3.29	$l_{s7Bf}$ (mm)	9.79	8.31	6.9	6.1
$l_{s8hf}$ (mm)	4.99	4.15	3.72	3.29	$l_{s8bf}$ (mm)	9.31	7.4	6.9	6.1
$l_{inv}$ (mm)	6,51	5,55	4,83	4,28					

TABLE 3.3 – Résultat de la synthèse pour les quatre filtres du quadriplexeur

S'agissant de la connexion des quatre filtres, la topologie DBR, de par ses propriétés, offre une très grande souplesse de conception. Le positionnement et la discrimination indépendants des zéros mais surtout les impédances présentées par le filtre à ces fréquences, sont des propriétés topologiques qui sont absolument nécessaires dans le cadre de montages complexes du multiplexeur hyperfréquence. Malgré un comportement de type double-terminaison, les filtres DBR sont donc directement connectables en parallèle puisque il est possible de minimiser leurs interactions. Par exemple, jusqu'à trois canaux, une jonction en parallèle est possible sans aucun réseau d'adaptation/réglage additionnel. Dans ce cas, le premier inverseur quart d'onde de chacun des filtres de canal devient un élément de réglage. Il y a donc autant d'éléments de réglage qu'il y a de filtres. Le réglage du multiplexeur se fait par modification de la longueur et de la largeur de ce tronçon. Cette modification permet un décalage fréquentiel de la position du circuit-ouvert amené par chacun des stubs. Cela permet donc de modifier les contributions mutuelles des canaux. La figure suivante montre la réponse en lignes idéales d'un triplexeur pour lequel trois filtres DBR d'ordre 8 ont été connectés et réglés via leurs premiers inverseurs.

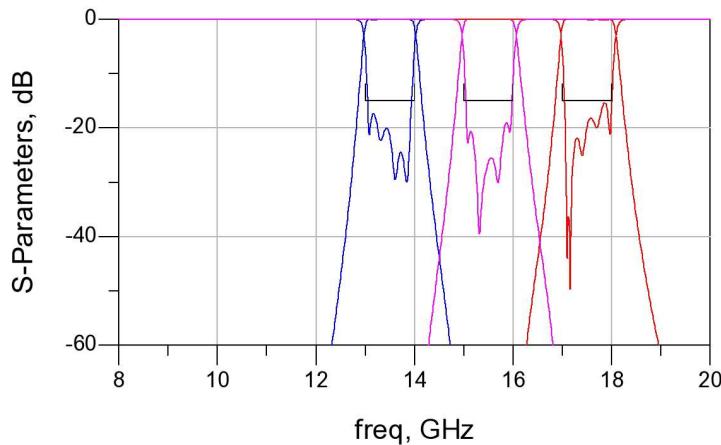


FIGURE 3.41 – Triplexeur DBR

Lorsque le nombre de canaux excède 3, un réseau d'adaptation est nécessaire pour adapter l'ensemble de la structure. En effet, le réglage du premier inverseur quart d'onde seul n'est plus suffisant pour adapter les filtres sur une bande de fréquence trop large. Plusieurs solutions sont envisageables : saut d'impédances, structure à un ou plusieurs stubs etc. Nous avons choisi de travailler sur une structure de réglage à un stub parallèle. Le premier inverseur est maintenant transformé en structure à stub parallèle comme illustré à la figure 3.42. Le dispositif global de réglage reste quart d'onde mais nous disposons désormais de plusieurs degrés de liberté. Ce dispositif est évidemment intégré sur chacun des canaux et l'ensemble reste connecté à une jonction commune (accès  $50\Omega$ ). Cette structure joue en fait le rôle du réseau d'annulation de susceptance évoqué au chapitre 1. Dans le cadre de duplexeurs ou multiplexeurs faible bande, un inverseur quart d'onde est suffisant pour annuler cette susceptance sur l'ensemble de la bande mais dans le cas large bande, il faut imaginer d'autres structures d'adaptation.

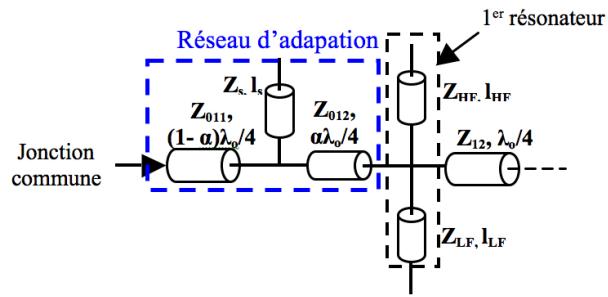


FIGURE 3.42 – Réseau d'adaptation d'un canal

Il est intéressant de noter qu'un filtre DBR d'ordre suffisamment élevé offre des souplesses de conception supplémentaires. Dans un premier temps, les stubs HF et BF peuvent être alternés librement de part et d'autre de l'axe central du filtre sans perturber la réponse circuit (voir figure 3.43 (a)). Cette modification permet de limiter les couplages parasites entre stubs adjacents de même nature (BF ou HF). Ces couplages, même faibles, pourraient impacter très fortement la bande atténuée des réponses en fréquence.

*Remarque :* Les couplages entre les différents stubs d'un même filtre peuvent, s'ils sont maîtrisés, être très bénéfiques, en apportant des réjections supplémentaires (à droite ou à gauche de la bande) et/ou contribuant à améliorer la platitude du TPG [23]. Ces différents effets sur les performances électriques sont obtenus selon le type de couplage réalisé (électrique ou magnétique) et le type de stubs couplés (HF ou BF).

En complément de l'alternance des stubs, la topologie DBR présente également l'avantage de pouvoir améliorer significativement la compacité de son layout. En effet, ces filtres peuvent être facilement repliés en inversant simplement la connexion stubs/ inverseurs aux jonctions (cercles sur la figure 3.43 (b) ). Ce pliage n'affecte pas la réponse circuit mais modifie légèrement la discontinuité donc sa réponse EM. Un léger réglage est nécessaire pour réadapter la structure. Que ce soit l'une ou l'autre des propriétés de conception, cette flexibilité géométrique permet d'optimiser largement l'encombrement global d'un circuit complexe tel qu'un multiplexeur.

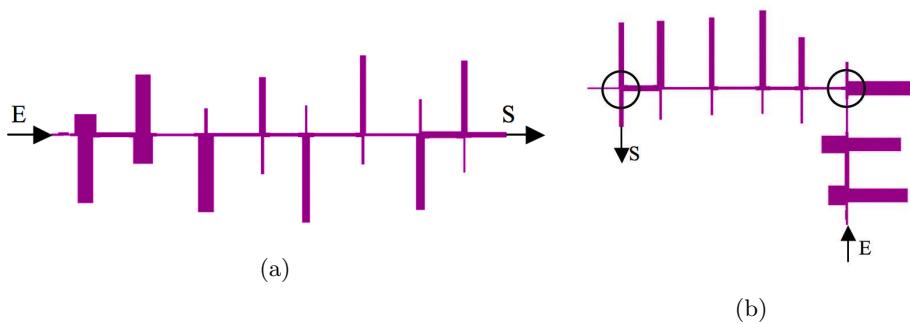


FIGURE 3.43 – Filtre DBR avec alternance de stubs HF/BF (a) et pliage du masque (b)

### 3.2.2.4 Réglage de la structure et simulation EM

Le réglage du quadriplexeur complet ne pose pas véritablement de problèmes particuliers en lignes idéales. En accord avec le nouveau flot de conception défini à la figure 2.32, nous avons développé avec l'outil *Model Composer* une nouvelle bibliothèque de modèles en technologie triplaqué. Cette librairie est constituée des éléments usuels de design (croix, té, saut d'impédances et effets de bout). Elle est donc intégrée directement dans l'environnement de travail sous ADS comme présenté à la figure suivante. Le substrat choisi pour ces modèles est naturellement celui défini précédemment et les grandeurs géométriques ont été dimensionnées en fonction des contraintes technologiques de réalisation.

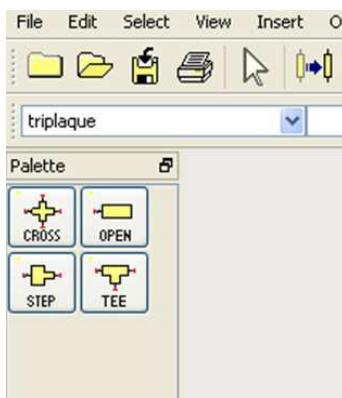


FIGURE 3.44 – Librairie triplaqué développée avec *Model Composer*

Pour des raisons de routage (dégagement de la ligne d'accès  $50\Omega$ , alignement des sorties etc.), mais également parce que certains modèles n'existent pas, des modèles de discontinuités non standards ont été développés grâce, cette fois-ci, à l'outil *Advanced Model Composer*. En effet, le multiplexeur à concevoir ayant une entrée et quatre sorties, la jonction commune possède cinq accès. Or cette discontinuité n'ayant pas de modèle défini dans les bibliothèques technologiques d'ADS, une jonction "sur mesure" doit donc être réalisée pour l'application. L'avantage de ces nouveaux modèles, qu'ils soient usuels ou non, est de simplifier au maximum la phase de réglage électromagnétique. Ils ont donc été intégrés dans le schéma ADS du quadriplexeur dans les filtres et dans les éléments de routage : le schéma électrique devient donc hybride, mixant éléments circuits (lignes de transmission) et discontinuités EM. On peut voir sur le schéma hybride de la figure 3.45 (a), la jonction à 5 branches ainsi qu'une jonction en coude. La figure 3.45 (b) présente le layout du quadriplexeur qui présente une forte compacité (taille= $3.8\text{cm} \times 4.5\text{cm} = 17.1\text{cm}^2$ ).

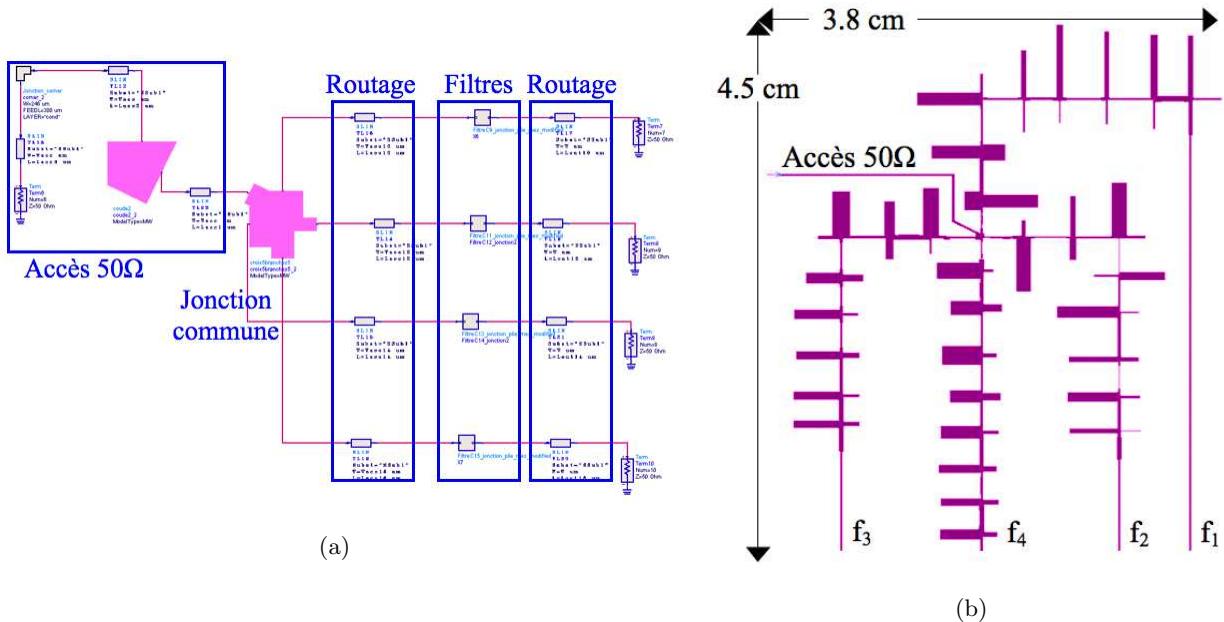


FIGURE 3.45 – Schéma hybride et layout du quadriplexeur HF2

Le réglage de la structure globale est intégralement réalisé à l'aide d'ADS sur ce schéma hybride. La création des modèles étant basée sur des simulations EM, la réponse EM devrait être très proche de cette simulation circuit. Nous avons également utilisé les outils classiques d'ADS pour régler la structure (tuning, optimisation automatique etc.). Il est très facile de concevoir le deuxième quadriplexeur HF (10-17GHz). En effet, celui-ci est uniquement décalé en fréquence de 1GHz par rapport au premier circuit. Une des flexibilités de la topologie DBR est de pouvoir modifier sa fréquence centrale mais aussi sa bande passante par simple modification des longueurs de lignes. Par conséquent, le décalage est immédiat en multipliant simplement l'ensemble des tronçons du circuit par un facteur commun. Ce deuxième quadriplexeur HF a nécessité un très léger re-réglage afin de corriger quelques dégradations résiduelles apportées par la transposition en fréquence. La taille du quadriplexeur HF1 est de  $4\text{cm} \times 4.7\text{cm} = 18.8\text{cm}^2$ .

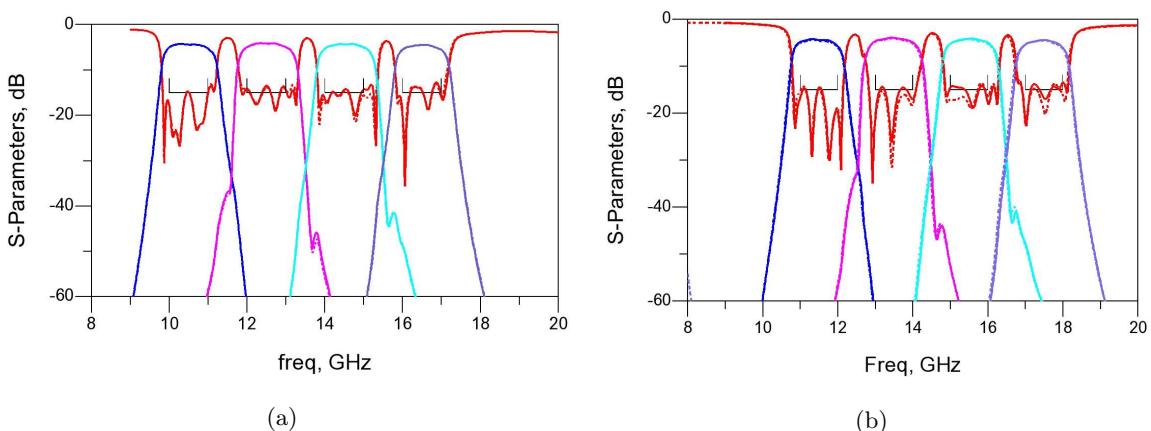


FIGURE 3.46 – Comparaison simulations hybride (cont.) et EM (point.) des deux quadriplexeurs

Après réglage de la structure sur ADS, les masques des deux circuits ont été générés puis simulés sur Momentum. Les résultats EM sont très proches des résultats circuits. La méthode de réglage hybride a été appliquée sur ces deux layout et a permis un affinage de la réponse EM initiale. Pour chaque quadriplexeur, 64 ports internes ont été positionnés au bout de chaque stub : le circuit de réglage comportait donc 69 ports dont les 5 ports d'excitation initiaux. La figure 3.46 (a) compare les réponses circuit et EM du quadriplexeur à concevoir. On remarque un excellent accord entre les deux résultats. Cela valide donc bien les modèles développés précédemment et implique également que la phase de réglage EM n'est pas nécessaire dans ce cas. Les performances simulées sont données dans le tableau 3.4 et répondent presque complètement au gabarit initial. Il présente un niveau de pertes inférieur à 4.5dB sur l'ensemble des canaux. Les réjections aux croisements et large bande sont meilleures que 28.8 et 49.1dB, respectivement.

Paramètres	Filtre C9	Filtre C10	Filtre C11	Filtre C12	Filtre C13	Filtre C14	Filtre C15	Filtre C16
Pertes d'insertion (dB)	4.2	4.2	4.2	3.9	4.3	4.2	4.4	4.5
Adaptation (dB)	14.9	14.7	13.6	15.3	14.2	14.1	13.1	13.8
Réjections au croisement (dB) (droite)	34.1	31.7	31.4	31.4	30.5	28.8	-	-
Réjections croisement (dB) (gauche)	-	-	34.1	31.7	31.4	31.4	30.5	28.8
Réjections large bande (dB)	61.9	64.1	55.7	52.6	51.2	49.1	64.8	65

TABLE 3.4 – Résultats de simulation EM

*Remarque :* L'opération de transposition en fréquence du premier quadriplexeur n'aurait pas été si aisée avec des topologies à lignes couplées, pourtant bien adaptées à ces rapports de bande. En effet, dans ce cas, le changement du plan de fréquence ne se fait pas uniquement par modification des longueurs mais également par modification des gaps entre lignes couplées ce qui ne permet pas facilement d'automatiser la démarche.

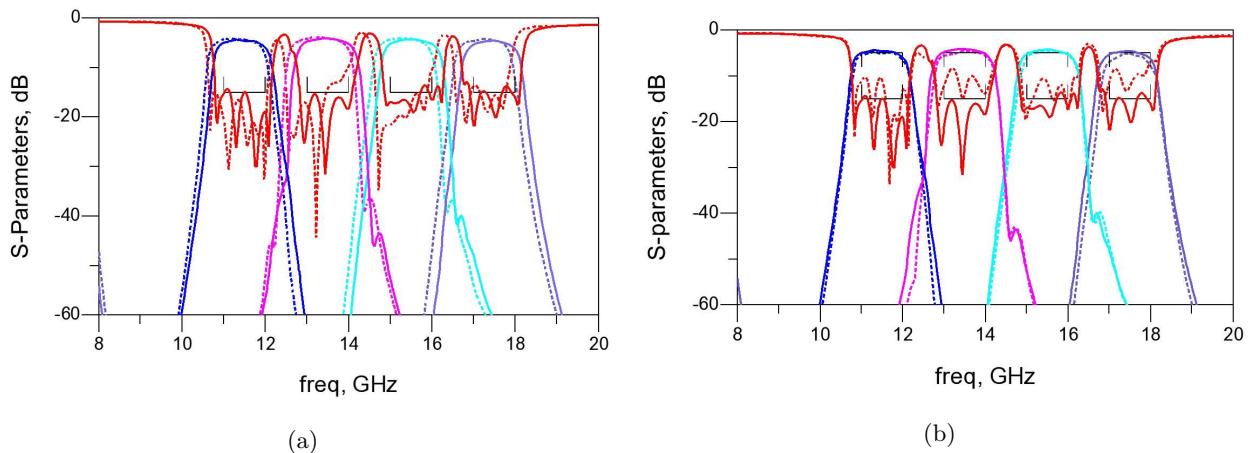
### 3.2.2.5 Réalisation et mesures

La réalisation des circuits a été précédée par une étude de sensibilité aux variations technologiques. En effet, lors de la fabrication, l'ensemble des grandeurs géométriques (hauteurs de substrats, largeurs et hauteurs des pistes de métal etc.) et technologiques (permittivité relative, tangente de pertes etc.) ont des plages de tolérance définies par le process technologique, et par le fabricant du diélectrique, respectivement. Nous avons donc réalisé un panel de simulations EM prenant en compte l'ensemble des combinaisons possibles.

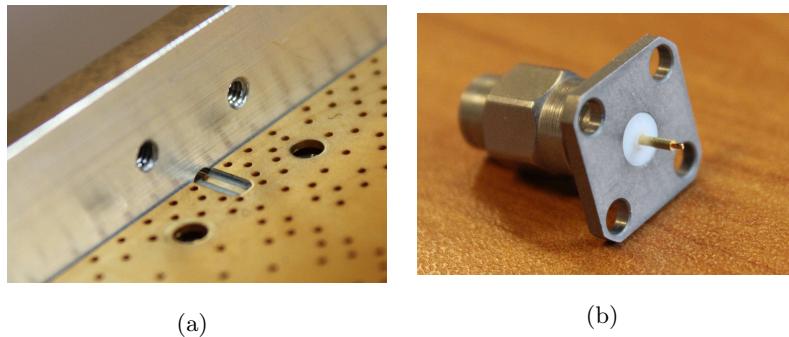
Paramètres	Valeur nominale	Tolérance
$\epsilon_r$ substrat sup.	3.68	$\pm 0.05$
$\epsilon_r$ substrat inf.	3.68	$\pm 0.05$
$\epsilon_r$ prepreg	3.74	$\pm 0.05$
Hauteur substrat sup.	254 $\mu\text{m}$	$\pm 30 \mu\text{m}$
Hauteur substrat inf.	168 $\mu\text{m}$	$\pm 18 \mu\text{m}$
Précision de gravure	-	$\pm 20 \mu\text{m}$

TABLE 3.5 – Tolérances technologiques du substrat triplaqué utilisé

Après étude de sensibilité, la tolérance technologique ayant le plus d'impact sur la réponse nominale du quadriplexeur est la précision de gravure (figure 3.47 (a) et (b)). En effet, il semble que cette configuration topologique soit sensible aux variations de la largeur des lignes, notamment de la sous-gravure (b). On observe dans ce cas une forte dégradation de l'adaptation (5dB) sur plusieurs canaux ainsi qu'un léger décalage en fréquence (0.5%). Le cas de la sur-gravure (a) est moins destructeur mais on observe un décalage plus important (1.2%). Nous avons tenté d'insensibiliser le plus possible la structure, de manière à ce que les pires cas (combinaisons) de tolérances soient toujours compris dans le gabarit.

FIGURE 3.47 – Sensibilité technologique : sur- et sous-gravure de 20  $\mu\text{m}$ 

La fabrication des circuits a nécessité la réalisation d'un socle métallique pour recevoir le circuit seul. Ce support a donc été réalisé sur-mesure avec les fixations prévues pour les connecteurs SMA de type Radiall (Ref. R125 501 001) [24]. Ces connecteurs possédant une âme métallique apparente, venant faire appui sur une piste, un évidement de la partie supérieure du substrat triplaqué est nécessaire au niveau de chaque transition (figure 3.48 (a)). Cette transition est donc de type microruban.

FIGURE 3.48 – Transition triplaqué/microruban et connecteurs SMA chargé  $50\Omega$ 

Pour faciliter l'analyse a posteriori des circuits mesurés, une ligne  $50\Omega$  a été ajoutée aux abords du circuit. Elle permettra notamment de mieux quantifier les pertes. Les deux quadriplexeurs HF ont été fabriqués et un d'eux est présenté à la figure suivante. On observe très nettement que la structure a été entièrement blindée par vias. Ces vias assurent avant tout une meilleure continuité électrique entre les plans de masse supérieur et inférieur mais ils permettent également de supprimer d'éventuels couplages résiduels entre les filtres. Chaque filtre est donc isolé électromagnétiquement des autres. Dans notre application, la simulation EM avec vias de blindage nous avait montré que, malgré une forte promiscuité des filtres, les couplages parasites sont très faibles. Cependant, dans ce cas, les temps de simulation explosent (plus d'un jour). De plus, les vias sont importants au niveau des transitions triplaqué-microruban car ils garantissent l'établissement des bons modes de propagation dans la configuration triplaqué.

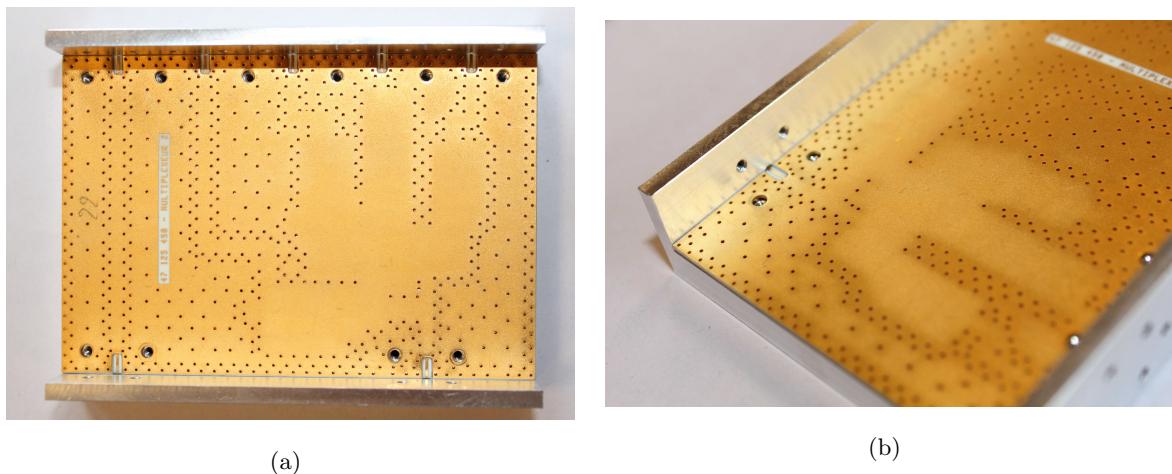


FIGURE 3.49 – Photo du quadriplexeur HF2 sur son support de mesure

Les résultats de mesure des deux circuits sont présentés à la figure 3.50. On constate, en comparant à la simulation EM, que les réponses en transmission ne sont pas détériorées. En termes de réjections, celles au croisement sont meilleures que 25dB et les réjections large bande, meilleures que 51dB sur l'ensemble de la bande. S'agissant des pertes, on observe une dégradation importante des pertes d'insertion par rapport à la simulation EM : elles sont de 6.9dB contre 4.5dB en

simulation. On observe un léger décalage en fréquence des deux réponses, identique sur tous les canaux (2.8%). De plus, on note une dégradation de l'adaptation sur le canal C11 (quadriplexeur HF1) et sur son homologue C12 (quadriplexeur HF2), plus importante que sur les autres canaux. Il semble donc que, sur ces filtres, des détails métalliques trop fins aient été gommés à la réalisation. L'ensemble des performances électriques mesurées est synthétisé dans le tableau 3.6. Malgré des

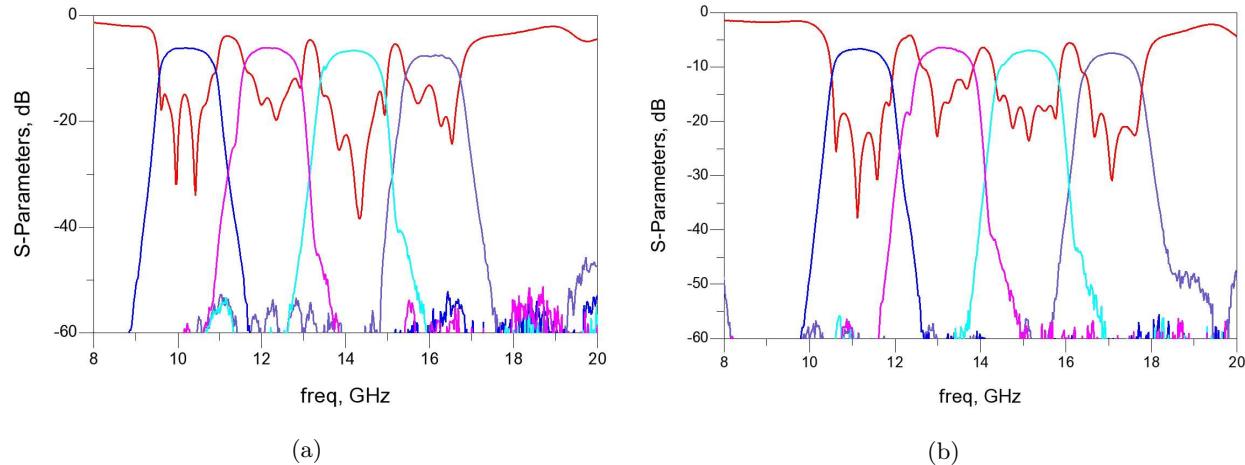


FIGURE 3.50 – Résultats de mesure des deux quadriplexeurs HF1 (a) et HF2 (b)

Param.	Filtre C9	Filtre C10	Filtre C11	Filtre C12	Filtre C13	Filtre C14	Filtre C15	Filtre C16
Pertes d'insertion (dB)	6.1	6.4	6.1	6.2	6.5	6.7	7.3	7.3
Adaptation (dB)	14.1	16.6	11.4	11.6	16.1	15.2	13.3	16.6
Réjections au croisement (dB) (droite)	29.8	25	30.5	30.2	29.2	31.3	-	-
Réjections croisement (dB) (gauche)	-	-	29.8	25	30.5	30.2	29.1	31.3
Réjections large bande (dB)	53.5	55.5	51.6	56.7	54.2	56.2	52.7	51

TABLE 3.6 – Performances mesurées des deux quadriplexeurs HF

différences résiduelles, ces résultats de mesure satisfont aux spécifications. Le décalage fréquentiel observé entre la simulation EM et la mesure étant identique sur tous les filtres (2.8%), la piste d'un écart de permittivité diélectrique entre substrats simulé et réel semble être à privilégier. Cependant, nous n'avons pas de certitude quant à cette explication puisque c'est le premier circuit réalisé et il n'y a à ce jour aucun retour d'expérience quant aux permittivités réelles des substrats utilisés chez ce fondeur. Seule une deuxième réalisation incluant une structure de test (résonateur à stub par exemple) permettrait de confirmer ou infirmer cette piste. La ligne  $50\Omega$  étant mesurée via les mêmes transitions, on ne peut en déduire une information fiable (permittivité etc.).

Quant au problème des pertes, elles pourraient être imputables à deux phénomènes. Le premier concerne les transitions triplaques-microruban qui apporteraient des pertes. La deuxième cause pourrait éventuellement provenir d'un écart de conductivités entre les valeurs réelles et simulées. D'autre part, la valeur du  $\tan(\delta)$  peut également être incriminée. Quelques rétro-simulations présentées dans l'annexe D permettent d'étayer ces explications.

Les réponses mesurées des deux quadriplexeurs HF ont été superposées sur la même figure (3.51) afin de juger de la contiguïté ainsi que du niveau de pertes relatif des différents canaux. Cette représentation n'a aucune réalité physique et ne représente aucun montage réel de l'architecture proposée ; elle n'est ici qu'illustrative. On peut noter que, malgré le décalage en fréquence obtenu lors de la fabrication, le positionnement relatif des canaux est régulier et que la réponse en transmission des filtres est correcte. De ce fait, la reconstitution du spectre entier se fera avec un recouvrement maximal des canaux, ce qui minimise le risque de perte d'information. De plus, on remarque un écart de niveau de perte relativement faible sur l'ensemble des huit canaux ( $\Delta IL = 1.2 \text{ dB}$ ). Naturellement, les canaux les plus bas en fréquence sont moins affectés du fait de leur rapport de bande plus élevé.

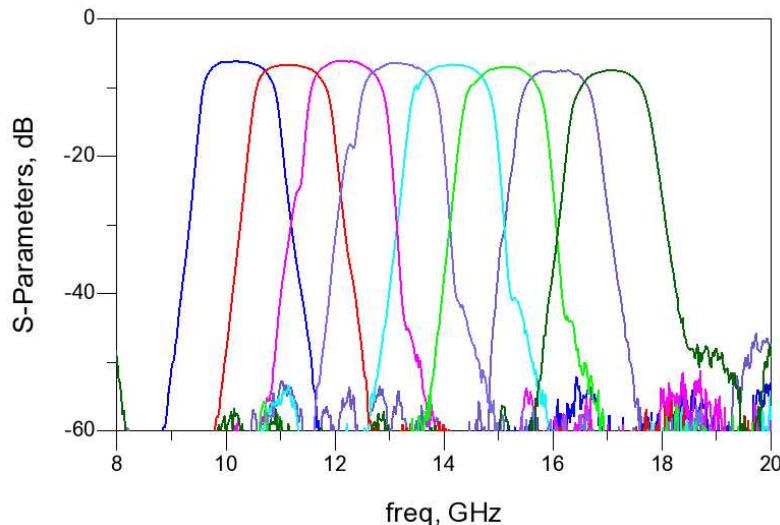


FIGURE 3.51 – Superposition des réponses mesurées des deux quadriplexeurs HF

La flexibilité de la topologie DBR (positionnement des zéros, CO à la fréquence des zéros, alternance de stubs, pliage etc.) a été largement démontrée dans cette partie et le principe d'un multiplexeur quatre canaux, basé sur ces filtres DBR, a donc été validé par la mesure. Le multiplexeur conçu et mesuré présente de bonnes performances électriques et répond en partie au cahier des charges initial. Notons tout de même que l'encombrement des circuits réalisés ( $17.1$  et  $18.8 \text{ cm}^2$ ) est un argument non négligeable dans la comparaison de ces solutions planaires aux solutions volumiques qui les rend extrêmement compétitives pour les applications faibles puissances.

### 3.2.3 Conception des quadriplexeurs BF

La conception des deux quadriplexeurs BF est tout à fait différente de celle du cas HF. D'une part, les filtres présentent des rapports de bande bien supérieurs à ceux des filtres HF et ils diffèrent également beaucoup d'un filtre à l'autre (de 10.5% à 40%). Ceci implique donc l'utilisation de topologies différentes pour les filtres d'un même quadriplexeur. D'autre part, la bande de travail étant assez importante, les niveaux de réjection proches de la bande poseront moins de problèmes que dans le cas HF. Mais, dû au caractère distribué des filtres planaires, les remontées parasites BF et HF vont désormais poser de sérieux problèmes. En effet, selon la topologie considérée, les remontées HF peuvent potentiellement être positionnées à  $2f_0$ ,  $2,5f_0$  ou encore  $3f_0$ . Mais la problématique la plus contraignante est qu'à ces fréquences et, au vu des bandes de travail en question, la connexion et l'adaptation des canaux entre eux sont de véritables enjeux. Les difficultés sont reportées sur la maîtrise de la bande atténuée, qui devient ici très large, ainsi que sur le choix judicieux des éléments d'adaptation. Le gabarit des quadriplexeurs BF1 et BF2 est présenté à la figure 3.52. Enfin, la transposition en fréquence de 1GHz d'un circuit vers le second n'est plus aussi évidente à réaliser que dans le cas HF, car les topologies peuvent être vraiment différentes d'un filtre à l'autre.

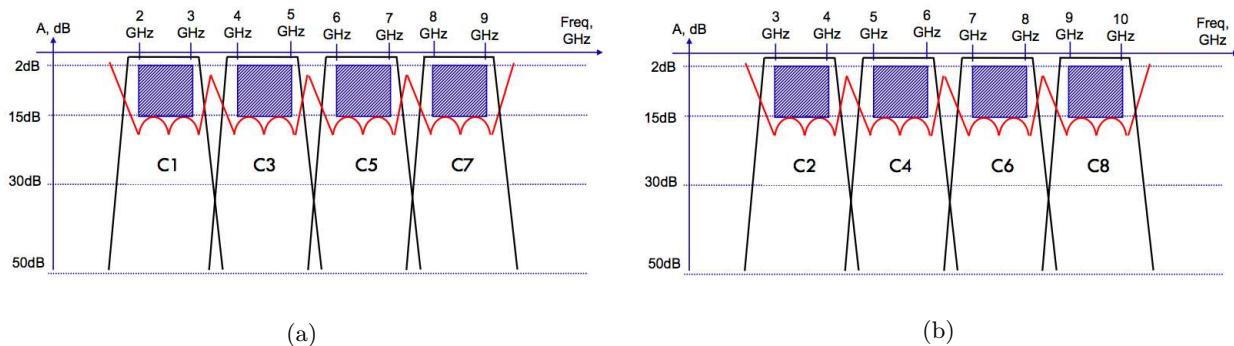


FIGURE 3.52 – Gabarit des quadriplexeurs BF1 (2-9GHz) (a) et BF2 (3-10GHz) (b)

#### 3.2.3.1 Choix de l'architecture

Le choix de l'architecture de ces quadriplexeurs est complexe. Elle diffère de celle du cas HF car ici la bande de travail est très importante et beaucoup des connexions possibles en faible/moyenne bande ne le sont plus ici, soit parce qu'elles sont intrinsèquement trop faible bande, soit simplement dû au caractère distribué donc périodique des lignes de transmission utilisées. S'agissant de celles utilisables, certaines sont d'ores et déjà disqualifiées. C'est le cas des configurations à manifold, à circulateurs, à filtres directionnels ou à coupleurs hybrides. Ces différentes configurations sont donc abandonnées. La figure 3.53 présente deux exemples des architectures les plus adaptées dans le cadre de cette étude en BF : jonction parallèle (a) et divisions successives Passe-Bas/Passe-Haut (b). La première configuration est celle utilisée dans le cas des quadriplexeurs HF mais, en BF, elle présente quelques limites que nous évoquerons par la suite. Malgré un doublement du nombre de

filtres, la configuration PB/PH offre une alternative intéressante à la précédente car elle offre un niveau de pertes homogène sur l'ensemble des canaux (les canaux les plus hauts en fréquences étant en amont). Nous étudions dans cette partie la faisabilité de ces quadriplexeurs BF en s'intéressant respectivement à ces différentes architectures.

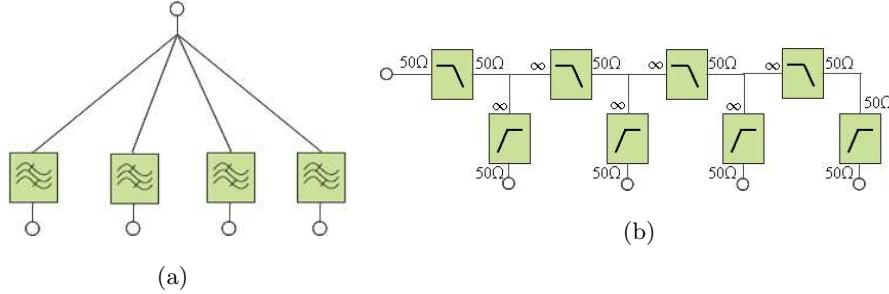


FIGURE 3.53 – Connexions possibles des quadriplexeurs BF

Nous avons tout d'abord étudié l'architecture de type PB/PH cascades présentée ci-dessus. Comme évoqué au 1.3.3.1, la conception de ce type de connexion exige une attention particulière sur le choix des filtres, mono- ou double-terminaison. En effet, lorsque les canaux sont contigus, les premiers sont nécessaires afin de rendre complémentaires les différents filtres. On peut donc, dans ce cas, concevoir facilement, en localisé au moins, un multiplexeur à canaux contigus sur une large bande de fréquence, par exemple 2-10GHz. Ici, les canaux ne sont pas contigus et, bien que théoriquement plus adaptée, l'utilisation de filtres mono-terminaison n'est pas probante. La figure 3.54 (a) présente le schéma électrique du quadriplexeur BF1 avec une architecture PB/PH et utilisant des filtres ST pour les filtres internes et DT pour les filtres d'entrée/sortie (ces derniers sont adaptés sur  $50\Omega$  à leurs deux ports). La réponse simulée en éléments localisés est présentée à la figure 3.54 (b).

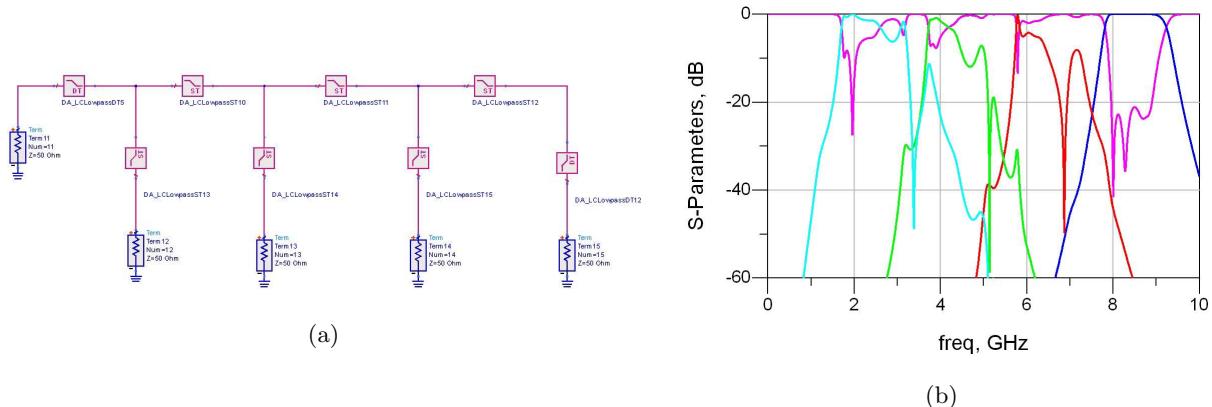


FIGURE 3.54 – Quadriplexeur BF1 à structure PB/PH avec filtres ST

Au vu de l'écart entre les filtres et de la réponse initiale du quadriplexeur BF1 présentée ci-dessus, nous ne travaillerons pas sur ce type d'architecture, qui, par ailleurs, a déjà fait l'objet de travaux antérieurs internes à Thales.

S'agissant de la deuxième architecture possible, les filtres sont ici directement connectés en étoile sur une jonction commune. Cette connexion de type parallèle est identique à celle utilisée dans le cas HF. Cependant, dans le cas BF, le réglage de la structure est beaucoup plus complexe et les dispositifs d'adaptation utilisés précédemment présentent certaines limites, exposées ci-dessous.

Le positionnement d'une ligne quart d'onde en tête de filtre possède une fonction particulière : elle peut servir à transformer le comportement d'un filtre à des fréquences particulières. Par exemple, un filtre à stubs CO demi-onde à  $f_0$  présente un CC parallèle à  $\frac{f_0}{2}$ . Ce comportement hors bande est incompatible avec un fonctionnement en multiplexeur, car il va fortement dégrader le filtre adjacent à cette fréquence. L'ajout d'une ligne série quart d'onde à  $\frac{f_0}{2}$  transforme le CC parallèle apporté par le stub en CO série, ce qui minimise la contribution de ce filtre dans la bande adjacente. Cependant, un inverseur quart d'onde utilisé comme unique élément de réglage sur chaque canal ne permettra malheureusement pas d'adapter correctement la structure globale (sa périodicité implique des changements trop importants sur toute la bande utile : plusieurs tours sur l'abaque de Smith). Plusieurs simulations intermédiaires ont permis de mettre en évidence ce problème, notamment lorsque le nombre de canaux excède trois.

Dans la suite de ce chapitre, nous nous consacrons donc à l'étude de faisabilité des quadriplexeurs BF utilisant une architecture à connexion parallèle. A architecture donnée, nous allons donc maintenant étudier les différentes topologies utilisables pour les filtres de canal afin de remplir le cahier des charges.

### 3.2.3.2 Choix de la topologie de filtres

Au vu des rapports de bande des deux quadriplexeurs, le choix de la topologie des filtres doit être, on s'en doute, différent pour les filtres en bas de bande et ceux en haut de bande. Nous allons proposer pour chacun d'eux une topologie adéquate qui puisse répondre aux exigences présentées précédemment. De plus, malgré un décalage en fréquence de seulement 1GHz entre les deux circuits, nous sommes contraints de travailler en parallèle sur les deux quadriplexeurs pour lesquels nous opérons un découpage en couple de filtres (couples C1-C2, C3-C4, C5-C6 et C7-C8). A priori, les deux filtres d'un même couple possèdent sensiblement les mêmes contraintes fréquentielles donc nous considérerons qu'ils ont très certainement la même topologie.

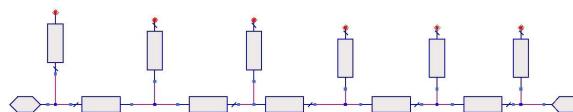


FIGURE 3.55 – Topologie d'ordre 6 à stubs CO

Dans un premier temps, chaque canal du quadriplexeur BF1 a été simulé avec une topologie classique à stubs en circuit ouvert (voir figure 3.55), qui est en principe adaptée à ces largeurs de bande. La réponse de chacun de ces filtres en lignes idéales est présentée à la figure 3.56. On

remarque dans chaque cas la présence de remontées parasites, en BF et/ou en HF. Au vu de ces premières simulations, il est clair qu'il faudra trouver, au cas par cas, des topologies permettant la suppression de ces remontées afin de pouvoir assurer la cohabitation et la connexion des canaux. Une étude topologique a donc été menée sur chaque couple de filtres.

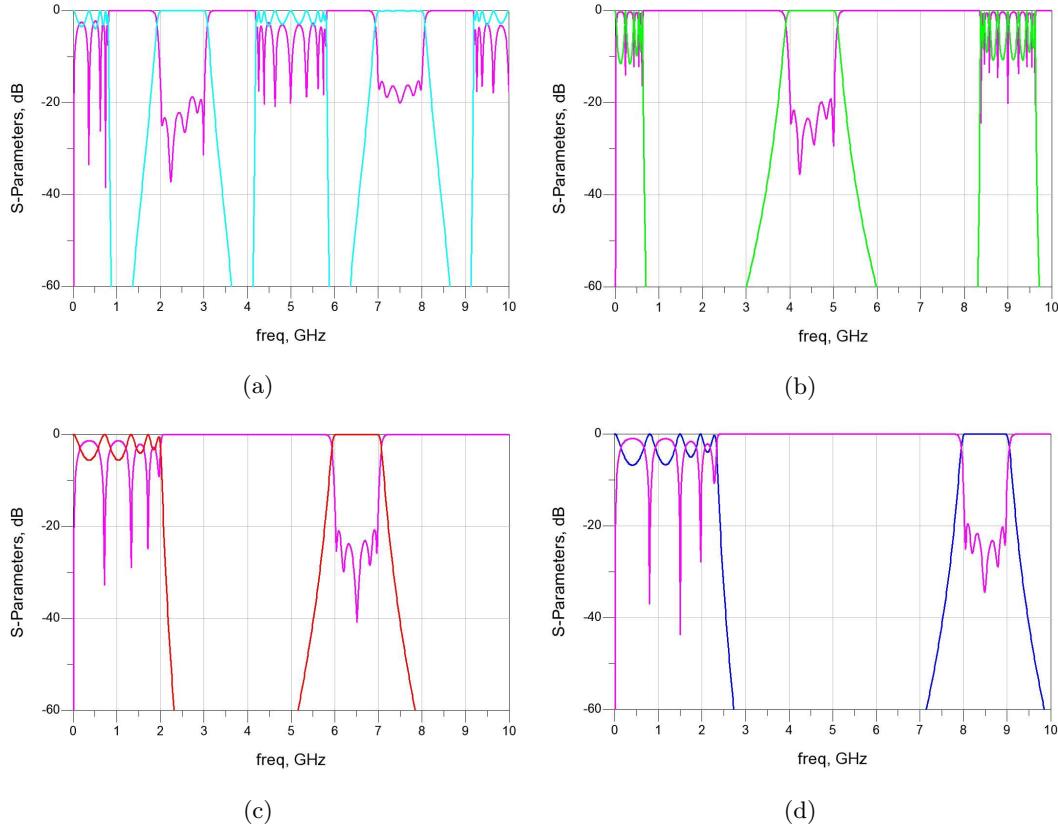


FIGURE 3.56 – Réponse de chaque canal du quadriplexeur BF1 (topologie à stubs CO) : C1 (a), C3 (b), C5 (c) et C7 (d)

- Couple de filtres C1-C2 :

La topologie à stubs CO possède des remontées à  $2f_0$  et à  $2,5f_0$ , très gênantes pour les canaux adjacents. L'utilisation d'une topologie ayant des remontées à  $3f_0$  intégrant des structures de filtrage additionnelles pour limiter les remontées serait préférable ici. Pour toutes ces raisons, nous présentons ici la topologie interdigitée qui possède les propriétés recherchées. Un exemple à l'ordre 7 est présenté à la figure 3.57.

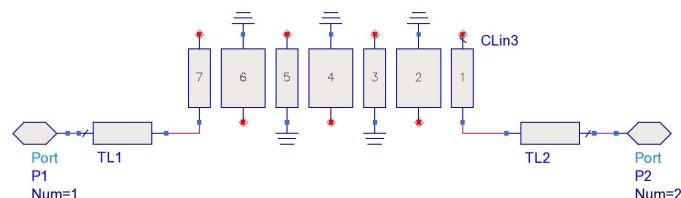


FIGURE 3.57 – Filtre d'ordre 7 en topologie interdigitée (version large bande)

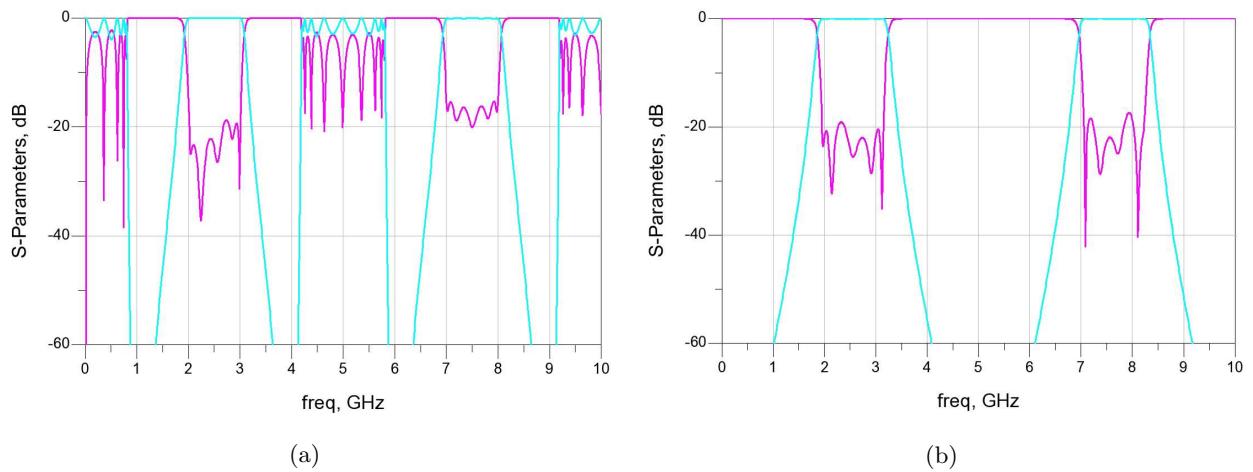


FIGURE 3.58 – Réponse du filtre C1 en topologie à stubs CO (a) et interdigitée (b)

La figure précédente compare les réponses d'un filtre du même ordre en topologie à stubs CO (a) et interdigitée (b). Ce dernier possède une remontée plus haut en fréquence mais reste néanmoins perturbateur pour le reste de la structure. C'est pourquoi nous intégrons en cascade des cellules de type passe-bas afin d'éliminer les remontées résiduelles. Trois cellules à stubs CO quart-d'onde sont nécessaires pour maintenir les remontées en deçà de 60dB. La figure 3.59 présente donc cette topologie. La réponse d'un filtre d'ordre 7 en topologie interdigitée avec et sans filtrage PB est proposée à la figure 3.60. La réponse du filtre avec passe-bas est tout à fait satisfaisante pour l'application en question.

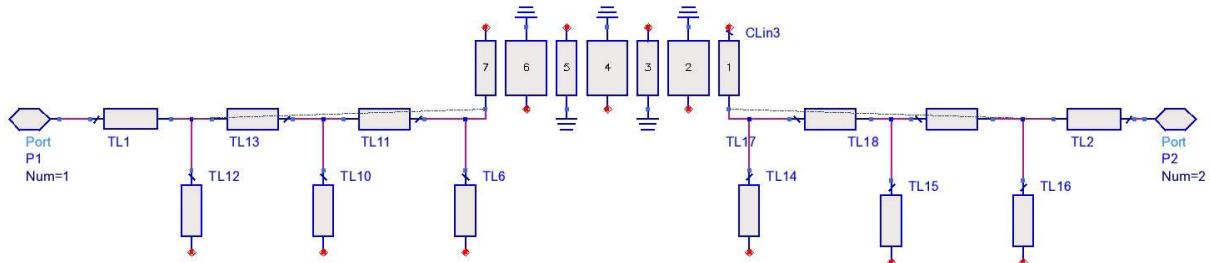


FIGURE 3.59 – Filtre en topologie interdigitée avec cellules passe-bas cascadées

*Remarque :* Il faut également noter que la topologie interdigitée présentée ici est une version large bande et il existe une variante faible et moyenne bande. Cette dernière est similaire mais intervertit les retours à la masse sur les résonateurs couplés de façon à ce que les premiers et derniers soient connectés à la masse. Les topologies à stubs CC imposent la présence de trous métallisés dont les tolérances technologiques constituent une limite. Ces tolérances technologiques ont un impact plus faible dans ce cas que pour les filtres HF.

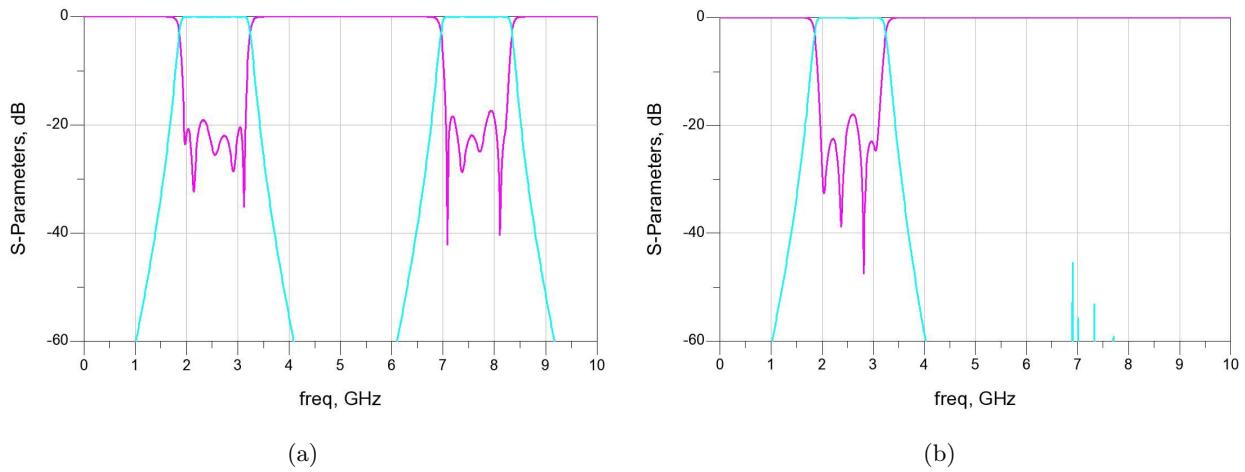


FIGURE 3.60 – Réponse d'un filtre d'ordre 7 interdigitée sans (a) et avec (b) filtrage passe-bas

- Couple de filtres C3-C4 :

Malgré les remontées parasites en BF, non gênantes pour les canaux adjacents, les filtres C3 et C4 possèdent des remontées à 9GHz et 11GHz, respectivement. Les figures 3.61 présentent leurs réponses. Ici, une topologie à stubs CO à sauts d'impédances (figure 3.62 (a)) pourrait être intéressante mais une modification des zéros (grâce aux sauts d'impédances) ne pourra cependant pas supprimer ces remontées. L'ajout de structures passe-bas peut être utilisé ici afin de pallier ce problème. Ces cellules passe-bas à stubs CO sont directement intégrées dans le filtre passe-bande en se substituant aux inverseurs. La synthèse de cette intégration sera vue dans la partie suivante et la topologie est présentée à la figure 3.62 (b). On peut voir, figure 3.63, les réponses respectives du filtre C3 utilisant d'abord des sauts d'impédances pour repousser les réjections (non suffisant) et ensuite les filtres passe-bas intégrés. On constate la suppression totale des remontées au dessous de 60dB. La dégradation de la réponse et de son adaptation est due à la présence des cellules passe-bas dont les fréquences de coupure ( $f_{c1}=7.5\text{GHz}$  et  $f_{c2}=8.5\text{GHz}$ , resp.) perturbent légèrement le filtre.

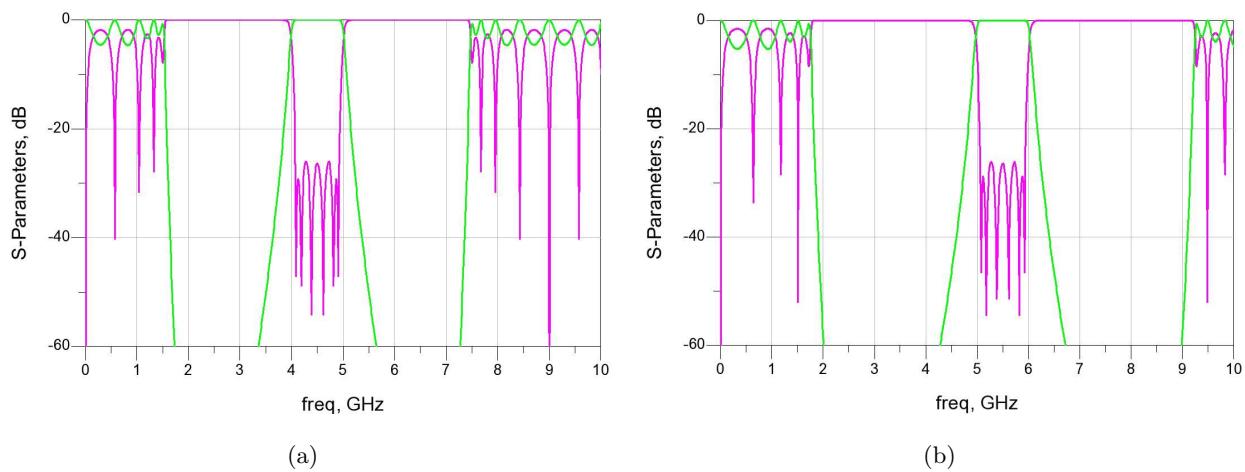


FIGURE 3.61 – Réponse des filtres C3 et C4 à stubs CO

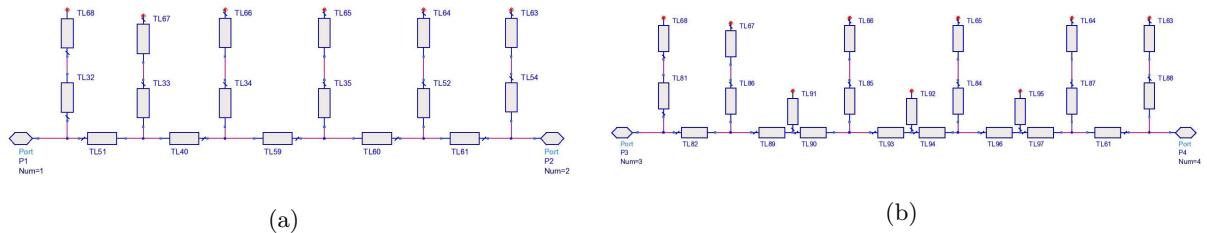


FIGURE 3.62 – Topologie à stubs CO à sauts d'impédances sans (a) et avec (b) passe-bas intégrés

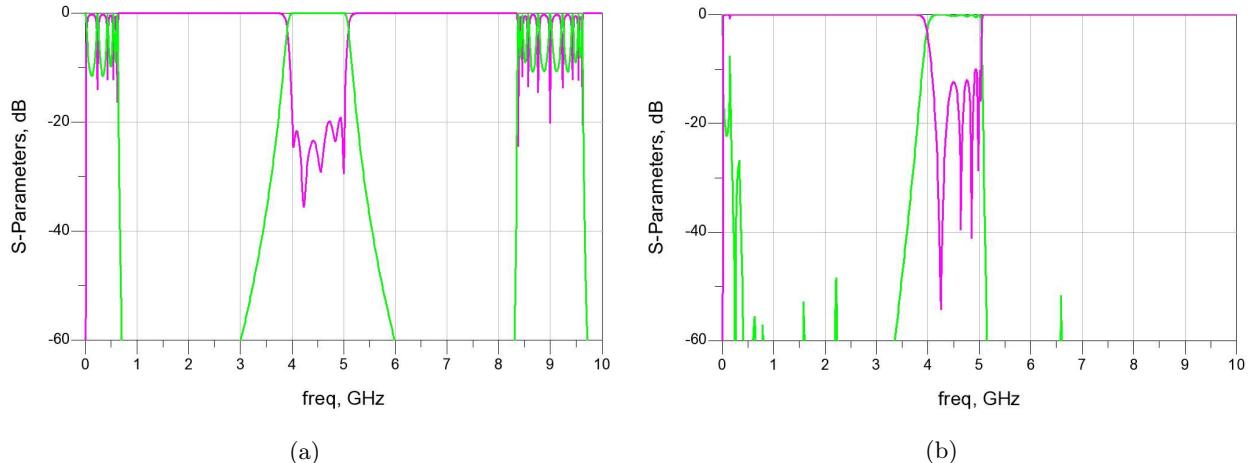


FIGURE 3.63 – Réponse du filtre C3 avec stubs CO à saut d'impédances sans (a) et avec (b) passe-bas

Une alternative aux topologies présentées ci-dessus est d'utiliser des filtres à stubs CC qui ont intrinsèquement des remontées à  $3f_0$ , donc bien adaptés à notre cahier des charges.

- Couple de filtres C5-C6 :

Le cas du filtre C6 ne pose pas de problème particulier car, ni ses remontées BF, ni celles en HF, ne perturbent a priori les filtres adjacents du quadriplexeur. En revanche, pour le filtre C5, les remontées BF sont à repousser et une topologie à stubs CO et sauts d'impédances suffira à régler ce problème (voir figure 3.64).

- Couple de filtres C7-C8 :

Les filtres C7 et C8 ne nécessitent pas de changements topologiques importants. Seul un décalage des remontées BF en deçà de la fréquence basse du premier canal est nécessaire. Comme précédemment nous ajoutons donc des sauts d'impédances sur les stubs CO. La réponse du filtre C7 avec cette topologie est présentée à la figure 3.65.

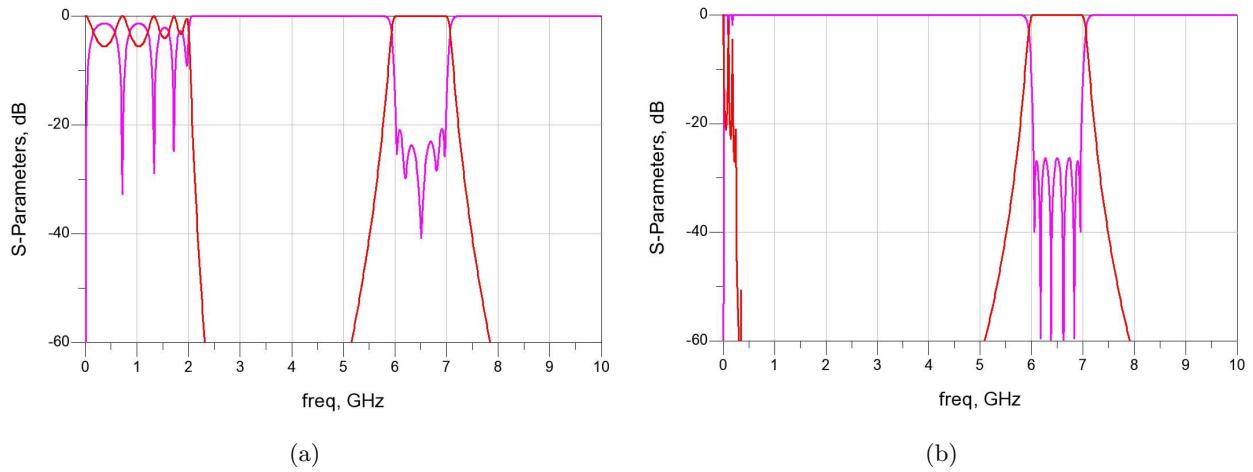


FIGURE 3.64 – Réponse du filtre C5 avec stubs CO sans (a) et avec (b) sauts d'impédances

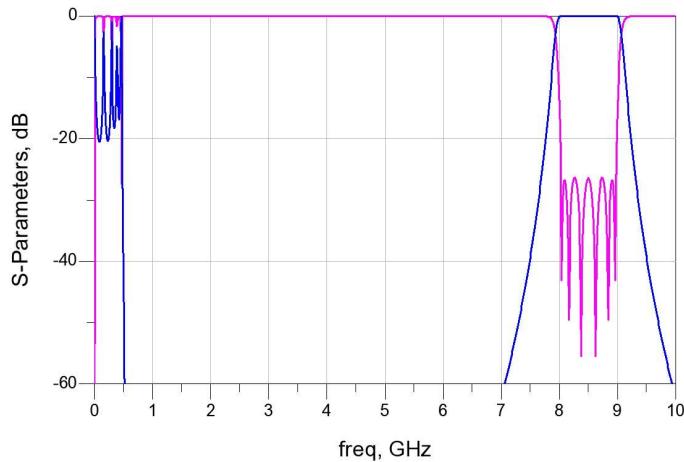


FIGURE 3.65 – Réponse du filtre C7 avec stubs CO à sauts d'impédances

Cette première étude topologique a permis de déterminer la topologie planaire la plus adaptée à chacun des huit canaux BF. Le problème des réjections a été résolu, soit par des solutions topologiques (sauts d'impédances, stubs court-circuités etc.) soit par ajout de structures supplémentaires (cellules passe-bas à l'intérieur des filtres passe-bande). La connexion des canaux reste évidemment un autre problème et fait l'objet de la partie suivante.

### 3.2.3.3 Synthèse des filtres

Les différentes topologies présentées ci-avant possèdent toutes leurs synthèses mathématiques associées. Les synthèses des filtres à stubs CO, à stubs CC ainsi que celles des filtres interdigités (dans sa version moyenne ou large bande) sont développées dans [16]. Les optimisations topologiques, quant à elles, peuvent être développées par ailleurs. En effet, l'intégration de sauts d'impédances dans les stubs CO est régie par une synthèse identique à celle développée au 3.2.1.2.1. Un paramètre de pente peut donc être calculé et intégré dans l'expression des impédances des deux tronçons de ligne. S'agissant de l'intégration des cellules passe-bas dans les filtres passe-bande, la

synthèse des éléments de chaque cellule est développée dans [25]. Chaque élément de cette cellule passe-bas est donc calculé en fonction de l'élément remplacé (inverseur). Le tableau suivant donne pour chaque filtre, la valeur des impédances caractéristiques des lignes (ou largeurs des lignes, le cas échéant) et des largeurs des gaps.  $Z_{cij}$  et  $Z_{sij}$  représentent les impédances caractéristiques des inverseurs et des stubs, respectivement ainsi que  $W_{ii}$  et  $S_{ii}$ , les largeurs des tronçons et des gaps, respectivement. A l'exception des largeurs des gaps du filtre C1 (repérées en rouge), toutes les dimensions sont compatibles avec les spécifications triplaques.

Param.	Filtre C1	Filtre C3	Filtre C5	Filtre C7	Param.	Filtre C1	Filtre C3	Filtre C5	Filtre C7
$Z_{c12}$	-	47	47	47	$Z_{s61}$	-	14	16	10
$Z_{c23}$	-	51	48	48	$Z_{s62}$	-	-	10	6
$Z_{c34}$	-	54	51	51	$W_{11}$	150	-	-	-
$Z_{c45}$	-	51	48	48	$W_{22}$	150	-	-	-
$Z_{c56}$	-	47	47	47	$W_{33}$	150	-	-	-
$Z_{s11}$	-	14	16	19	$W_{44}$	150	-	-	-
$Z_{s12}$	-	-	12	32	$W_{55}$	150	-	-	-
$Z_{s21}$	-	8	7	16	$W_{66}$	150	-	-	-
$Z_{s22}$	-	-	4	58	$W_{77}$	150	-	-	-
$Z_{s31}$	-	7	19	14	$S_{11}$	50	-	-	-
$Z_{s32}$	-	-	60	48	$S_{22}$	110	-	-	-
$Z_{s41}$	-	7	5	6	$S_{33}$	110	-	-	-
$Z_{s42}$	-	-	2	4	$S_{44}$	110	-	-	-
$Z_{s51}$	-	8	6	5	$S_{55}$	110	-	-	-
$Z_{s52}$	-	-	2	2	$S_{66}$	50	-	-	-

TABLE 3.7 – Résultats de synthèse des filtres du quadriplexeur BF1

### 3.2.3.4 Choix de la connexion

Dans le cadre de banques de quatre filtres en parallèle, les éléments de réglage seuls (L et C) ne permettent pas l'adaptation parfaite du circuit global. C'est vrai en tout cas lorsque les filtres ont des largeurs de bande importantes (1GHz ici). La figure 3.66 montre le schéma du quadriplexeur BF1 et son réseau d'adaptation. Le caractère distribué des filtres est en effet très gênant dans cette conception et l'utilisation de L et de C localisées comme seuls éléments de réglage n'est plus suffisante. La figure 3.67 présente la réponse électrique idéale des deux quadriplexeurs BF dont le schéma est celui de la figure 3.66. Ces résultats ne répondent qu'en partie au cahier des charges et l'adaptation de la structure est très difficile à réaliser. A noter que la réponse du circuit le plus haut en fréquence est meilleure que celui en BF car le filtre C2 pose moins de problème que le filtre C1. A ces fréquences, un décalage de 1GHz n'est pas du tout négligeable dans la gestion de la réponse et des remontées hors bande.

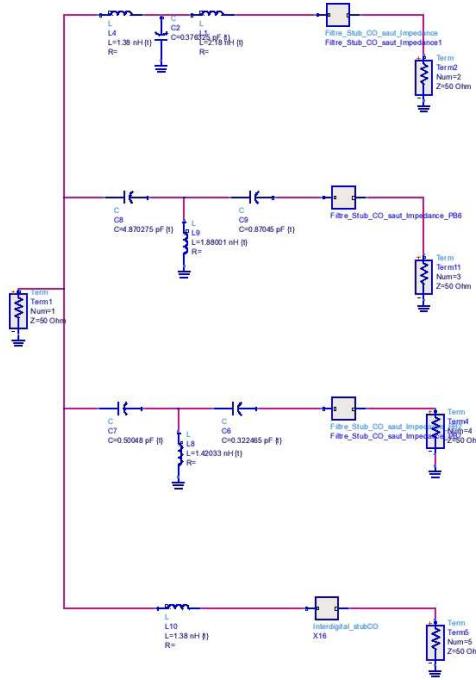


FIGURE 3.66 – Schéma électrique du quadriplexeur BF1 avec réseau d'adaptation

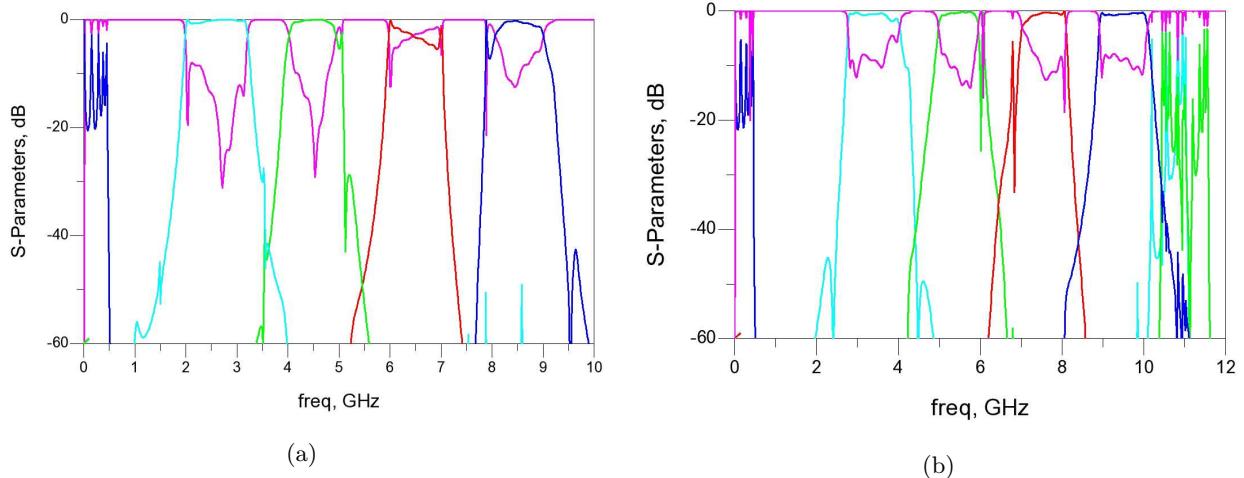


FIGURE 3.67 – Réponse électrique des deux quadriplexeurs BF avec filtres en lignes idéales

Si la faisabilité a été démontrée au préalable dans le cas de filtres moyenne bande, le cas large bande reste problématique. Nous avons vu précédemment que des éléments de réglage à base d'inductances et de capacités ne suffisent pas au réglage. Il faut donc envisager une augmentation du nombre de degrés de liberté afin de faciliter l'adaptation du quadriplexeur. Pour ce faire, nous utilisons les différents éléments internes de filtres pour ajouter des paramètres de réglage (longueurs et largeurs des stubs, longueurs et largeurs des inverseurs). Après avoir validé les aspects topologiques de chacun des filtres en lignes idéales, nous utilisons désormais des lignes triplaques (substrat identique à celui présenté au 2.2.2) afin de démontrer la faisabilité des quadriplexeurs complets.

Les quatre figures suivantes présentent la réponse en lignes triplaques de chacun des filtres du quadriplexeur BF1 (2-18GHz). On constate assez normalement un niveau de pertes moins élevé (2.7dB au maximum contre 4.5dB dans le cas HF). Chaque filtre étant dimensionné en technologie triplaques (sans les modèles de discontinuité pour le moment), il est temps de connecter ces filtres. Nous gardons, dans un premier temps, les réseaux d'adaptation identiques au cas idéal. Les topologies utilisées pour ces filtres sont celles définies précédemment (stubs CO pour C7 et C5, stubs CC (ou DBR) pour C3 et interdigitée pour C1). Les pertes d'insertion sont de 2.7, 2.6, 2 et 1.8dB pour C7, C5, C3 et C1, respectivement.

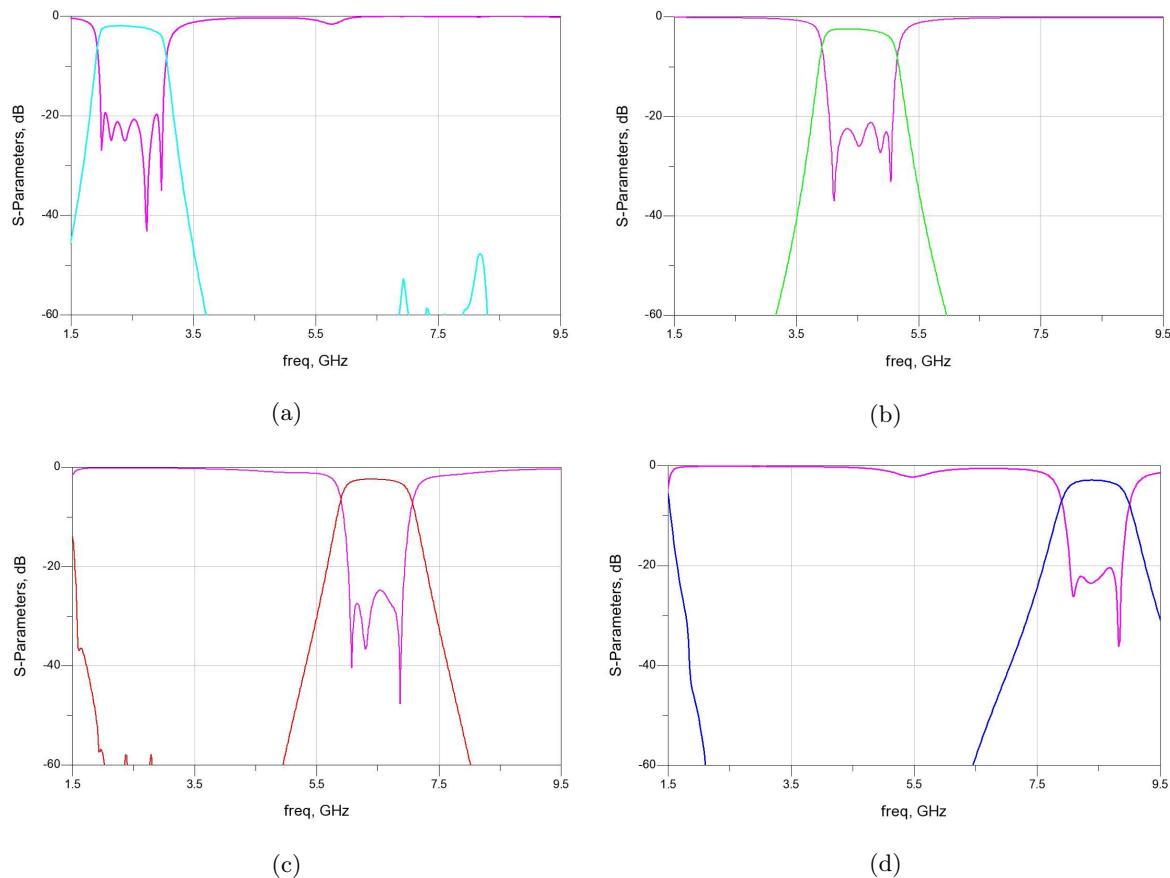


FIGURE 3.68 – Réponse électrique des filtres de canal C1, C3, C5 et C7 en triplaques

Les quatre filtres de canal du quadriplexeur BF2 ont également été dimensionnés et leurs réponses triplaques sont présentées à la figure 3.69. Dans ce cas, les remontées parasites BF sont plus faciles à éloigner via des sauts d'impédances ce qui contraint moins les autres paramètres des filtres. Les pertes d'insertion pour les filtres C8, C6, C4 et C2 sont respectivement de 2.8, 2.7, 2.4 et 2 dB.

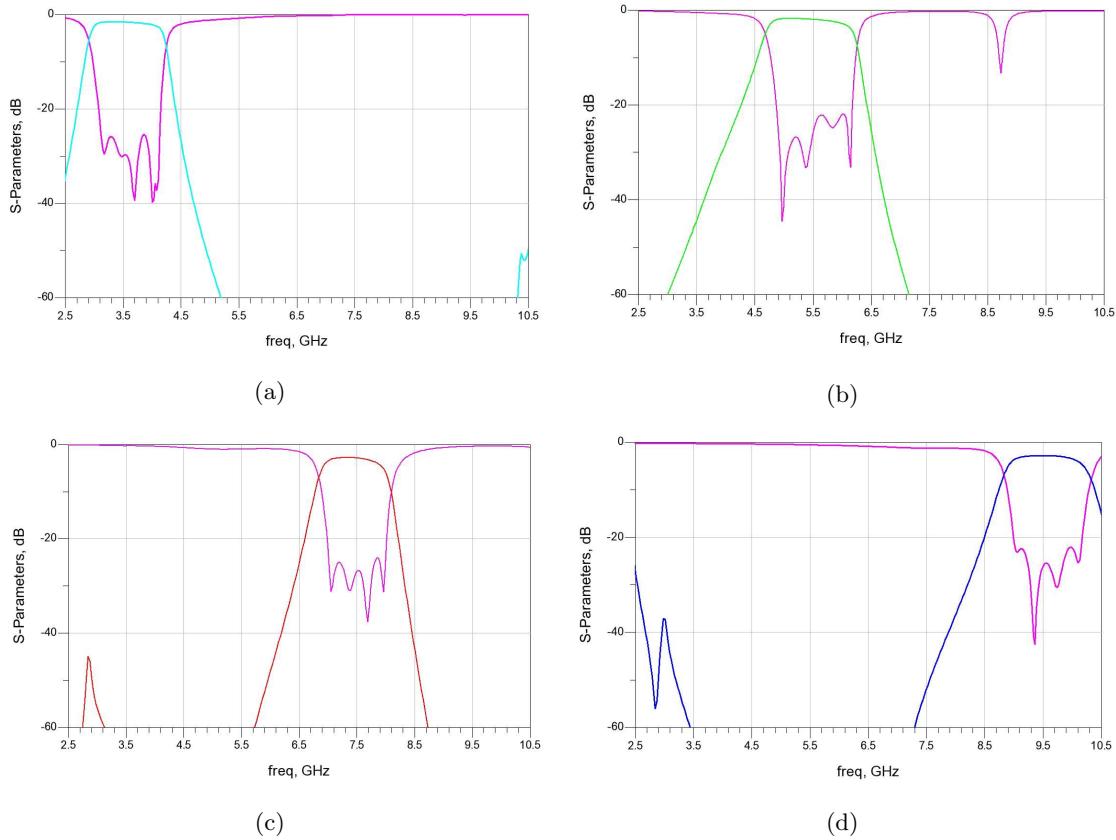


FIGURE 3.69 – Réponse électrique des filtres de canal C2, C4, C6 et C8 en triplaqué

Le réglage circuit est tout de même assez complexe car de nombreux paramètres s'ajoutent aux variables initiales de réglage. On peut dénombrer plus d'une centaine de paramètres. Le réglage impose une dissymétrisation des filtres de canal afin de bénéficier d'un nombre optimal de paramètres, ce qui complexifie assez rapidement l'optimisation. Le résultat de simulation électrique pour les quadriplexeurs BF1 et BF2 est présenté à la figure 3.70. On voit que dans ce cas l'adaptation du quadriplexeur est donc possible à réaliser. Les performances électriques sont synthétisées dans le tableau 3.8.

Paramètres	Filtre C1	Filtre C2	Filtre C3	Filtre C4	Filtre C5	Filtre C6	Filtre C7	Filtre C8
Pertes d'insertion (dB)	1.8	1.8	2.5	2.3	2.5	3.1	2.8	2.9
Adaptation (dB)	9.8	10.7	9.8	10.1	9.7	10.9	11.7	11.5
Réjections au croisement (dB) (droite)	49.2	28.1	35.7	39.3	36.2	35.6	-	-
Réjections croisement (dB) (gauche)	-	-	49.2	28.1	35.7	39.3	36.2	35.6
Réjections large bande (dB)	39.2	40.5	45.4	47.9	39.2	42	42	44

TABLE 3.8 – Performances électriques des quadriplexeurs BF1 et BF2

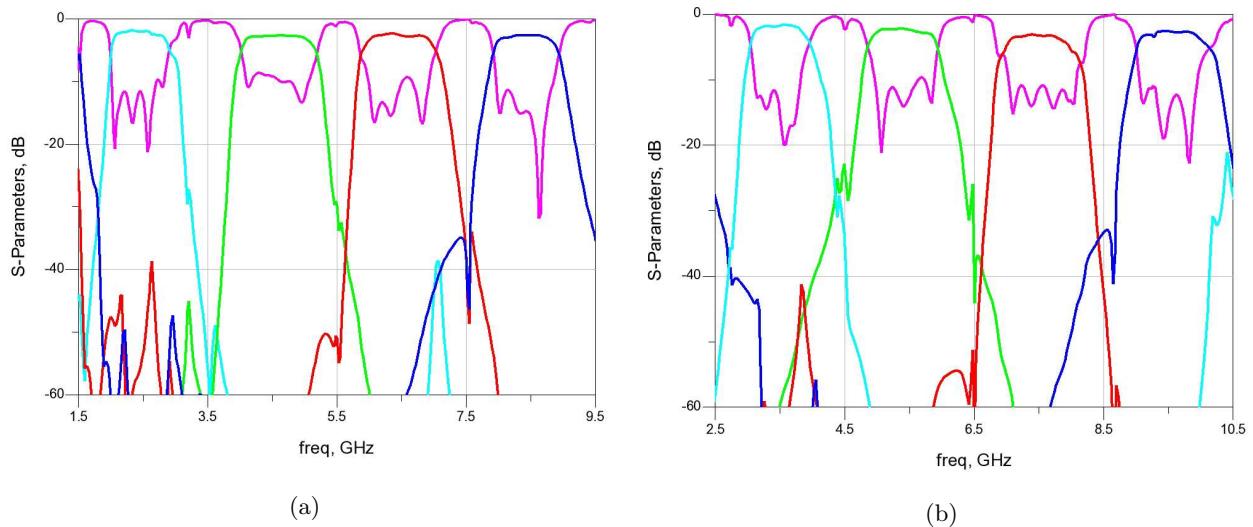


FIGURE 3.70 – Réponse simulée (triplaque) des quadplexeurs BF1 et BF2 à jonction parallèle

En complément de la réponse électrique présentée ci-dessous, nous nous intéressons à la compatibilité technologique de ces solutions BF avec la technologie triplaqué. Les masques des quatre canaux du quadplexeur BF1 sont représentés sur une même figure (3.71). Ces layout sont bruts et leur encombrement n'est pas optimisé. Les tailles annoncées ne sont qu'un ordre d'idée de l'encombrement global. On remarque une presque similarité entre les filtres C7 et C5, basés sur la même topologie. La topologie interdigitée, quant à elle, permet au filtre C1 (et C2 pour le quadplexeur BF2) de présenter, bien qu'étant le plus bas en fréquence, une très forte compacité, ce qui tend à minimiser l'encombrement global du quadplexeur.

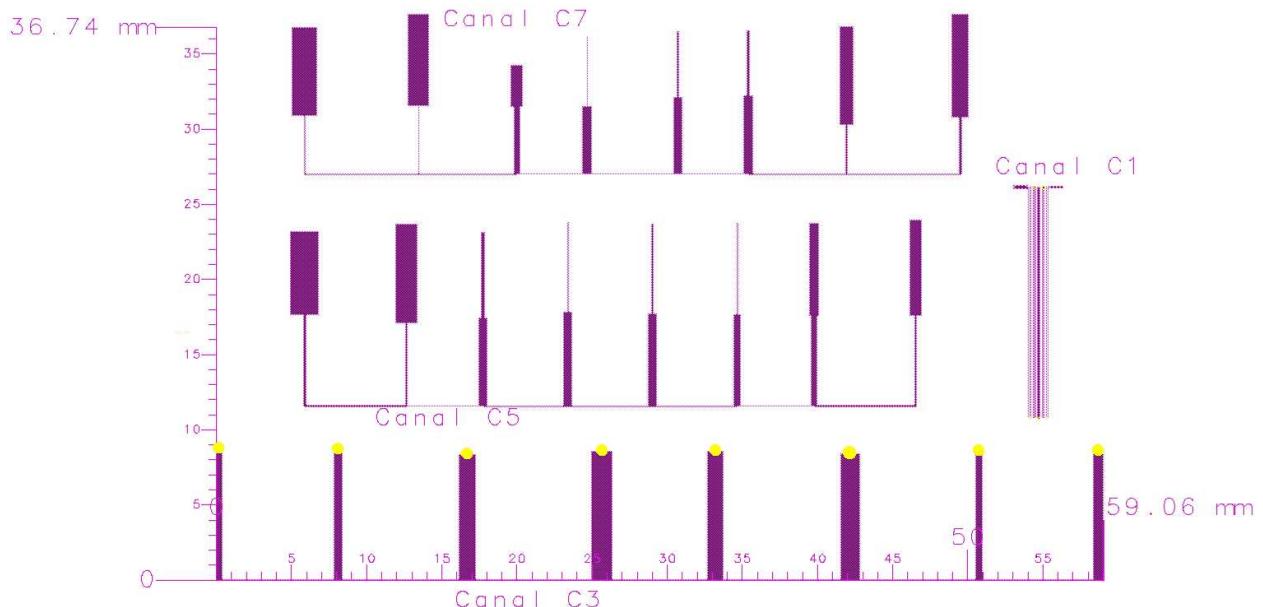


FIGURE 3.71 – Layout des quatre filtres de canal du quadplexeur BF1 : C1, C3 C5 et C7

En termes de compatibilité technologique, l'ensemble des données géométriques des quatre filtres précédents est synthétisé dans le tableau 3.9. Les valeurs repérées en rouge sont celles qui ne respectent pas les spécifications technologiques présentées au 2.2.2. De manière assez générale, la majorité des largeurs des inverseurs des trois filtres à stubs (C3, C5 et C7) ne sont pas réalisables. De plus, le filtre C1 possède également des grandeurs géométriques en dehors des spécifications technologiques, que ce soit pour les largeurs de lignes ou des gaps entre lignes couplées. L'ensemble des autres grandeurs sont dans les spécifications. Les résultats concernant le quadriplexeur BF2 étant similaires (voire même sensiblement meilleurs) à ceux du BF1, ils ne sont pas présentés ici.

Param.	Filtre C1	Filtre C3	Filtre C5	Filtre C7	Param.	Filtre C1	Filtre C3	Filtre C5	Filtre C7
$W_{s11}$	-	413	204	108	$W_{inv2}$	-	<b>40</b>	<b>60</b>	<b>98</b>
$W_{s21}$	-	600	<b>140</b>	<b>72</b>	$W_{inv3}$	-	<b>45</b>	<b>100</b>	<b>63</b>
$W_{s31}$	-	1167	625	441	$W_{inv4}$	-	<b>45</b>	<b>82</b>	<b>53</b>
$W_{s41}$	-	1400	602	642	$W_{11}$	<b>72</b>	-	-	-
$W_{s51}$	-	1106	636	597	$W_{22}$	177	-	-	-
$W_{s61}$	-	1310	493	700	$W_{33}$	262	-	-	-
$W_{s71}$	-	481	425	<b>125</b>	$W_{44}$	224	-	-	-
$W_{s81}$	-	700	199	199	$W_{55}$	194	-	-	-
$W_{s12}$	-	-	1900	1700	$W_{66}$	<b>91</b>	-	-	-
$W_{s22}$	-	-	1500	1400	$W_{77}$	<b>30</b>	-	-	-
$W_{s32}$	-	-	238	843	$S_{11}$	<b>47</b>	-	-	-
$W_{s42}$	-	-	154	<b>76</b>	$S_{22}$	<b>108</b>	-	-	-
$W_{s52}$	-	-	150	196	$S_{33}$	<b>130</b>	-	-	-
$W_{s62}$	-	-	150	234	$S_{44}$	<b>140</b>	-	-	-
$W_{s72}$	-	-	688	900	$S_{55}$	<b>145</b>	-	-	-
$W_{s82}$	-	-	838	1157	$S_{66}$	<b>52</b>	-	-	-
$W_{inv1}$	-	<b>103</b>	156	<b>100</b>	$S_{77}$	<b>145</b>	-	-	-

TABLE 3.9 – Valeur des largeurs et gaps des quatre filtres du quadriplexeur BF1

Nous avons donc étudié la faisabilité de quadriplexeurs BF en topologie planaire. D'un point de vue architectural, nous avons fait le choix d'une structure à connexion parallèle utilisant des filtres passe-bande. D'un point de vue topologique, les filtres conçus remplissent les conditions de connectabilité dans un montage de multiplexage (suppression des remontées BF et HF). S'agissant de la connexion, des éléments d'adaptation seuls ne suffisent pas à adapter un quadriplexeur et l'utilisation des paramètres internes des filtres est nécessaire. Les résultats actuels ne sont pas optimaux mais très encourageants. Enfin, malgré quelques données géométriques hors spécifications, ces filtres remplissent globalement les conditions de réalisation en technologie triplaqué. Le réglage des paramètres de pente des filtres concernés pourrait éventuellement être une solution afin de rehausser le niveau des impédances caractéristiques du filtre.

### 3.2.4 Assemblage de sous-blocs de l'architecture

Après avoir dimensionné les différentes composantes du multiplexeur à 16 canaux, il est important de s'intéresser à l'interconnexion entre sous-blocs. Nous allons regarder la connexion du diviseur de Wilkinson avec deux quadriplexeurs HF, un sur chacune de ses voies (octoplexeur). Dans un deuxième temps, nous regarderons la connexion des sous-blocs dans l'architecture complète.

#### 3.2.4.1 Exemple d'octoplexeur : Diviseur de Wilkinson + 2 quadriplexeurs HF

Avant d'étudier l'architecture globale, il est intéressant de regarder une connexion de niveau intermédiaire. Le schéma de connexion du diviseur de puissance avec ses deux quadriplexeurs est présenté à la figure 3.72 et permet la conception d'un octoplexeur. Ce circuit ne constitue pas un élément de l'architecture globale mais permet simplement de vérifier la connexion des quadriplexeurs HF et de voir l'impact sur la restitution du spectre. La réponse de l'ensemble (présentée à la figure 3.73) utilise les résultats de mesures des quadriplexeurs HF et un diviseur idéal (modèle ADS). Le fonctionnement de cet ensemble est conforme à la théorie ce qui nous permet de valider l'intérêt d'utiliser une division de Wilkinson. En effet, nous constatons que les huit filtres en jeu sont parfaitement contigus et ce, sans aucune déformation ni désadaptation. Le recouvrement des canaux est donc possible et le spectre peut donc être intégralement reconstitué sans "trous".

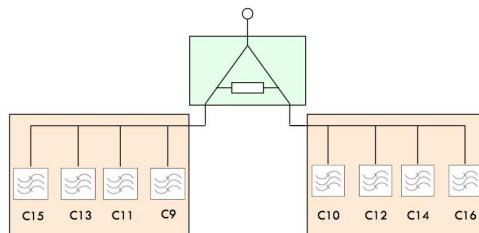


FIGURE 3.72 – Schéma d'une structure à diviseur de Wilkinson et quadriplexeurs HF1 et HF2

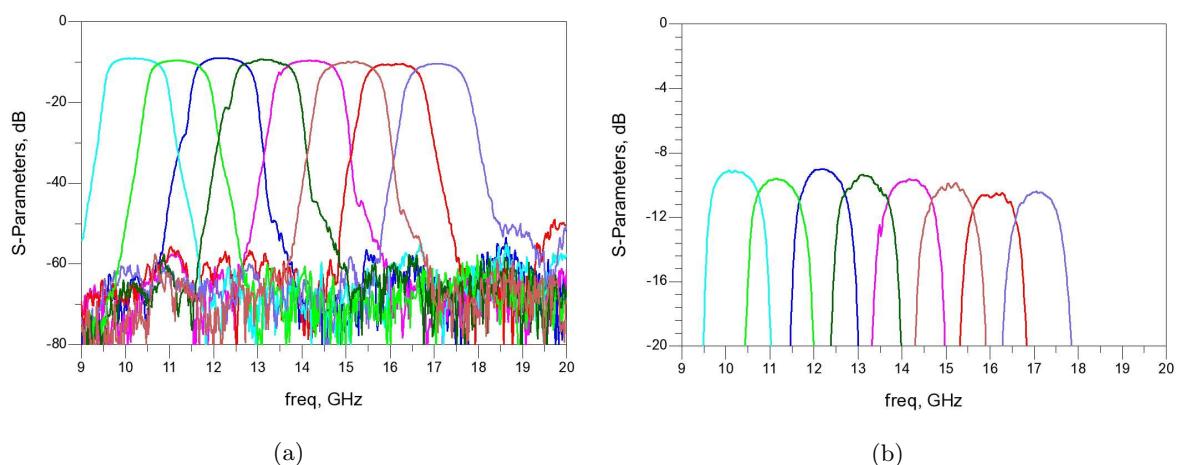


FIGURE 3.73 – Réponse d'un octoplexeur HF avec Wilkinson idéal et quadriplexeurs mesurés

### 3.2.4.2 Architecture complète

Après nous être intéressés indépendamment aux sous-blocs de l'architecture proposée, nous allons conclure cette étude en procédant à la connexion de ces différentes sous-fonctions. Dans un premier temps, nous avons remplacé les quatre quadriplexeurs idéaux (BF1, BF2, HF1 et HF2) par leurs résultats de simulation en lignes triplaques. Le résultat de cette simulation est présenté à la figure 3.74.

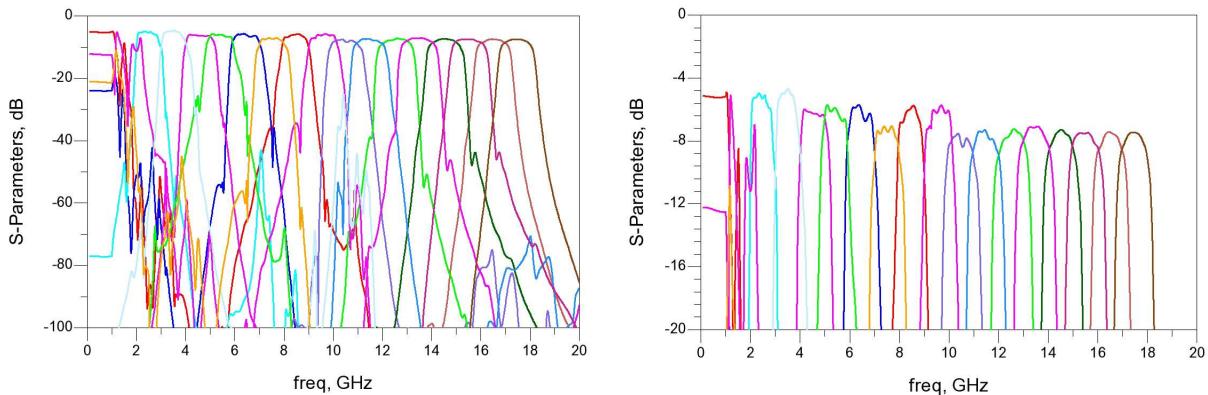


FIGURE 3.74 – Réponse (large bande et zoom) d'un multiplexeur proposé avec quadriplexeurs simulés circuit et duplexeurs avec passe-bas/passe-haut idéaux

Ces premiers résultats montrent que la structure, telle qu'elle est présentée ici, permet la reconstitution totale du spectre 2-18GHz sans “trous”. Le deuxième constat concerne les pertes du circuit complet. On note effectivement un niveau disparate sur l'ensemble des canaux, ce qui était prévisible. Des solutions d'amplifications canal par canal peuvent être envisagées pour pallier ce désagrément. Enfin, nous remarquons des remontées parasites en bas de bande notamment dans le canal C1 (ce sont les remontées BF du canal C8). Ces remontées, non destructives pour C1, sont dues principalement à l'utilisation de filtres passe-bas dans le duplexeur, ce qui ne permet pas leur suppression. L'utilisation de filtres passe-bande s'avère ici indispensable pour supprimer ces remontées.

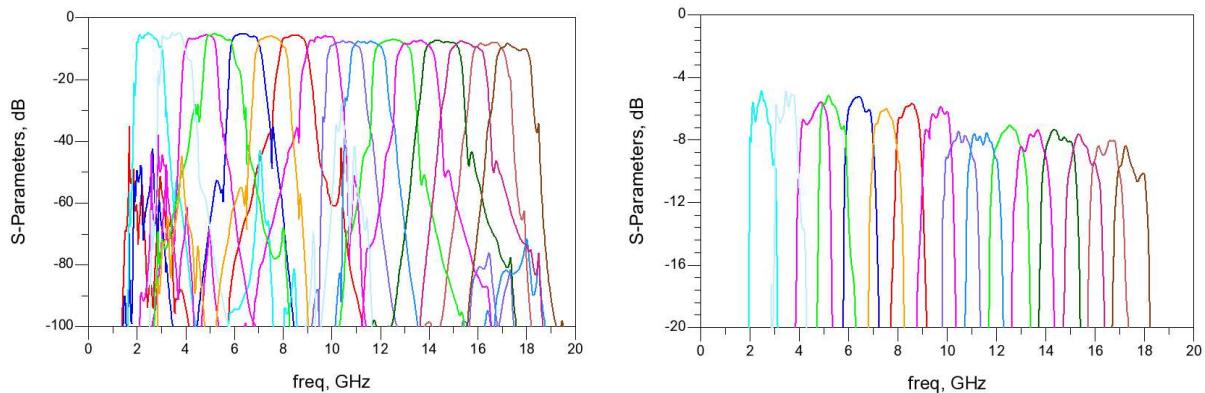


FIGURE 3.75 – Réponse (large bande et zoom) d'un multiplexeur proposé avec quadriplexeurs simulés circuit et duplexeurs avec passe-bande idéaux

La difficulté du dernier montage est liée au fait qu'il n'existe pas de modèles idéaux de duplexeurs dans les librairies d'ADS. Pour "modéliser" au mieux les deux duplexeurs idéaux, nous avons donc utilisé des filtres idéaux de type simple-terminaison, rapidement optimisés. La fonction de duplexeur en résultant n'est pas optimale (on peut noter des dégradations sur les canaux externes). Malgré ces approximations, les réjections à proximité du multiplexeur, notamment celles en BF (DC-2GHz), sont donc substantiellement diminuées. Cette configuration a de nouveau été simulée mais, cette fois-ci, les duplexeurs idéaux ont été remplacés par les duplexeurs réels (ceux conçus au 3.2.1.5).

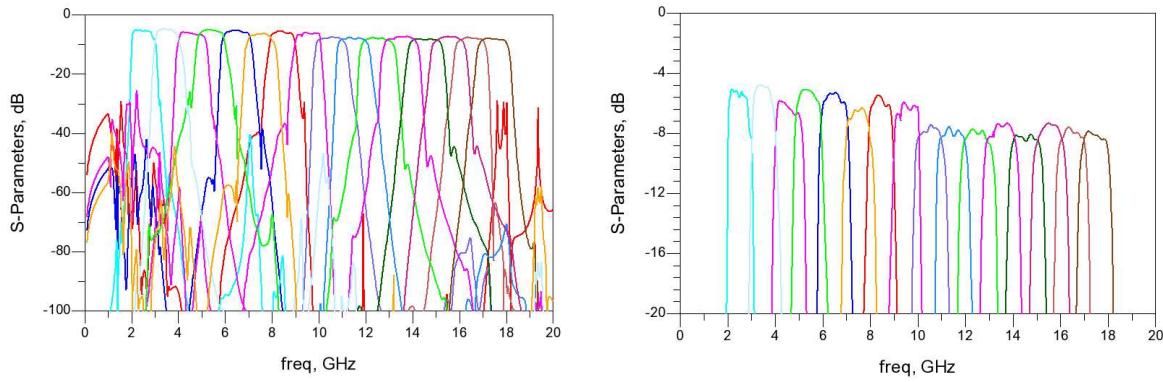


FIGURE 3.76 – Réponse (large bande et zoom) d'un multiplexeur proposé avec quadriplexeurs simulés circuit et duplexeurs avec passe-bande simulés circuit

Malheureusement, il ne serait pas probant de substituer les résultats de simulations des quadriplexeurs HF par leurs résultats de mesure car les décalages en fréquences ne permettraient pas de reconstituer l'ensemble des canaux. Malgré cela, la faisabilité de l'architecture présentée dans cette étude est validée et permet de concevoir un multiplexeur performant ayant une forte compacité.

### 3.3 Conclusion

Dans ce troisième chapitre, nous avons présenté les résultats de conception des différentes sous-parties qui constituent le multiplexeur à 16 canaux proposé :

En ce qui concerne les duplexeurs, la topologie de filtre “flèche”, dont nous avons présenté la synthèse, nous a permis de concevoir un duplexeur compact et possédant de bonnes performances électriques. L'utilisation d'une technologie triplaqué multi-couches nous a permis d'obtenir des niveaux de couplage suffisants afin de réaliser la bande passante désirée. La topologie développée ici a été testée au travers de la réalisation d'un filtre UWB avec des contraintes d'intégration très fortes.

Les quadriplexeurs HF, quant à eux, ont été conçus, réalisés et mesurés. Ils présentent de bonnes performances et une bonne compacité. Le choix de filtres DBR est très judicieux dans le cadre de structures de multiplexage car les propriétés d'une telle topologie sont tout à fait indiquées dans ce type d'application. La flexibilité du DBR permet également de transposer très facilement le circuit dans une bande de fréquences différente, ce qui est plus difficile avec des topologies à lignes couplées par exemple (lignes couplées, hairpin, open-loop etc.)

Enfin, l'étude BF a montré la faisabilité de conception des quadriplexeurs BF. Des choix topologiques judicieux, d'une part et une connexion appropriée, d'autre part, ont démontré qu'un tel composant, malgré une largeur de bande très importante, est réalisable. Cependant, c'est la connexion des filtres entre eux et l'adaptation globale du quadriplexeur qui deviennent très critiques car la périodicité des éléments distribués rend la tâche très complexe.

L'architecture proposée au deuxième chapitre a également été validée en y intégrant les différents circuits conçus (duplexeurs, quadriplexeurs HF et BF).

De manière plus globale, nous avons montré ici la capacité de la technologie planaire à permettre la conception de composants tout à fait différents, ayant des largeurs de bande ainsi que des contraintes en réjections différentes. Les outils d'aide à la conception développés précédemment ont été dans la majeure partie des cas utilisés afin de faciliter les phases de réglages des dispositifs. Nous avons pu juger ici de la puissance de ces outils sur des exemples de circuits à forte complexité (notamment sur le quadriplexeur HF).

## Bibliographie

- [1] Federal Communications Commission. Revision of part 15 of the commission's rules regarding ultra-wideband transmission systems. Technical report, avr. 2002.
- [2] R. Gomez-Garcia and J. I. Alonso. Systematic Method for the Exact Synthesis of Ultra-Wideband Filtering Responses Using High-Pass and Low-Pass Sections. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 54(10) :3751–3764, oct. 2006.
- [3] Ching-Luh Hsu, Fu-Chieh Hsu, and J.-K. Kuo. Microstrip bandpass filters for Ultra-Wideband (UWB) wireless communications. In *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, dec. 2005.
- [4] Zhang-Cheng Hao and Jia-Sheng Hong. UWB Bandpass Filter Using Cascaded Miniature High-Pass and Low-Pass Filters With Multilayer Liquid Crystal Polymer Technology. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 58(4) :941 –948, avr. 2010.
- [5] H. Shaman and Jia-Sheng Hong. An Optimum Ultra-Wideband (UWB) Bandpass Filter with Spurious Response Suppression. In *IEEE Annual Wireless and Microwave Technology Conference*, pages 1–5, mai 2006.
- [6] H.N. Shaman and Jia-Sheng Hong. A Compact Ultra-Wideband (UWB) Bandpass Filter With Transmission Zero. In *IEEE 36th European Microwave Conference*, pages 603–605, oct. 2006.
- [7] P.K. Singh, S. Basu, and Y.-H. Wang. Planar Ultra-Wideband Bandpass Filter Using Edge Coupled Microstrip Lines and Stepped Impedance Open Stub. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 17(9) :649 –651, sept. 2007.
- [8] A.M. Abbosh. Planar Bandpass Filters for Ultra-Wideband Applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 55(10) :2262 –2269, oct. 2007.
- [9] Lei Zhu, Sheng Sun, and W. Menzel. Ultra-wideband (UWB) bandpass filters using multiple-mode resonator. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 15(11) :796 – 798, nov. 2005.
- [10] Hang Wang, Lei Zhu, W. Menzel, and Zhi Ning Chen. Ultra-wideband (UWB) bandpass filters using hybrid microstrip/CPW structures. In *APMC 2006. Asia-Pacific Microwave Conference*, pages 1216 –1219, dec. 2006.

- [11] Sheng Sun and Lei Zhu. Capacitive-Ended Interdigital Coupled Lines for UWB Bandpass Filters With Improved Out-of-Band Performances. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 16(8), avr. 2006.
- [12] H. Shaman and Jia-Sheng Hong. Asymmetric Parallel-Coupled Lines for Notch Implementation in UWB Filters. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 17(7) :516 –518, juil. 2007.
- [13] C. Quendo, E. Rius, C. Person, J-F. Favennec, Y. Clavet, A. Manchec, R. Bairavasubramanian, S. Pinel, J. Papapolymerou, and J. Laskar. Wide band, High Rejection and Miniaturized Fifth Order Bandpass Filter on LCP Low Cost Organic Substrate. In *IEEE International Microwave Symposium*, juin 2005.
- [14] Rui Li, Sheng Sun, and Lei Zhu. Synthesis Design of Ultra-Wideband Bandpass Filters With Composite Series and Shunt Stubs. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 57(3) :684–692, mar. 2009.
- [15] Liang Han, Ke Wu, and Xiupu Zhang. Development of Packaged Ultra-Wideband Bandpass Filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 58(1) :220 –228, jan. 2010.
- [16] G. Matthaei, L. Young, and E. M..T. Jones. *Microwave filters, impedance-matching networks and coupling structures*. Artech House, 1964.
- [17] Stéphane Cadiou, Benjamin Potelon, Cédric Quendo, Eric Rius, Jean-François Favennec, Rémi Ségalen, and Françoise Mahé. Highly-Miniaturized Packaged UWB 7th-Order Bandpass Filter. In *IEEE European Microwave Conference*, sept. 2010.
- [18] Stéphane Cadiou, Cédric Quendo, Benjamin Potelon, Eric Rius, Jean-François Favennec, Rémi Ségalen, and Françoise Mahé. A 11-18 GHz Four-Channel stripline Multiplexer for Electronic Warfare Systems. In *IEEE European Microwave Conference*, sept. 2009.
- [19] Stéphane Cadiou, Cédric Quendo, Benjamin Potelon, Eric Rius, Jean-François Favennec, Rémi Ségalen, and Françoise Mahé. Quadriplexeur hyperfréquence DBR dans la bande 11-18 GHz. In *Journées Nationales Microondes*, mai 2009.
- [20] Cédric Quendo. *Contribution à l'amélioration des performances des filtres planaires hyperfréquences. Proposition de nouvelles topologies associées*. Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université de Bretagne Occidentale, 2001.
- [21] Cédric Quendo, Eric Rius, and Christian Person. Narrow bandpass filters using dual behavior

- resonators (DBRs). *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, 51(3) :734–743, 2003.
- [22] Cédric Quendo, Eric Rius, and Christian Person. Narrow Bandpass Filters Using Dual-Behavior Resonators Based on Stepped-Impedance Stubs and Different-Length Stubs. *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, 53(3), 2004.
- [23] Faramalala Ralarioely. *Etude et réalisation de filtres planaires DBR à réponse plate pour applications spatiales*. Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale, 2010.
- [24] Datasheet. Connecteur SMA R125 501 001. [www.radiall.com](http://www.radiall.com).
- [25] Alexandre Manchec. *Définition de nouvelles solutions de filtrage en technologie plaquée*. Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale, 2006.

## **Conclusion générale et perspectives**



## Conclusion générale et perspectives

L'objectif de ces travaux de recherche était double. D'une part, étudier différentes architectures de multiplexeurs hyperfréquences afin de proposer une nouvelle configuration, originale et ultra-compacte. Devant répondre à un cahier des charges classique de Guerre Electronique, cette architecture se devait d'apporter modularité et flexibilité tout en conservant de bonnes performances. D'autre part, ces travaux avaient vocation à démontrer la faisabilité de telles architectures en utilisant une technologie purement planaire. Afin de proposer des alternatives aux technologies volumiques historiques et omniprésentes dans ce type de dispositifs, la voie planaire reste largement concurrentielle en termes de compacité et coût de production. La diversité et la flexibilité topologiques des filtres permet de répondre presque totalement aux contraintes actuelles de ces systèmes.

Après un bref état de l'art sur les différentes architectures et technologies utilisables dans la conception de multiplexeurs, nous avons présenté rapidement les propriétés de ces circuits ainsi que quelques travaux de synthèse de multiplexeurs existant dans la littérature. A la lumière de cette étude bibliographique du premier chapitre, force est de constater que malgré la multitude des choix possibles, la conception de composants complexes tels que les multiplexeurs est délicate et dépend évidemment des spécifications électriques, mécaniques ou en puissance de l'application visée.

Dans notre cas, la bande de fréquences de travail ainsi que la technologie de réalisation étant figées, certaines alternatives ont dicté le choix d'une architecture. En effet, nous avons proposé une architecture originale permettant le découpage du spectre 2-18GHz en 16 canaux contigus ayant des bandes passantes identiques (1GHz). Bien qu'orientée vers une décomposition large bande, cette proposition reste bien sûr flexible en fréquence, elle s'adapte à différents niveaux de complexité ou spécifications, elle permet de moduler le nombre de ses canaux et est assez équilibrée en termes de difficulté de conception. Cette configuration de multiplexeur se veut universelle mais, évidemment, sa difficulté de conception dépendra en majeure partie des choix topologiques réalisés pour les filtres la composant.

Dans le deuxième chapitre, nous avons également montré les limites de la modélisation lorsqu'elle est mal paramétrée ou définie. Largement observées dans le cas de filtres seuls, ces carences de modélisation deviennent réellement prohibitives dans le cadre de circuits passifs complexes comme les multiplexeurs. Nous avons donc développé plusieurs outils à l'aide des logiciels de simulation qui permettent une simplification extrême du flot de conception des circuits, ce qui, sans diminuer sa complexité, rend la conception nettement moins contraignante. On peut observer, grâce à ces outils, des gains en temps de simulation ainsi qu'en temps de réglage EM d'un facteur d'environ 10.

En ce qui concerne la conception en tant que telle, nous avons montré la faisabilité topologique voire même technologique de différentes solutions de multiplexage : duplexeurs large bande, quadriplexeurs large bande hautes fréquences et quadriplexeurs large bande basses fréquences. L'intégration des différents composants conçus dans l'architecture complète a finalement validé le principe de multiplexage proposé au deuxième chapitre. Une dizaine de filtres ont donc été étudiés, conçus et mesurés, mais au delà de l'architecture finale, nous pouvons tout à fait envisager un usage différent ou un cahier des charges différent. L'ensemble des topologies développées, avec leur synthèse associée, contribuent à prouver la faisabilité planaire de structures complexes. Il faut noter que les outils de simulation développés précédemment ont joué un grand rôle dans cette réussite.

La faisabilité d'une structure totalement planaire étant prouvée, les perspectives à court et moyen termes de ces travaux ont évidemment vocation à améliorer les performances actuelles afin de la rendre plus compétitive vis à vis d'une structure volumique. Elles pourraient consister à améliorer les aspects technologiques de ce type de solution (maîtrise du substrat, utilisation de substrats permettant la miniaturisation des circuits etc.), les aspects topologiques (intégration de dispositifs actifs au sein des filtres et non plus entre les parties passives etc.) ou encore les performances électriques (matériaux très faibles pertes etc.). Toutes ces perspectives sont évidemment considérées.

Pour aller plus loin, nous pourrions imaginer plusieurs perspectives à plus long terme à ce travail. D'un point de vue architectural, le choix d'une structure intégralement planaire et passive a été justifié mais les besoins actuels s'orientent de plus en plus vers des structures RF accordables. Le choix d'utiliser un filtre par canal est motivé par la nécessité d'avoir autant de sorties que de filtres, toujours dans un souci de recombinaison ultérieure. Cependant si cette dernière contrainte n'apparaît pas, l'utilisation de filtres multi-bandes pourrait être une solution pour augmenter le nombre de canaux tout en réduisant l'encombrement des circuits [1].

De plus, l'utilisation de composants micro- ou nano-électroniques (MEMs, NEMs) semble être une alternative plausible d'accordabilité (vis à vis des composants standards). En complément de cette accordabilité, l'utilisation de nouvelles topologies planaires telles que les SIW sont également des pistes déjà explorées sur des plans de fréquences différents [2]. Toutes ces pistes de travail constituent de nouvelles perspectives prometteuses dans la voie de la miniaturisation des circuits micro-ondes.

## Bibliographie

- [1] C. Quendo, A. Manchec, Y. Clavet, E. Rius, J.-F. Favennec, and C. Person. General synthesis of n-band resonator based on n-order dual behavior resonator. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 17(5) :337 –339, mai 2007.
- [2] Abbas El Mostrah. *Etude de filtres semi-volumiques pour les charges utiles flexibles pour les futurs satellites de communication*. Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale, Soutenance prévue en 2011.



## **Annexe A**

### **Comparatif de multiplexeurs**



## A.1 Comparatif de différentes architectures de multiplexeurs

Les tableaux de cette annexe présentent différents comparatifs ayant trait au multiplexage. Le premier est un tableau récapitulatif de quelques architectures présentant les avantages et inconvénients de chacune d'elles. Le deuxième compare différentes technologies de réalisation en termes d'encombrement et de poids. Enfin, le dernier présente un comparatif des paramètres critiques des architectures à coupleurs hybrides et à manifold.

Mux à coupleurs hybrides	Mux à circulateurs	Mux à filtres directionnels	Mux à manifold
--------------------------	--------------------	-----------------------------	----------------

### Avantages

Modularité du concept	Un seul filtre par canal	Un seul filtre par canal	Un seul filtre par canal
Réglage simple, pas d'interaction entre filtres	Utilise un design standard de filtres	Réglage simple, pas d'interaction entre filtres	Design compact
La division de puissance des coupleurs augmente la tenue en puissance globale	Modularité du concept	Modularité du concept	Possède des performances optimales pour les pertes d'insertion et le temps de groupe

### Limitations

Doublement des filtres et coupleurs pour chaque canal	La succession de circulateurs impliquent de fortes pertes	Limité aux fonctions de Butterworth et Tchebysheff	Design complexe
Forte influence des lignes entre filtres et coupleurs sur la directivité du circuit	Circulateurs en ferrite coûteux et produits d'intermodulation plus élevés	Bandes passantes supérieures à 1% difficiles à réaliser	Réglage long et coûteux

TABLE A.1 – Comparatif de différentes architectures de multiplexeurs

## A.2 Comparatif de différentes technologies de multiplexeurs

Paramètres	Technologie DR	Technologie hybride DR/HTS	Technologie HTS couche mince
Filtres de canaux	26.2 kg	9 kg	4.2 kg
Electronique + cryogénérateur	-	3 kg	3 kg
Bloc cryogénique	-	3 kg	2 kg
Masse totale	26.2 kg	15 kg	9.2 kg
Volume total	3120 in <sup>3</sup>	790 in <sup>3</sup>	480 in <sup>3</sup>

TABLE A.2 – Comparatif de différentes technologies de multiplexeurs

## A.3 Comparatif de paramètres critiques des multiplexeurs

Paramètres	Multiplexeur à coupleur hybride (HTS mono-mode en couche mince)	Multiplexeur à manifold (HTS localisé en couche mince)
Sensibilité aux défauts des films et substrats	Moyenne	Elevée
Accordabilité	Difficile	Très difficile
Stabilité en température	Bonne	Bonne
Complexité du design RF	Elevée	Très élevée
Complexité du design mécanique	Moyenne	Faible

TABLE A.3 – Comparatif des paramètres critiques de design de multiplexeurs

## **Annexe B**

### **Synthèse de Rhodes appliquée aux duplexeurs et multiplexeurs**



Cette annexe propose donc le détail des équations appliquées aux deux cas d'étude, le duplexeur large bande ainsi que le quadriplexeur large bande.

Pour rappel, voici les modifications apportées par la synthèse de Rhodes :

$$J_{r0}^2 \rightarrow 1 - \gamma_{r02}\alpha^{-2} \quad (\text{B.1})$$

$$J_{r1}^2 \rightarrow J_{r1}^2(1 - \gamma_{r12}\alpha^{-2}) \quad (\text{B.2})$$

$$B_{r1} \rightarrow -C_{r1}(\Omega_r\alpha + \beta_{r11}\alpha^{-1} + \beta_{r13}\alpha^{-3}) \quad (\text{B.3})$$

$$B_{r2} \rightarrow -C_{r2}(\Omega_r\alpha + \beta_{r23}\alpha^{-3}) \quad (\text{B.4})$$

Dans les deux parties suivantes, nous allons donc présenter les valeurs des coefficients  $\gamma_{r02}$ ,  $\gamma_{r12}$ ,  $\beta_{r11}$ ,  $\beta_{r13}$  et  $\beta_{r23}$ , pour  $r = 1, 2$ .

## B.1 Application aux duplexeurs

Voici les expressions des coefficients de Rhodes & Levy dans le cadre d'un duplexeur :

$$\beta_{111} = \frac{1}{C_{11}C_{21}(\Omega_1 - \Omega_2)} = -\beta_{211} \quad (\text{B.5})$$

$$\gamma_{112} = \frac{1}{C_{21}C_{12}(\Omega_1 - \Omega_2)^2} = -\gamma_{212} \quad (\text{B.6})$$

$$\gamma_{102} = \gamma_{112} - (C_{11}\beta_{111})^2 \quad (\text{B.7})$$

$$\gamma_{202} = \gamma_{212} - (C_{21}\beta_{211})^2 \quad (\text{B.8})$$

$$\beta_{123} = \frac{J_{11}^2}{C_{11}^2C_{12}C_{21}(\Omega_1 - \Omega_2)^3} = -\beta_{223} \quad (\text{B.9})$$

$$\beta_{113} = \frac{\beta_{123}}{J_{11}^2} + \beta_{111}(-2\gamma_{112} + \gamma_{102}) + \beta_{111}^3C_{11}^2 - \frac{\gamma_{102}}{C_{21}(\Omega_1 - \Omega_2)} + \frac{\beta_{211}}{C_{21}(\Omega_1 - \Omega_2)^2} + \frac{J_{21}^2}{C_{22}C_{21}^2(\Omega_1 - \Omega_2)^3}$$

$$\beta_{213} = \frac{\beta_{223}}{J_{21}^2} + \beta_{211}(-2\gamma_{212} + \gamma_{202}) + \beta_{211}^3C_{21}^2 - \frac{\gamma_{102}}{C_{11}(\Omega_2 - \Omega_1)} + \frac{\beta_{111}}{C_{11}(\Omega_2 - \Omega_1)^2} + \frac{J_{11}^2}{C_{12}C_{11}^2(\Omega_1 - \Omega_2)^3}$$

## B.2 Application aux quadriplexeurs

voici les expressions des coefficients de Rhodes & Levy dans le cadre d'un quadriplexeur :

Expression des  $\beta_{r12}$  :

$$\beta_{111} = \frac{1}{C_{11}C_{21}(\Omega_1 - \Omega_2)} + \frac{1}{C_{11}C_{31}(\Omega_1 - \Omega_3)} + \frac{1}{C_{11}C_{41}(\Omega_1 - \Omega_4)} \quad (\text{B.10})$$

$$\beta_{211} = \frac{1}{C_{21}C_{11}(\Omega_2 - \Omega_1)} + \frac{1}{C_{21}C_{31}(\Omega_2 - \Omega_3)} + \frac{1}{C_{21}C_{41}(\Omega_2 - \Omega_4)} \quad (\text{B.11})$$

$$\beta_{311} = \frac{1}{C_{31}C_{11}(\Omega_3 - \Omega_1)} + \frac{1}{C_{31}C_{21}(\Omega_3 - \Omega_2)} + \frac{1}{C_{31}C_{41}(\Omega_3 - \Omega_4)} \quad (\text{B.12})$$

$$\beta_{411} = \frac{1}{C_{11}C_{41}(\Omega_4 - \Omega_1)} + \frac{1}{C_{21}C_{41}(\Omega_4 - \Omega_2)} + \frac{1}{C_{31}C_{41}(\Omega_4 - \Omega_3)} \quad (\text{B.13})$$

Expression des  $\gamma_{r12}$  :

$$\gamma_{112} = \frac{1}{C_{12}C_{21}(\Omega_1 - \Omega_2)^2} + \frac{1}{C_{12}C_{31}(\Omega_1 - \Omega_3)^2} + \frac{1}{C_{12}C_{41}(\Omega_1 - \Omega_4)^2} \quad (\text{B.14})$$

$$\gamma_{212} = \frac{1}{C_{11}C_{22}(\Omega_2 - \Omega_1)^2} + \frac{1}{C_{22}C_{31}(\Omega_2 - \Omega_3)^2} + \frac{1}{C_{22}C_{41}(\Omega_2 - \Omega_4)^2} \quad (\text{B.15})$$

$$\gamma_{312} = \frac{1}{C_{11}C_{32}(\Omega_3 - \Omega_1)^2} + \frac{1}{C_{21}C_{32}(\Omega_3 - \Omega_2)^2} + \frac{1}{C_{32}C_{41}(\Omega_3 - \Omega_4)^2} \quad (\text{B.16})$$

$$\gamma_{412} = \frac{1}{C_{11}C_{42}(\Omega_4 - \Omega_1)^2} + \frac{1}{C_{21}C_{42}(\Omega_4 - \Omega_2)^2} + \frac{1}{C_{42}C_{31}(\Omega_4 - \Omega_3)^2} \quad (\text{B.17})$$

Expression des  $\gamma_{r02}$  :

$$\gamma_{102} = \gamma_{112} - (C_{11}\beta_{111})^2 \quad (\text{B.18})$$

$$\gamma_{202} = \gamma_{212} - (C_{21}\beta_{211})^2 \quad (\text{B.19})$$

$$\gamma_{302} = \gamma_{312} - (C_{31}\beta_{311})^2 \quad (\text{B.20})$$

$$\gamma_{402} = \gamma_{412} - (C_{41}\beta_{411})^2 \quad (\text{B.21})$$

Expression des  $\beta_{r23}$  :

$$\beta_{123} = \frac{J_{11}^2}{C_{11}^2 C_{12}} \left( \frac{1}{C_{21}(\Omega_1 - \Omega_2)^3} + \frac{1}{C_{31}(\Omega_1 - \Omega_3)^3} + \frac{1}{C_{41}(\Omega_1 - \Omega_4)^3} \right) \quad (\text{B.22})$$

$$\beta_{223} = \frac{J_{21}^2}{C_{21}^2 C_{22}} \left( \frac{1}{C_{11}(\Omega_2 - \Omega_1)^3} + \frac{1}{C_{31}(\Omega_2 - \Omega_3)^3} + \frac{1}{C_{41}(\Omega_2 - \Omega_4)^3} \right) \quad (\text{B.23})$$

$$\beta_{323} = \frac{J_{31}^2}{C_{31}^2 C_{32}} \left( \frac{1}{C_{11}(\Omega_3 - \Omega_1)^3} + \frac{1}{C_{21}(\Omega_3 - \Omega_2)^3} + \frac{1}{C_{41}(\Omega_3 - \Omega_4)^3} \right) \quad (\text{B.24})$$

$$\beta_{423} = \frac{J_{41}^2}{C_{41}^2 C_{42}} \left( \frac{1}{C_{11}(\Omega_4 - \Omega_1)^3} + \frac{1}{C_{21}(\Omega_4 - \Omega_2)^3} + \frac{1}{C_{31}(\Omega_4 - \Omega_3)^3} \right) \quad (\text{B.25})$$

Expression des  $\beta_{r13}$  :

$$\begin{aligned} C_{r1}\beta_{r13} = & \frac{C_{r2}\beta_{r23}}{J_{r1}^2} + C_{r1}\beta_{r11}(-2\gamma_{r12} + \gamma_{r02}) + (C_{r1}\beta_{r11})^3 + \\ & \sum_{m=1 \neq r}^n \left[ \frac{-\gamma_{m02}}{C_{m1}(\Omega_r - \Omega_m)} + \frac{\beta_{m11}}{C_{m1}(\Omega_r - \Omega_m)^2} + \frac{J_{m1}^2}{C_{m1}^2 C_{m2}(\Omega_r - \Omega_m)^3} \right] \end{aligned}$$



## **Annexe C**

### **Synthèse filtre large bande**



## C.1 Synthèse filtre à stubs série de Matthaei

Voici la synthèse du filtre passe-bande à stubs série développée par Matthaei. Les inverseurs en entrée/sortie du filtre ( $Z_{c01}$  et  $Z_{cn,n+1}$ ) ont été supprimés et pris en compte dans la synthèse globale. Cette synthèse intègre également une correction large bande due à la sélectivité des inverseurs réels.

Pour un filtre d'ordre  $N$  avec stubs et inverseurs en  $\frac{\lambda}{4}$  ( $d$  est un paramètre de liberté généralement fixé à 1) :

$$\theta_1 = \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{\omega}{2}\right)$$

Les valeurs des inverseurs d'impédance sont données ci-dessous :

$$\begin{cases} J_{12} = Y_A g_0 \sqrt{\frac{C_a}{g_2}} \\ J_{k,k+1} = \frac{g_0 C_a}{\sqrt{g_k g_{k+1}}}, \quad k \in [2, n-2] \\ J_{n-1,n} = Y_A g_0 \sqrt{\frac{C_a g_{n+1}}{g_0 g_{n-1}}} \end{cases}$$

avec

$$C_a = 2dg_1$$

$$N_{k,k+1} = \sqrt{\left(\frac{J_{k,k+1}}{Y_A}\right)^2 + \left(\frac{g_0 C_a w'_1 \tan \theta_1}{2}\right)^2}, \quad k \in [1, n-1]$$

Les valeurs des impédances caractéristiques des stubs sont données aux équations ci-dessous :

$$\begin{cases} Y_1 = g_0 Y_A w'_1 (1 - d) g_1 \tan \theta_1 + Y_A (N_{12} - \frac{J_{12}}{Y_A}) \\ Y_k = Y_A \left( N_{k-1,k} + N_{k,k+1} - \frac{J_{k-1,k}}{Y_A} - \frac{J_{k,k+1}}{Y_A} \right), \quad k \in [2, n-1] \\ Y_N = Y_A w'_1 (g_n G_{n1} - d g_0 g_1) \tan \theta_1 + Y_A \left( N_{n-1,n} - \frac{J_{n-1,n}}{Y_A} \right) \end{cases}$$

Les impédances caractéristiques des inverseurs sont définies comme suit :

$$Y_{k,k+1} = Y_A \left( \frac{J_{k,k+1}}{Y_A} \right), \quad k \in [1, n-1]$$

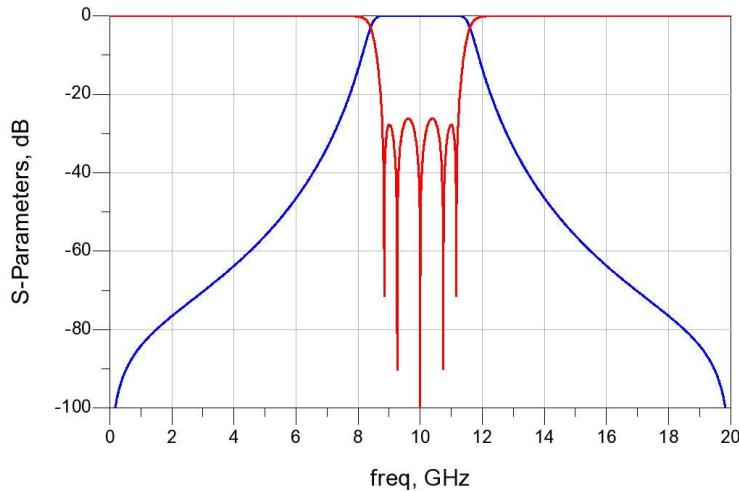


FIGURE C.1 – Réponse d'un filtre à stubs série d'ordre 5 (synthèse de Matthaei)

## C.2 Synthèse large bande du filtre flèche

Nous développons ici les détails de la synthèse présentée au 3.2.1.2.1.

- Calcul de l'impédance caractéristique des stubs séries :

Calculons dans un premier temps l'impédance ramenée d'un résonateur d'impédance caractéristique  $Z_j$  et de longueur électrique  $\theta_j$  et chargé par une impédance  $Z_L$  infinie :

$$Z_{r_j} = Z_j \frac{Z_L + jZ_j \tan \theta_j}{Z_j + jZ_L \tan \theta_j}$$

et après simplification :

$$Z_{r_j} = -j \frac{Z_j}{\tan \theta_j}$$

Calculons ensuite le paramètre en impédance  $x_j$  de bande de ce stub à  $\omega_0$  :

$$x_j = \frac{\omega_0}{2} \frac{\partial X_{r_j}}{\partial \omega} \text{ avec } X_{r_j} = \Im(Z_{r_j})$$

ce qui nous donne :

$$Z_j = \frac{4x_j}{\pi}$$

- Calcul de l'impédance caractéristique du stub central parallèle  $Z_{stub}$  :

Nous l'avons vu précédemment, pour calculer l'impédance caractéristique du stub central parallèle, nous calculons dans un premier temps les deux matrices chaînes des structures à substituer. Voici l'expression de ces deux matrices :

Pour la structure parallèle :

$$Z_{stubparallel} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j \frac{\tan(2\theta)}{Z_{stub}} & 1 \end{bmatrix}$$

Et pour la structure série :

$$Z_{stubsérie} = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ j \frac{Z_j}{Z_{i,j}^2 \tan \theta} & -1 \end{bmatrix}$$

Ces deux matrices sont de forme identique, correspondant à celle d'une admittance parallèle  $Y$ , de laquelle nous voulons extraire la valeur de  $Y$ . Le calcul des paramètres de pente en admittance  $b$  et leur égalisation nous permet d'isoler  $Z_{stub}$ . Voici son expression

$$b_{stubparallel} = \frac{2l(1 + \tan^2 2\theta)}{cZ_{stub}}$$

$$b_{stubsérie} = \frac{lZ_j(1 + \cot^2 \theta)}{cZ_{i,j}^2}$$

$$b_{stubsérie} = b_{stubparallel} \Rightarrow Z_{stub} = \frac{2Z_{i,j}^2}{Z_j} \frac{1 + \tan 2\theta^2}{1 + \cot \theta^2} \quad (C.1)$$

$$\text{avec} \quad \theta = \left(1 - \frac{w}{4}\right) \frac{\pi}{2} \quad (w = rapport de bande)$$

- Expressions des matrices idéales et réelles :

Les expressions suivantes sont celles respectivement d'un inverseur idéal et réel.

$$Z_{invideal} = \begin{bmatrix} 0 & jZ_{inv} \\ j \frac{1}{Z_{inv}} & 0 \end{bmatrix}$$

$$Z_{invreal} = \begin{bmatrix} \cos \theta & jZ_{inv} \sin \theta \\ j \frac{\sin \theta}{Z_{inv}} & \cos \theta \end{bmatrix}$$

- Calcul des valeurs des sauts d'impédances du stub central ( $Z_{stub}$ )

Nous sommes dans le cas d'une ligne à un saut d'impédances. Il faut donc chercher les valeurs des deux tronçons de lignes du stub central  $Z_{stub1}$  et  $Z_{stub2}$ . Pour ce faire, il faut poser les équations qui vont régir le fonctionnement du saut d'impédances. La première équation (C.2) est la condition de résonance à  $\omega_0$ . La seconde (C.3) impose que le stub initial et le stub à sauts aient le même paramètre de pente  $b$  à  $\omega_0$ . Les deux dernières équations traduisent quant à elles la condition de non transmission aux fréquences des zéros souhaités,  $\omega_{z1}$  et  $\omega_{z2}$ .

$$Y = 0 \quad @ \quad \omega_0 \quad (C.2)$$

$$b = \frac{\omega_0}{2} \frac{\partial B}{\partial \omega} \quad @ \quad \omega_0 \quad (C.3)$$

$$Z = 0 \quad @ \quad \omega_{z1} \quad (C.4)$$

$$Z = 0 \quad @ \quad \omega_{z2} \quad (C.5)$$

Le calcul du paramètre de pente en admittance donne le résultat suivant :

$$b = \frac{l\omega_0}{2c} \frac{Z_3}{Z_{c23}^2} (1 + \tan^2 2\theta)$$

A l'aide du logiciel Mathematica, nous calculons l'impédance des deux tronçons :

$$Z_{stub1} = \frac{l\omega_0}{bc(-\cos 2\theta_0 + \cos 2\theta_1)}$$

$$Z_{stub2} = \frac{l\omega_0 \tan^2 \theta_1}{bc(-\cos 2\theta_0 + \cos 2\theta_1)}$$

La figure suivante présente la réponse d'un résonateur avec et sans saut d'impédances.

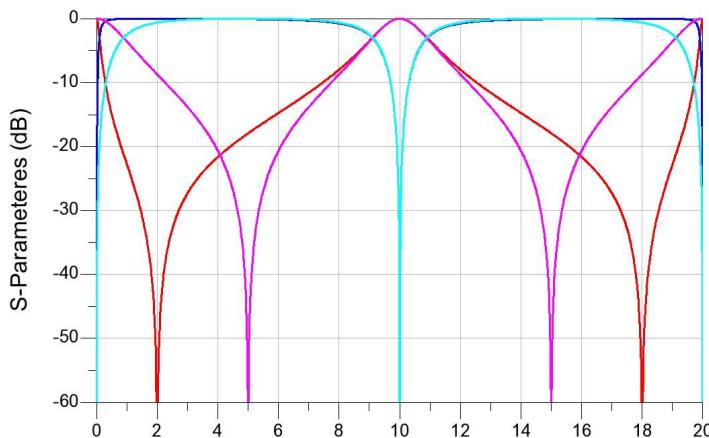


FIGURE C.2 – Réponse d'un résonateur avec (courbe rouge) et sans (courbe rose) saut d'impédances

## **Annexe D**

# **Quadriplexeurs HF : rétro-simulations**



## D.1 Pertes : simulation de la transition

Afin d'étayer les informations évoquées au 3.2.2.5, différentes simulations et rétro-simulations permettent de confirmer certains phénomènes. Les premières concernent l'étude de l'origine des pertes observées en mesure et plus importantes qu'en simulation. La figure D.1 montre cette différence de pertes observée sur la ligne  $50\Omega$ . Cette simulation a été réalisée à l'aide de HFSS (le motif de la transition est difficilement implémentable sur ADS/Momentum). On note une différence au maximum de 1.4dB entre la simulation HFSS et la mesure.

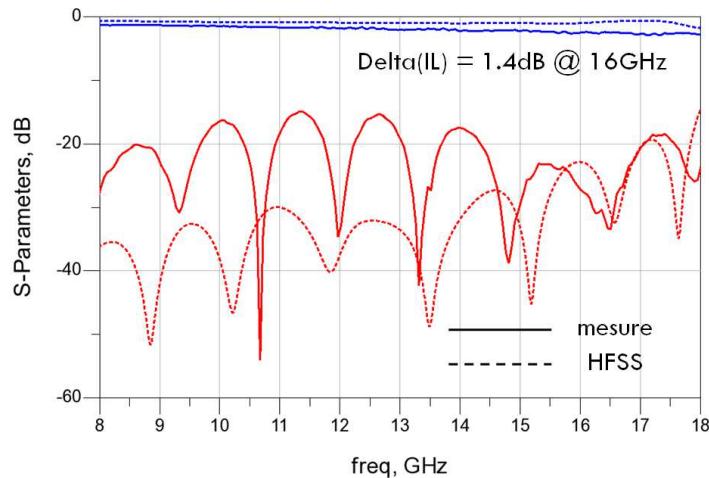


FIGURE D.1 – Résultats simulé et mesuré de la ligne  $50\Omega$

La figure D.2 présente les résultats de simulation HFSS de la ligne  $50\Omega$  avec et sans transition. On note une très faible différence entre les deux courbes, ce qui tend à démontrer que le rôle de la transition est mineur dans la dégradation du niveau de pertes. D'autre part, il semblerait que la rugosité des matériaux utilisés soit également une piste à étudier. En effet, pour des raisons de temps de calcul, la rugosité est peu souvent prise en compte directement mais compensée dans le terme de conductivité.

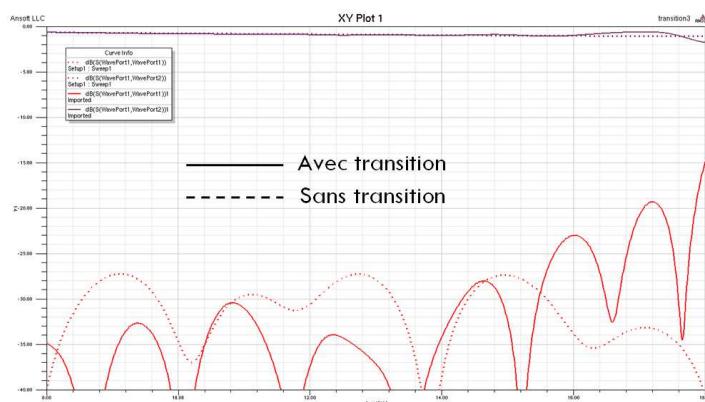


FIGURE D.2 – Résultats simulés de la ligne  $50\Omega$  avec et sans transition

## D.2 Permittivité diélectrique : rétro-simulation

Le décalage en fréquence observé entre mesure et simulation est d'environ 2.8%. La rétro-simulation présentée à la figure D.3 montre qu'une permittivité rétro-simulée de 3.9 permet de retrouver les résultats mesurés (6%).

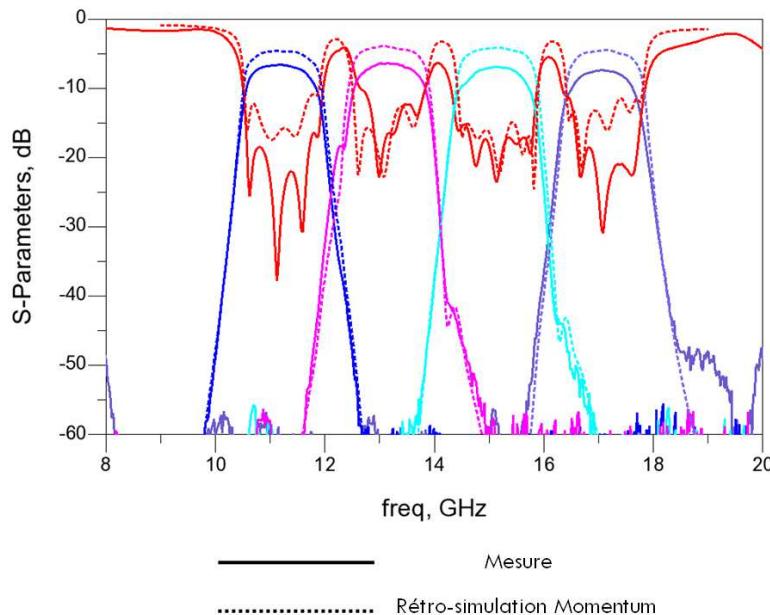


FIGURE D.3 – Différence de permittivité simulée et mesurée

## **Liste des travaux**



## Conférences internationales

**Stéphane Cadiou**, Benjamin Potelon, Cédric Quendo, Eric Rius, Jean-François Favennec, Rémi Segalen, Françoise Mahé. Highly-Miniaturized Packaged UWB 7th-Order Bandpass Filter. In *IEEE European Microwave Conference*, Paris, 2010.

**Stéphane Cadiou**, Cédric Quendo, Eric Rius, Jean-François Favennec, Benjamin Potelon, Rémi Segalen, Françoise Mahé. A 11-18 GHz Four-Channel Stripline Multiplexer for Electronic Warfare Systems. In *IEEE European Microwave Conference*, Rome, 2009.

## Workshops internationaux

**Stéphane Cadiou**, Cédric Quendo, Eric Rius, Jean-François Favennec, Benjamin Potelon, Rémi Segalen, Françoise Mahé. Tools for Microwave Filters Design. Application to Planar Multiplexers. In *ESA/CNES International Workshop on Microwave Filters*, Toulouse, 2009.

## Conférences nationales

**Stéphane Cadiou**, Jean-François Favennec, Cédric Quendo, Eric Rius, Benjamin Potelon, Rémi Segalen, Françoise Mahé. Multiplexeur hyperfréquence 16 canaux dans la bande 2-18GHz en technologie triplaqué. In *Journées Nationales Micro-ondes*, Brest, 2010.

**Stéphane Cadiou**, Cédric Quendo, Benjamin Potelon, Eric Rius, Jean-François Favennec, Rémi Segalen, Françoise Mahé. Synthèse d'un filtre planaire large bande à base de résonateurs série et parallèle. In *Journées Nationales Micro-ondes*, Brest, 2010.

**Stéphane Cadiou**, Cédric Quendo, Eric Rius, Jean-François Favennec, Benjamin Potelon, Rémi Segalen, Françoise Mahé. Quadriplexeur hyperfréquence DBR dans la bande 11-18 GHz. In *Journées Nationales Micro-ondes*, Grenoble, 2009.

## Rapports d'activités

**Stéphane Cadiou**, Cédric Quendo, Eric Rius, Jean-François Favennec, Benjamin Potelon, Rémi Segalen, Françoise Mahé. Rapport d'activités 2007-08, Projet EMULHYP, Région Bretagne, 31 octobre 2008, 42p.

**Stéphane Cadiou**, Cédric Quendo, Eric Rius, Jean-François Favennec, Benjamin Potelon, Rémi Segalen, Françoise Mahé. Rapport d'activités 2008-09, Projet EMULHYP, Région Bretagne, 30 octobre 2009, 22 p.