



HAL
open science

Étude et réalisation de filtres matriochkas pour des applications spatiales

Christophe Hallet

► **To cite this version:**

Christophe Hallet. Étude et réalisation de filtres matriochkas pour des applications spatiales. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. Université de Bretagne Occidentale (UBO), 2018. Français. NNT: . tel-01979490v1

HAL Id: tel-01979490

<https://theses.hal.science/tel-01979490v1>

Submitted on 13 Jan 2019 (v1), last revised 14 Mar 2019 (v2)

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

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

THÈSE DE DOCTORAT

L'UNIVERSITÉ
DE BRETAGNE OCCIDENTALE
COMUE UNIVERSITÉ BRETAGNE LOIRE

ÉCOLE DOCTORALE N° 601
*Mathématiques et Sciences et Technologies
de l'Information et de la Communication*
Spécialité : Télécommunications

Par

Christophe HALLET

Étude et réalisation de filtres matriochkas pour des applications spatiales

Thèse présentée et soutenue à Brest, le 26 octobre 2018

**Unité de recherche : Laboratoires des Sciences et Techniques de l'Information, de la
Communication et de la Connaissance**

Rapporteurs avant soutenance : **Composition du Jury :**

Éric KERHERVÉ, Professeur des universités, Laboratoire IMS, UMR
CNRS UMR5218 / Examineur
Serge VERDEYME, Professeur des universités, Laboratoire Xlim,
UMR CNRS 7252 / Examineur

Président :

Raphaël GILLARD, Professeur des universités, Institut
d'Electronique et de Télécommunications de Rennes / Examineur

Ludovic CARPENTIER, Ingénieur hyperfréquence, Centre National
d'Études Spatiales / Examineur

Damien PACAUD, Ingénieur hyperfréquence, Thales Alenia Space
France / Examineur

Jessica BÉNÉDICTO, Maître de conférences, Université de
Bretagne Occidentale / Encadrante

Directeur de thèse :

Éric RIUS, Professeur des universités, Université de Bretagne
Occidentale

Co-directeur de thèse :

Jean-François FAVENNEC Maître de conférences, HDR, École
Nationale d'Ingénieurs de Brest

Invités :

Jacques SOMBRIN, Laboratoire de recherche TéSA

Alexandre MANCHEC, cogérant de Elliptika

Préface

La thèse s'inscrit dans le cadre d'une collaboration de trois acteurs français du secteur spatial :

- une agence : le Centre National des Études Spatiales (CNES, [1]) est un établissement public à caractère industriel et commercial chargé d'élaborer et de proposer au gouvernement français le programme spatial français et de le mettre en œuvre ;
- un industriel : Thales Alenia Space France (TAS-F, [2]) est une coentreprise franco-italienne du secteur de l'industrie spatiale et est l'utilisateur final ;
- un laboratoire : le Laboratoire en Sciences et Techniques de l'Information, de la Communication et de la Connaissance (Lab-STICC / UMR CNRS 6285, [3]) est un laboratoire de recherche.

La thèse a débuté le 1^{er} novembre 2015 pour une durée de trois ans à l'Université de Bretagne Occidentale (UBO). Le financement des travaux de Recherche et de Technologie de la thèse est réalisé par le CNES, et le financement du programme de recherche est effectué par le CNES et Brest Métropole [4] et est destiné à couvrir intégralement les coûts salariaux.

L'objectif de la thèse est de concevoir et de manufacturer deux composants électroniques pour répondre à des besoins spécifiques fournis par Thales Alenia Space France. Les composants électroniques étudiés lors de la thèse sont des filtres hyperfréquences volumiques du type matriochka. Abordée lors d'une thèse CIFRE [5], la technologie matriochka a montré deux intérêts majeurs dans la bande de fréquence UHF (Ultra Hautes Fréquences) :

- une réduction de l'encombrement du filtre ;
- et un rejet élevé des fréquences harmoniques.

L'innovation principale est de concevoir deux filtres matriochkas dans des bandes de fréquences plus élevées afin de mettre en valeur les avantages de cette technologie. Les deux fabrications de filtres demandées sont :

- un filtre de transmission dans la bande de fréquence L pour une application de navigation satellitaire ;
- un filtre de réception dans la bande de fréquence C pour une application de télémétrie satellitaire.

Une étude de la tenue en puissance dans le vide est également attendue pour le filtre en bande L afin de démontrer les limites de la technologie matriochka sur cet aspect.

Table des matières

Préface

Introduction

1

A État de l'art

3

I Prérequis

5

I.1	Réseau de télécommunication	5
I.1.1	Réseau sans fil	5
I.1.2	Application de navigation	7
I.1.3	Application de télémessure/télécommande (TM/TC)	8
I.2	Caractérisation d'un filtre	9
I.3	Introduction aux hyperfréquences	9
I.4	Champ électromagnétique	10
I.5	Prérequis sur les résonateurs coaxiaux	11
I.5.1	Lignes de transmission hyperfréquences	11
I.5.1 a)	Principe	11
I.5.1 b)	Ligne coaxiale	12
I.5.2	Théorie du filtre hyperfréquence	13
I.5.2 a)	Définition d'un résonateur	13
I.5.2 b)	Résonateur hyperfréquence : caractérisation et modélisation RLC	15
I.5.2 c)	Facteur de qualité d'un résonateur hyperfréquence	16
I.5.2 d)	Définition d'un filtre hyperfréquence	18
I.5.2 e)	Topologie des filtres hyperfréquences	19
I.5.3	État de l'art des filtres à résonateurs coaxiaux	21
I.5.3 a)	Définition d'un filtre à résonateur coaxial	21
I.5.3 b)	Filtres à résonateurs coaxiaux uniformes	22
I.5.3 c)	Filtres à résonateurs coaxiaux à sauts d'impédance (SIR)	23
I.6	Technologies de filtrage	26
I.6.1	Technologies planaires	26
I.6.1 a)	Technologie microruban	26
I.6.1 b)	Technologie coplanaire	26
I.6.1 c)	Technologie multicouche	27
I.6.1 d)	Technologies <i>High Temperature Cofired Ceramics (HTCC)</i> et <i>Low Temperature Cofired Ceramics (LTCC)</i>	28
I.6.2	Technologies volumiques	28
I.6.2 a)	Filtres à guide d'ondes rectangulaire	29
I.6.2 b)	Filtres à guide d'ondes circulaires	29
I.6.2 c)	Filtres Substrate Integrated Waveguide (SIW)	30
I.7	Accords	31

I.7.1	Introduction	31
I.7.2	Principe	31
I.7.3	Éléments actifs	32
	I.7.3 a) Diodes PIN (<i>Positive Intrinsic Negative</i>) - diodes <i>varactors</i>	32
	I.7.3 b) Transistors FET (<i>Field Effect Transistor</i>)	33
I.7.4	Systèmes Micro Électro MécaniqueS (MEMS)	33
I.7.5	Accords à partir des matériaux supports	34
	I.7.5 a) Matériaux à permittivité variable	34
	I.7.5 b) Matériaux à perméabilité variable	36
I.7.6	Comparaison	37
I.8	Tenue en puissance dans le vide d'un filtre	37
I.8.1	Définition de l'effet <i>multipactor</i>	37
I.8.2	Équation du mouvement	38
I.8.3	Émissions secondaires	40
I.8.4	Description de l'algorithme	42
I.8.5	Exemples	42
I.8.6	Conclusion	44
 B Théorie du résonateur matriochka		45
 II Description des résonateurs matriochkas à n sections		47
II.1	Introduction	47
II.2	Description du résonateur matriochka à n sections	47
II.3	Modélisation fréquentielle du résonateur matriochka à n sections	49
	II.3.1 Modélisation électrique	49
	II.3.2 Fréquences de résonance et des zéros de transmission	51
II.4	Facteur de qualité du résonateur matriochka à n sections	52
	II.4.1 Définition d'un facteur de qualité	52
	II.4.1 a) Facteur de qualité à la fréquence de résonance fondamentale	52
	II.4.1 b) Comportement fréquentiel du facteur de qualité	52
	II.4.2 Détermination du facteur de qualité $Q_{c,f_0}^{M,n}$ du résonateur matriochka à n sections	53
	II.4.3 Conclusion	53
 III Étude théorique des résonateurs matriochka à deux sections		55
III.1	Description d'un résonateur matriochka à deux sections	55
	III.1.1 Schéma	55
	III.1.2 Modélisation électrique	56
III.2	Modèle 0	58
	III.2.1 Impédance ramenée du modèle 0 : Z_{IN}^0	58
	III.2.2 Calcul des fréquences de résonances et des zéros de transmission	58
	III.2.3 Représentation graphique de l'impédance ramenée Z_{IN}^0 du modèle 0	59
	III.2.4 Représentation graphique des fréquences harmoniques	60
III.3	Limite du modèle 0	60
	III.3.1 Description des simulations sous le logiciel HFSS®	61
	III.3.2 Résultats des simulations sous HFSS®	62
	III.3.3 Limite du modèle 0	64
III.4	Établissement de nouveaux modèles théoriques : modèles 1, 2 et 3	64
	III.4.1 Calcul de l'impédance ramenée Z_{IN} des modèles 1, 2 et 3	64
	III.4.1 a) Impédance ramenée du modèle 1 : Z_{IN}^1	64

	III.4.1 b)	Impédance ramenée du modèle 2 : Z_{IN}^2	66
	III.4.1 c)	Impédance ramenée du modèle 3 : Z_{IN}^3	67
	III.4.2	Comparaison des modèles 0, 1, 2 et 3	69
	III.4.3	Comparaison du modèle 3 avec les simulations	70
III.5		Établissement d'une nouvelle modélisation fréquentielle : modèle 4	70
	III.5.1	Description du problème	70
	III.5.2	Calcul de la capacité C_1^{par}	72
	III.5.2 a)	Distinction des cas	72
	III.5.2 b)	Calcul de la capacité C^{face}	73
	III.5.2 c)	Calcul de la capacité $C^{côté}$	73
	III.5.2 d)	Calcul de la capacité $C^{singularité}$	74
	III.5.2 e)	Détermination du modèle capacitif C_1^{par}	75
	III.5.3	Calcul de la capacité C_2^{par}	75
	III.5.4	Impédance ramenée du modèle 4 : Z_{IN}^4	76
	III.5.5	Comparaison du modèle 4 avec les simulations	76
III.6		Facteur de qualité du résonateur matriochka à deux sections	76
	III.6.1	Détermination du facteur de qualité $Q_{c,f_0}^{M,2}$ du résonateur matriochka à deux sections	76
	III.6.1 a)	Calcul des énergies emmagasinées	76
	III.6.1 b)	Calcul des puissances dissipées	80
	III.6.1 c)	Autres puissances dissipées	81
	III.6.1 d)	Formule théorique du facteur de qualité du résonateur matriochka à deux sections	82
	III.6.2	Facteur de qualité des simulations réalisées sous HFSS®	82
	III.6.3	Comparaison du modèle théorique du facteur de qualité avec les simulations	82
	III.6.4	Conclusion	83
IV		Conception optimale d'un résonateur matriochka à deux sections	85
	IV.1	Introduction	85
	IV.2	Définition du problème	85
	IV.3	Existence d'une infinité de configurations de résonateurs matriochka à deux sections respectant un cahier des charges donné	86
	IV.3.1	Résolution du problème	86
	IV.3.2	Programme 1 : description	88
	IV.3.3	Exemple de cahier des charges	90
	IV.3.4	Résultats	91
	IV.3.4 a)	Résultats : f_0^{HFSS} et $Q_{c,f_0}^{M,2,HFSS}$	91
	IV.3.4 b)	Résultats : R_2, L et V	93
	IV.4	Existence d'une unique configuration de résonateur matriochka à deux sections respectant un cahier des charges dont le volume est minimal	93
	IV.4.1	Influence de la longueur l_e	93
	IV.4.2	Programme 2 : minimisation du volume	95
	IV.5	Design optimal d'un résonateur matriochka à deux sections	98
	IV.5.1	Introduction	98
	IV.5.2	Exemple	98
	IV.6	Comparaison du résonateur matriochka à deux sections et du résonateur coaxial uniforme quart d'onde optimisés en volume	101
	IV.6.1	Définition du résonateur coaxial uniforme quart d'onde	101
	IV.6.2	Comparaison en volume	101
	IV.6.2 a)	Influence de l'écart δ_1 sur l'encombrement du résonateur matriochka	101
	IV.6.2 b)	Comparaison des encombrements	103

IV.6.3	Comparaison en volume et en harmonique	104
IV.7	Limite maximale du facteur de qualité d'un résonateur matriochka à deux sections	107
IV.8	Conclusion	108
C	Synthèse d'un filtre	111
V	Couplage électromagnétique au sein d'un filtre	113
V.1	Introduction	113
V.2	Réponse théorique du type Tchebychev généralisé	114
V.2.1	Fonction de Tchebychev généralisée	114
V.2.1 a)	Définition	114
V.2.1 b)	Fonction de transfert $S_{21}(\omega)$	115
V.2.1 c)	Fonction de transfert $S_{21}(p)$	116
V.2.1 d)	Temps de propagation de groupe	117
V.2.2	Réseau symétrique	118
V.2.2 a)	Filtre passe-bas	118
V.2.2 b)	Filtre passe-bas normalisé en fréquence	120
V.2.2 c)	Filtre passe-bande normalisé en fréquence	121
V.2.3	Filtre de Tchebychev d'ordre 6	123
V.2.3 a)	Fonction de transfert de Tchebychev ($N = 6$)	123
V.2.3 b)	Filtre passe-bas d'ordre 6 non normalisé en fréquence	123
V.2.3 c)	Matrice de couplage du filtre passe-bande symétrique d'ordre 6	125
V.3	Couplage expérimental	125
V.3.1	Introduction	125
V.3.1 a)	Détermination du couplage en entrée/sortie	126
V.3.1 b)	Détermination du couplage inter-résonateur : couplage direct/rétro-couplage	126
V.3.1 c)	Configuration d'un résonateur matriochka à deux sections	127
V.3.2	Élément de couplage entrée/sortie : ligne coaxiale	128
V.3.3	Élément de couplage inter-résonateur : iris	131
V.3.3 a)	Couplage direct : iris	131
V.3.3 b)	Rétro-couplage : tige métallique	132
V.3.4	Élément de couplage inter-résonateur : tore	134
V.3.4 a)	Définition de l'élément de couplage	134
V.3.4 b)	Tores multiples	135
V.3.5	Comparaison iris/tore	138
V.3.5 a)	Influence sur la fréquence fondamentale	138
V.3.5 b)	Limite du coefficient de couplage inter-résonateur	139
V.3.5 c)	Agilité du coefficient de couplage inter-résonateur	140
V.3.5 d)	Réjection électromagnétique	141
V.3.5 e)	Dégradation du facteur de qualité	143
V.3.5 f)	Tableau récapitulatif	144
V.4	Conclusion	144
D	Réalisations de filtres matriochkas	145
VI	Conception et fabrication du filtre de transmission en bande L	147
VI.1	Introduction	147
VI.2	Cahier des charges	147

VI.2.1	Cahier des charges initial	147
VI.2.2	Cahier des charges durci	148
VI.3	Contraintes du cahier des charges	149
VI.3.1	Contraintes fréquentielles	149
VI.3.1 a)	Ordre du filtre	149
VI.3.1 b)	Topologie et matrice de couplage du filtre	150
VI.3.1 c)	Configuration du filtre	152
VI.3.2	Contraintes volumiques	153
VI.3.3	Contraintes en puissance dans le vide : effet <i>multipactor</i>	154
VI.3.3 a)	Configuration des simulations en puissance	154
VI.3.3 b)	Effet <i>multipactor</i> sur le filtre en bande L	156
VI.4	Conception du filtre en bande L	157
VI.4.1	Design du résonateur en bande L	157
VI.4.1 a)	Conception du résonateur matriochka à deux sections	157
VI.4.1 b)	Caractéristiques du résonateur	158
VI.4.1 c)	Vérification des modélisations fréquentielles et du facteur de qualité en bande L	160
VI.4.1 d)	Optimisation en puissance	160
VI.4.2	Design du filtre en bande L	161
VI.4.2 a)	Conception	161
VI.4.2 b)	Élément de rétro-couplage	162
VI.4.2 c)	Support métallique	163
VI.4.2 d)	Congés	164
VI.4.2 e)	Vis de réglage	165
VI.4.2 f)	Motifs	166
VI.4.3	Réglage électromagnétique du filtre en bande L	167
VI.4.3 a)	Principe du réglage fréquentiel	167
VI.4.3 b)	Résultats fréquentsiels	172
VI.4.3 c)	Précision du réglage du filtre simulé en bande L	173
VI.4.3 d)	Résultats de la tenue en puissance dans le vide	174
VI.4.3 e)	Comparaison des résultats par rapport au cahier des charges	175
VI.4.4	Tolérances de fabrication	175
VI.4.4 a)	Simulateur de Monte-Carlo	175
VI.4.4 b)	Description de l'analyse de Monte-Carlo du filtre en bande L	176
VI.4.4 c)	Résultats de l'analyse	177
VI.4.4 d)	Influence des vis de réglage	178
VI.5	Fabrication du filtre	181
VI.5.1	Entreprise BREIZH USINAGE SERVICES	181
VI.5.2	Fabrication du corps/capot	182
VI.5.2 a)	Introduction	182
VI.5.2 b)	Fabrication du corps	183
VI.5.2 c)	Fabrication du capot	183
VI.5.2 d)	Fabrication de la tige du rétro-couplage	184
VI.5.3	Dépôt de la couche d'argent	185
VI.5.4	Fixation des connecteurs	185
VI.6	Mesures et validations	187
VI.6.1	Mesures fréquentielles	187
VI.6.2	Mesure en puissance	187
VI.6.2 a)	Conditions de test	187
VI.6.2 b)	Alimentation du composant	189

VI.6.2 c)	Sources d'excitation	189
VI.6.2 d)	Source radioactive	190
VI.6.2 e)	Banc de mesure	190
VI.6.2 f)	Méthodes de détection de l'effet <i>multipactor</i>	191
VI.6.2 g)	Résultats des mesures <i>multipactor</i>	192
VI.6.2 h)	Résultats complémentaires	193
VI.6.3	Comparaisons des mesures avec les simulations	193
VI.6.3 a)	Comparaison fréquentielle	193
VI.6.3 b)	Comparaison en puissance	193
VI.6.4	Validation du cahier des charges	195
VI.6.5	Pistes d'amélioration des performances du filtre en bande L	196
VI.7	Comparaison avec l'état de l'art	196
VI.7.1	État de l'art des résonateurs en bande L	196
VI.7.1 a)	État de l'art des résonateurs en bande L	196
VI.7.1 b)	Comparaisons des dimensions des résonateurs	199
VI.7.1 c)	Résonateur matriochka à deux sections vs résonateur quart d'onde	200
VI.8	Conclusion	201
VII Conception et fabrication du filtre de réception en bande C		203
VII.1	Introduction	203
VII.2	Cahier des charges	203
VII.2.1	Cahier des charges initial	203
VII.2.2	Cahier des charges durci	204
VII.3	Contraintes du cahier des charges	205
VII.3.1	Contraintes fréquentielles	205
VII.3.1 a)	Ordre du filtre	205
VII.3.1 b)	Limites des coefficients de couplage	206
VII.3.1 c)	Topologie et matrice de couplage du filtre	208
VII.3.1 d)	Configuration du filtre	209
VII.3.2	Contraintes volumiques	209
VII.3.3	Contraintes de la première harmonique	212
VII.4	Conception du filtre en bande C	212
VII.4.1	Design du résonateur en bande C	212
VII.4.1 a)	Conception du résonateur matriochka à deux sections	212
VII.4.1 b)	Caractéristiques du résonateur	213
VII.4.1 c)	Comparaisons des lignes de champs électriques parasites	214
VII.4.1 d)	Vérification des modélisations fréquentielles et du facteur de qualité en bande C	217
VII.4.1 e)	Limitation du coefficient de couplage	217
VII.4.2	Design du filtre en bande C	219
VII.4.2 a)	Conception	219
VII.4.2 b)	Plots	220
VII.4.2 c)	Dilatation thermique	221
VII.4.2 d)	Congés	222
VII.4.2 e)	Vis de réglage	223
VII.4.3	Réglage du filtre en bande C	223
VII.4.3 a)	Principe du réglage fréquentiel	223
VII.4.3 b)	Résultats fréquentsiels	228
VII.4.3 c)	Précision du réglage du filtre simulé en bande C	229
VII.4.3 d)	Comparaison des résultats par rapport au cahier des charges	230

VII.4.4	Tolérances de fabrication	230
VII.4.4 a)	Description de l'analyse de Monte-Carlo du filtre en bande C	230
VII.4.4 b)	Résultats de l'analyse	232
VII.4.4 c)	Influence des vis de réglage	235
VII.5	Fabrication du filtre	236
VII.5.1	Entreprise VUILLERMOZ PHILIPPE	236
VII.5.2	Fabrication du corps/capot	236
VII.5.2 a)	Introduction	236
VII.5.2 b)	Fabrication du corps	237
VII.5.2 c)	Fabrication du capot	238
VII.5.2 d)	Conclusion	239
VII.5.3	Dépôt de la couche d'argent	239
VII.5.4	Fixation des connecteurs	240
VII.6	Mesures et validations	241
VII.6.1	Mesures fréquentielles	241
VII.6.2	Comparaison des mesures avec les simulations	243
VII.6.3	Validation du cahier des charges	244
VII.6.4	Pistes d'amélioration des performances du filtre en bande C	244
VII.7	Comparaison avec l'état de l'art	245
VII.7.1	État de l'art des résonateurs en bande C	245
VII.7.1 a)	État de l'art des résonateurs en bande C	245
VII.7.1 b)	Comparaisons des dimensions des résonateurs	248
VII.7.1 c)	Résonateur matriochka deux sections vs résonateur quart d'onde	248
VII.7.2	Comparaisons du filtre bande C vs inter-digité	249
VII.8	Conclusion	251
Conclusion		253
Bibliographie		255
Postface		
E Annexes		261
A	Résonateur coaxial uniforme quart d'onde à section circulaire	263
B	Résonateur à sauts d'impédance	264
C	Résonateur à guide d'ondes rectangulaire	265
D	Résonateur à guide d'ondes circulaire	266
E	Abaques	267
F	Publications scientifiques	269

Introduction

Depuis les années 1950, le déploiement des satellites artificiels ne cesse de s'étendre pour satisfaire aux besoins croissants en télécommunication. Ces besoins concernent divers secteurs d'activités, comme le spatial ou la défense. Le satellite de télécommunications a pour objectif principal de relayer un signal émis par des stations émettrices vers des stations réceptrices. Le satellite est placé en orbite terrestre et relaye sur des bandes de fréquences distinctes des applications de téléphonie, de télévision, de radio, d'aides aux systèmes de positionnement, etc.

Des organismes internationaux tels l'UIT (Union Internationale des Télécommunications), sont en charge d'affecter les bandes de fréquences pour des applications en y imposant des contraintes fréquentielles drastiques. Par conséquent, le développement de ces applications nécessite des bilans de liaisons optimisés, en passant notamment par l'utilisation de composants électroniques performants et peu encombrants.

Le sujet de la thèse est ainsi de concevoir, d'optimiser et de fabriquer deux composants électroniques dans le domaine du filtrage. Les composants électroniques étudiés lors de la thèse sont des filtres et les applications visées sont doubles :

- une application de navigation pour le satellite Galileo (filtre en bande de fréquences L) ;
- une application de télémétrie (filtre en bande de fréquences C).

La thèse décrit le principe de conception de filtres volumiques du type matriochka pour ces deux applications satellitaires. La conception théorique de ces filtres est décomposée en deux objectifs :

- le premier objectif est basé sur le développement des formules analytiques permettant de minimiser l'encombrement des filtres ;
- le second objectif concerne l'étude de la tenue en puissance dans le vide pour des filtres en transmission.

Le plan de la thèse est alors constitué de quatre parties.

La première partie du rapport est consacrée à l'étude du contexte de la thèse en détaillant en premier lieu le positionnement des applications de télémétrie et de navigation au sein des télécommunications. À la suite de cette mise en perspective, une description de prérequis électromagnétiques est effectuée afin de rappeler le socle de connaissances nécessaires au développement théorique des parties suivantes. Les technologies de filtrage du type planaire et volumiques sont également abordées afin de mettre en relief leurs avantages et inconvénients dans les bandes de fréquences L et C liées aux deux applications de la thèse.

La seconde partie décrit le principe théorique du résonateur matriochka. Le premier chapitre de cette partie est consacré à l'étude théorique d'un résonateur matriochka à n sections (avec n entier) en proposant notamment un modèle fréquentiel. Le second chapitre décrit de façon approfondie ces deux modèles pour un nombre de sections du résonateur égale à deux. Enfin, un dernier chapitre est développé dans l'objectif d'optimiser les paramètres géométriques du résonateur matriochka à deux sections afin de minimiser son encombrement.

La troisième partie est relative à la synthèse théorique d'un filtre de Tchebychev à partir de résonateurs. Le principe du couplage électromagnétique inter-résonateur est également présenté pour différentes structures physiques de couplage.

La dernière partie est destinée à la description de la conception et à la réalisation des filtres matriochkas en bandes L et C. Les conceptions de ces deux filtres sont effectuées en appliquant le principe d'optimisation proposé

dans la seconde partie. Les performances des filtres matriochkas sont également comparées avec les technologies existantes afin de mettre en relief les avantages et les inconvénients de chaque technologie. L'étude de la tenue en puissance dans le vide est également réalisée pour le filtre de transmission en bande L afin d'optimiser sa conception.

Première partie

État de l'art

Chapitre I

Prérequis

I.1 Réseau de télécommunication

I.1.1 Réseau sans fil

Un réseau sans fil est un réseau de télécommunication où les systèmes communiquent par ondes électromagnétiques sans fil (figure I.1).

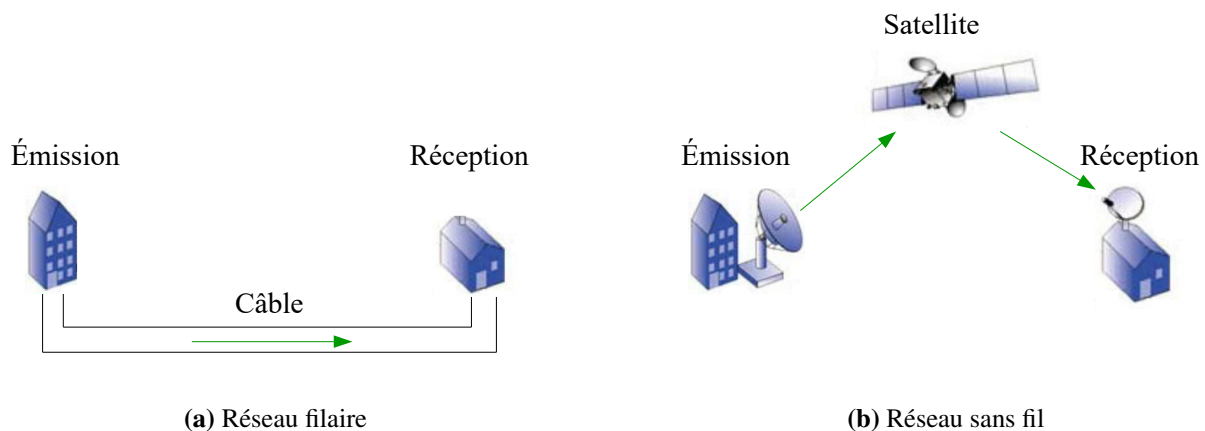


FIGURE I.1 – Représentation d'un réseau filaire (a) et sans fil (b)

Le Réseau sans fil offre ainsi une portabilité et une mobilité aux utilisateurs plus élevées en comparaison avec les réseaux filaires. La prolifération des réseaux sans fil ne cesse de s'étendre à travers diverses applications telles la téléphonie mobile, la télévision par satellite, l'aéronautique, la radiodiffusion, la radiolocalisation, les applications satellitaires, *Wi-Fi* (Wireless Fidelity), les objets connectés, etc. À chaque application est associée une bande de fréquences du spectre fréquentiel nécessaire pour transmettre une information (figure I.2).

La gestion du spectre fréquentiel en France est assurée par l'Agence Nationale des Fréquences (ANFR, [6]) en proposant la planification et la répartition du spectre, en organisant les procédures appropriées pour une bonne cohabitation des utilisateurs, en contrôlant l'utilisation des fréquences et en vérifiant le respect des règles.

Le travail de l'ANFR est structuré selon quatre processus de réalisation :

- la gestion des bandes de fréquences ;
- l'assignation des fréquences et la gestion des sites ;
- la gestion des fréquences pour le compte des affectataires (l'Autorité de Régulation des Communications Électroniques et des Postes (ARCEP, [7]), le Contrôle Supérieur de l'Audiovisuel (CSA, [8]), le gouvernement) ;

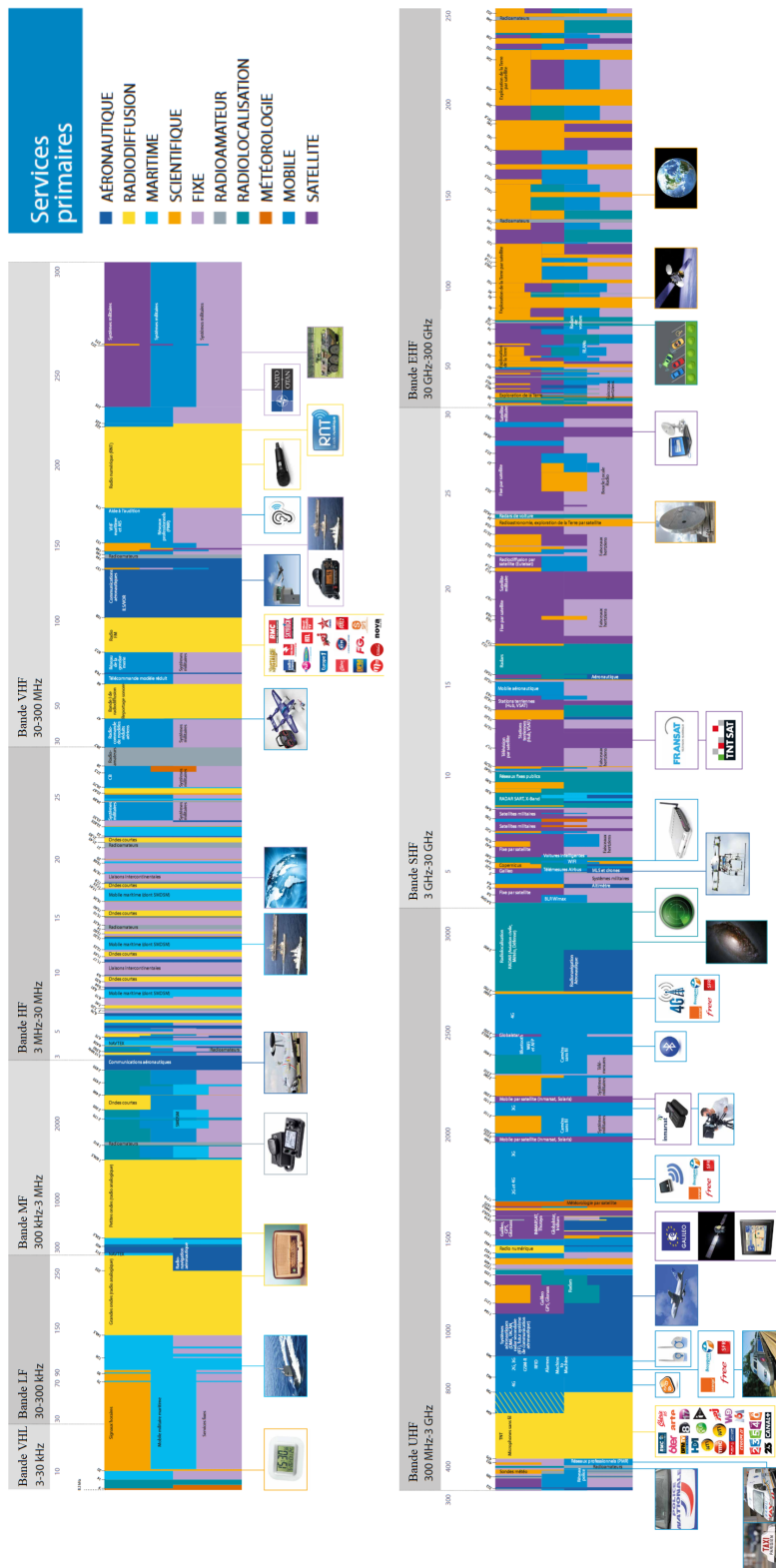


FIGURE I.2 – Spectre fréquentiel (3 kHz - 300 GHz) (https://www.anfr.fr/fileadmin/mediatheque/documents/ANFR/ANFR_Bande_Spectre_2800x580_LD.pdf)

— et le contrôle.

La thèse étudie deux applications satellitaires dans deux bandes de fréquences distinctes correspondant à :

- l'application de navigation en bande SHF (*Super High Frequency*) de sous-bande L à la fréquence 1,55 GHz ;
- l'application de télémessure/télécommande (TM/TC) en bande UHF (*Ultra High Frequency*) C à la fréquence 6,55 GHz.

Les applications de radionavigation et de télémessure/télécommande sont ainsi détaillées dans les prochaines sections.

I.1.2 Application de navigation

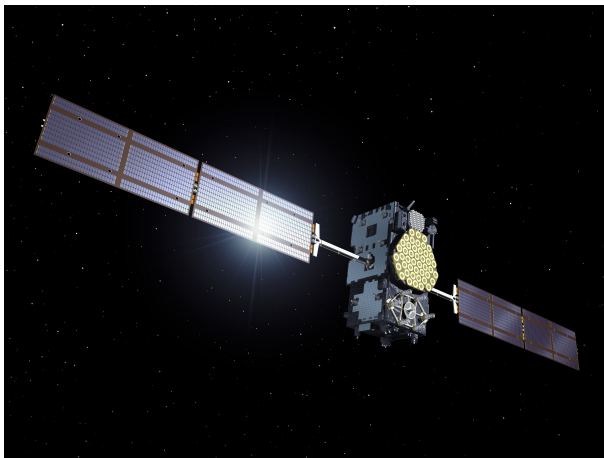
Le système de positionnement par satellites Galileo [9] est développé par l'Union Européenne et le déploiement des satellites doit s'achever vers 2020. L'objectif de ce système de positionnement est de permettre à un utilisateur d'obtenir sa position à l'aide d'un terminal de réception. Galileo s'inscrit dans un cadre international au sein des systèmes de géolocalisation :

- américain GPS (Global Positioning System) ;
- russe GLONASS ;
- et chinois Beidou.

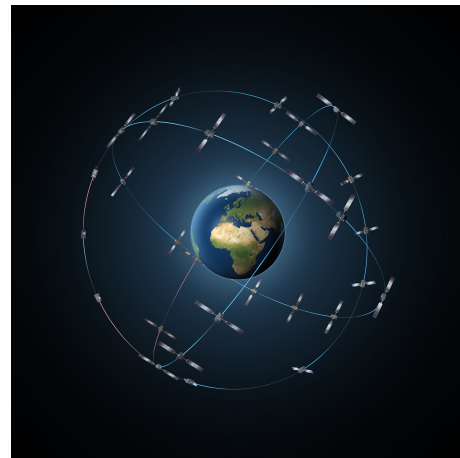
La précision apportée par le système Galileo dépend du service utilisé :

- service de base gratuit : précision de 4 mètres horizontalement et de 8 mètres verticalement ;
- service commercial payant : précision allant jusqu'à 10 cm.

À terme, le système Galileo sera constitué de 24 satellites actifs et de 6 satellites de secours. Les satellites sont disposés sur trois plans orbitaux distincts d'orbite terrestre circulaire égale à 23 222 kilomètres en moyenne.



(a) Satellite Galileo^a



(b) Constellations Galileo^a

^a. source : http://www.esa.int/spaceinimages/Images/2011/10/Galileo_In-Orbit_Validation_satellite

^a. source : http://www.esa.int/spaceinimages/Images/2014/07/Galileo_constellation

FIGURE I.3 – Représentation d'un satellite Galileo (a) et représentations de la constellation de Galileo (b)

Les satellites Galileo opérationnels FOC sont construits par l'entreprise allemande OHB (Orbitale Hochtechnologie Bremen, [10]), tandis que leur charge utile est fournie par l'entreprise Airbus Group [11]. Les caractéristiques principales du satellite Galileo sont données par :

- une masse de 700 kg ;

- une durée de vie estimée à 12 ans ;
- une puissance fournie par des panneaux solaires évaluée à 1900 W en moyenne ;
- un nombre de 4 horloges atomiques ;
- un système de réception SAR permettant de détecter et de localiser un signal de détresse.

Le projet Galileo est lancé le 26 mai 2003 avec la signature d'un accord entre l'Union Européenne (UE, [12]) et l'Agence Spatiale Européenne (ESA, [13]) chargée du déploiement des satellites pour un montant de 5 milliards d'euros. Une des motivations principales du projet est de mettre fin à la dépendance de l'Europe vis-à-vis du système américain GPS.

Le projet Galileo est concrétisé par :

- le lancement des satellites précurseurs Giove-A et Giove-B respectivement en décembre 2005 et avril 2008 ;
- le lancement de 18 satellites le 18 novembre 2016 ;
- et par l'accès à des services opérationnels depuis le 15 décembre 2016.

I.1.3 Application de télémétrie/télécommande (TM/TC)

La liaison télémétrie/télécommande (TM/TC) [14] constitue le fil vital reliant le satellite à son centre de contrôle. En effet, cette liaison, appelée liaison *duplex*, assure le transfert de données entre la station au sol et le satellite dans les deux sens.

La figure I.4 illustre la liaison télémétrie/télécommande entre un satellite et une station au sol.

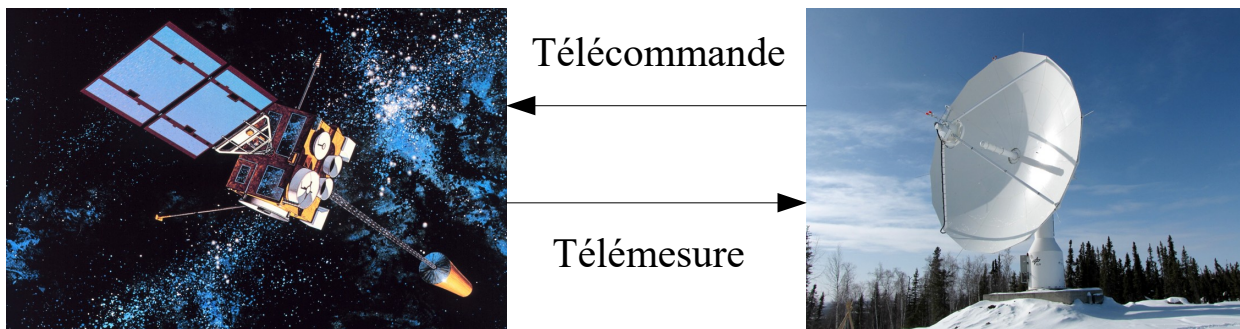


FIGURE I.4 – Représentation d'une liaison télémétrie/télécommande entre un satellite et une station au sol

Télémétrie (TM)

La liaison télémétrie consiste à recevoir depuis la station au sol les données concernant l'état de santé et les éventuelles anomalies du satellite. Ces données regroupent un ensemble de mesures effectuées à bord du satellite qui sont ensuite transmises à la station au sol. Ces mesures décrivent tous les systèmes du satellite en relevant de nombreuses données telles des températures, tensions, courants, pressions, etc. Ces relevés sont indispensables afin d'assurer le bon fonctionnement du satellite.

Télécommande (TC)

La liaison télécommande consiste à transmettre depuis la station au sol des commandes d'action vers le satellite. Ces commandes sont diverses et peuvent concerner des manœuvres d'orbite, des tests d'équipements, des détections d'anomalies, etc. Cette liaison est indispensable notamment lors de la mise en orbite d'un satellite, du déploiement de ses panneaux solaires et lors de la mise en service d'équipements inactifs pendant le lancement du satellite.

I.2 Caractérisation d'un filtre

La figure I.5 illustre la représentation schématique d'un filtre.

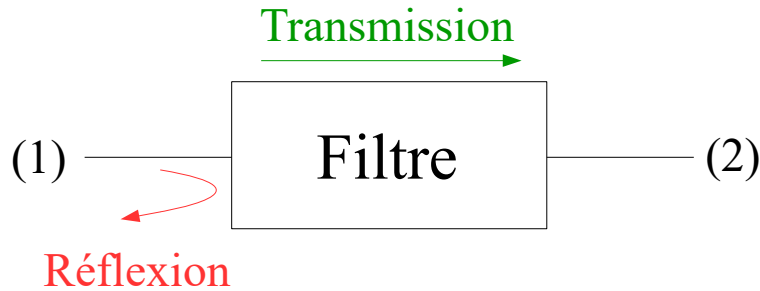


FIGURE I.5 – Représentation schématique de la transmission d'un signal de l'accès (1) vers l'accès (2) au sein d'un filtre, et de la réflexion à l'accès (1)

Les accès (1) et (2) correspondent respectivement à l'entrée et à la sortie du filtre.

Le filtre reçoit à son accès (1) une onde incidente décomposée en deux ondes :

- une onde transmise : la transmission de l'onde à l'accès (1) vers l'accès (2) est caractérisée par le coefficient de transmission S_{21} ;
- une onde réfléchi : la réflexion de l'onde à l'accès (1) est caractérisée par le coefficient de réflexion S_{11} .

Les deux filtres hyperfréquences étudiés sont des filtres du type passe-bande. Le filtre-passe bande a pour objectif de sélectionner une bande de fréquences sur le signal émis en entrée du filtre.

Par conséquent, dans la bande de fonctionnement du filtre, le coefficient de transmission S_{21} doit être maximal et le coefficient de réflexion S_{11} doit être minimal.

I.3 Introduction aux hyperfréquences

Les composants électroniques sont des éléments classés en trois catégories définies par (figure I.6) :

- la catégorie localisée où les effets de propagation sont négligeables (résistance, capacité, diode, transistor, etc) ;
- la catégorie semi-localisée comprise entre les catégories localisée et distribuée ;
- la catégorie distribuée : la taille du composant n'est pas négligeable devant la longueur d'onde du signal transmis.

Les deux filtres hyperfréquences étudiés sont des composants électroniques de la catégorie distribuée. Par conséquent, le signal transmis entre l'entrée et la sortie au sein du filtre hyperfréquence subit des variations d'amplitude et de phase non négligeables.

L'étude du signal transmis est alors nécessaire pour la conception des filtres afin d'optimiser ces performances.

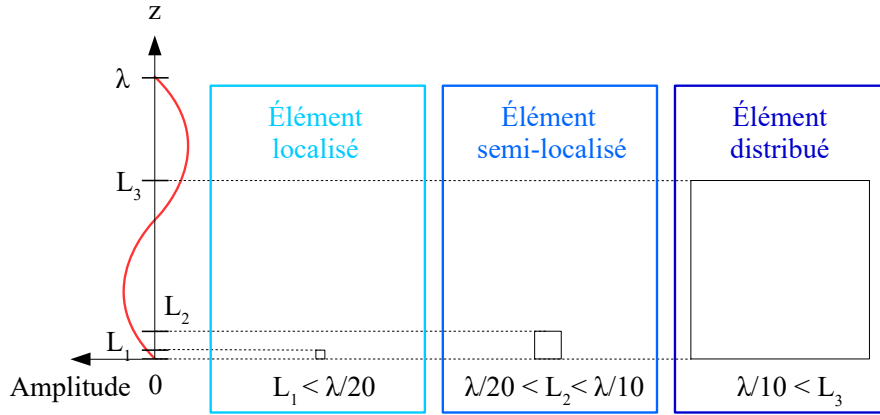


FIGURE I.6 – Représentation schématique des catégories des éléments localisés, semi-localisés et distribués parmi les composants électroniques

I.4 Champ électromagnétique

Le champ électromagnétique décrit les interactions entre des particules chargées q en mouvement à un point M de l'espace et à un instant t . Le champ électromagnétique est constitué d'un champ électrique \vec{E} et d'un champ magnétique \vec{B} et est régi par la force de Lorentz \vec{F}_L :

$$\vec{F}_L = \vec{F}_E + \vec{F}_B \quad (\text{I.1})$$

avec \vec{F}_E la force de Coulomb liée au champ électrique définie par :

$$\vec{F}_E = q\vec{E}(M, t) \quad [N] \quad (\text{I.2})$$

et \vec{F}_B la force mécanique liée au champ magnétique du champ définie par :

$$\vec{F}_B = q\vec{v} \wedge \vec{B}(M, t) \quad [N] \quad (\text{I.3})$$

avec \vec{v} la vitesse moyenne de vitesses instantanées des particules chargées.

À l'échelle macroscopique, un ensemble de particules chargées est considéré au sein d'un volume au voisinage d'un point M , à un instant t , de densité de charge électrique par unité de volume $\rho(M, t)$ (en C/m^3).

En pratique, la vitesse moyenne \vec{v} des vitesses instantanées est assimilée à la notion de vecteur de densité de courant $\vec{J}(M, t)$ défini par :

$$\vec{J}(M, t) = \rho(M, t)\vec{v}(M, t) \quad [A/m^2] \quad (\text{I.4})$$

Les sources du champ électromagnétique, définies par la densité de charge électrique $\rho(M, t)$ et le vecteur de densité de courant \vec{J} , génèrent ainsi un champ électrique \vec{E} et un champ magnétique \vec{B} . Les liens entre les sources et les champs générés sont définis par les équations de Maxwell qui sont décomposées en deux groupes :

- le premier groupe (équations I.5 et I.6) renseigne sur la dépendance directe des champs électrique \vec{E} et magnétique \vec{B} vis-à-vis des sources (\vec{J} et $\rho(M, t)$);
- le second groupe (équations I.7 et I.8) traduit les propriétés intrinsèques du champ électromagnétique (dépendance indirecte des sources).

$$\operatorname{div}(\vec{E}(M,t)) = \frac{\rho(M,t)}{\varepsilon} \quad (\text{I.5})$$

$$\operatorname{rot}(\vec{B}(M,t)) = \mu\vec{J}(M,t) + \mu\varepsilon\frac{\partial\vec{E}}{\partial t}(M,t) \quad (\text{I.6})$$

$$\operatorname{div}(\vec{B}(M,t)) = 0 \quad (\text{I.7})$$

$$\operatorname{rot}(\vec{E}(M,t)) = -\frac{\partial\vec{B}}{\partial t}(M,t) \quad (\text{I.8})$$

avec ε la permittivité μ la perméabilité du milieu de propagation du champ électromagnétique.

Les équations de Maxwell permettent donc de relier les variations spatiales et temporelles d'un champ électromagnétique et de ces sources qui lui ont donné naissance.

L'utilisation des équations de Maxwell permet alors d'étudier le comportement du champ électromagnétique de nombreuses structures, tels les résonateurs coaxiaux qui sont la base des résonateurs matriochkas.

I.5 Prérequis sur les résonateurs coaxiaux

I.5.1 Lignes de transmission hyperfréquences

I.5.1 a) Principe

Une ligne de transmission est un ensemble de deux conducteurs acheminant un signal électromagnétique selon une direction de propagation d'une impédance d'entrée Z_{IN} (en Ω) vers une charge d'impédance Z_L (en Ω) (figure I.7).

La ligne de transmission est caractérisée par [15] :

- la longueur physique l (en m);
- l'impédance caractéristique Z_0 (en Ω);
- la constante d'atténuation α (en $N.m^{-1}$);
- la constante de propagation β (en $rad.m^{-1}$).

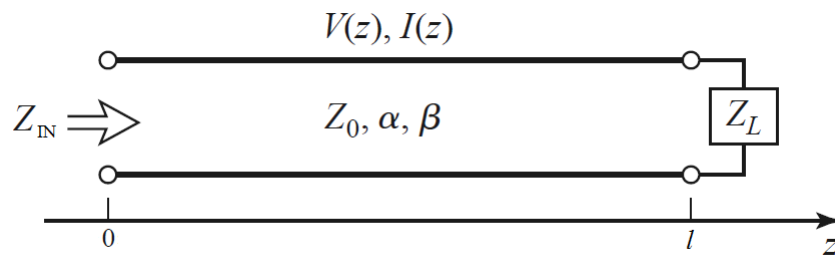


FIGURE I.7 – Représentation d'une ligne de transmission

La ligne de transmission peut être modélisée par la matrice chaîne [ABCD] définie par :

$$[ABCD] = \begin{bmatrix} ch(\gamma l) & Z_0 sh(\gamma l) \\ \frac{sh(\gamma l)}{Z_0} & ch(\gamma l) \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

et l'impédance d'entrée Z_{IN} peut s'exprimer en fonction de l'impédance de sortie Z_L par la relation I.10 :

$$Z_{IN} = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 th(\gamma l)}{Z_0 + Z_L th(\gamma l)} \quad [\Omega] \quad (\text{I.10})$$

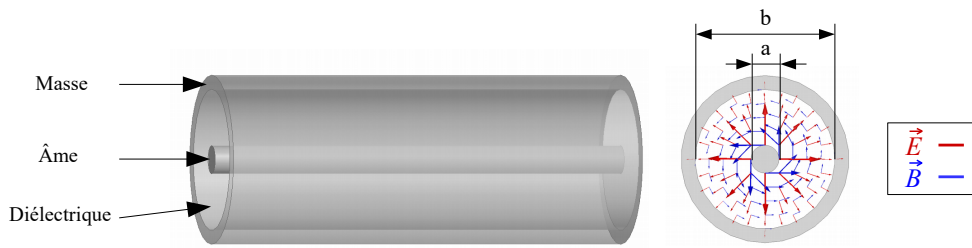
avec $\gamma = \alpha + j\beta$.

I.5.1 b) Ligne coaxiale

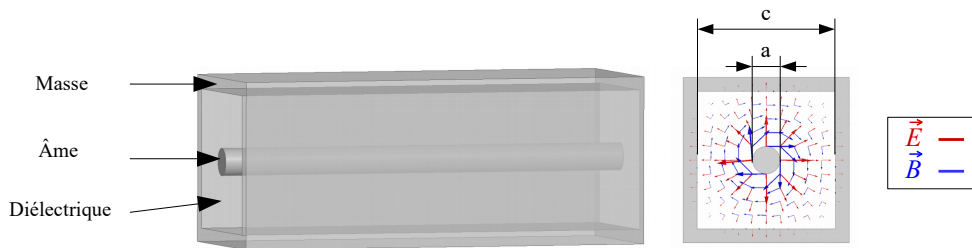
Une ligne coaxiale est une ligne de transmission constituée de deux conducteurs de même longueur dont le premier, appelé âme, est imbriqué dans le second jouant le rôle de la masse. Les deux conducteurs sont séparés par un diélectrique (air, céramique, etc) de permittivité relative ϵ_r et de perméabilité relative μ_r .

Il existe principalement deux configurations de lignes coaxiales définies par :

- une âme centrale et une masse cylindriques de diamètres respectifs a et b (en m) (figure I.8a) ;
- une âme centrale cylindrique de diamètre a et une masse parallélépipédique à section carré de côté c (en m)(figure I.8b).



(a) Représentation d’une ligne coaxiale à section circulaire



(b) Représentation d’une ligne coaxiale à section carrée

FIGURE I.8 – Représentations des lignes de champs électrique \vec{E} et magnétique \vec{H} du mode TEM des lignes coaxiales à section circulaire (a), et à section carrée (b)

L’impédance caractéristique Z_0 de la ligne coaxiale est indépendante de la fréquence d’utilisation et de la longueur de la ligne ; en revanche, elle dépend des paramètres géométriques de la section de la ligne et des caractéristiques du milieu.

L’impédance Z_0 est alors égale à :

$$Z_0 = \frac{\eta_0}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \text{Ln} \left(\frac{b}{a} \right) \quad [\Omega] \tag{I.11}$$

avec

$$x = \begin{cases} b, & \text{si la section est circulaire (figure I.8a)} \\ 1,079.c, & \text{si la section est carrée (figure I.8b)} \end{cases} \quad [m]$$

et $\eta_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0}377 \Omega$ l'impédance caractéristique du vide.

Le mode fondamental de propagation de la ligne coaxiale est le mode Transverse Électro - Magnétique (TEM) où les champs électrique et magnétique sont orthogonaux à la direction de propagation (figure I.8). Ce mode peut se propager à partir de la composante fréquentielle nulle et est donc favorable au transport de puissance. La ligne coaxiale contient également des modes de propagation supplémentaires Transverse Électrique (TE) et Transverse Magnétique (TM). Ces deux derniers modes sont des modes parasites pouvant affecter la tenue en puissance du mode TEM si leur fréquence de coupure est proche de la fréquence du mode de propagation fondamental TEM.

I.5.2 Théorie du filtre hyperfréquence

Le filtrage des signaux électriques est une application indispensable dans le secteur des télécommunications. Numérique ou hyperfréquence, l'opération du filtrage consiste à sélectionner une bande de fréquences souhaitée pour une application donnée, et à minimiser l'amplitude des autres fréquences inutiles pour cette application.

Les prochaines sections décrivent ainsi le filtrage hyperfréquence utilisé pour la conception et la fabrication des filtres en bande L et C.

I.5.2 a) Définition d'un résonateur

Un résonateur est un milieu borné où régissent des ondes stationnaires. Une onde se propageant dans un milieu borné se réfléchit à ses deux extrémités créant ainsi deux types d'ondes : des ondes progressives et rétrogrades se dirigeant en sens contraire. La superposition de ces ondes progressives et rétrogrades de même fréquence et d'amplitude est appelée onde stationnaire.

Une onde stationnaire ψ peut être décrite telle que :

$$\forall A, \forall t, \forall z, \psi(t, z) = A \sin(\omega t) \sin(kz) \quad (I.12)$$

avec :

- la pulsation $\omega = 2\pi f$ (en rad/s);
- le nombre d'onde $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ (en m^{-1});
- la longueur d'onde $\lambda = \frac{c}{f}$ (en m);
- la fréquence de l'onde f (en Hz);
- la vitesse de l'onde dans le milieu c (en m/s).

Les conditions imposées aux extrémités de l'onde stationnaire impliquent la présence de n modes propres liés aux pulsations propres ω_n définies par :

$$\forall n \in \mathbb{N}^*, \omega_n = k_n c_0 = n \frac{\pi}{l} c \quad [rad / s] \quad (I.13)$$

Le résonateur possède ainsi des modes propres liés aux fréquences de résonance du milieu borné de longueur physique l . La première fréquence de résonance est appelée fréquence fondamentale notée f_0 ($n = 1$); les autres fréquences de résonance (appelées harmoniques et notées f_1 ($n = 2$), f_2 ($n = 3$), etc) sont des multiples entiers de la fréquence fondamentale.

L'onde stationnaire est alors caractérisée par des positions d'amplitude nulle appelées nœuds, et des positions d'amplitude maximale appelées ventres. Dans le cas d'un résonateur hyperfréquence, les nœuds et les ventres de

tension V correspondent respectivement à une impédance nulle et à une impédance infinie ; alors que les nœuds et les ventres de courant I correspondent respectivement à une impédance infinie et à une impédance finie (figure I.9).

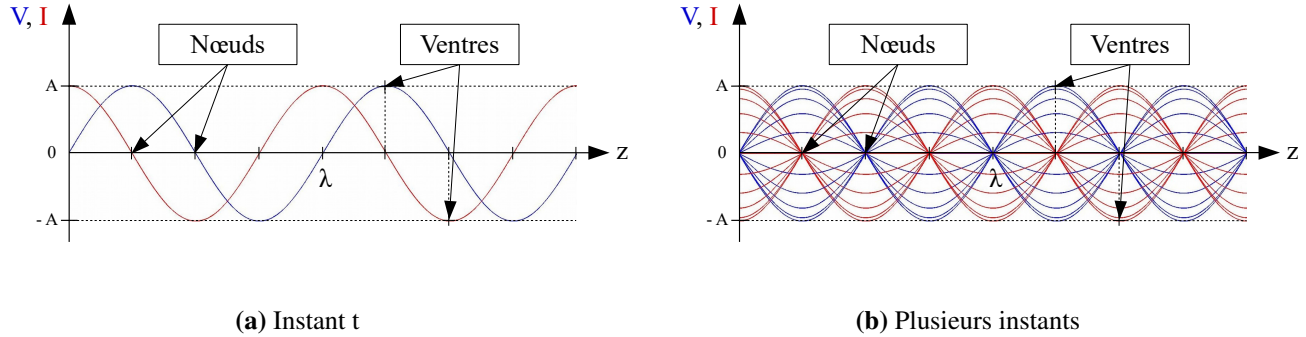


FIGURE I.9 – Représentations d’une onde stationnaire électromagnétique à un instant t (a), et à plusieurs instants (b)

Les conditions aux limites liées aux deux impédances Z_{IN} et Z_L du résonateur de longueur l fixent le mode fondamental f_0 de propagation de l’onde. En règle générale, les terminaisons sont établies à partir de court-circuit (CC) ou de circuit ouvert (CO) permettant de réaliser respectivement des impédances nulles et infinies. Par conséquent, il existe principalement trois catégories de résonateurs (figure I.10) :

- CC - CC : $Z_{IN} = 0$ et $Z_L = 0$;
- CO - CO : $Z_{IN} \rightarrow \infty$ et $Z_L \rightarrow \infty$;
- CC - CO : $Z_{IN} = 0$ et $Z_L \rightarrow \infty$, ou $Z_{IN} \rightarrow \infty$ et $Z_L = 0$.

Le choix de la catégorie détermine ainsi la longueur physique l du résonateur pour une fréquence fondamentale f_0 donnée.

Le résonateur ayant une longueur physique $l = \lambda_0 / 4$ est appelé résonateur quart d’onde. Ce type de résonateur est privilégié dans le domaine du filtrage en raison de son encombrement réduit comparé au résonateur demi - onde ($l = \lambda_0 / 2$). Par ailleurs, la réjection de la première harmonique f_1 par rapport à f_0 est meilleure pour un résonateur quart d’onde ($f_1 = 3f_0$) par rapport à un résonateur demi - onde ($f_1 = 2f_0$).

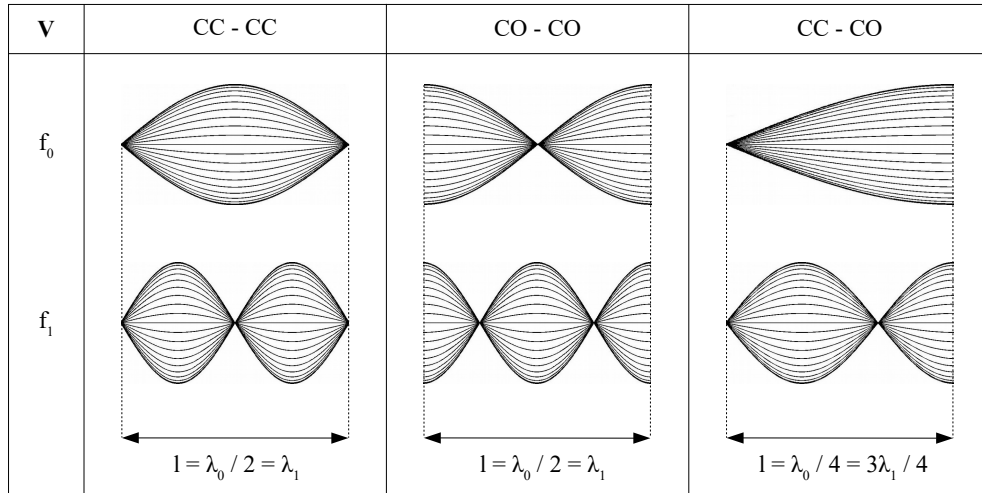


FIGURE I.10 – Tableau des trois catégories d’ondes stationnaires en tension V au sein d’un résonateur de longueur l

I.5.2 b) Résonateur hyperfréquence : caractérisation et modélisation RLC

La figure I.11 illustre la réponse théorique en transmission d’un résonateur hyperfréquence.

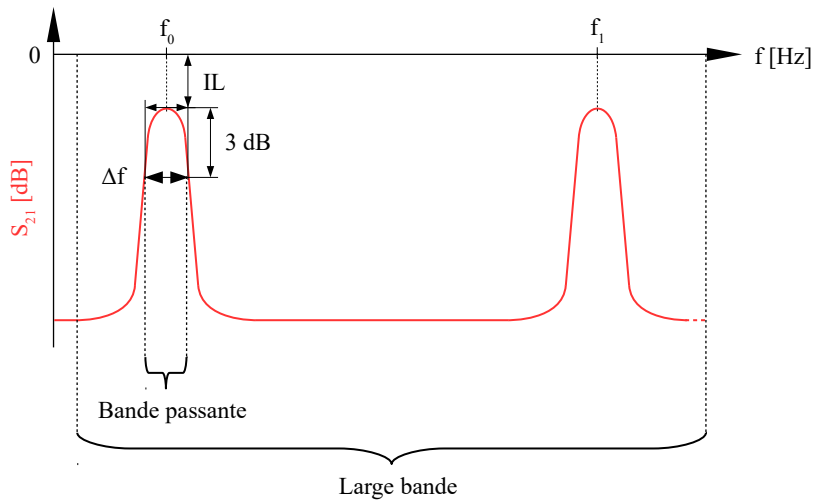


FIGURE I.11 – Représentation de la réponse en transmission théorique S_{21} d’un résonateur

Les caractéristiques fréquentielles intrinsèques d’un résonateur hyperfréquence sont définies par :

- la fréquence fondamentale f_0 ;
- la sélectivité fréquentielle du résonateur liée à la bande passante relative $BP_r = \Delta f / f_0$, avec Δf représentant la largeur fréquentielle de la raie en f_0 définie généralement par un niveau du coefficient de transmission S_{21} deux fois moins élevé par rapport au niveau maximal du coefficient de transmission S_{21} situé en f_0 ;
- les pertes d’insertion du résonateur dans la bande passante notées IL (*Insertion Loss*) ;
- la réjection de la première harmonique f_1 par rapport à la fréquence fondamentale f_0 .

À la fréquence fondamentale f_0 et dans la bande passante du résonateur, le résonateur hyperfréquence peut être modélisé électriquement par un circuit RLC série (figure I.12a) ou parallèle (figure I.12b), avec :

- R (en Ω) la résistance modélisant les pertes du résonateur liées aux caractéristiques du conducteur, du diélectrique, et les pertes par rayonnement ;
- L (en H) la conductance modélisant la capacité du résonateur à laisser passer le courant électrique ;
- C (en F) la capacité modélisant la quantité d'énergie de charge électrique portés par le résonateur.

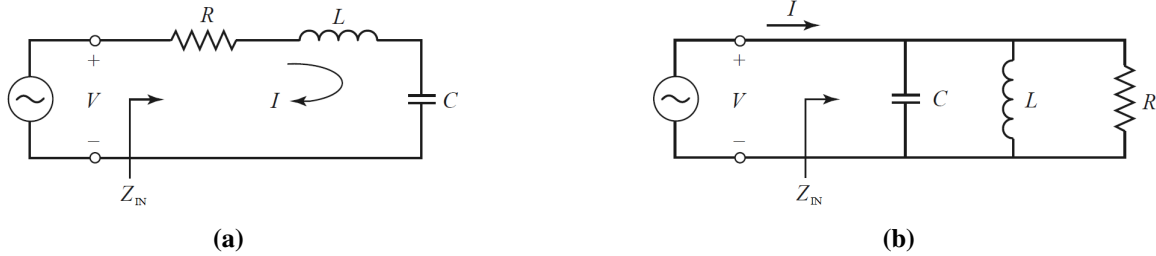


FIGURE I.12 – Représentations électriques d'un résonateur série (a) et parallèle (b)

La fréquence fondamentale f_0 est alors égale à :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \text{ [Hz]} \quad (\text{I.14})$$

et la bande passante relative BP_r :

$$\begin{cases} BP_r = R\sqrt{\frac{C}{L}} \text{ [sans unité], si résonateur série} \\ BP_r = \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}} \text{ [sans unité], si résonateur parallèle} \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

Les pertes d'insertion IL sont liées aux pertes de la résistance R.

La réjection de la première harmonique f_1 par rapport à la fréquence fondamentale f_0 dépend de la technologie de résonateur hyperfréquence.

Le tableau I.1 représente les différentes valeurs des paramètres R, L et C selon la configuration série ou parallèle du résonateur hyperfréquence.

l	Configuration	R	L	C	Z_{IN}	Z_L
$\lambda_0/2$	Série	$Z_0\alpha l$	$\frac{Z_0\pi}{2\omega_0}$	$\frac{2}{\pi\omega_0 Z_0}$	$Z_0 th(\gamma l)$	CC
	Parallèle	$\frac{Z_0}{\alpha l}$	$\frac{\pi}{2\omega_0 Z_0}$	$\frac{2Z_0}{\pi\omega_0}$	$Z_0 coth(\gamma l)$	CO
$\lambda_0/4$	Série	$Z_0\alpha l$	$\frac{Z_0\pi}{4\omega_0}$	$\frac{4}{\pi\omega_0 Z_0}$	$Z_0 coth(\gamma l)$	CO
	Parallèle	$\frac{Z_0}{\alpha l}$	$\frac{\pi}{4\omega_0 Z_0}$	$\frac{4Z_0}{\pi\omega_0}$	$Z_0 th(\gamma l)$	CC

TABLE I.1 – Tableau de valeurs des paramètres R, L et C selon la configuration série ou parallèle d'un résonateur hyperfréquence demi - onde ou quart d'onde de fréquence fondamentale f_0 et d'impédance caractéristique Z_0 données

I.5.2 c) Facteur de qualité d'un résonateur hyperfréquence

Le facteur de qualité est un critère quantitatif de classification des résonateurs hyperfréquences. Il est défini par un rapport de puissance utile du signal traversant le résonateur sur des puissances dissipatives liées à la propagation de ce signal. Le choix d'un résonateur à fort facteur de qualité est donc à privilégier afin d'optimiser les performances électriques.

Le facteur de qualité Q_L d'un résonateur en charge est défini par la relation I.22 :

$$Q_L^{-1} = Q_c^{-1} + Q_d^{-1} + Q_r^{-1} + Q_{ext}^{-1} \text{ [sans unité]} \quad (\text{I.16})$$

avec :

— Q_L le facteur de qualité du résonateur en charge, défini par l'équation I.17 :

$$Q_L = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{1}{BP_r} \text{ [sans unité]} \quad (\text{I.17})$$

— Q_c le facteur de qualité ohmique du résonateur coaxial, défini pour un résonateur coaxial à section circulaire par l'équation I.25 :

$$Q_c = \sqrt{\pi f_0 \mu_c \sigma} \frac{Ln\left(\frac{b}{a}\right)}{\frac{1}{a} + \frac{1}{b}} \text{ [sans unité]} \quad (\text{I.18})$$

avec μ_c la perméabilité du conducteur, σ (en S / m) la conductivité du conducteur, et a et b les diamètres respectifs des cylindres central et extérieur ;

— Q_d le facteur de qualité du diélectrique, défini par l'équation I.19 :

$$Q_d = \frac{1}{\tan(\delta)} \text{ [sans unité]} \quad (\text{I.19})$$

avec le facteur de perte $\tan(\delta)$ lié à l'angle de perte δ du diélectrique [16] ;

— Q_r le facteur de qualité provenant du rayonnement électromagnétique du résonateur.

— Q_{ext} le facteur de qualité provenant du couplage entre le résonateur et le milieu extérieur et est défini par l'équation I.20 :

$$Q_{ext} = \omega_0 \frac{W}{\Delta P} \text{ [sans unité]} \quad (\text{I.20})$$

avec W l'énergie échangée lors du couplage et ΔP la puissance dissipée lors de cet échange.

Le facteur de qualité Q_0 d'un résonateur à vide est défini de façon générale par l'équation I.21 :

$$Q_0 = \omega_0 \frac{\text{Énergie moyenne stockée}}{\text{Énergie dissipée par seconde}} \text{ [sans unité]} \quad (\text{I.21})$$

En pratique, le facteur de qualité Q_0 est défini par l'équation I.22 :

$$Q_0^{-1} = Q_c^{-1} + Q_d^{-1} + Q_r^{-1} \quad (\text{I.22})$$

Un résonateur idéal possède un facteur de qualité en charge Q_L infini. La sélectivité fréquentielle est alors idéale (largeur de raie nulle $\Delta f = 0$) et le résonateur ne filtre que les fréquences de résonance (fréquence fondamentale et aux fréquences harmoniques). En pratique, le facteur de qualité en charge Q_L est limité par :

- la conductivité σ du conducteur (équation I.25) ;
- le facteur de perte $\tan(\delta)$ lié au diélectrique (équation I.19) ;
- les pertes par couplage ΔP (équation I.20).
- les pertes par rayonnement.

L'augmentation du facteur de qualité en charge Q_L peut être réalisée en choisissant une conductivité élevée, un facteur de perte nul (diélectrique : air ou vide), en minimisant les pertes par rayonnement et en minimisant les pertes du couplage entre le résonateur et le milieu extérieur. La maximisation de ce facteur de qualité dépend également de l'influence des paramètres géométriques du résonateur contenus dans l'expression du facteur de qualité ohmique Q_c .

À titre d'exemple, la maximisation du facteur de qualité Q_c d'un résonateur coaxial à section circulaire est obtenue en déterminant le rapport géométrique idéal a / b en dérivant l'équation I.18 par rapport au diamètre a . Ainsi, le rapport a / b est idéal lorsque $a / b = 0,2785$ et l'impédance caractéristique associée est alors égale à $Z_0 = 76,7 \Omega$. Cette maximisation détermine donc la configuration géométrique optimale du résonateur ayant le volume minimal pour une fréquence fondamentale f_0 et un facteur de qualité Q_c donnés; et par conséquent, toute configuration géométrique différente de l'optimale possède un encombrement plus élevé.

I.5.2 d) Définition d'un filtre hyperfréquence

Un filtre hyperfréquence d'ordre N ($N \in \mathbb{N}^*$) de fréquence fondamentale f_0 est un composant électronique constitué de n résonateurs identiques de même fréquence de résonance f_0 . L'intérêt d'un nombre élevé de résonateurs réside dans le fait que la réjection fréquentielle du filtre augmente avec le nombre de résonateurs.

Il existe une relation I.23 mettant en lien l'influence des caractéristiques d'un filtre qui est définie par :

$$IL \propto \frac{n}{BP_r Q} \text{ [sans unité]} \tag{I.23}$$

avec IL les pertes d'insertion du filtre, BP_r la bande passante relative du filtre et Q le facteur de qualité du filtre.

Un filtre d'ordre N de bande passante relative BP_r est dit :

- idéal lorsque la réjection fréquentielle est optimale (ordre N infini);
- sans pertes lorsque les pertes d'insertion dans la bande passante sont nulles (facteur de qualité Q infini).

La figure I.13 représente la réponse en transmission d'un filtre idéal et sans pertes.

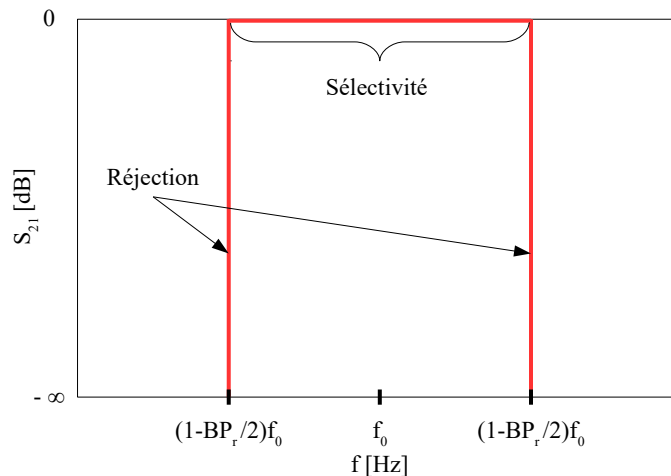


FIGURE I.13 – Représentation d'un filtre idéal et sans pertes de fréquence centrale f_0 et de bande passante relative BP_r

La fonction de filtrage d'un filtre est définie par une fonction mathématique du type Tchebychev, Butterworth, elliptique, etc (figure I.14).

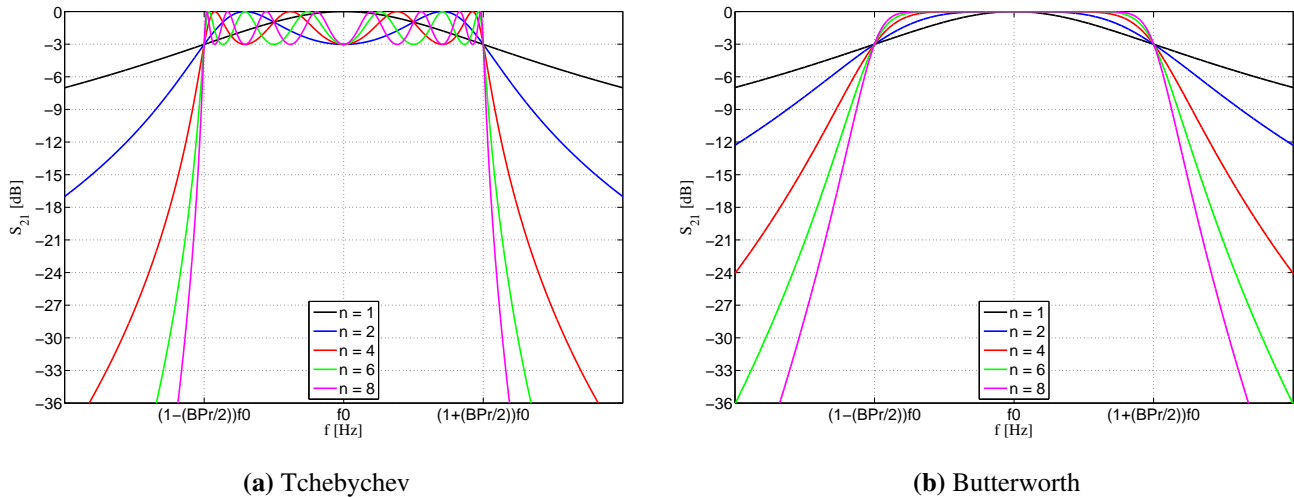


FIGURE I.14 – Représentations des fonctions de filtrage sans pertes de Tchebychev (a), et de Butterworth (b) pour différents ordres n du filtre

La fonction de filtrage, représentée par une matrice de couplage électromagnétique, répartit l'énergie entre les résonateurs du filtre. Selon la fonction de filtrage choisie, la répartition de l'énergie améliore ou dégrade la réjection fréquentielle et l'ondulation dans la bande passante du filtre. À titre d'exemple, pour un filtre d'ordre N et de bande passante fixée, la fonction de filtrage de Tchebychev présente une meilleure réjection fréquentielle par rapport à la fonction de filtrage de Butterworth, mais elle présente également une ondulation dans la bande passante contrairement à la fonction de Butterworth.

La fonction de filtrage de Tchebychev est souvent privilégiée dans les applications de télécommunications lorsque le critère d'ondulation n'est pas prioritaire.

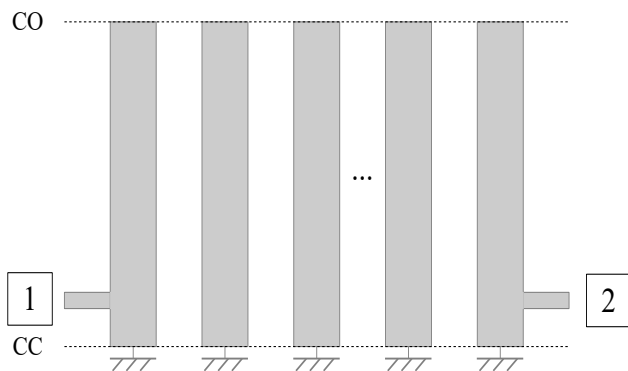
I.5.2 e) Topologie des filtres hyperfréquences

Il existe principalement trois topologies de filtres hyperfréquences utilisées couramment dans le domaine du filtrage [17] :

- les filtres à résonateurs quart d'ondes ;
- les filtres à résonateurs en peigne ;
- les filtres à résonateurs inter - digités.

Filtre à résonateurs quart d'onde

Un filtre à résonateurs quart d'onde est conçu à partir de résonateurs quart d'onde (figure I.15a). Les résonateurs sont disposés en parallèle les uns aux autres dans un même plan en connectant les courts - circuits des résonateurs sur une même masse. Le couplage inter résonateur est généralement effectué par proximité, ou bien en insérant des éléments de couplage (iris, plots, etc). Ce filtre est couramment utilisé dans le domaine des télécommunications en raison de sa taille réduite comparée aux résonateurs demi - onde. Le couplage électromagnétique inter - résonateur est généralement du type magnétique. Les excitations en entrée (1) / sortie (2) sont souvent réalisées à partir de lignes coaxiales, ou par proximité.



(a) Filtre à résonateurs quart d'onde d'ordre N

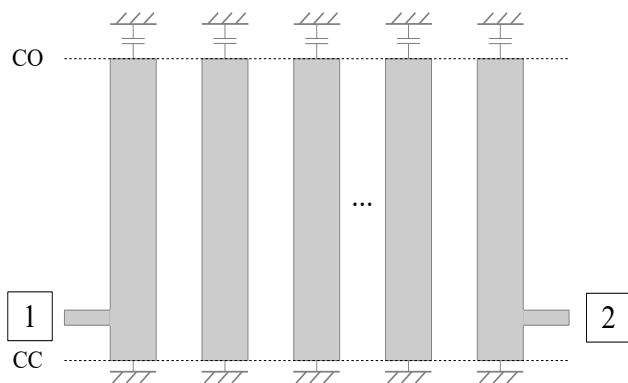


(b) Filtre à résonateurs quart d'onde d'ordre 5 [18]

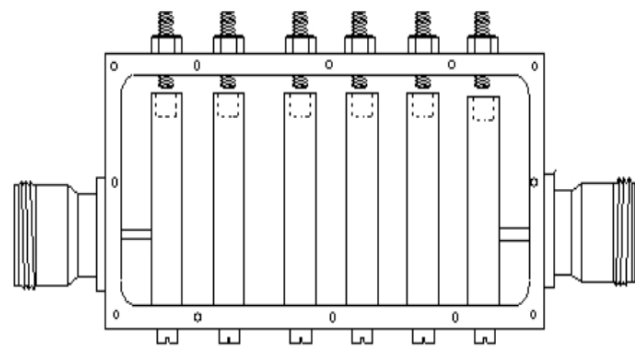
FIGURE I.15 – Représentation (a) et exemple (b) d'un filtre à résonateurs quart d'onde

Filtre à résonateurs en peigne

Un filtre à résonateurs en peigne est conçu à partir de résonateurs quart d'onde (figure I.16a). Les avantages de ce type de filtre résident dans le fait que la longueur des résonateurs est réduite à l'aide d'un effet capacitif situé au niveau de chaque circuit ouvert des résonateurs, et d'une réjection de la première harmonique par rapport à la fréquence fondamentale plus élevée comparée aux filtres à résonateurs quart d'onde. La longueur des résonateurs peut être réduite jusqu'à $\lambda / 8$ à l'aide d'un niveau capacitif élevé soit une réduction de longueur par deux par rapport aux résonateurs quart d'onde. Néanmoins, l'effet capacitif implique une dégradation du facteur de qualité du filtre par rapport aux résonateurs quart d'onde.



(a) Filtre à résonateurs en peigne d'ordre N



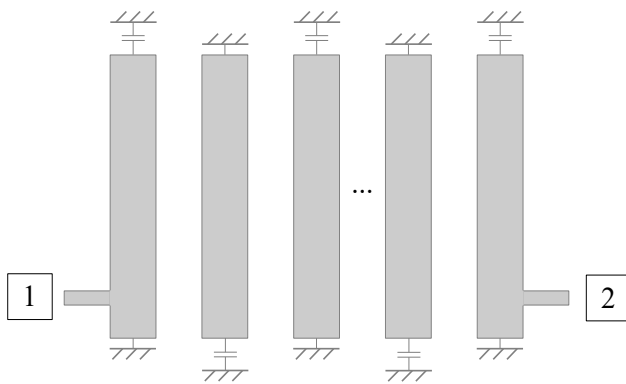
(b) Filtre à résonateurs en peigne d'ordre 6^a

^a. source : http://www.changpuak.ch/electronics/comblne_bandpass_filter_designer.php

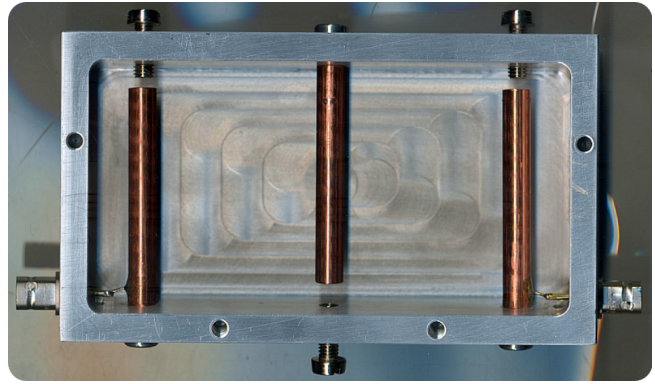
FIGURE I.16 – Représentation (a) et exemple (b) d'un filtre à résonateurs en peigne

Filtre à résonateurs inter - digités

Un filtre à résonateurs inter - digité est conçu à partir de résonateurs quart d'onde (figure I.17a). Les résonateurs sont disposés de telle sorte à obtenir entre deux résonateurs consécutifs une alternance entre court - circuit et circuit ouvert pour une même extrémité du résonateur. Il est également possible d'appliquer un effet capacitif au niveau des circuits ouverts des résonateurs afin de réduire leur longueur.



(a) Filtre à résonateurs inter - digités d'ordre N



(b) Filtre à résonateurs inter - digités d'ordre trois^a

a. source : http://www.changpuak.ch/electronics/interdigital_bandpass_filter_designer.php

FIGURE I.17 – Représentation (a) et exemple (b) d'un filtre à résonateurs inter - digités

I.5.3 État de l'art des filtres à résonateurs coaxiaux

I.5.3 a) Définition d'un filtre à résonateur coaxial

Un résonateur coaxial est un résonateur hyperfréquence établi à partir d'une ligne coaxiale. Inventés en 1937 par Battermann Ludwig A. et Conklin James W. [19], ces résonateurs sont désormais très répandus dans le domaine du filtrage.

Le résonateur coaxial est généralement un résonateur quart d'onde en raison de sa taille réduite par rapport aux résonateurs demi - onde. La longueur l du résonateur est alors égale à :

$$l = \begin{cases} \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_r \mu_r}}, & \text{si résonateur demi - onde;} \\ \frac{\lambda_0}{4\sqrt{\epsilon_r \mu_r}}, & \text{si résonateur quart d'onde.} \end{cases} \quad [m]$$

avec λ_0 la longueur d'onde dans le vide égale à $\lambda_0 = c_0 / f_0$.

L'impédance caractéristique Z_0 du résonateur coaxial est égale à :

$$Z_0 = \frac{\eta_0}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \text{Ln} \left(\frac{x}{a} \right) \quad [\Omega] \quad (I.24)$$

avec

$$x = \begin{cases} b, & \text{si la section est circulaire (figure I.8a)} \\ 1,079.c, & \text{si la section est carrée (figure I.8b)} \end{cases} \quad [m]$$

et $\eta_0 = 377 \Omega$ l'impédance caractéristique du vide.

Le facteur de qualité Q_c d'un résonateur coaxial à section circulaire est égale à :

$$Q_c = \sqrt{\pi f_0 \mu_c \sigma} \frac{\text{Ln} \left(\frac{b}{a} \right)}{\frac{1}{a} + \frac{1}{b}} \quad [\text{sans unité}] \quad (I.25)$$

avec un transfert d'énergie maximal lorsque :

$$\frac{a}{b} = 0,2785 \quad (I.26)$$

La nature du diélectrique ($\epsilon_r, \mu_r, \tan(\delta)$) influence donc l'encombrement et les performances du résonateur :

- l'encombrement du résonateur diminue avec l'augmentation de la permittivité relative ϵ_r du diélectrique (équation I.5.3 a) ;
- les pertes d'insertion IL augmentent avec le facteur de perte $\tan(\delta)$ (équations I.23 et I.17).

La nature du diélectrique classe alors les résonateurs en catégories uniformes et non uniformes.

I.5.3 b) Filtres à résonateurs coaxiaux uniformes

Un résonateur constitué d'un diélectrique de mêmes permittivité et perméabilité relatives quelle que soit la position au sein du diélectrique est appelé résonateur uniforme. Les filtres à résonateurs uniformes sont principalement utilisés en raison de la facilité de fabrication.

La nature du diélectrique influence les performances des résonateurs coaxiaux uniformes.

En effet :

- une permittivité relative $\epsilon_r \geq 1$ permet de réduire l'encombrement du résonateur par un facteur $\sqrt{\epsilon_r}$;
- un facteur de perte $\tan(\delta)$ limite le facteur de qualité en charge du résonateur Q_L par le facteur de qualité lié au diélectrique Q_d .

Par conséquent, un diélectrique de bonne qualité possède :

- une valeur de permittivité relative ϵ_r élevée afin de réduire l'encombrement du résonateur ;
- et un facteur de perte $\tan(\delta)$ très faible afin de limiter les pertes liées au diélectrique.

Les diélectriques couramment utilisés sont l'air, le vide et la céramique (tableau I.2).

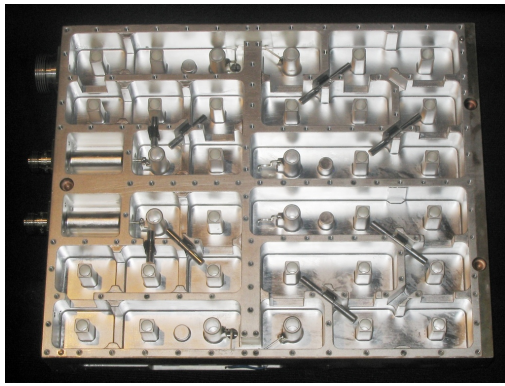
Diélectrique	ϵ_r	$\tan(\delta)$
Air / vide	1	0
Céramique	9,9, 21, 37, 90	$10^{-4} - 10^{-3}$

TABLE I.2 – Tableau caractéristique des diélectriques : air et céramique

Filtres à résonateurs coaxiaux uniformes à air

Le filtre à résonateurs coaxiaux uniformes à air possède de nombreux avantages comme les faibles pertes d'insertion, et la forte tenue en puissance. La conception de ce type de résonateur est très souvent réalisée à partir de résonateurs quart d'onde (figure I.18a), ou très rarement à partir de résonateurs demi - onde en imposant des courts - circuits aux deux extrémités.

L'inconvénient majeur de ce type de résonateur est l'encombrement en raison d'une faible valeur de permittivité relative. Une technique classique existe afin de réduire la longueur physique du résonateur en insérant des vis de couplage au niveau du circuit ouvert de chaque résonateur coaxial jouant le rôle électrique d'une capacité (figure I.18b).



(a) Filtre diplexeur GSM^a



(b) Filtre d'ordre quatre [20]

a. source : <http://www.technologymuseum.eu/phpwebgallery/picture.php?/275/category/50>

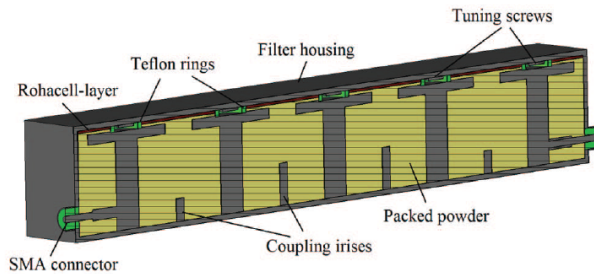
FIGURE I.18 – Photographies de deux filtres à résonateurs coaxiaux quart d'onde uniformes à air

Filtres à résonateurs coaxiaux uniformes en céramique

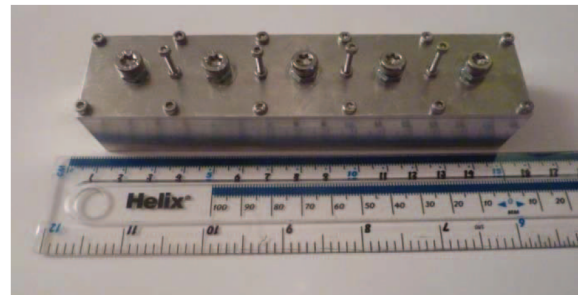
Le filtre à résonateurs coaxiaux uniformes en céramique (alumine, nitrure d'aluminium, quartz, etc) a un encombrement inférieur à celui du filtre à résonateurs coaxiaux uniformes à air grâce à la réduction de la longueur l des résonateurs par un facteur $\sqrt{\epsilon_r}$.

La conception de filtres à résonateurs coaxiaux demi - onde du type CO - CO est possible à partir d'une céramique servant de support physique pour l'âme centrale des résonateurs.

La figure I.19 illustre un exemple de filtre à résonateurs coaxiaux uniforme en céramique à $f_0 = 780$ MHz.



(a) Vue de coupe



(b) 3D

FIGURE I.19 – Photographies d'un filtre à résonateurs coaxiaux en céramique d'ordre 5 [21]

I.5.3 c) Filtres à résonateurs coaxiaux à sauts d'impédance (SIR)

Inventé par Mitsuo MAKIMOTO et Sadahiko YAMASHITA [22], le résonateur SIR (*Stepped Impedance Resonator*) est conçu à partir d'une succession de lignes de transmission d'impédances caractéristiques distinctes. L'ensemble de ces lignes constitue un résonateur en imposant aux extrémités un court - circuit et / ou un circuit ouvert.

Le principe du résonateur SIR peut être décrit à travers deux lignes de transmission d'indice $i \in \mathfrak{R}$, sans pertes ($\alpha = 0$), de longueur physique l_i , d'impédance caractéristique Z_i (figure I.22a).

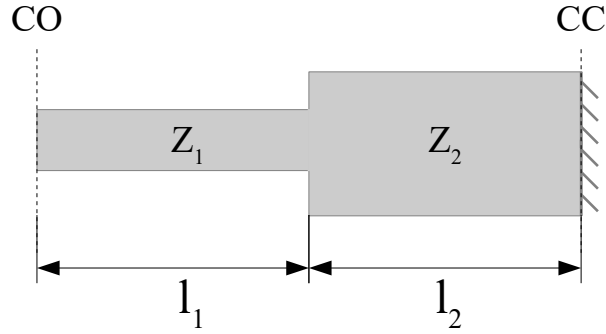


FIGURE I.20 – Schéma électrique d'un résonateur à saut d'impédance

Le comportement électrique d'un résonateur SIR quart d'onde constitué de deux lignes de transmission peut être décrit par la matrice chaîne $[ABCD]$ définie telle que :

$$[ABCD] = [ABCD]_1 x [ABCD]_2 = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \quad (\text{I.27})$$

avec :

$$\forall i \in \llbracket 1; 2 \rrbracket, [ABCD]_i = \begin{bmatrix} \cos(\theta_i) & jZ_i \sin(\theta_i) \\ \frac{j}{Z_i} \sin(\theta_i) & \cos(\theta_i) \end{bmatrix} \quad (\text{I.28})$$

et θ_i la longueur électrique définie par :

$$\theta_i = \beta \cdot l_i \quad [\text{rad}] \quad (\text{I.29})$$

avec la constante de propagation $\beta = 2\pi/\lambda = 2\pi f/c$.

Afin de simplifier les calculs, l'égalité $l_1 = l_2 = l$ est imposée et par conséquent $\theta_1 = \theta_2 = \theta$.

Par définition d'une matrice chaîne, l'impédance ramenée Z_{CO} au niveau du circuit ouvert du résonateur est égale à :

$$Z_{CO} = \frac{Z_{CC} \cdot A + B}{Z_{CC} \cdot C + D} \quad [\Omega] \quad (\text{I.30})$$

Comme l'impédance du court circuit Z_{CC} est nulle, alors l'impédance ramenée Z_{CO} est égale à :

$$Z_{CO} = \frac{B}{D} = jZ_1 \tan(\theta) \frac{1 + M}{1 - M \tan^2(\theta)} \quad (\text{I.31})$$

avec M représentant le saut d'impédance défini par $M = Z_2 / Z_1$.

La condition de résonance est obtenue lorsque :

$$\begin{aligned} Z_{CO} \rightarrow \infty &\Rightarrow \forall k \in \mathfrak{N}, 1 - M \tan^2(\theta_k) = 0 \\ &\Rightarrow \forall k \in \mathfrak{N}, \tan(\theta_k + k\pi) = \pm M^{-1/2} \\ &\Rightarrow \forall k \in \mathfrak{N}, f_k = \frac{c}{2\pi l} \theta_k \end{aligned} \quad (\text{I.32})$$

L'équation I.32 admet une infinité de longueurs électriques θ_k liées aux modes de résonance de fréquence f_k dont :

— le mode fondamental f_0 : $\theta_0 = \arctan(M^{-1/2})$;

— le premier mode harmonique f_1 : $\theta_1 = \pi - \arctan(M^{-1/2})$.

La longueur du tronçon de ligne l liée au mode fondamental est alors égale à :

$$l = \frac{\theta_0}{\beta} = \frac{c}{2\pi f_0} \arctan(M^{-1/2}) \quad (I.33)$$

L'équation I.33 montre alors que les longueurs physiques des lignes de transmission de longueur l diminuent lorsque le saut d'impédance M augmente pour une fréquence f_0 donnée (cf évolution de la longueur électrique θ_0 de la figure I.21a). La figure I.21a illustre également le fait que l'augmentation du saut d'impédance M permet d'augmenter l'écart de longueurs électriques entre les longueurs électriques θ_0 et θ_1 . Cet écart est représenté fréquemment sur la figure I.21b pour différentes valeurs de sauts d'impédance M pour des résonateurs ayant la même fréquence fondamentale f_0 .

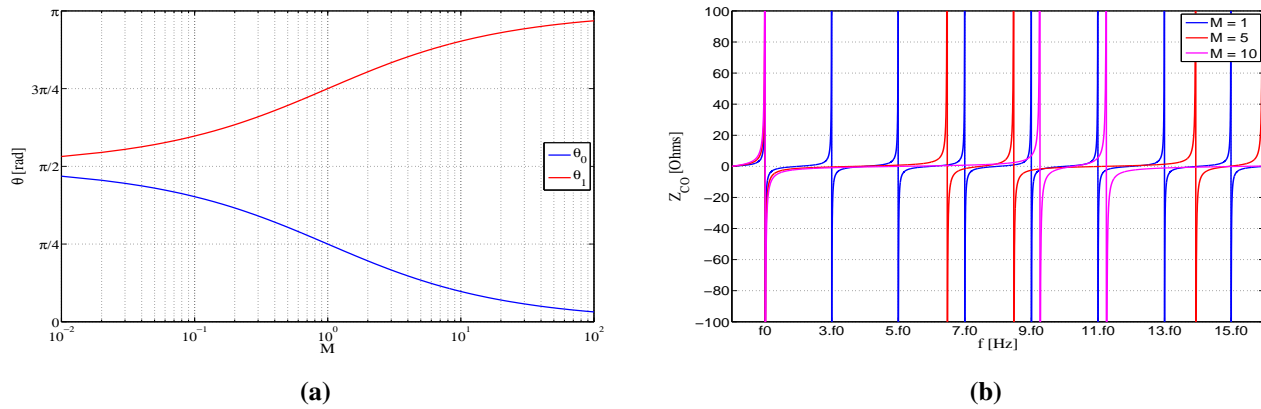
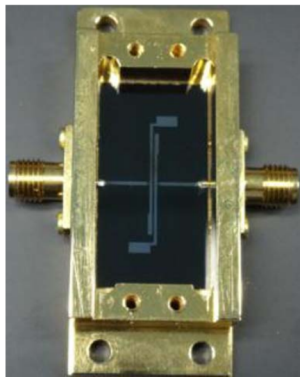


FIGURE I.21 – Représentation des évolutions des longueurs électriques θ_0 et θ_1 en fonction du saut d'impédance M (a), représentation de l'évolution de l'impédance Z_{CO} pour différentes valeurs de saut d'impédance M (b)

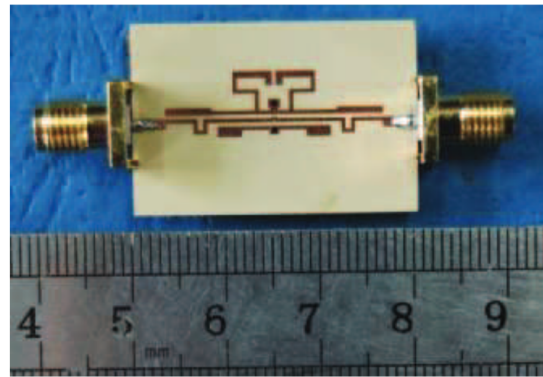
En conclusion, les avantages des résonateurs à sauts d'impédance sont doubles lorsque les sauts d'impédance sont élevés ([23], [24]) :

- réduction de l'encombrement du résonateur ;
- rejet élevé de la première fréquence harmonique par rapport à la fréquence fondamentale.

Néanmoins, le facteur de qualité en charge du résonateur à sauts d'impédance se dégrade lorsque le saut d'impédance est élevé ([25], [26]).



(a) Filtre d'ordre deux en technologie HTS [23]



(b) Filtre multibande (bibande / tribande / quadribande) [24]

FIGURE I.22 – Photographies de deux résonateurs à saut d'impédance (a) et (b)

I.6 Technologies de filtrage

I.6.1 Technologies planaires

I.6.1 a) Technologie microruban

La technologie microruban est très répandue dans la fabrication de circuits hyperfréquences. Basée sur le procédé de photolithographie, cette technologie consiste à utiliser un plan de masse métallique servant de support pour déposer une couche de substrat diélectrique par dessus laquelle sont déposées des lignes métalliques (figure I.23a).

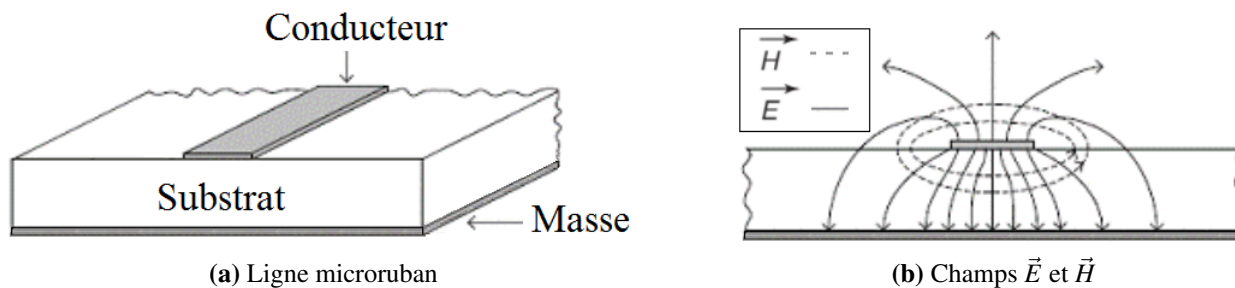


FIGURE I.23 – Représentation d'une ligne microruban (a), représentation des lignes de champs électrique \vec{E} et magnétique \vec{H} (b)

Les lignes de champs de cette technologie sont principalement concentrées entre la ligne conductrice et le plan de masse (figure I.23b). Une partie de ces lignes de champs se retrouve dans l'air modifiant ainsi le mode de propagation de l'onde au sein de la ligne. Les modes exacts de propagation de cette onde correspondent à une combinaison des modes Transverse Électrique (TE) et Transverse Magnétique (TM). Néanmoins, le mode fondamental peut être approximé à un mode quasi - Transverse Électro - Magnétique (quasi - TEM) dont la permittivité relative est une combinaison entre celle du substrat et celle de l'air.

L'inconvénient majeur de la technologie microruban est la réalisation de courts - circuits. En effet, la réalisation d'un court - circuit est obtenue par des procédés complexes de perçage et de réalisation en reliant la ligne conductrice et le plan de masse par un conducteur métallique, appelé via, au sein du substrat. L'insertion de vias est à l'origine d'une apparition de lignes de champs parasites et a pour conséquence une modification du mode de propagation établi. Les inconvénients supplémentaires sont une faible gamme d'impédances caractéristiques de lignes (20 - 100 Ohms) et une faible tenue en puissance.

Les avantages principaux de la technologie sont notamment une fiabilité élevée des performances électriques et un coût de fabrication réduit.

I.6.1 b) Technologie coplanaire

Le procédé de fabrication de la technologie coplanaire consiste à déposer des plans de masse métalliques et des lignes conductrices par dessus une même couche de substrat diélectrique (figure I.24a).

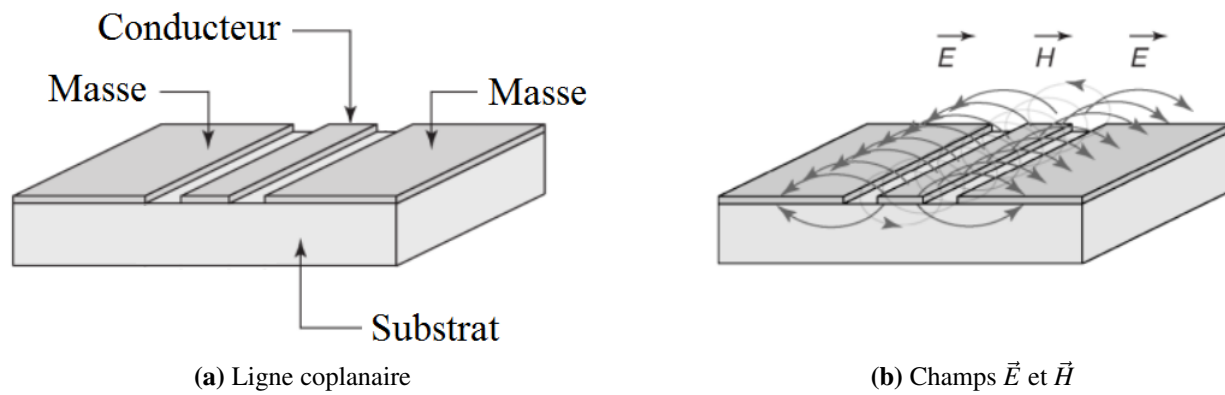


FIGURE I.24 – Représentation d’une ligne coplanaire (a), représentation des lignes de champs électrique \vec{E} et magnétique \vec{H} (b) du mode quasi - TEM

La présence du plan de masse au même niveau que la ligne conductrice a pour conséquence l’apparition d’un mode de propagation supplémentaire du type pair TE qui est plus dispersif que le mode impair quasi - TEM. Le choix du mode de propagation pour cette technologie est souvent le mode impair en raison de sa faible dispersion (figure I.24b). Par conséquent, la disparition du mode TE est réalisée en pratique d’une part, en forçant le potentiel entre les deux plans de masse à l’aide de ponts à air; d’autre part, en assurant la symétrie physique des rubans de masse par rapport au conducteur central.

La technologie coplanaire offre des avantages supplémentaires par rapport à la technologie microruban :

- les lignes coplanaires sont moins dispersives que les lignes microruban (avantage pour les fréquences millimétriques);
- la gamme d’impédances caractéristiques est plus étendue;
- le report de composants en parallèle est facilement réalisable (aucun via).

L’inconvénient majeur de cette technologie est la nécessité de maintenir des iso - potentielles de masse à l’aide de nombreux ponts à air.

I.6.1 c) Technologie multicouche

La technologie multicouche consiste à réaliser plusieurs niveaux de métallisation et de substrats diélectriques réunissant ainsi les technologies planaires microruban (figure I.25) et coplanaire (figure I.26). Cette technologie correspond à une technologie semi - volumique (appelée également technologie 2,5D). Elle surpasse par ailleurs les limitations atteintes par les technologies planaires classiques en offrant des avantages supplémentaires :

- la gamme de couplage est plus large par rapport aux technologies planaires microruban et coplanaire;
- la superposition des couches métalliques implique une forte diminution de l’encombrement des circuits électriques.

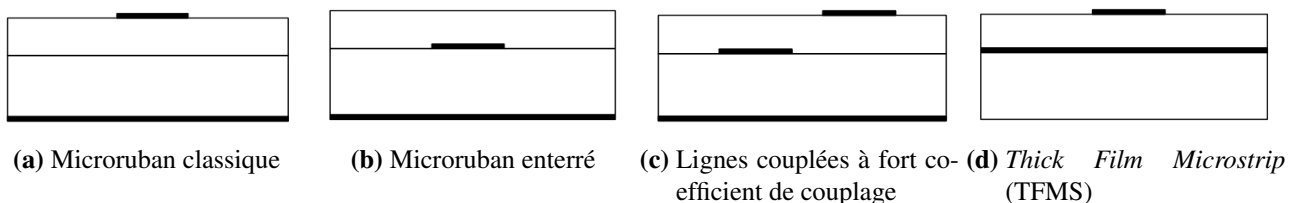


FIGURE I.25 – Représentations de différentes configurations de la technologie microruban en multicouche

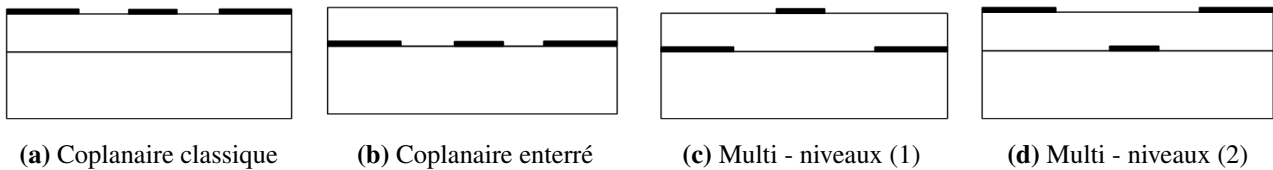


FIGURE I.26 – Représentations de différentes configurations de la technologie coplanaire en multicouche

I.6.1 d) Technologies *High Temperature Cofired Ceramics (HTCC)* et *Low Temperature Cofired Ceramics (LTCC)*

Les technologies HTCC et LTCC sont basées sur le principe de la technologie multicouche. Le procédé de fabrication de ces deux technologies consiste à cuire en même temps toutes les couches de substrats en céramique. La différence entre ces deux technologies provient de la température de cuisson se situant aux alentours de 1300°C pour la technologie HTCC contre 900°C pour la technologie LTCC. Cette différence de température permet d'utiliser des conducteurs ayant une conductivité plus élevée pour la technologie LTCC par rapport à la technologie HTCC (exemple LTCC : conductivité du cuivre $\sigma_{Cu} = 58.10^6 S.m^{-1}$ / exemple HTCC : conductivité du tungstène $\sigma_W = 8,9.10^6 S.m^{-1}$).

La technologie LTCC offre donc de nombreux avantages par rapport à la technologie HTCC pour les applications hyperfréquences qui sont notamment :

- la baisse du coût de production ;
- une conductivité électrique importante impliquant une baisse des pertes d'insertion des circuits électroniques ;
- une meilleure souplesse de conception grâce à l'utilisation de la troisième dimension spatiale.

Les inconvénients majeurs de ces deux technologies sont liés au rétrécissement des couches lors de la cuisson et au facteur de dilatation thermique des différentes couches. Ces inconvénients ont une incidence directe sur les alignements et les superpositions des couches ayant pour conséquence une modification des réponses fréquentielles des composants hyperfréquences.

I.6.2 Technologies volumiques

Les technologies volumiques sont basées sur le principe de fabrication en 3D. Cette technologie est souvent utilisée dans le domaine du filtrage hyperfréquence depuis plusieurs décennies. Un filtre volumique est une cavité résonnante qui possède un mode de propagation fondamental (TE, TM ou TEM). Ce type de filtre possède de nombreux avantages et inconvénients décrits par le tableau suivant (tableau I.3).

	Avantages	Inconvénients
Filtres volumiques	<ul style="list-style-type: none"> — Faibles pertes d'insertion — Réjection fréquentielle élevée — Puissance élevée 	<ul style="list-style-type: none"> — Coût élevé — Encombrement élevé

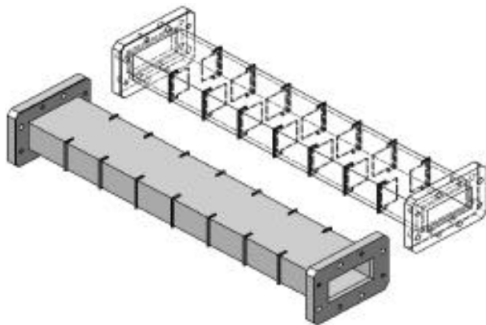
TABLE I.3 – Avantages et inconvénients des filtres volumiques

Les sections suivantes s'intéressent à différents exemples de filtres volumiques existants dans le domaine des hyperfréquences.

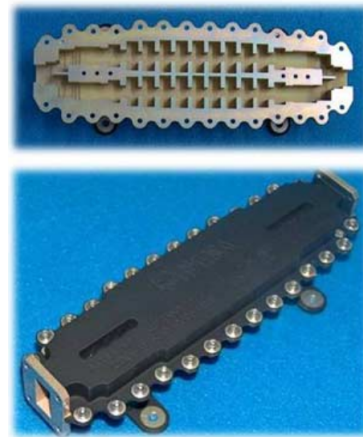
I.6.2 a) Filtres à guide d'ondes rectangulaire

Les filtres à guides d'ondes sont constitués de cavités métalliques volumiques rectangulaires qui résonnent toutes à la même fréquence de résonance. Les modes de propagation sont du types TE ou TM et leurs équations de propagation sont connues (annexe C).

Ces filtres sont généralement conçus à partir d'un seul bloc métallique et les couplages inter-résonateurs sont réalisés par des ouvertures, appelées iris, et/ou par des vis de couplage (figure I.27).



(a) Couplage par iris



(b) Filtre spatial ^a

^a. source : http://www.rymaespacio.com/sp_products.html

FIGURE I.27 – Représentation d'un guide d'ondes volumique (a), photographie d'un filtre volumique passe-bas (b)

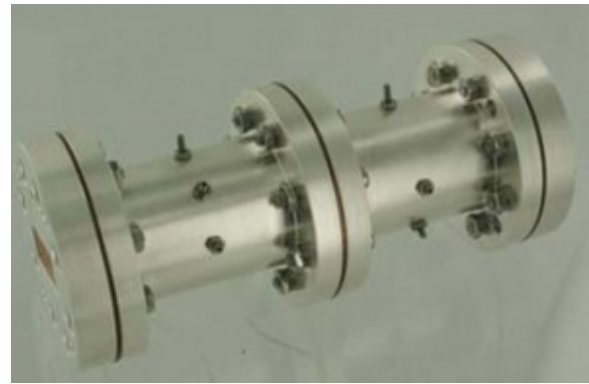
Ces filtres offrent des valeurs élevées de facteurs de qualité et sont souvent utilisés dans la partie émission d'une chaîne de transmission grâce à leur forte tenue en puissance. Néanmoins, l'inconvénient majeur de cette technologie est le faible rejet des modes supérieurs par rapport au résonateur coaxial.

I.6.2 b) Filtres à guide d'ondes circulaires

Les filtres à guide d'ondes circulaires sont constitués de cavités métalliques volumiques cylindriques dont les évolutions des modes de propagation sont du type TE ou TM et sont connues (annexe D). Les couplages inter-résonateurs sont généralement réalisés par des iris et/ou par des vis de couplage (figure I.28).



(a) Filtre circulaire en bande X^a



(b) Filtre circulaire bi-mode^a

a. source : <http://www.deltamicrowave.com/latest-news/x1980-bandpass-filter>

a. source : <http://gam.webs.upv.es/index.php/lineas-de-investigacion/desarrollo-tecnologico-de-circuitos-pasivos-de-alta-frecuencia-en-guia-de-ondas/?lang=en>

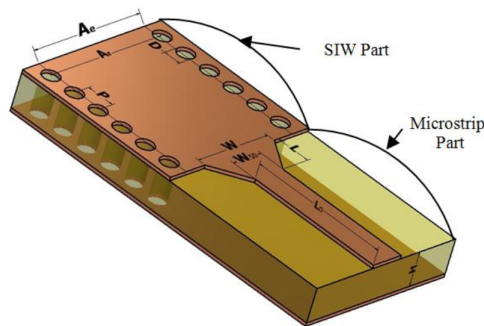
FIGURE I.28 – Représentation de filtres à guide d’ondes circulaires

Les filtres à guide d’ondes circulaires offrent des valeurs de facteur de qualité très élevés, sont souvent employés pour de très faibles bande passante relative et possèdent une forte tenue en puissance. Néanmoins, les inconvénients majeurs de cette technologie sont l’encombrement élevé et le faible rejet des modes de propagation supérieur.

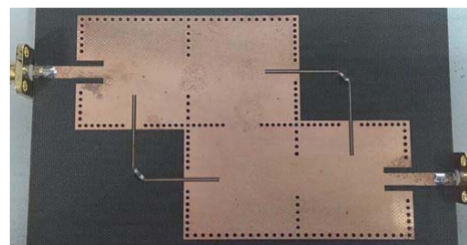
I.6.2 c) Filtrés Substrate Integrated Waveguide (SIW)

La technologie utilisée par les filtres SIW est une technologie semi - volumique (2,5D) réalisée par des technologies planaires. Le principe de fonctionnement est celui d’un guide d’onde dont les procédés de fabrication sont différents (figure I.29) :

- métallisation des faces supérieure et inférieure du substrat ;
- conception des parois de la cavité par fabrication de cylindres métalliques (appelés vias).



(a) Cavité SIW^a



(b) Filtre SIW à rétro-couplages^a

a. source : [27]

a. source : [28]

FIGURE I.29 – Représentation d’une cavité SIW (a), photographie d’un filtre SIW (b)

I.7 Accords

I.7.1 Introduction

Les chaînes d'émission et de réception sont basées sur le principe de transmission d'informations sur une fréquence porteuse f_0 transportant des signaux d'informations. Les éléments hyperfréquences constituant la chaîne de transmission (oscillateur local, filtre, mélangeur,...) sont conçus pour fonctionner à la même fréquence centrale f_0 .

Une application (téléphonie mobile, télévision, GPS, ...) contient une ou plusieurs chaînes de transmission où chaque chaîne de transmission possède sa propre fréquence porteuse. À titre d'exemple, l'application de la télévision par satellite est décomposée en plusieurs fréquences porteuses correspondant chacune à une chaîne de télévision différente. Cette multitude de chaînes de transmission implique alors un encombrement et un coût de fabrication élevés.

L'intérêt de l'accord fréquentiel est donc de réduire ce nombre de chaînes de transmission en les rendant agiles en fréquence.

L'agilité fréquentielle est réalisée à partir de composants d'accord tels des :

- éléments discrets actifs : diodes PIN, diodes *varactors* ;
- systèmes Micro Électro MécaniqueS (MEMS) ;
- matériaux supports : matériaux ferroélectriques, cristaux liquides, milieux magnétiques.

Au sein d'une même chaîne de transmission, l'agilité fréquentielle agit sur la valeur de la fréquence porteuse f_0 et / ou sur la bande passante à la fréquence f_0 . Cette agilité doit répondre à de nombreux critères imposés par le cahier des charges d'un industriel tels :

le facteur d'agilité, la durée de commutation, la tension de commande, le facteur de qualité, les pertes d'insertion, l'isolation, la tenue en puissance, la fiabilité, la sensibilité à l'environnement, la consommation électrique, le facteur de bruit, le coût, etc.

En pratique, les éléments d'accord agiles dégradent les performances fréquentielles du filtre et doivent donc être optimisés pour minimiser cette dégradation.

Les parties suivantes s'intéressent donc à la description de ces technologies permettant de réaliser l'agilité fréquentielle.

I.7.2 Principe

L'agilité fréquentielle d'un filtre consiste à modifier les paramètres L et C d'un résonateur parallèle ou série (figure I.12) afin de modifier la fréquence de résonance fondamentale f_0 et / ou la bande passante relative BP_r .

Ces modifications peuvent être réalisées :

- en modifiant le produit LC (agilité en fréquence : figure I.30a) ;
- en modifiant le rapport C/L (agilité en bande passante : figure I.30b) ;
- à partir d'éléments d'accords (éléments discrets actifs, systèmes Micro Électro MécaniqueS (MEMS), matériaux supports).

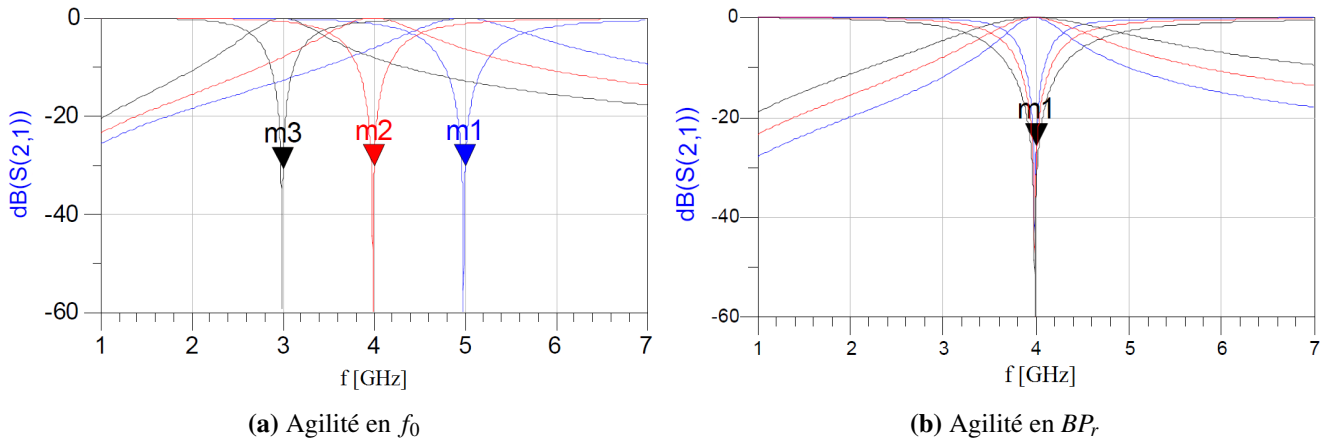
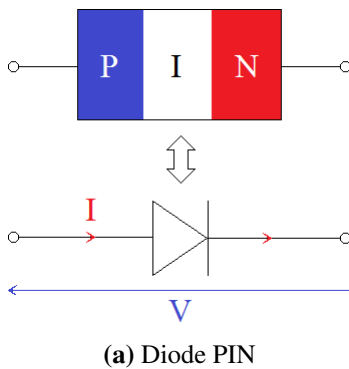


FIGURE I.30 – Réponses fréquentielles du coefficient de transmission S_{21} du résonateur RLC avec une agilité de la fréquence fondamentale f_0 (a), et une agilité en bande passante relative BP_r (b)

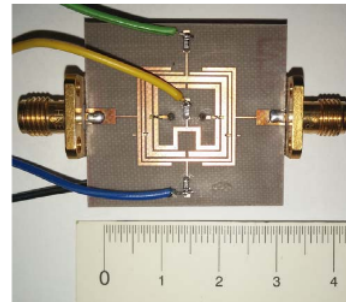
I.7.3 Éléments actifs

I.7.3 a) Diodes PIN (*Positive Intrinsic Negative*) - diodes varactors

Le fonctionnement de la diode PIN peut être comparé à un interrupteur : lorsque la diode est polarisée directement, elle se bloque (état bloquant) et est assimilée à une capacité ; et quand elle est polarisée en inverse, la diode PIN laisse passer le courant (état passant). La tension de polarisation de la diode PIN permet donc de contrôler les états bloquant et passant. La diode PIN est alors un élément d'accord discret souvent utilisée dans le domaine des hyperfréquences.



(a) Diode PIN

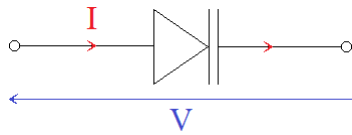
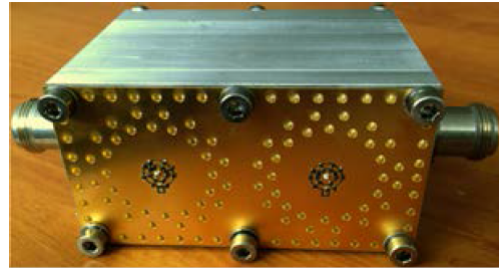


(b) Sept états de commutations^a

a. source : [29]

FIGURE I.31 – Schéma et représentation électrique d'une diode PIN (a), photographie d'un filtre planaire passe-bande agile à base de diodes PIN (b)

La diode *varactor* est une diode PIN où le dopage de la région intrinsèque I est établi de telle sorte à produire une capacité variable en fonction de la tension de commande. Cette diode peut être comparée à un condensateur variable et constitue donc un élément d'accord continu.

(a) Diode *varactor*(b) Filtre matriochka d'ordre deux^a

a. source : [30]

FIGURE I.32 – Schéma électrique d'une diode *varactor* (a), photographie d'un filtre passe-bande agile à base de diodes *varactors* (b)

I.7.3 b) Transistors FET (*Field Effect Transistor*)

Le transistor à effet de champ (FET) est un composant semi-conducteur commandé en tension. Au niveau de sa zone de fonctionnement résistive, le transistor FET peut être assimilé à une résistance ohmique commandée en tension.

Il existe principalement deux catégories de transistors à effet de champ pour les applications hyperfréquences :

- les transistors MOSFET (*Metal Oxide Semi-conductor Field Effect Transistor*) ;
- les transistors MESFET (*MEtal Semi-conductor Field Effect Transistor*) .

I.7.4 Systèmes Micro Électro MécaniqueS (MEMS)

Le principe des MEMS est la mise en parallèle de deux électrodes séparées par un diélectrique par une hauteur h . Ces deux électrodes créent ainsi une capacité qui est inversement proportionnelle à cette distance. Il existe deux configurations possibles de MEMS :

- configuration du type cantilever (figure I.33a) : capacité en série ;
- configuration du type pont (figure I.33b) : capacité en parallèle.

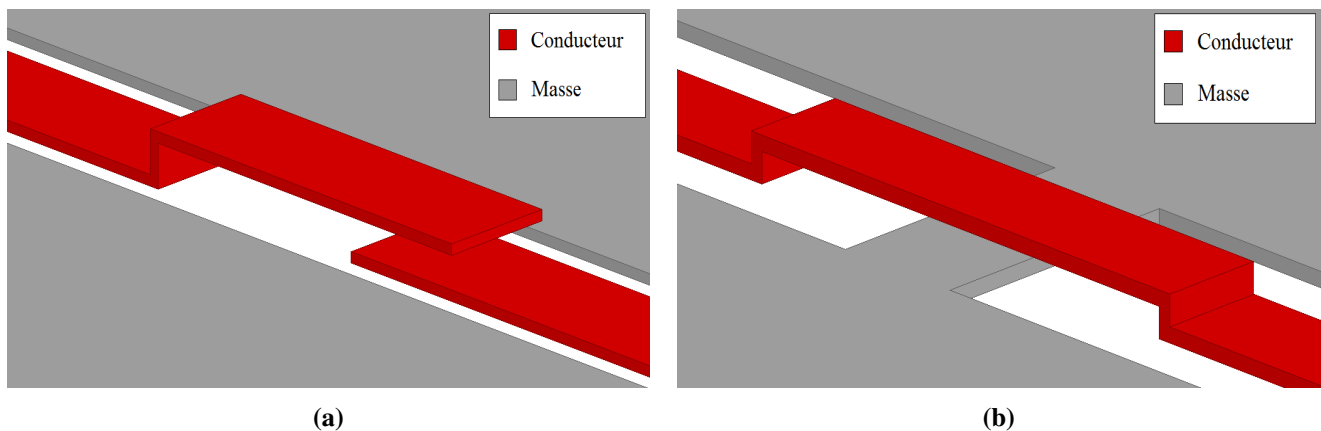


FIGURE I.33 – Configurations de MEMS du type cantilever (a), du type pont (b)

Par ailleurs, les MEMS peuvent fonctionner soit en régime de commutation, soit en régime variable.

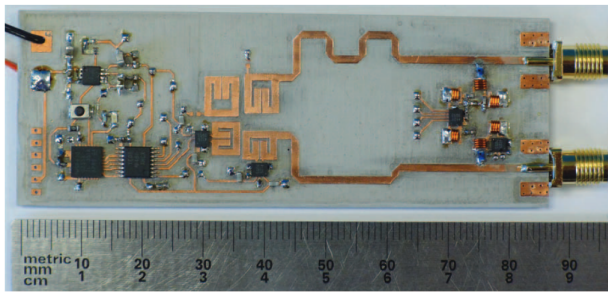
Le fonctionnement en commutation crée deux états :

- état bas : il y a un contact direct avec les électrodes (résistance $R_{MEMS} \approx 0.5 - 1 \text{ Ohm}$, capacité $C_{MEMS} \approx 1\text{pF}$) lorsque la tension appliquée est supérieure à la tension d'abaissement de l'électrode ;
- état haut : les électrodes sont séparées par un diélectrique ($C_{MEMS} \approx 10 \text{ pF}$) et aucune tension n'est appliquée.

Le fonctionnement en régime variable est possible lorsque la tension de commande est inférieure à la tension d'abaissement de l'électrode. Ce régime permet de contrôler de façon continue la capacité variable C_{MEMS} à travers la tension continue appliquée à ses bornes. Les valeurs de capacités C_{MEMS} peuvent varier entre 10 pF et quelques dizaines de picofarads associées respectivement à une hauteur de h et $(2h)/3$.

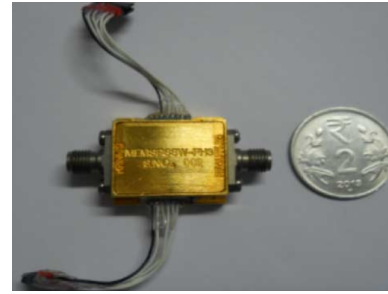
La technologie des MEMS est très répandue et se retrouve dans de nombreuses applications liées aux circuits hyperfréquences (filtres [31], déphaseurs [32] ...), mais également dans le domaine des capteurs (accéléromètres, gyroscopes [33]).

De récents travaux de recherche ont été développés [34] afin de déterminer analytiquement la non linéarité des MEMS en s'intéressant au produit d'intermodulation du troisième ordre (IP3). Ces développements mettent en avant des règles de conception des MEMS dans l'objectif de diminuer le niveau de la distorsion.



(a) Filtre d'ordre quatre en technologie microruban^a

a. source : [31]



(b) Déphaseur sur cinq bits dans la bande Ku^a

a. source : [32]

FIGURE I.34 – Photographies d'un filtre (a) et d'un déphaseur (b) reconfigurables à partir de MEMS

I.7.5 Accords à partir des matériaux supports

L'agilité en fréquence à partir des matériaux se base sur l'équation de la constante de propagation β de l'onde dans un matériau :

$$\beta = \frac{2\pi f \sqrt{\epsilon_r \mu_r}}{c_0} [m^{-1}] \quad (I.34)$$

avec respectivement ϵ_r et μ_r les permittivité et perméabilité relatives du matériau, c_0 la vitesse de la lumière dans le vide et f la fréquence d'étude.

La modification de la constante de propagation β peut être réalisée à l'aide de matériaux anisotropes dont les permittivité et perméabilité relatives dépendent de la direction de propagation de l'onde.

I.7.5 a) Matériaux à permittivité variable

La propriété des matériaux à permittivité variable est la sensibilité au champ électrique \vec{E} . La permittivité relative du matériau ϵ_r varie donc en fonction d'une différence de potentielle appliquée à ses bornes, c'est à dire $\epsilon_r = f(\vec{E})$.

Il existe principalement trois catégories de ce type de matériau :

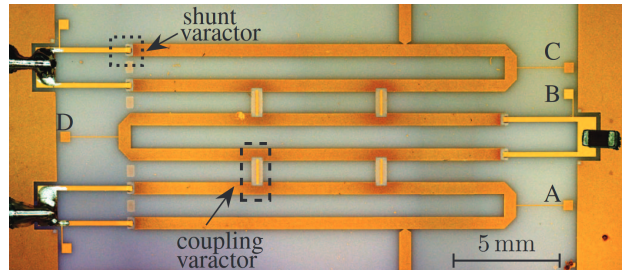
- les matériaux ferroélectriques (figure I.35a);
- les matériaux piézoélectriques (figure I.36a);
- les cristaux liquides (figure I.37b).

Les matériaux ferroélectriques possèdent une polarisation électrique intrinsèque pouvant être modifiée par un champ électrique extérieur. Ces matériaux sont identifiables par leur signature d'un cycle d'hystérésis de la polarisation en fonction du champ électrique appliqué. Ils possèdent donc la propriété de modifier la permittivité relative d'un composant hyperfréquence à partir d'une tension électrique.



(a) Colémanite du comté californien de Kern (Boron)^a

a. source : <https://fr.wikipedia.org/wiki/Colémanite>



(b) Filtre passe-bande reconfigurable [35]

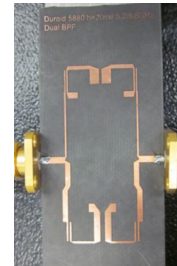
FIGURE I.35 – Photographie d'un matériau ferroélectrique (a), photographie d'un filtre passe-bande reconfigurable à l'aide de diodes ferroélectriques (b)

Les matériaux piézoélectriques possèdent la propriété de se polariser électriquement sous contrainte mécanique, et réciproquement. Ces matériaux sont souvent utilisés dans le domaine hyperfréquence, notamment dans le filtrage. Il existe par ailleurs des moteurs basés sur cette technologie, appelés moteurs piézoélectriques, qui permettent de faire varier mécaniquement la position d'un composant sous contrainte d'un champ électrique (cf figure I.36b).



(a) Cristal de quartz Herkimer^a

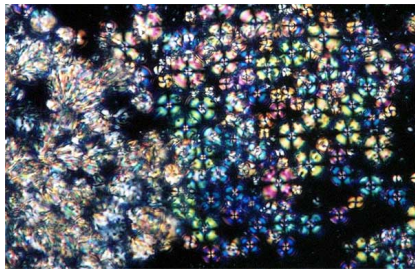
a. https://fr.wikipedia.org/wiki/Quartz_minéral



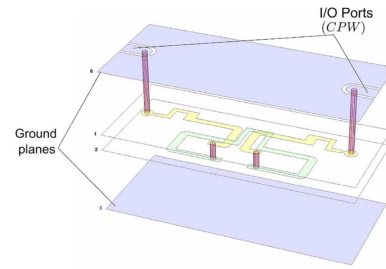
(b) Filtre passe-bande reconfigurable en bande C [36]

FIGURE I.36 – Photographie d'un matériau piézoélectrique (a), photographie d'un filtre reconfigurable à base du matériau piézoélectrique (b)

Les cristaux liquides sont constitués de molécules possédant un moment dipolaire qui peut être modifié par l'application d'un champ électrique. Les moments dipolaires suivent alors les lignes de champs électriques grâce à l'application d'une différence de potentielle appliquée aux bornes du liquide cristallin. Ces cristaux possèdent de nombreuses propriétés électriques, optiques et mécaniques.



(a) Transition smectique-nématique^a



(b) Filtre passe-bande reconfigurable en bande X [37]

a. source : https://fr.wikipedia.org/wiki/Cristal_liquide

FIGURE I.37 – Photographie d’un cristal liquide (a), schéma d’un filtre reconfigurable à base de cristal liquide (b)

Le tableau I.4 résume les avantages et inconvénients des matériaux ferroélectriques, piézoélectriques et des cristaux liquides.

	Ferroélectriques	Piézoélectriques	Cristaux liquides
Avantages	Forte variation de la permittivité	<ul style="list-style-type: none"> — Facteur de qualité élevé — Faibles pertes d’insertion — Forte tenue en puissance 	<ul style="list-style-type: none"> — Faible tension de commande — Faibles pertes d’insertion
Inconvénients	<ul style="list-style-type: none"> — Tension d’application élevée — Pertes élevées 	Durée de commutation élevée	Durée de commutation élevée
Exemples	[35], [38], [39]	[36], [40], [41]	[37], [42], [43]

TABLE I.4 – Tableau de comparaison des caractéristiques des différentes technologies d’accords des matériaux électriques

I.7.5 b) Matériaux à perméabilité variable

Les matériaux à perméabilité variable sont sensibles au champ magnétique \vec{B} . La perméabilité relative μ_r varie donc en fonction du champ \vec{B} soit $\mu_r = f(\vec{B})$. L’origine de cette sensibilité provient du moment magnétique des électrons constituant le matériau : le spin. Les ferromagnétiques ont la capacité de s’aimanter sous contrainte d’un champ magnétique et de garder une partie de ce champ. Cette propriété provient de la même orientation des spins qui suivent les lignes de champs magnétiques et de garder cette orientation lorsque la contrainte n’existe plus.

Les matériaux ferromagnétiques sont classés en deux catégories :

- ferromagnétiques mous ;
- ferromagnétiques durs.

Les matériaux ferromagnétiques mous sont également caractérisés par une excitation d’un champ magnétique plus faible par rapport aux ferromagnétiques durs.

Le tableau I.5 résume les avantages et les inconvénients des matériaux ferromagnétiques.

	Ferromagnétiques
Avantages	Faibles pertes d'insertion
Inconvénients	<ul style="list-style-type: none"> — Durée de commutation élevée — Encombrement important
Exemples	[44], [45], [46]

TABLE I.5 – Avantages et inconvénients des matériaux ferromagnétiques

I.7.6 Comparaison

Le tableau I.6 propose une comparaison succincte des performances des éléments accordables [47], [48], [49].

	Temps de réponse	Niveau de la commande	Facteur de qualité	Tenue en puissance	Coût
Diode PIN	1 ns	1 mA	x	Haute	Faible
Diode varactor	10 μ s	< 10 V			Faible
MEMS	1 μ s	0	50-400	1 W	Moyen
Transistor FET	1 ns	1 μ W	120	1 W	Faible
Moteur piézoélectrique	1 ms	10 V	> 1000	100 W	Moyen

TABLE I.6 – Tableau de comparaison des caractéristiques des différentes technologies d'accords

I.8 Tenue en puissance dans le vide d'un filtre

I.8.1 Définition de l'effet *multipactor*

L'effet *multipactor* [50] est un phénomène de décharge électrique résonnante dans le vide. Ce phénomène se produit lorsque des électrons primaires, sous l'effet d'un champ électromagnétique, viennent arracher des électrons secondaires à la paroi métallique d'un composant radio-électrique. Ces électrons secondaires sont accélérés à leur tour par ce champ électromagnétique appliqué, et viennent également arracher de nouveaux électrons secondaires, sur la paroi opposée du composant. Par conséquent, sous certaines conditions, un effet d'avalanche peut se mettre en place conduisant à un claquage du composant (figure I.38).

L'effet *multipactor* entraîne l'apparition d'un nuage d'électrons diminuant la puissance de sortie du composant, réchauffant les murs, etc. L'effet d'avalanche peut également engendrer sur le signal transmis, un décalage fréquentiel, du bruit, des harmoniques, modifier le facteur de qualité des filtres, etc. De plus, si les conditions de cet effet sont respectées pendant une certaine durée, le dégazage des murs métalliques peut augmenter la pression à l'intérieur du composant étudié et entraîner une décharge du type corona [51] et détruire le composant.

La section suivante décrit succinctement le phénomène physique *multipactor* de façon analytique.

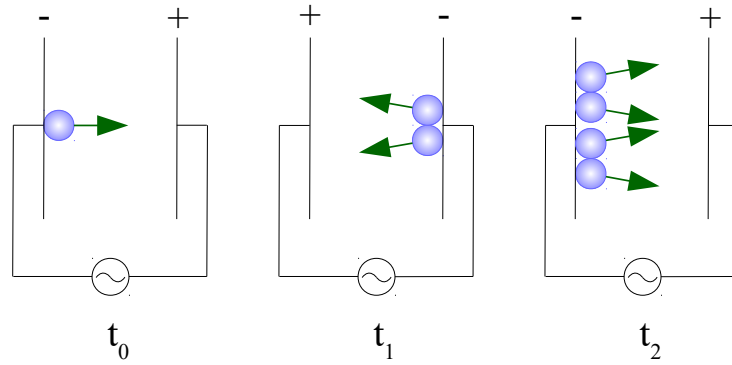


FIGURE I.38 – Illustration de l’effet d’avalanche entre deux plaques conductrices à différents instants ($t_0 < t_1 < t_2$)

I.8.2 Équation du mouvement

L’article de M. Vaughan [52] détaille de façon analytique le phénomène *multipactor*. Au sein d’un champ électromagnétique connu (\vec{E} et \vec{B}), le mouvement d’un électron est directement lié à la force de Lorentz.

Par conséquent, l’équation du mouvement de l’électron est donnée par l’équation I.35 :

$$m \frac{d\vec{v}}{dt} = q \left(\vec{E}(M, t) + \vec{v} \wedge \vec{B}(M, t) \right) \quad (I.35)$$

avec $m = 9,109 \cdot 10^{-31}$ kg la masse de l’électron et $q = -1,602 \cdot 10^{-19}$ C sa charge électrique.

La compréhension de l’effet *multipactor* est souvent réalisée à partir d’un exemple de deux plaques parallèles infinies et conductrices séparées par une distance d (figure I.39). La première plaque (1) est alors soumise à un potentiel électrique nul tandis que la seconde plaque (2) est soumise à un potentiel $V = V_{RF} \sin(\omega t)$.

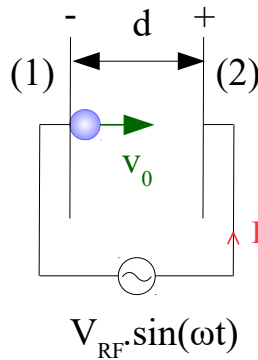


FIGURE I.39 – Illustration d’un électron de vitesse v_0 situé au sein d’un champ électromagnétique généré par deux plaques conductrices séparées par une distance d

L’équation du mouvement est appliquée sur un électron primaire dans le cas des deux plaques parallèles identiques, et en supposant que l’électron primaire est relâché sur la première plaque (1) à la vitesse initiale v_0 et à la phase $\omega t = \alpha$. Par conséquent, l’effet d’avalanche apparaît lorsque la tension V_{RF} appliquée au niveau de la plaque (2) atteint la tension minimale égale à :

$$V_{RF} = \frac{m}{q} \frac{\omega d (\omega d - N\pi v_0)}{N\pi \cos(\alpha) + 2\sin(\alpha)} \quad (I.36)$$

avec N le nombre entier et impair de demi-cycles correspondant à la durée du passage de l'électron de la plaque (1) vers la vers (2).

La tension électrique V_{RF} dépend :

- des caractéristiques intrinsèques de l'électron : masse m, charge q ;
- des conditions initiales de l'électron : vitesse v_0 , phase α ;
- de la pulsation ω ;
- et de la distance d séparant les deux plaques métalliques.

La vitesse d'impact v_i de cet électron primaire sur la plaque (2) est définie par l'équation I.37.

$$v_i = \frac{2\omega d \cos(\alpha)}{N\pi \cos(\alpha) + 2\sin(\alpha)} + v_0 \tag{I.37}$$

La vitesse d'impact v_i peut alors être reliée à un potentiel électrique V_i par la relation I.38.

$$V_i = \frac{m}{2q} v_i^2 \tag{I.38}$$

La tension d'impact peut être reliée à la tension V_{RF} par la relation I.39.

$$V_i = \frac{2\cos(\alpha)^2}{N\pi \cos(\alpha) + 2\sin(\alpha)} V_{RF} \tag{I.39}$$

La tension électrique V_{RF} est minimale lorsque le dénominateur est maximal (équation I.36), c'est à dire lorsque :

$$\alpha = \arctan\left(\frac{2}{N\pi}\right) \tag{I.40}$$

La figure I.40 représente alors les premiers ordres N de l'équation I.36 lorsque la condition I.40 est respectée.

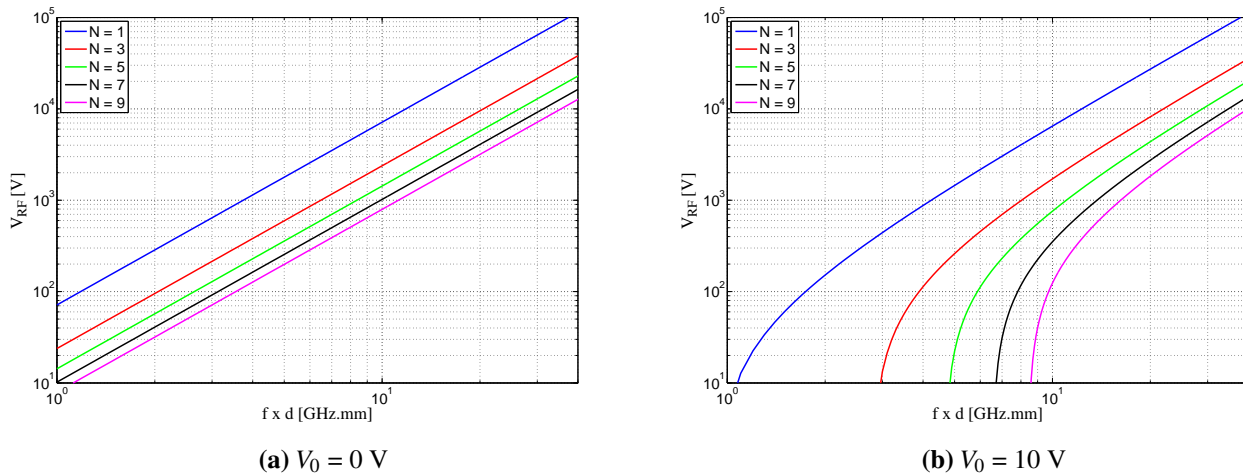


FIGURE I.40 – Représentation des zones d'avalanche de tension V_{RF} en fonction du produit fréquence x distance pour différents ordres de demi - cycles N pour une tension d'impact de l'électron primaire $V_0 = 0$ (a), et $V_0 = 10 \text{ V}$ (b)

La figure I.40 illustre trois constats :

- lorsque l'ordre N est fixé, alors l'augmentation du produit fréquence x distance induit une augmentation stricte de la tension minimale V_{RF} du déclenchement d'avalanche ;

- lorsque le produit fréquence x distance est fixé, alors l'augmentation de l'ordre N implique une diminution de la tension V_{RF} ;
- l'augmentation du potentiel électrique initial V_0 de l'électron primaire induit une diminution de la tension V_{RF} (valeurs de la figure I.40b à comparer avec les valeurs de la figure I.40a).

En conclusion, lorsque la fréquence du champ électromagnétique est fixée, l'augmentation de la distance séparant deux conducteurs métalliques implique alors l'augmentation de la tension V_{RF} du champ entraînant également l'augmentation du seuil du déclenchement de l'effet *multipactor*.

I.8.3 Émissions secondaires

Lorsqu'un électron primaire subit un impact au niveau d'une surface métallique, alors différents cas distincts peuvent se produire à partir de cet impact :

- l'émission d'électrons secondaires : phénomène d'avalanche appelé *multipactor* ;
- la diffusion élastique de l'électron primaire ;
- la diffusion inélastique de l'électron primaire ;
- l'absorption de l'électron primaire au sein de la surface métallique.

Lors du phénomène *multipactor*, le nombre d'électrons secondaires émis, leur énergie cinétique ainsi que leur direction de propagation dépendent de l'angle d'impact ϕ défini par rapport à la normale de la surface de l'électron primaire, et de son énergie cinétique E_p au moment de l'impact.

Le Rendement d'Émissions Secondaires (*Secondary Emission Yield* (SEY)), noté δ , correspond à un rapport d'électrons émis sur un électron subissant un impact et est défini par :

$$\delta = \frac{\text{nombre d'électrons secondaires émis}}{\text{un électron subissant un impact}} \quad (\text{I.41})$$

Par conséquent, une valeur de δ supérieure à l'unité signifie que l'électron primaire engendre des électrons secondaires induisant une augmentation de la population d'électrons entraînant potentiellement le phénomène d'avalanche.

Le modèle de M. Vaughan [52] modifié dans [53] est un modèle empirique qui décrit le nombre moyen d'électrons secondaires émis comme une fonction dépendant de l'angle ϕ et de l'énergie cinétique E_p d'impact. Ce modèle a été établi empiriquement à partir de mesures expérimentales répétées en prenant en compte les caractéristiques du matériau.

Le rendement d'émissions secondaires δ est modélisé par le système suivant :

$$\delta(E_p, \phi) = \begin{cases} 1 & , \text{ si } \gamma < 0 \\ \delta_{max}(\phi) \cdot (\gamma e^{1-\gamma})^{0.56} & , \text{ si } \gamma < 1 \\ \delta_{max}(\phi) \cdot (\gamma e^{1-\gamma})^{0.25} & , \text{ si } 1 < \gamma \leq 3.6 \\ \delta_{max}(\phi) \cdot \frac{1.125}{\gamma^{0.35}} & , \text{ si } 3.6 < \gamma \end{cases}$$

avec γ le rapport d'énergie défini par la relation I.42

$$\gamma(E_p, \phi) = \frac{E_p - E_0}{E_{max}(\phi) - E_0} \quad (\text{I.42})$$

et δ_{max} le rendement d'émissions secondaires maximal obtenu pour une valeur d'énergie d'impact E_{max} et pour un angle d'impact donné.

Les variations des paramètres δ_{max} et E_{max} sont définies respectivement par les équations I.43 et I.44.

$$\delta_{max}(\phi) = \delta_{max}(0) \left(1 + \frac{k_E \phi^2}{2\pi} \right) \quad (\text{I.43})$$

$$E_{max}(\phi) = E_{max}(0) \left(1 + \frac{k_\phi \phi^2}{2\pi} \right) \quad (\text{I.44})$$

$\delta_{max}(0)$ et $E_{max}(0)$ sont des valeurs mesurées à incidence normale pour $\phi = 0$, E_0 est le seuil d'énergie du matériau, et les paramètres k_ϕ et k_E sont liés à la rugosité de la surface du matériau compris entre 0 et 2 et généralement pris à 1. Ces cinq constantes varient selon le matériau et peuvent être trouvées dans des documents standardisés tels les documents ECSS publiés par l'Agence Spatiale Européenne (*European Space Agency* (ESA)) [54].

La figure I.41 illustre pour différents angles d'incidence deux exemples de rendement d'émissions secondaires δ pour l'argent (figure I.41a) et l'aluminium (figure I.41b) caractérisés par le tableau I.7 avec $k_\phi = k_E = 1$ et $E_0 = 12,5$ eV.

	$\delta_{max}(0)$	$E_{max}(0)$ [eV]
Argent	2,22	165
Aluminium	2,98	805

TABLE I.7 – Tableau de valeurs caractérisant le rendement d'émissions secondaires de l'aluminium et de l'argent

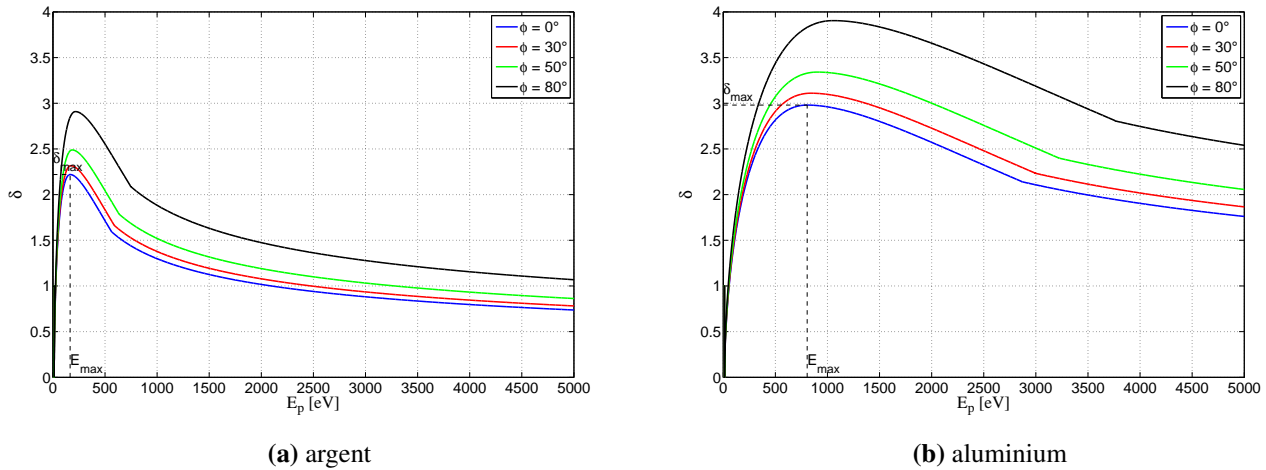


FIGURE I.41 – Représentations des rendements d'émissions secondaires δ en fonction de l'énergie cinétique d'impact E_p pour l'argent (a) et l'aluminium (b)

La figure I.41 illustre le fait que :

- lorsque l'angle d'incidence ϕ est fixé, alors le rendement d'émissions secondaires δ admet un maximum δ_{max} associé à une valeur d'énergie cinétique d'impact E_{max} ;
- lorsque l'énergie cinétique E_p est fixée, alors l'augmentation de l'angle d'incidence ϕ par rapport à la normale de la surface implique une augmentation du rendement d'émission secondaire δ ;
- l'évolution du rendement d'émission secondaire est distinct selon le matériau (figure I.41a à comparer avec la figure I.41b).

En conclusion, pour une fréquence donnée, l'augmentation de la tenue en puissance dans le vide d'un dispositif constitué de deux plaques métalliques peut s'effectuer :

- en augmentant la distance séparant les deux conducteurs métalliques ;

- en sélectionnant un matériau caractérisé par un faible rendement d'émissions secondaires maximal.

En remarque, les effets de pointe et d'arêtes impactent la tenue en puissance dans le vide mais sont difficiles à modéliser de façon analytique.

I.8.4 Description de l'algorithme

L'état de l'art propose de nombreux algorithmes et outils permettant d'obtenir la puissance limitante d'un composant électronique. Le principe général de l'algorithme est basé sur deux étapes :

- la programmation des trajectoires des électrons ;
- et la localisation de l'effet *multipactor*.

À partir du champ électromagnétique généré au sein du composant électronique étudié, l'algorithme se base sur la détermination de la position et de la vitesse d'un électron primaire. Le processus général de l'algorithme est décrit par les étapes suivantes :

- l'électron est lancé initialement avec un vecteur vitesse initial et une position spécifiée sur une surface du composant.
- la trajectoire de cet électron est déterminée numériquement par l'équation du mouvement comme une fonction du temps.
- lorsque l'électron impacte une surface métallique, le rendement d'émissions secondaires δ est calculé et la charge et la masse de cet électron sont modifiées. À chaque impact, la masse et la charge de l'électron sont calculés et remis à niveau.
- l'électron modifié est ensuite réémis à partir de la position de l'impact avec un vecteur vitesse aléatoire suivant une loi Gaussienne.
- l'algorithme s'arrête à partir d'un critère particulier défini initialement.

L'algorithme doit également respecter les principes de la conservation d'énergie et de la conservation du moment angulaire.

Le logiciel SPARK3D [55] est un de ces logiciels basé sur cet algorithme. Cet outil permet d'importer des maillages électromagnétiques simulés à partir des logiciels tels HFSS®, CST, FEKO, FEST3D, et de déterminer grâce à l'algorithme la puissance *multipactor* limitante. Ce logiciel prend également en considération les valeurs des rendements d'émissions secondaires fournies par l'ECSS pour différents matériaux.

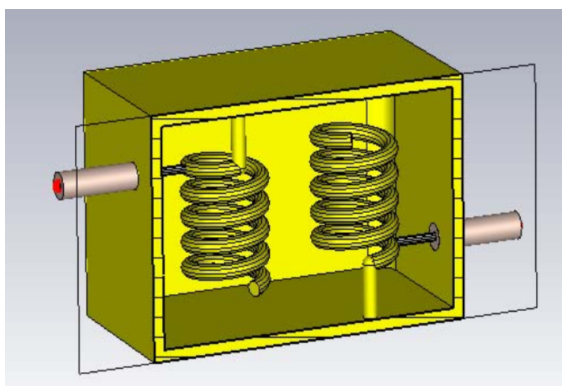
I.8.5 Exemples

L'état de l'art scientifique offre une multitude d'exemples de composants passifs étudiés en tenue de puissance dans le vide. Quelques exemples de filtres hyperfréquences sont cités par la suite et sont classés en catégorie faible et forte puissance.

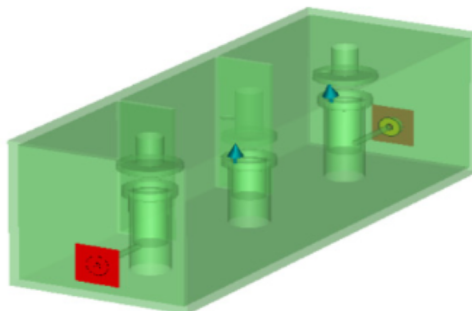
Faible puissance

L'article [56] propose un filtre d'ordre deux argenté en technologie coaxiale à la fréquence 300 MHz (figure I.42a). Le résultat de la simulation de la tenue en puissance de ce filtre obtenu à partir du logiciel CST Particule Studio (outil *Particule-In-Cell*) correspond à une puissance simulée $P = 40$ W.

Le second article [57] étudie l'effet *multipactor* sur des cavités volumiques conçues en bande de fréquences L et Ku et pour différentes caractéristiques métalliques. Un exemple est illustré par la figure I.42b représentant un filtre coaxial d'ordre trois en bande L. Le résultat de la tenue en puissance dans le vide de ce filtre à la fréquence 1,5 GHz est également obtenu sous CST Particule Studio et correspond à une puissance simulée proche de 100 W pour les différentes caractéristiques métalliques.



(a) Filtre passe-bande - 300 MHz



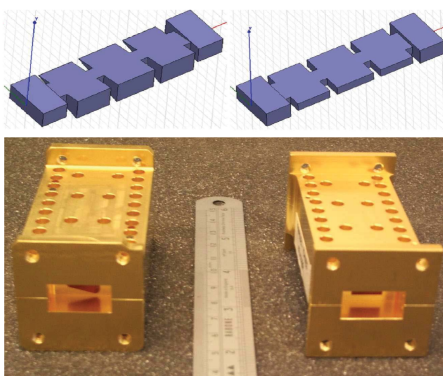
(b) Filtre passe-bande - 1,5 GHz

FIGURE I.42 – Photographies de filtres en guides d’ondes à la fréquence 300 MHz (a), et à la fréquence 1,5 GHz (b)

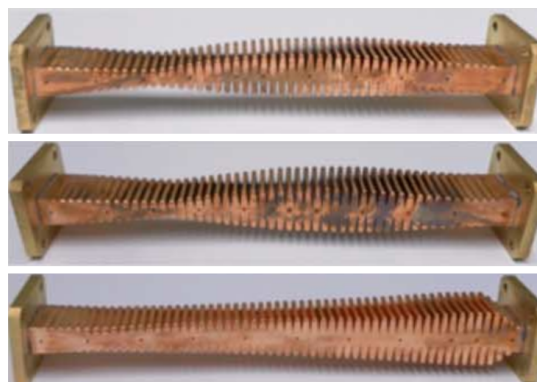
Forte puissance

L’article [58] propose deux types de filtres passe-bande en guide d’onde en aluminium à la fréquence 12 GHz (figure I.43a). Les résultats des mesures de tenue en puissance P dans le vide des filtres en aluminium sont décrits par :

- un filtre en guide d’ondes rectangulaire en aluminium : P = 950 W (figure I.43a : colonne droite) ;
- un filtre en guides d’ondes avec bords en coins en aluminium : P = 1800 W (figure I.43a : colonne gauche).



(a) Filtres passe-bande - 12 GHz



(b) Filtres passe-bas - 12,1 GHz

FIGURE I.43 – Photographies de filtres en guides d’ondes en aluminium à la fréquence 12 GHz (a), en cuivre profilés en « dents de scie » à la fréquence 12,1 GHz (b)

Un second article [59] propose des filtres passe-bas en guide d’onde en cuivre profilés en « dents de scie » mesurés en puissance dans le vide à la fréquence 12,1 GHz (figure I.43b). Le profile en « dents de scie » implique ainsi une augmentation de la tenue en puissance minimale dans le vide grâce aux effets de pointes.

Espacement minimal [mm]	0,6	1,5	6
Puissance mesurée dans le vide [kW]	6	9	14

TABLE I.8 – Tableau de de la puissance mesurée dans le vide en fonction de l’espacement minimal au sein des filtres passe-bas en guide d’onde en cuivre profilés en « dents de scie » à la fréquence 12,1 GHz

I.8.6 Conclusion

Les éléments présentés dans l'état de l'art sont utilisés dans les prochains chapitres pour concevoir deux filtres hyperfréquences dans le domaine spatial pour deux applications de télécommunications :

- un filtre en transmission en bande L pour une application de navigation ayant un faible encombrement et forte tenue en puissance dans le vide ;
- un filtre en réception en bande C pour une application de télémétrie ayant un faible encombrement et un rejet élevé des harmoniques.

Les cahiers des charges imposés nécessitent alors de concevoir deux filtres en technologie volumique afin :

- de minimiser les pertes des composants ;
- de rejeter les harmoniques parasites ;
- et d'augmenter la tenue en puissance.

La diminution des pertes et l'augmentation de la tenue en puissance sont directement liées à l'augmentation de l'encombrement du filtre hyperfréquence. L'encombrement est également une contrainte à considérer dans le domaine du spatial ce qui implique la présence de compromis à tenir compte pour la conception des deux filtres.

La thèse propose ainsi d'étudier la technologie volumique matriochka en bande de fréquences L et C afin d'évaluer ses performances par rapport à l'état de l'art.

La partie suivante décrit le résonateur volumique matriochka utilisé pour concevoir et fabriquer les deux filtres hyperfréquences, et est décomposée en trois chapitres :

- le premier définit le résonateur matriochka à sections ;
- le second propose un modèle fréquentiel et du facteur de qualité d'un résonateur matriochka à deux sections ;
- le dernier décrit une minimisation de l'encombrement du résonateur matriochka à deux sections.

Deuxième partie

Théorie du résonateur matriochka

Chapitre II

Description des résonateurs matriochkas à n sections

II.1 Introduction

La thèse étudie le comportement fréquentiel de la technologie du résonateur matriochka utilisé pour la conception et la fabrication des deux filtres hyperfréquences. Ce premier chapitre propose un modèle fréquentiel théorique pour le résonateur matriochka à n sections qui sera précise dans le cas du résonateur matriochka à deux sections.

II.2 Description du résonateur matriochka à n sections

Le résonateur matriochka à n ($n \in \mathbb{N}^*/\{1\}$) sections est basé sur le principe d'une imbrication volumique de n-1 cylindres conducteurs creux et d'un cylindre conducteur plein au sein d'une cavité métallique (figure II.1). Chaque cylindre possède à ses extrémités un court-circuit et un circuit ouvert. La connexion des cylindres est réalisée de façon à obtenir sur une même face de la cavité métallique une alternance entre court-circuit et circuit ouvert entre deux cylindres consécutifs.

Le résonateur matriochka à n sections crée alors $2n - 1$ lignes de transmission coaxiales où le mode de propagation est un mode TEM (Transverse Électro - Magnétique). L'indice i correspond à l'indice de la i -ème ligne de transmission coaxiale notée \mathcal{C}_i pour $i \in \llbracket 1 ; 2n - 1 \rrbracket$, de longueur physique l_i , de rayons interne r_i et externe R_i , de longueur électrique θ_i , d'impédance caractéristique Z_i , de perméabilité relative μ_{ri} et de permittivité relative ϵ_{ri} .

En remarque, la notation d'indice est établie à partir du cylindre central plein \mathcal{C}_1 .

Les impédances caractéristiques Z_i des lignes \mathcal{C}_i pour $i \in \llbracket 1 ; 2n - 1 \rrbracket$ sont définies par :

$$Z_i = \frac{\eta_0}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_{ri}}{\epsilon_{ri}}} \operatorname{Ln} \left(\frac{R_E[\frac{i+2}{2}]}{r_E[\frac{i+1}{2}]} \right) \quad (\text{II.1})$$

avec $x : \mapsto E[x]$ la fonction correspondant à la partie entière.

avec $\eta_0 = 377$ Ohms l'impédance caractéristique du vide.

Par ailleurs, afin de respecter la configuration du résonateur matriochka à n sections, deux contraintes sont définies :

Contrainte radiale :

$$\forall n \geq 2, \forall i \in \llbracket 1 ; 2n - 1 \rrbracket, r_1 < R_1 < r_2 < R_2 < \dots < r_i < R_i < \dots < R_{2n-1} \quad (\text{II.2})$$

Contrainte longitudinale :

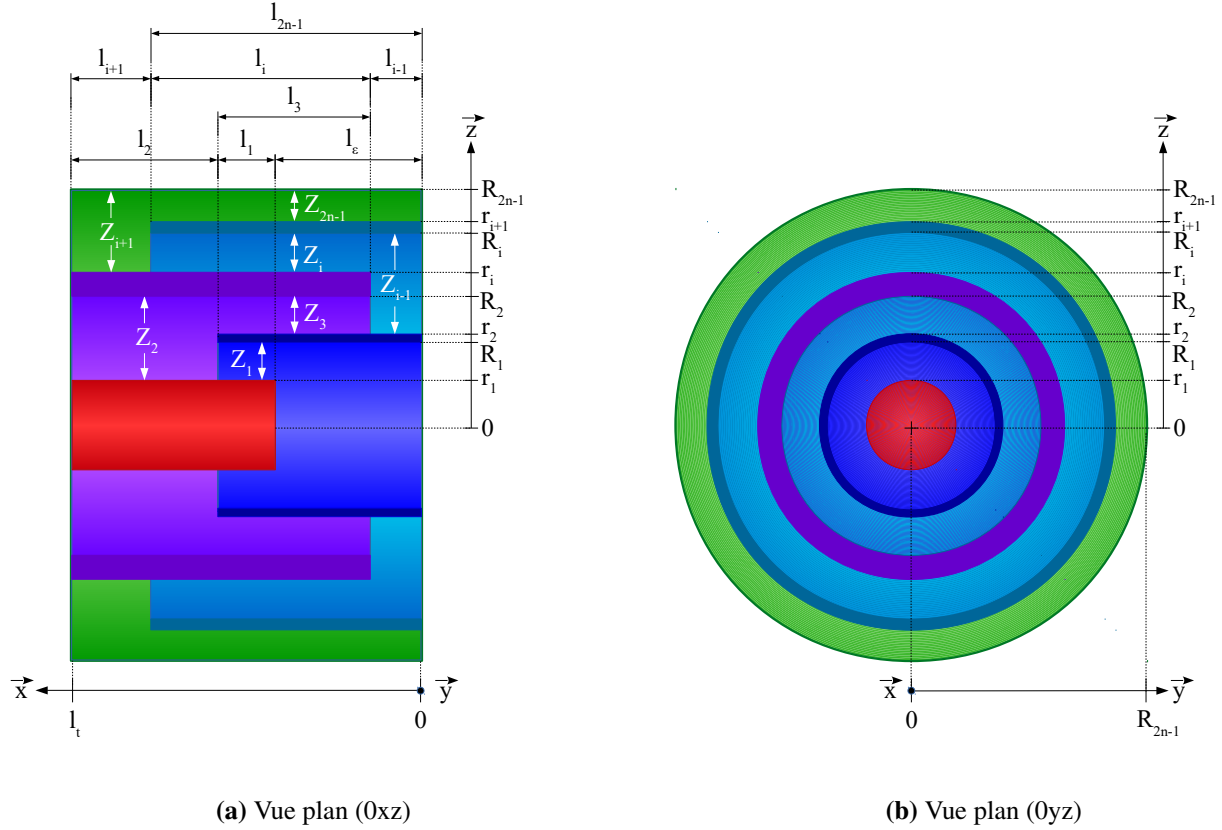


FIGURE II.1 – Représentation schématique d'un résonateur matriochka à n sections à section circulaire

Si $n = 2$, alors :

$$l_1 + l_2 + l_3 \geq l_t \quad (\text{II.3})$$

sinon $\forall n \geq 3, \forall i \in \llbracket 0; n-3 \rrbracket$,

$$\begin{cases} \sum_{k=1}^4 (l_{2i+k}) \geq l_t \\ l_{2n-3} + l_{2n-2} + l_{2n-1} \geq l_t \end{cases}$$

La longueur l_ε vérifie également l'égalité suivante :

$$l_1 + l_2 + l_\varepsilon = l_t \quad (\text{II.4})$$

Les écarts δ_i sont définis par la relation suivante :

$$\forall n \geq 2, \forall i \in \llbracket 1; n-1 \rrbracket, \delta_i = R_i - r_i \quad (\text{II.5})$$

L'épaisseur du i -ème cylindre e_{c_i} est définie par :

$$\forall n \geq 2, \forall i \in \llbracket 1; n-1 \rrbracket, e_{c_i} = r_{i+1} - R_i \quad (\text{II.6})$$

L'ensemble de ces lignes de transmission crée ainsi un résonateur quart d'onde (configuration CC - CO de la figure I.10) où sont situés :

- le circuit ouvert au niveau de la ligne coaxiale \mathcal{C}_1 ;
- le court - circuit au niveau de la ligne coaxiale \mathcal{C}_{2n-1} .

Le résonateur mathiochka est basé sur le principe de l'effet SIR (Stepped Impedance Resonator). En effet, l'énergie se transmet entre deux lignes coaxiales consécutives \mathcal{C}_i et \mathcal{C}_{i+1} d'impédances caractéristiques respectives Z_i et Z_{i+1} en subissant le saut d'impédance défini par $M_{i,i+1} = Z_{i+1}/Z_i$.

Le résonateur mathiochka à n sections est donc constitué de :

- $2n - 1$ lignes de transmission coaxiales ;
- $2n - 2$ sauts d'impédance.

Le fonctionnement du résonateur mathiochka peut être décrit de la façon suivante :

- propagation de l'onde électromagnétique à partir du circuit ouvert du résonateur mathiochka au sein de la ligne coaxiale \mathcal{C}_1 ;
- l'onde subit ensuite un premier saut d'impédance $M_{1,2} = Z_2/Z_1$;
- propagation de l'onde au sein de la ligne coaxiale \mathcal{C}_2 ;
- réflexion de l'onde au niveau du court circuit de la ligne \mathcal{C}_2 ;
- propagation de l'onde au sein de la ligne coaxiale \mathcal{C}_2 ;
- l'onde subit ensuite un second saut d'impédance $M_{2,3} = Z_3/Z_2$;
- ... ;
- l'onde subit un dernier saut d'impédance $M_{2n-2,2n-1} = Z_{2n-1}/Z_{2n-2}$;
- propagation de l'onde au sein de la ligne coaxiale \mathcal{C}_{2n-1} jusqu'à atteindre le court - circuit du résonateur mathiochka.

Cette topologie bénéficie donc d'une réduction de volume ayant deux origines différentes provenant :

- d'une imbrication volumique des cylindres ;
- des sauts d'impédance (réduction de la longueur électrique pour des sauts d'impédance élevées).

Les chapitres suivants s'intéressent donc à la plus-value qu'apporte le résonateur mathiochka par rapport à l'état de l'art, notamment par rapport au résonateur coaxial uniforme.

II.3 Modélisation fréquentielle du résonateur mathiochka à n sections

II.3.1 Modélisation électrique

La modélisation électrique du résonateur mathiochka a pour objectif d'établir une formule analytique permettant de déterminer le comportement fréquentiel de ce résonateur. Ce comportement fréquentiel est lié d'une part aux $2n - 1$ lignes de transmission, et d'autre part à n capacités parasites provenant du circuit ouvert de chaque cylindre. Les effets inductifs liés aux courts - circuits des cylindres sont négligés dans cette modélisation.

La modélisation fréquentielle peut être décrite par des matrices chaînes. Par conséquent, la matrice chaîne $[ABCD]_i$ de la ligne de transmission coaxiale d'indice i est définie telle que :

$$\forall i \in \llbracket 1; 2n - 1 \rrbracket, [ABCD]_i = \begin{bmatrix} ch(\gamma_i l_i) & Z_i sh(\gamma_i l_i) \\ \frac{sh(\gamma_i l_i)}{Z_i} & ch(\gamma_i l_i) \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

et la matrice chaîne $[ABCD]_i^{par}$ liée à la capacité parasite C_i^{par} du cylindre d'indice i tel que :

$$\forall i \in \llbracket 1; n \rrbracket, [ABCD]_i^{par} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/Z_i^{par} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

avec Z_i^{par} l'impédance caractéristique de la capacité parasite C_i^{par} définie par :

$$Z_i^{par} = 1/(jC_i^{par} \omega_i) \quad (\text{II.9})$$

γ_i est la constante de propagation complexe de \mathcal{C}_i définie telle que :

$$\forall i \in \llbracket 1; 2n-1 \rrbracket, \gamma_i = \alpha_i + j\beta_i \quad (\text{II.10})$$

α_i la constante d'atténuation du diélectrique de \mathcal{C}_i telle que :

$$\forall i \in \llbracket 1; 2n-1 \rrbracket, \alpha_i = \frac{Res_i}{2} \sqrt{\frac{C_i}{L_i}} \quad (\text{II.11})$$

β_i la constante de propagation réelle de \mathcal{C}_i définie telle que :

$$\forall i \in \llbracket 1; 2n-1 \rrbracket, \beta_i = \frac{2\pi\sqrt{\epsilon_{ri}\mu_{ri}}}{\lambda_0} \quad (\text{II.12})$$

ω_i la pulsation de \mathcal{C}_i définie telle que :

$$\forall i \in \llbracket 1; 2n-1 \rrbracket, \omega_i = \beta_i c_0 \quad (\text{II.13})$$

avec c_0 la vitesse de l'onde dans le vide.

Pour finir, les éléments Res_i , L_i , C_i sont caractérisent respectivement la résistance, l'inductance et la capacité de la ligne de transmission \mathcal{C}_i pour $i \in \llbracket 1; 2n-1 \rrbracket$.

La représentation électrique du résonateur matriochka à n sections est illustrée par la figure II.2.

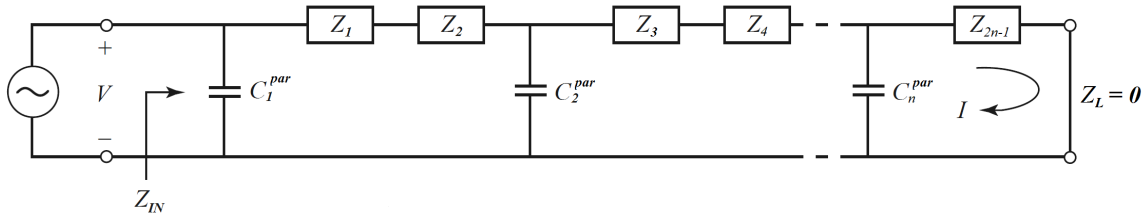


FIGURE II.2 – Modélisation électrique d'un résonateur matriochka à n sections

L'impédance de charge Z_L et l'impédance ramenée Z_{IN} sont situées respectivement au court - circuit et au circuit ouvert du résonateur matriochka à n sections.

La matrice chaîne $[ABCD]^{M,n}$ du résonateur matriochka à n sections est définie telle que :

$$[ABCD]^{M,n} = \begin{bmatrix} A^{M,n} & B^{M,n} \\ C^{M,n} & D^{M,n} \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

Par conséquent, la matrice chaîne $[ABCD]^{M,n}$ est le résultat d'un produit matriciel de $2n-1$ matrices chaînes $[ABCD]_i$ ($i \in \llbracket 1; 2n-1 \rrbracket$) et de n matrices chaînes $[ABCD]_i^{par}$ ($i \in \llbracket 1; n \rrbracket$) définie par l'équation suivante :

$$\begin{aligned} [ABCD]^{M,n} = & [ABCD]_1^{par} \times [ABCD]_1 \times [ABCD]_2 \times \\ & [ABCD]_2^{par} \times [ABCD]_3 \times [ABCD]_4 \times \dots \times \\ & [ABCD]_{2n-3} \times [ABCD]_{2n-2} \times [ABCD]_n^{par} \times [ABCD]_{2n-1} \end{aligned} \quad (\text{II.15})$$

II.3.2 Fréquences de résonance et des zéros de transmission

L'obtention des fréquences de résonance et des zéros de transmission peut être réalisée en calculant l'impédance ramenée Z_{IN} au niveau du circuit ouvert du résonateur matriochka à n sections.

La figure II.3 illustre la matrice chaîne $[ABCD]^{M,n}$ du résonateur matriochka à n sections.

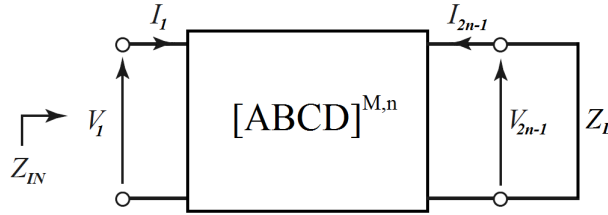


FIGURE II.3 – Matrice chaîne du résonateur matriochka à n sections

Les impédances Z_{IN} et Z_L sont définies telles que :

$$V_1 = Z_{IN} \cdot I_1 \quad (\text{II.16})$$

$$V_{2n-1} = -Z_L \cdot I_{2n-1} \quad (\text{II.17})$$

avec (V_1, I_1) , (V_{2n-1}, I_{2n-1}) les couples (tension / courant) associés respectivement aux extrémités du circuit ouvert et du court-circuit du résonateur matriochka à n sections.

À partir de la définition de matrice chaîne (II.18),

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = [ABCD]^{M,n} \begin{bmatrix} V_{2n-1} \\ -I_{2n-1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

l'expression de l'impédance Z_{IN} est donnée par l'équation II.19 :

$$Z_{IN} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{Z_L \cdot A^{M,n} + B^{M,n}}{Z_L \cdot C^{M,n} + D^{M,n}} \quad (\text{II.19})$$

Comme l'impédance Z_L est nulle, on a alors :

$$Z_{IN} = \frac{B^{M,n}}{D^{M,n}} \quad (\text{II.20})$$

Or, le résonateur matriochka résonne lorsque l'impédance Z_{IN} tend vers l'infini (cf figure I.10) et possède des zéros de transmission lorsque cette impédance Z_{IN} est nulle, c'est à dire :

$$\begin{aligned} \text{Condition de résonance : } Z_{IN} &\rightarrow \infty \\ \text{Condition d'un zéro de transmission : } Z_{IN} &= 0 \end{aligned}$$

Par conséquent, la modélisation fréquentielle revient à calculer les paramètres $B^{M,n}$ et $D^{M,n}$ du résonateur matriochka à n sections et à résoudre les deux conditions précédentes.

II.4 Facteur de qualité du résonateur matriochka à n sections

II.4.1 Définition d'un facteur de qualité

II.4.1 a) Facteur de qualité à la fréquence de résonance fondamentale

Le facteur de qualité est un critère essentiel pour le choix des filtres : un facteur de qualité élevé implique de faibles pertes d'insertion du filtre dans des chaînes de transmission et implique également une réjection fréquentielle élevée. L'obtention d'un modèle théorique du facteur de qualité du résonateur matriochka à n sections est donc indispensable afin d'optimiser le facteur de qualité pour le rendre maximal.

Le facteur de qualité à vide $Q_{0,f_0}^{M,n}$ du résonateur matriochka à n sections à la fréquence fondamentale f_0 est défini par :

$$Q_{0,f_0}^{M,n} = 2\pi f_0 \frac{\text{Énergie moyenne stockée}}{\text{Énergie dissipée par seconde}} \quad (\text{II.21})$$

Le facteur de qualité à vide $Q_{0,f_0}^{M,n}$ est également défini par :

$$\frac{1}{Q_{0,f_0}^{M,n}} = \frac{1}{Q_{c,f_0}^{M,n}} + \frac{1}{Q_d} \quad (\text{II.22})$$

avec $\frac{1}{Q_d} = \tan(\delta)$ les tangentes de pertes du diélectrique.

Dans le cas où le diélectrique utilisé est le vide, les tangentes de pertes sont nulles impliquant l'égalité suivante :

$$Q_{c,f_0}^{M,n} = Q_{0,f_0}^{M,n} \quad (\text{II.23})$$

II.4.1 b) Comportement fréquentiel du facteur de qualité

Le facteur de qualité d'un résonateur défini par l'équation II.21 représente le rapport de puissance emmagasinée sur les pertes engendrées aux fréquences de résonance du résonateur. Par conséquent, il est impossible de déterminer l'évolution fréquentielle du facteur de qualité du résonateur à partir cette équation.

Néanmoins, il existe une équation générale du facteur de qualité d'un résonateur défini par l'équation II.24. Ainsi, à partir d'une modélisation fréquentielle d'un résonateur (figure II.3), il est possible de déterminer l'évolution fréquentielle du facteur de qualité du résonateur à l'aide d'une formule analytique de l'impédance ramenée Z_{IN} modélisant le comportement fréquentiel du résonateur.

$$\forall f > 0, Q_0(f) = \frac{f_0}{2} \left| \frac{1}{Z_{IN}(f)} \frac{dZ_{IN}}{df}(f) \right| \quad (\text{II.24})$$

Par conséquent, à partir de l'équation II.24, la détermination du facteur de qualité à la fréquence fondamentale est obtenue à la la fréquence $f = f_0$, c'est à dire :

$$Q_0(f_0) = \frac{f_0}{2} \left| \frac{1}{Z_{IN}(f_0)} \frac{dZ_{IN}}{df}(f_0) \right| = 2\pi f_0 \frac{\text{Énergie moyenne stockée}}{\text{Énergie dissipée par seconde}}$$

La figure II.4 schématise ainsi le comportement fréquentiel du facteur de qualité d'un résonateur.

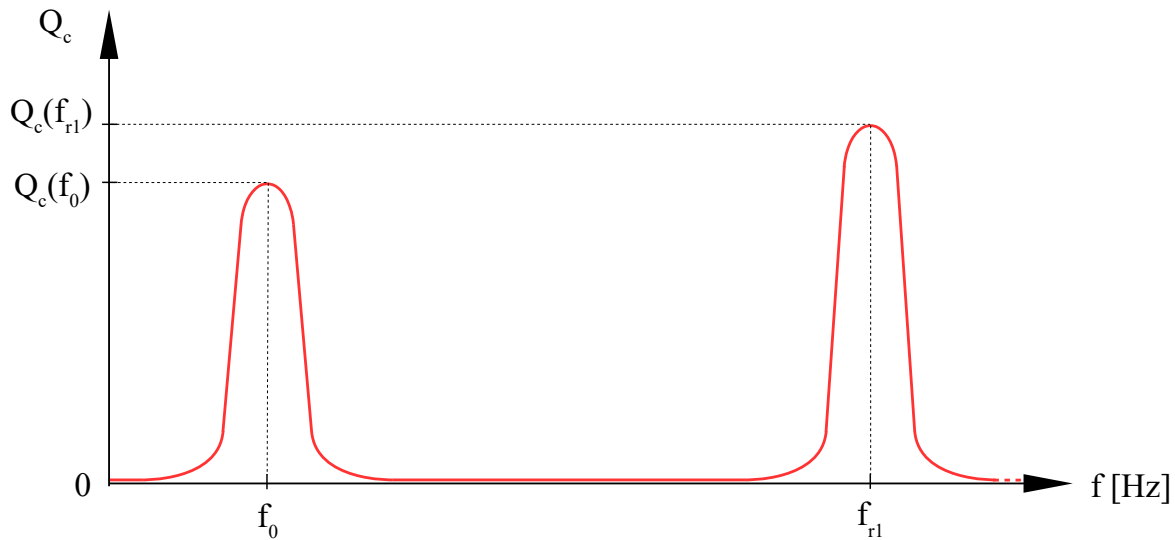


FIGURE II.4 – Représentation schématique du facteur de qualité d'un résonateur en fonction de la fréquence

La détermination analytique de l'évolution fréquentielle du facteur de qualité d'un résonateur (équation II.24) peut s'avérer impossible lorsque l'expression analytique de l'impédance du résonateur est trop complexe. Par conséquent, seule la formule du facteur de qualité de l'équation II.21 est utilisée pour déterminer le facteur de qualité aux fréquences de résonance.

Ainsi, la conception d'un résonateur est effectuée à partir de la modélisation fréquentielle et du facteur de qualité à la fréquence fondamentale f_0 .

La partie suivante s'intéresse donc à la détermination théorique du facteur de qualité ohmique $Q_{c,f_0}^{M,n}$ à la fréquence fondamentale f_0 du résonateur matriochka à n sections.

II.4.2 Détermination du facteur de qualité $Q_{c,f_0}^{M,n}$ du résonateur matriochka à n sections

Le calcul théorique du facteur de qualité du résonateur matriochka s'inspire des articles de Mitsuo MAKIMOTO et Sadahiko YAMASHITA [25], [60].

Néanmoins, la généralité du calcul du facteur de qualité $Q_{c,f_0}^{M,n}$ du résonateur à n sections n'est pas développée dans cette thèse.

En revanche, la détermination du facteur de qualité $Q_{c,f_0}^{M,2}$ du résonateur matriochka à $n = 2$ sections est détaillée dans le chapitre suivant.

II.4.3 Conclusion

La thèse se limite à la conception du résonateur matriochka à deux sections basée sur la description du résonateur matriochka à n sections réalisée dans ce chapitre.

Par conséquent, les modèles fréquentiel et du facteur de qualité sont détaillés dans le chapitre suivant pour le résonateur matriochka à deux sections afin d'évaluer leur précision par rapport à des simulations électromagnétiques.

Chapitre III

Étude théorique des résonateurs matriochka à deux sections

III.1 Description d'un résonateur matriochka à deux sections

III.1.1 Schéma

La représentation schématique du résonateur matriochka à deux sections ($n = 2$) est illustrée par la figure III.1.

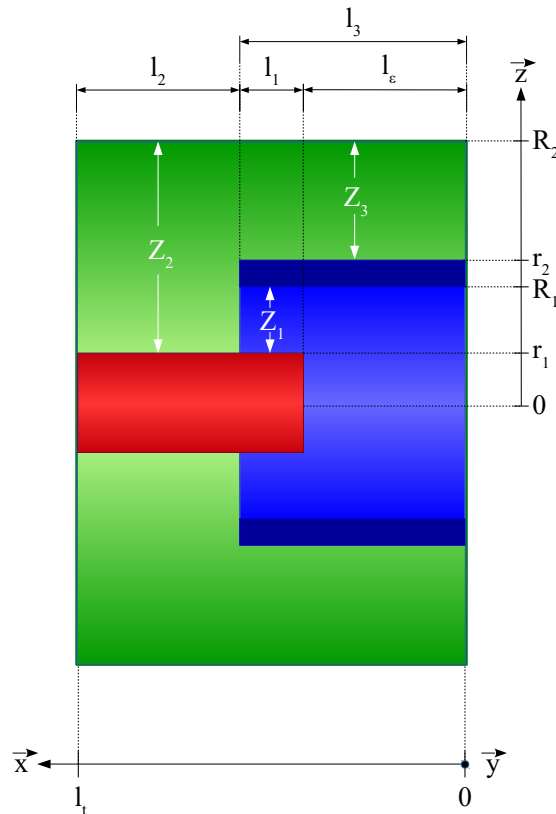


FIGURE III.1 – Représentation schématique d'un résonateur matriochka à deux sections

Le résonateur matriochka à deux sections est constitué d'un cylindre plein et d'un cylindre creux conducteurs

imbriqués au sein d'une cavité métallique créant ainsi :

- 3 lignes de transmission coaxiales $\mathcal{C}_1, \mathcal{C}_2$ et \mathcal{C}_3 ;
- 2 sauts d'impédance : $M_{1,2} = Z_2/Z_1$ et $M_{2,3} = Z_3/Z_2$.

Les contraintes physiques sont définies par :

- une contrainte radiale : $\forall i \in \llbracket 1; 3 \rrbracket, r_i < R_i$
- une contrainte longitudinale : $l_1 + l_2 + l_3 \geq l_t$.

Les conditions de l'étude sont décrites par une utilisation commune du diélectrique pour chaque résonateur coaxial correspondant au vide et par une conductivité infini des conducteurs. Par conséquent :

- $\forall i \in \llbracket 1; 3 \rrbracket, \mu_{ri} = \varepsilon_{ri} = 1$;
- $\forall i \in \llbracket 1; 3 \rrbracket, \alpha_i = 0$.

L'étude est également simplifiée en imposant l'égalité des longueurs des deux cylindres imbriqués, c'est à dire :

$$l_1 + l_2 = l_3 = L \quad (\text{III.1})$$

Par conséquent :

$$l_2 = l_\varepsilon = l_3 - l_1 \quad (\text{III.2})$$

III.1.2 Modélisation électrique

La modélisation électromagnétique du résonateur matriochka a deux sections est liée à l'intervention de trois lignes de transmission ($[ABCD]_1, [ABCD]_2$ et $[ABCD]_3$) et de deux capacités parasites (C_1^{par} et C_2^{par}).

Le diélectrique utilisé est le vide, la matrice chaîne $[ABCD]_i$ de la ligne de transmission coaxiale d'indice i peut alors se réécrire de la façon suivante :

$$\forall i \in \llbracket 1; 3 \rrbracket, [ABCD]_i = \begin{bmatrix} \cos(\theta_i) & jZ_i \sin(\theta_i) \\ \frac{j \sin(\theta_i)}{Z_i} & \cos(\theta_i) \end{bmatrix} \quad (\text{III.3})$$

avec θ_i la longueur électrique de \mathcal{C}_i définie telle que :

$$\forall i \in \llbracket 1; 3 \rrbracket, \theta_i = \beta l_i \quad (\text{III.4})$$

et $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$.

Les matrices chaînes $[ABCD]_1^{par}$ et $[ABCD]_2^{par}$ liées respectivement aux deux capacités parasites C_1^{par} et C_2^{par} sont définies telles que :

$$\forall i \in \llbracket 1; 2 \rrbracket, [ABCD]_i^{par} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_i^{par}} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{III.5})$$

avec Z_i^{par} l'impédance associée à la capacité parasite C_i^{par} définie par :

$$\forall i \in \llbracket 1; 2 \rrbracket, Z_i^{par} = \frac{1}{jC_i^{par} \omega} \quad (\text{III.6})$$

et $\omega = \beta c$.

Le tableau III.1 représente les valeurs des éléments localisés liés aux trois lignes de transmission coaxiales :

Coaxial \mathcal{C}_1	Coaxial \mathcal{C}_2	Coaxial \mathcal{C}_3
$Res_1 = \frac{R_S}{2\pi} \left(\frac{1}{r_1} + \frac{1}{R_1} \right)$	$Res_2 = \frac{R_S}{2\pi} \left(\frac{1}{r_1} + \frac{1}{R_2} \right)$	$Res_3 = \frac{R_S}{2\pi} \left(\frac{1}{r_2} + \frac{1}{R_2} \right)$
$L_1 = \frac{\mu}{2\pi} Ln \left(\frac{R_1}{r_1} \right)$	$L_2 = \frac{\mu}{2\pi} Ln \left(\frac{R_2}{r_1} \right)$	$L_3 = \frac{\mu}{2\pi} Ln \left(\frac{R_2}{r_2} \right)$
$C_1 = \frac{2\pi\epsilon}{Ln \left(\frac{R_1}{r_1} \right)}$	$C_2 = \frac{2\pi\epsilon}{Ln \left(\frac{R_2}{r_1} \right)}$	$C_3 = \frac{2\pi\epsilon}{Ln \left(\frac{R_2}{r_2} \right)}$
$Z_1 = \frac{\eta}{2\pi} Ln \left(\frac{R_1}{r_1} \right)$	$Z_2 = \frac{\eta}{2\pi} Ln \left(\frac{R_2}{r_1} \right)$	$Z_3 = \frac{\eta}{2\pi} Ln \left(\frac{R_2}{r_2} \right)$

TABLE III.1 – Tableau de valeurs caractérisant les lignes coaxiales du résonateur matriochka à deux sections

avec :

- la perméabilité μ du matériau : $\mu = \mu_0\mu_r$;
- la permittivité ϵ du matériau : $\epsilon = \epsilon_0\epsilon_r$;
- la vitesse c de la lumière dans le matériau : $c = 1/\sqrt{\mu\epsilon}$;
- l'impédance caractéristique η du diélectrique : $\eta = \sqrt{\mu/\epsilon}$;
- la résistance R_S du matériau : $R_S = \sqrt{\pi\mu f/\sigma}$.

Les valeurs des capacités parasites C_1^{par} et C_2^{par} sont déterminées dans les sections suivantes.

La représentation électrique du résonateur matriochka à deux sections est illustrée par la figure III.2.

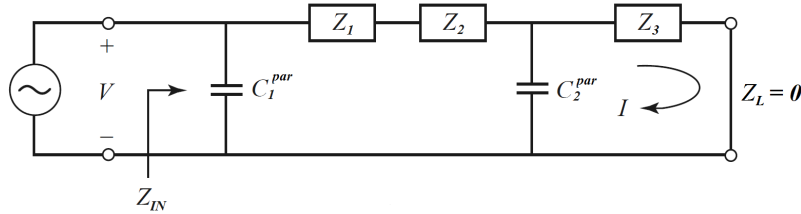


FIGURE III.2 – Modélisation électrique d'un résonateur matriochka à deux sections

Par conséquent, la matrice chaîne $[ABCD]^{M,2}$ du résonateur matriochka à deux sections est définie par l'équation suivante :

$$[ABCD]^{M,2} = [ABCD]_1^{par} \times [ABCD]_1 \times [ABCD]_2 \times [ABCD]_2^{par} \times [ABCD]_3 \quad (\text{III.7})$$

Quatre modèles fréquentiels sont développés afin de comprendre l'influence fréquentielle qu'apporte chaque contribution matricielle et sont définis de la façon suivante :

- modèle 0 : coaxial \mathcal{C}_1 + coaxial \mathcal{C}_3 ;
- modèle 1 : coaxial \mathcal{C}_1 + coaxial \mathcal{C}_2 + coaxial \mathcal{C}_3 ;
- modèle 2 : coaxial \mathcal{C}_1 + coaxial \mathcal{C}_2 + coaxial \mathcal{C}_3 + capacité C_1^{par} ;
- modèle 3 : coaxial \mathcal{C}_1 + coaxial \mathcal{C}_2 + coaxial \mathcal{C}_3 + capacité C_1^{par} + capacité C_2^{par} .

Le modèle 0 a été déterminé durant la thèse CIFRE [30] et ne dépend que de l'effet SIR $M_{1,3} = Z_3/Z_1$.

Le modèle 1 est dépendant des deux effets SIR $M_{1,2}$ et $M_{2,3}$.

Le modèle 2 est une amélioration du modèle 1 lié à l'ajout de l'influence de l'effet parasite de la capacité C_1^{par} .

Le modèle 3 correspond au modèle total qui dépend des deux effets SIR $M_{1,2}$ et $M_{2,3}$ et des deux capacités parasites C_1^{par} et C_2^{par} .

Les formules analytiques des capacités parasites C_1^{par} et C_2^{par} sont développées ultérieurement dans les sections abordant les modèles 2 et 3.

III.2 Modèle 0

III.2.1 Impédance ramenée du modèle 0 : Z_{IN}^0

La modélisation électrique du modèle 0 est illustrée par la figure III.3.

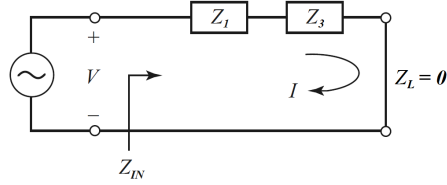


FIGURE III.3 – Représentation électrique du modèle 0 du résonateur matriochka à deux sections

La matrice chaîne $[ABCD]_0^{M,2}$ du résonateur matriochka à deux sections du modèle 0 est définie par :

$$\begin{aligned}
 [ABCD]_0^{M,2} &= [ABCD]_1 \times [ABCD]_3 \\
 &= \begin{bmatrix} \cos(\theta_1) & jZ_1 \sin(\theta_1) \\ \frac{j}{Z_1} \sin(\theta_1) & \cos(\theta_1) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_3) & jZ_3 \sin(\theta_3) \\ \frac{j}{Z_3} \sin(\theta_3) & \cos(\theta_3) \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} A_0^{M,2} & B_0^{M,2} \\ C_0^{M,2} & D_0^{M,2} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{III.8}$$

avec :

$$\begin{aligned}
 - A_0^{M,2} &= \cos(\theta_1) \cos(\theta_3) \left(1 - \frac{Z_1}{Z_3} \tan(\theta_1) \tan(\theta_3) \right); \\
 - B_0^{M,2} &= j \cos(\theta_1) \cos(\theta_3) (Z_1 \tan(\theta_1) + Z_3 \tan(\theta_3)); \\
 - C_0^{M,2} &= j \cos(\theta_1) \cos(\theta_3) \left(\frac{\tan(\theta_1)}{Z_1} + \frac{\tan(\theta_3)}{Z_3} \right); \\
 - D_0^{M,2} &= \cos(\theta_1) \cos(\theta_3) \left(1 - \frac{Z_3}{Z_1} \tan(\theta_1) \tan(\theta_3) \right).
 \end{aligned}$$

En imposant la contrainte de longueur $l_1 + l_2 = l_3$ et en supposant que $l_2 \ll l_1$, alors $l_1 \approx l_3$ et donc $\theta_1 \approx \theta_3 \approx \theta$.

Par conséquent, l'impédance ramenée Z_{IN}^0 du modèle 0 est égale à :

$$Z_{IN}^0 = \frac{B_0^{M,2}}{D_0^{M,2}} = j \tan(\theta) \frac{Z_1 + Z_3}{1 - \frac{Z_3}{Z_1} \tan^2(\theta)} = j Z_1 \tan(\theta) \frac{1 + M_{1,3}}{1 - M_{1,3} \tan^2(\theta)} \tag{III.9}$$

III.2.2 Calcul des fréquences de résonances et des zéros de transmission

L'impédance ramenée Z_{IN}^0 peut s'exprimer comme une fraction de polynomiale en tangente telle que :

$$Z_{IN}^0(\theta) = j Z_1 A \frac{\tan(\theta) - z_0}{(\tan(\theta) - p_1)(\tan(\theta) - p_2)} \tag{III.10}$$

avec $A = 1 + M_{1,3}$ et :

$$\begin{cases} z_0 = 0 \\ p_1 = M_{1,3}^{-1/2} \\ p_2 = -M_{1,3}^{-1/2} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} z_0 = 0 \\ p_1 = \left(\frac{Z_3}{Z_1} \right)^{-1/2} \\ p_2 = - \left(\frac{Z_3}{Z_1} \right)^{-1/2} \end{cases} \tag{III.11}$$

Z_{IN}^0 est une fonction π -périodique.

On note :

- θ_0 la longueur électrique fondamentale liée à la première fréquence de résonance f_0 ;
- θ_{rk} la longueur électrique liée à la k -ième fréquence harmonique f_{rk} avec $k \in \mathfrak{K}^*$;
- θ_{tk} la longueur électrique liée à la k -ième fréquence de zéro de transmission f_{tk} avec $k \in \mathfrak{K}^*$.

La condition de résonance en θ_{rk} est vérifiée lorsque :

$$Z_{IN}^0 \rightarrow \infty \implies \begin{cases} \tan(\theta_{rk}) - p_1 = 0 \\ \tan(\theta_{rk}) - p_2 = 0 \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

$$\implies \begin{cases} \theta_0 = \arctan(p_1) \\ \forall k \in \mathfrak{K}^*, \theta_{rk} = (-1)^k \arctan(p_1) + E \left[\frac{k+1}{2} \right] \pi \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

$$\implies \begin{cases} f_0 = \frac{c}{2\pi l} \arctan(p_1) \\ \forall k \in \mathfrak{K}^*, f_{rk} = \frac{c}{2\pi l} \left[(-1)^k \arctan(p_1) + E \left[\frac{k+1}{2} \right] \pi \right] \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

avec $x : \mapsto E[x]$ la fonction correspondant à la partie entière.

La condition d'un zéro de transmission en θ_{tk} est vérifiée lorsque :

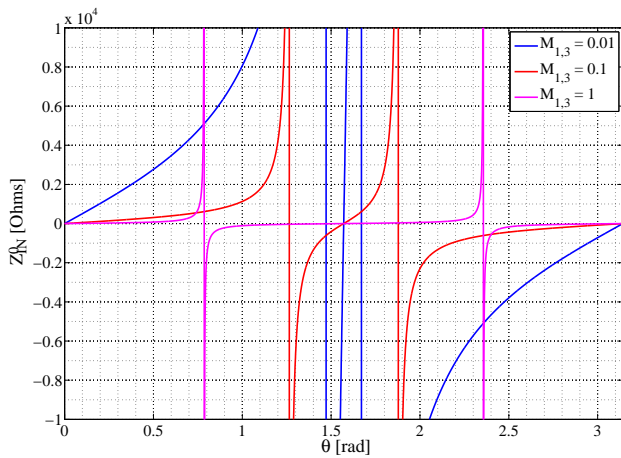
$$Z_{IN}^0 = 0 \implies \begin{cases} \tan(\theta_{tk}) - z_0 = 0 \\ \tan(\theta_{tk}) \rightarrow \infty \end{cases}, \forall k \in \mathfrak{K} \quad (\text{III.15})$$

$$\implies \forall k \in \mathfrak{K}^*, \theta_{tk} = k \frac{\pi}{2} \quad (\text{III.16})$$

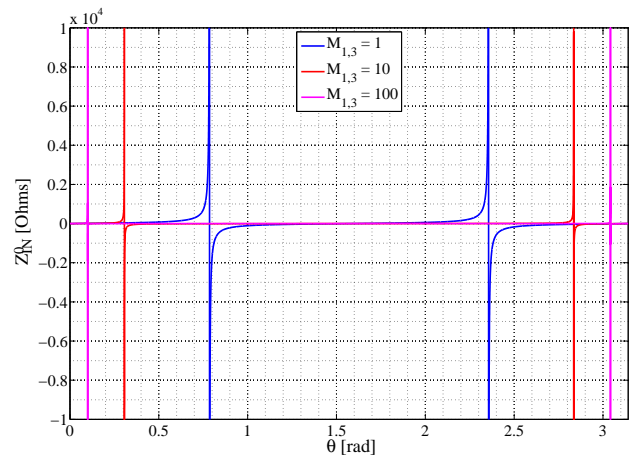
$$\implies \forall k \in \mathfrak{K}^*, f_{tk} = \frac{kc}{4l} \quad (\text{III.17})$$

III.2.3 Représentation graphique de l'impédance ramenée Z_{IN}^0 du modèle 0

Les figures III.4a et III.4b illustrent l'évolution de l'impédance ramenée Z_{IN}^0 pour différents sauts d'impédance $M_{1,3}$.



(a) $M_{1,3}$ faible



(b) $M_{1,3}$ fort

FIGURE III.4 – Évolution de Z_{IN}^0 en fonction de θ pour des différentes valeurs du saut d'impédance $M_{1,3}$

Les deux figures mettent en avant le phénomène du saut d'impédance. En effet, l'augmentation du saut d'impédance $M_{1,3}$ permet d'une part, de diminuer la longueur électrique fondamentale, et d'autre part de rejeter la première harmonique. Dans le cas du résonateur matriochka à deux sections, l'augmentation du saut d'impédance $M_{1,3}$ est directement liée à la diminution de l'écart δ_1 entre les deux lignes coaxiales \mathcal{L}_1 et \mathcal{L}_3 ; de plus, la réduction de la longueur électrique fondamentale s'accompagne d'une réduction des longueurs physiques l_1 et l_3 puisque $\theta = \beta l_1 = \beta l_3$.

En conclusion, le modèle 0 met en évidence le fait que le résonateur matriochka à deux sections est régi par le phénomène du saut d'impédance et qu'il est donc possible de diminuer les longueurs physiques de ce résonateur en diminuant l'écart δ_1 entre les deux lignes coaxiales \mathcal{L}_1 et \mathcal{L}_3 .

III.2.4 Représentation graphique des fréquences harmoniques

À partir de l'équation III.14, il est possible de représenter les rapports fréquentiels f_{rk}/f_0 pour $k \in \mathfrak{N}^*$ en fonction du saut d'impédance $M_{1,3}$.

La figure III.5 montre alors l'évolution des quatre premières fréquences de résonance normalisées par rapport à la fréquence fondamentale f_0 en fonction de $M_{1,3}$.

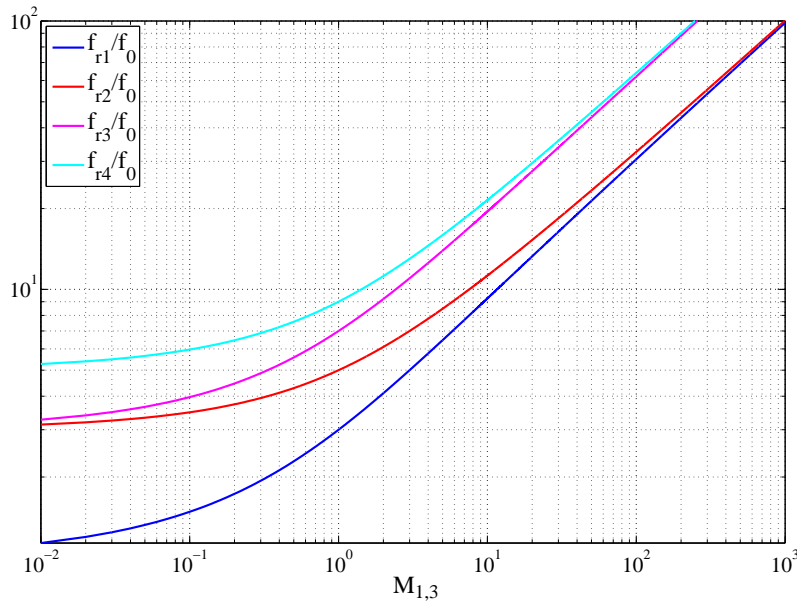


FIGURE III.5 – Évolution des fréquences de résonance f_{r1} , f_{r2} , f_{r3} et f_{r4} normalisées par rapport à f_0 en fonction de $M_{1,3}$

Ainsi, un saut d'impédance $M_{1,3}$ élevé permet de rejeter fortement les harmoniques f_{rk} par rapport à la fréquence fondamentale f_0 pour $k \in \mathfrak{N}^*$, alors que pour un saut d'impédance $M_{1,3}$ faible, cette réjection est moins élevée.

Par conséquent, un saut d'impédance $M_{1,3}$ élevé permet d'une part, de réduire la longueur l_i du résonateur matriochka à deux sections, et d'autre part de rejeter les fréquences de résonance harmoniques.

III.3 Limite du modèle 0

Cette partie est consacrée à la vérification du modèle 0 établi précédemment. Afin de réaliser cette vérification, des simulations sous le logiciel HFSS® sont réalisées dans le but de comparer les résultats obtenus sous simulations avec ceux du modèle 0.

III.3.1 Description des simulations sous le logiciel HFSS®

Les simulations électromagnétiques sont réalisées sous le logiciel HFSS® en mode propre afin de déterminer les fréquences fondamentale et harmoniques du résonateur matriochka à deux sections. Le design réalisé est représenté sur la figure III.6 suivante :

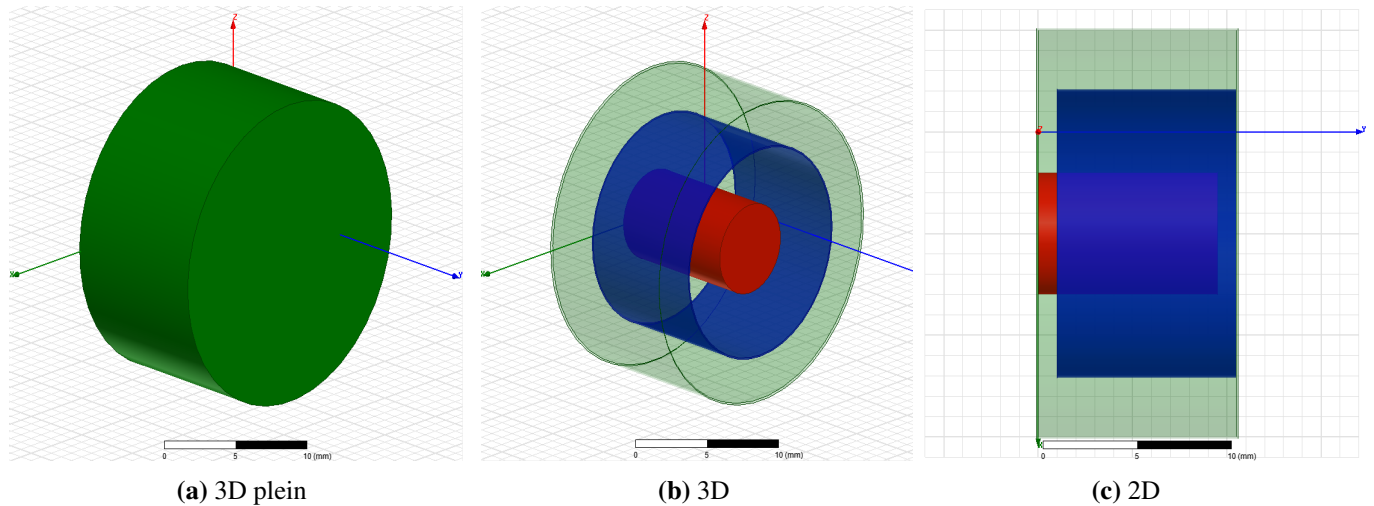


FIGURE III.6 – Représentation géométrique du design réalisé sous le logiciel HFSS® sous différents angles de vues

Le milieu considéré est le vide et le matériau des cylindres utilisé lors de la simulation est de conductivité $\sigma = 16.10^6 S.m^{-1}$.

Pour rappel :

$$\begin{aligned}
 l_1 + l_2 &= l_3 \\
 l_2 + l_3 &= l_t \\
 l_\epsilon &= l_2
 \end{aligned}$$

Par ailleurs, à défaut d'étudier toutes les combinaisons possibles des résonateurs matriochkas à deux sections, seuls quatre paramètres géométriques sont fixés et seulement deux sont variables (tableau III.2) :

Paramètres fixes	Paramètres variables
$r_1 = 3 \text{ mm}$	R_1 l_ϵ
$R_2 = 10 \text{ mm}$	
$l_3 = 9.5 \text{ mm}$	
$e_c = 0.1 \text{ mm}$	

TABLE III.2 – Tableau des valeurs géométriques utilisées pour réaliser les simulations sous le logiciel HFSS®

Par conséquent, l'augmentation de la longueur l_ϵ implique une diminution de la longueur l_1 et une augmentation de la longueur l_t du résonateur matriochka.

La simulation s'intéresse particulièrement à deux phénomènes physiques :

- au saut d'impédance $M_{1,3}$ lié à la modification du rayon R_1 ;

— aux capacités C_1^{par} et C_2^{par} liées respectivement aux longueurs l_ε et l_2 .

Chaque point fréquentiel de simulation peut donc s'exprimer en fonction de $M_{1,3}$ et de l_ε . Afin d'alléger la lisibilité, un rapport de longueur r_ε est défini par :

$$r_\varepsilon = \frac{l_\varepsilon}{l_\varepsilon + l_3} = \frac{l_\varepsilon}{l_t} \quad (\text{III.18})$$

Par conséquent, il est possible d'illustrer les évolutions des longueurs électriques θ en 3D en fonction de $M_{1,3}$ et de r_ε .

Finalement, ces simulations mènent à trois objectifs principaux :

- vérifier sous simulations qu'il est possible de modifier la fréquence fondamentale du résonateur en modifiant le rayon R_1 ;
- montrer l'influence des effets capacitifs au sein du résonateur matriochka ;
- comparer les résultats obtenus sous simulations avec le modèle 0 et déterminer les limites de ce modèle.

III.3.2 Résultats des simulations sous HFSS®

La figure III.7 illustre les résultats obtenus sous simulations des longueurs électriques fondamentale θ_0 et de la première harmonique θ_{r1} .

Mode fondamental (figure III.7a) :

La longueur électrique fondamentale θ_0 à une évolution strictement :

- décroissante quelle que soit la longueur l_ε lorsque le saut d'impédance $M_{1,3}$ augmente ;
- décroissante quelle que soit le saut d'impédance $M_{1,3}$ lorsque la longueur l_ε diminue.

Par ailleurs, la longueur électrique fondamentale est nulle lorsque la longueur l_ε l'est également (court - circuit imposé par la valeur nulle de la longueur l_ε).

Première harmonique (figure III.7c) :

Concernant la longueur électrique de la première harmonique θ_{r1} , son évolution est plus complexe que celle de la longueur électrique fondamentale θ_0 . Néanmoins, il est possible de la décrire grossièrement par une évolution strictement :

- croissante quelle que soit la longueur l_ε lorsque le saut d'impédance $M_{1,3}$ augmente dans le cas où le rapport r_ε est élevé ;
- décroissante quelle que soit le saut d'impédance $M_{1,3}$ lorsque la longueur l_ε diminue.

Comportement de θ_{r1} / θ_0 (figure III.7e) :

L'écart entre la longueur électrique fondamentale θ_0 et celle de la première harmonique θ_{r1} est d'autant plus élevé que le saut d'impédance $M_{1,3}$ est élevé. De plus, le rapport θ_{r1}/θ_0 est quasiment indépendant de la longueur l_ε alors que les longueurs électriques θ_0 et θ_{r1} ne le sont pas.

Finalement, ces simulations prouvent ainsi que les fréquences de résonance du résonateur matriochka à deux sections sont dépendantes du saut d'impédance $M_{1,3}$, mais également de l'écart de longueur l_ε . La partie suivante est donc consacrée aux différentes comparaisons possibles entre les résultats obtenus sous simulations avec ceux du modèle 0.

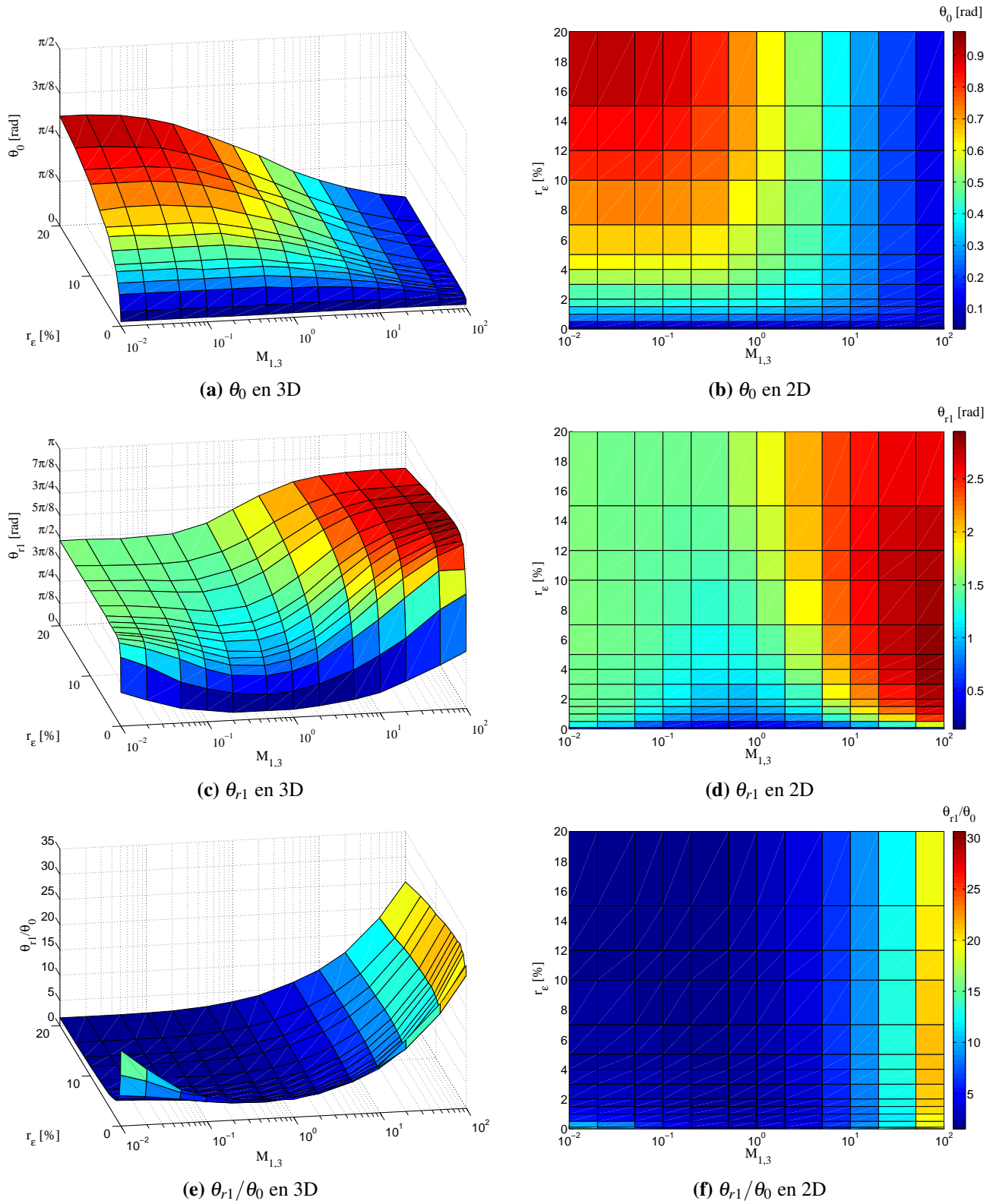


FIGURE III.7 – Représentations graphiques des évolutions des longueurs électriques fondamentale θ_0 ((a) et (b)) et de la première harmonique θ_{r1} ((c) et (d)) et du rapport θ_{r1}/θ_0 ((e) et (f))

III.3.3 Limite du modèle 0

L'objectif de cette partie est de montrer les limites du modèle 0 par rapport aux simulations réalisées précédemment. Afin de déterminer quantitativement l'erreur réalisée par le modèle 0 par rapport aux simulations, l'erreur relative e_r est définie par l'équation suivante :

$$e_r = \frac{|\theta^{\text{modèle}} - \theta^{\text{simulations}}|}{\theta^{\text{simulations}}} \quad (\text{III.19})$$

La figure III.8 illustre les évolutions des comparaisons entre le modèle 0 et les simulations concernant les longueurs électriques fondamentale et de la première harmonique, ainsi que les erreurs relatives engendrées.

Pour rappel, le modèle 0 ne prend pas en compte les effets capacitifs au sein du résonateur matriochka et ne dépend pas non plus de la ligne coaxiale \mathcal{C}_2 . Par conséquent, les évolutions des longueurs électriques fondamentale et de la première harmonique du modèle 0 sont indépendantes de la longueur l_ε .

À partir de la figure III.8, il est possible de constater que :

- les longueurs électriques du modèle 0 sont surestimées par rapport aux valeurs obtenues sous simulations ;
- les erreurs relatives obtenues entre les simulations et le modèle 0 sont d'autant plus grandes que la longueur l_ε est faible, allant jusqu'à l'infini lorsque longueur l_ε tend vers la valeur nulle.

En revanche, le modèle 0 est proche des simulations lorsque le saut d'impédance $M_{1,3}$ est élevé :

- les erreurs relatives de la longueur électrique fondamentale et de la première harmonique tendent alors vers la valeur nulle lorsque ce saut d'impédance tend vers l'infini ;
- le modèle 0 de la première harmonique est acceptable pour des sauts d'impédance $M_{1,3}$ très faibles et très élevés.

Le modèle 0 peut alors être assimilé à un modèle asymptotique en fonction du saut d'impédance $M_{1,3}$.

En conclusion, il existe deux phénomènes physiques au sein d'un résonateur matriochka à deux sections :

- le premier est lié au saut d'impédance dépendant de l'écart δ_1 séparant le cylindre creux du cylindre plein ;
- le second est lié aux phénomènes capacitifs.

Lorsque le saut d'impédance $M_{1,3}$ est très élevé, les effets capacitifs peuvent être négligés et le modèle 0 peut être utilisé pour modéliser les longueurs électriques de façon asymptotique. En revanche, lorsque ce saut d'impédance est faible, les effets capacitifs ne sont plus négligeables par rapport au phénomène du saut d'impédance et donc le modèle 0 ne suffit plus à modéliser le comportement des longueurs électriques.

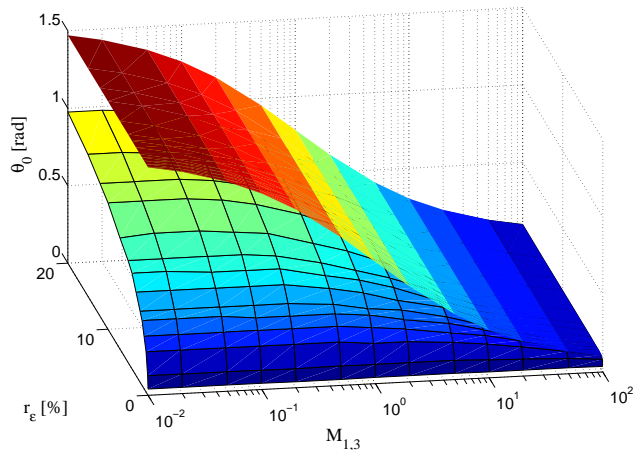
La partie suivante consiste alors à établir d'autres modèles permettant de modéliser plus précisément les longueurs électriques en réduisant les erreurs relatives.

III.4 Établissement de nouveaux modèles théoriques : modèles 1, 2 et 3

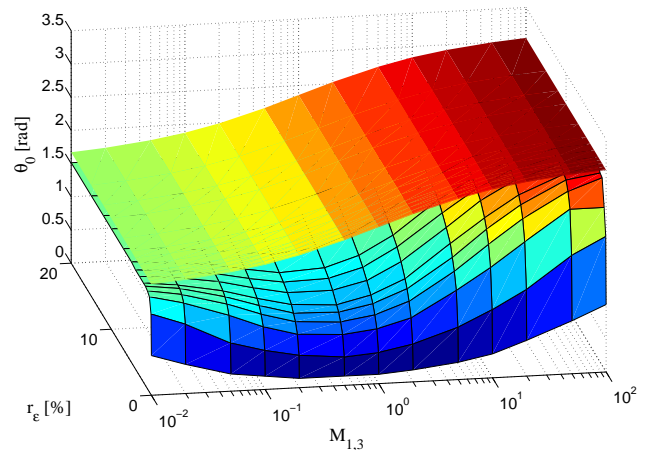
III.4.1 Calcul de l'impédance ramenée Z_{IN} des modèles 1, 2 et 3

III.4.1 a) Impédance ramenée du modèle 1 : Z_{IN}^1

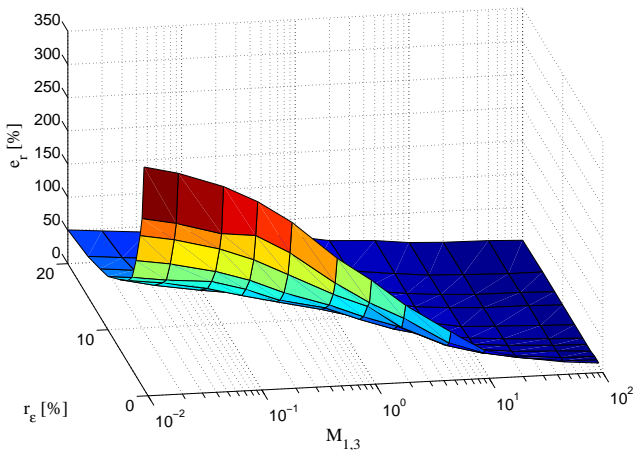
La modélisation électrique du modèle 1 est illustrée par la figure III.9.



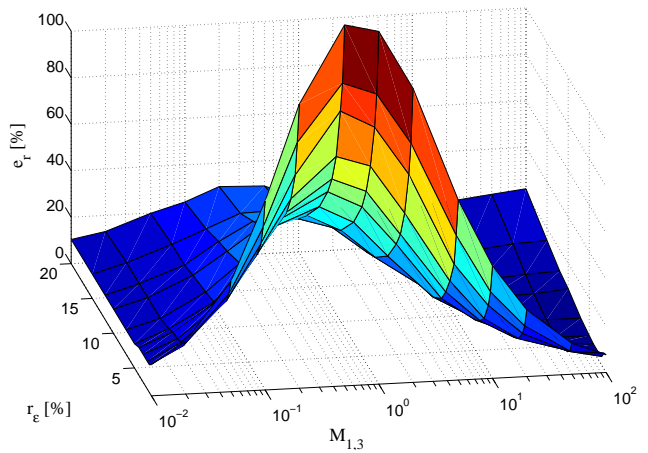
(a) Comparaison sur θ_0



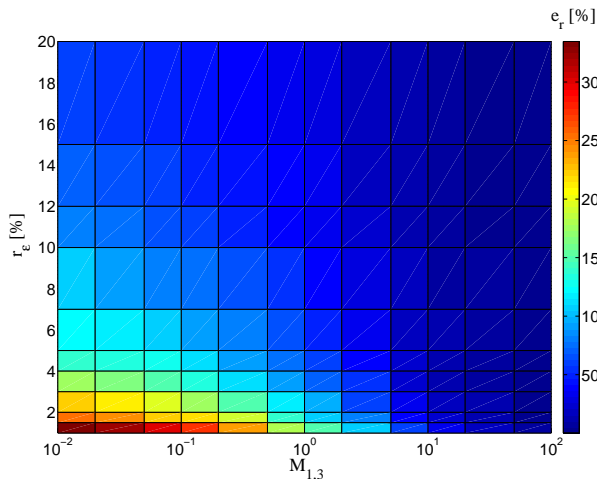
(b) Comparaison sur θ_{r1}



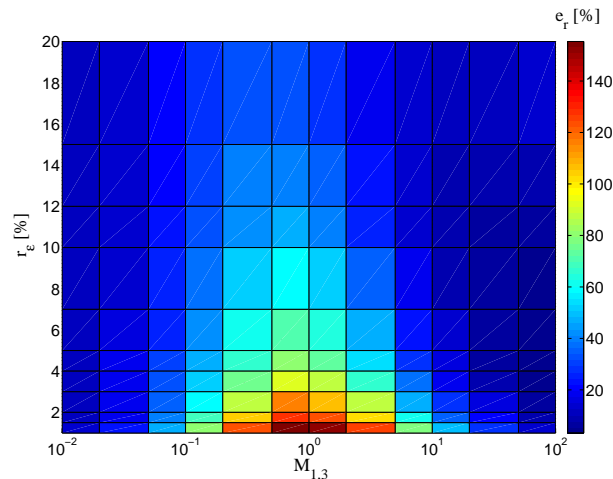
(c) e_r sur θ_0 en 3D



(d) e_r sur θ_{r1} en 3D

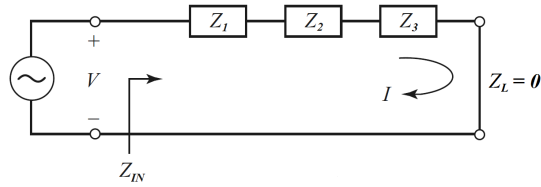


(e) e_r sur θ_0 en 2D



(f) e_r sur θ_{r1} en 2D

FIGURE III.8 – Représentations graphiques des comparaisons entre le modèle 0 et les simulations et des erreurs relatives e_r sur les longueurs électriques fondamentale θ_0 (colonne gauche) et de la première harmonique θ_{r1} (colonne droite)


FIGURE III.9 – Représentations électriques du modèle 1 du résonateur matriochka à deux sections

La matrice chaîne $[ABCD]_1^{M,2}$ du résonateur matriochka à deux sections du modèle 1 est définie par :

$$\begin{aligned}
 [ABCD]_1^{M,2} &= [ABCD]_1 \times [ABCD]_2 \times [ABCD]_3 \\
 &= \begin{bmatrix} \cos(\theta_1) & jZ_1 \sin(\theta_1) \\ \frac{j}{Z_1} \sin(\theta_1) & \cos(\theta_1) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \cos(\theta_2) & jZ_2 \sin(\theta_2) \\ \frac{j}{Z_2} \sin(\theta_2) & \cos(\theta_2) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \cos(\theta_3) & jZ_3 \sin(\theta_3) \\ \frac{j}{Z_3} \sin(\theta_3) & \cos(\theta_3) \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} A_1^{M,2} & B_1^{M,2} \\ C_1^{M,2} & D_1^{M,2} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{III.20}$$

avec :

$$A_1^{M,2} = \left(\prod_{i=1}^3 \cos(\theta_i) \right) \left\{ 1 - \frac{Z_1}{Z_2} \tan(\theta_1) \tan(\theta_2) - \frac{\tan(\theta_3)}{Z_3} (Z_1 \tan(\theta_1) + Z_2 \tan(\theta_2)) \right\} \tag{III.21}$$

$$B_1^{M,2} = j \left(\prod_{i=1}^3 \cos(\theta_i) \right) \left\{ Z_3 \tan(\theta_3) \left(1 - \frac{Z_1}{Z_2} \tan(\theta_1) \tan(\theta_2) \right) + (Z_1 \tan(\theta_1) + Z_2 \tan(\theta_2)) \right\} \tag{III.22}$$

$$C_1^{M,2} = j \left(\prod_{i=1}^3 \cos(\theta_i) \right) \left\{ \left(\frac{\tan(\theta_1)}{Z_1} + \frac{\tan(\theta_2)}{Z_2} \right) + \frac{\tan(\theta_3)}{Z_3} \left(1 - \frac{Z_2}{Z_1} \tan(\theta_1) \tan(\theta_2) \right) \right\} \tag{III.23}$$

$$D_1^{M,2} = \left(\prod_{i=1}^3 \cos(\theta_i) \right) \left\{ \left(1 - \frac{Z_2}{Z_1} \tan(\theta_1) \tan(\theta_2) \right) - Z_3 \tan(\theta_3) \left(\frac{\tan(\theta_1)}{Z_1} + \frac{\tan(\theta_2)}{Z_2} \right) \right\} \tag{III.24}$$

Par conséquent, l'impédance ramenée Z_{IN}^1 du modèle 1 est égale à :

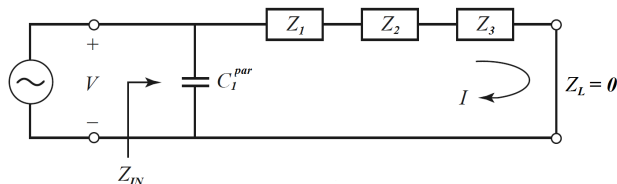
$$Z_{IN}^1 = \frac{B_1^{M,2}}{D_1^{M,2}}$$

III.4.1 b) Impédance ramenée du modèle 2 : Z_{IN}^2

La modélisation de la capacité parasite C_1^{par} est définie dans ce modèle 2 par :

$$C_1^{par} = \varepsilon \frac{\pi r_1^2}{l_e} \tag{III.25}$$

La modélisation électrique du modèle 2 est illustrée par la figure III.10.


FIGURE III.10 – Représentation électrique du modèle 2 du résonateur matriochka à deux sections

La matrice chaîne $[ABCD]_2^{M,2}$ du résonateur matriochka à deux sections du modèle 2 est définie par :

$$\begin{aligned}
 [ABCD]_2^{M,2} &= [ABCD]_1^{par} \times [ABCD]_1 \times [ABCD]_2 \times [ABCD]_3 \\
 &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_1^{par}} & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \cos(\theta_1) & jZ_1 \sin(\theta_1) \\ \frac{j}{Z_1} \sin(\theta_1) & \cos(\theta_1) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \cos(\theta_2) & jZ_2 \sin(\theta_2) \\ \frac{j}{Z_2} \sin(\theta_2) & \cos(\theta_2) \end{bmatrix} \times \\
 &\quad \begin{bmatrix} \cos(\theta_3) & jZ_3 \sin(\theta_3) \\ \frac{j}{Z_3} \sin(\theta_3) & \cos(\theta_3) \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} A_2^{M,2} & B_2^{M,2} \\ C_2^{M,2} & D_2^{M,2} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{III.26}$$

avec :

$$A_2^{M,2} = \left(\prod_{i=1}^3 \cos(\theta_i) \right) \left\{ 1 - \frac{Z_1}{Z_2} \tan(\theta_1) \tan(\theta_2) - \frac{\tan(\theta_3)}{Z_3} (Z_1 \tan(\theta_1) + Z_2 \tan(\theta_2)) \right\} \tag{III.27}$$

$$B_2^{M,2} = j \left(\prod_{i=1}^3 \cos(\theta_i) \right) \left\{ Z_3 \tan(\theta_3) \left(1 - \frac{Z_1}{Z_2} \tan(\theta_1) \tan(\theta_2) \right) + (Z_1 \tan(\theta_1) + Z_2 \tan(\theta_2)) \right\} \tag{III.28}$$

$$\begin{aligned}
 C_2^{M,2} &= j \left(\prod_{i=1}^3 \cos(\theta_i) \right) \left\{ \left[\left(\frac{\tan(\theta_1)}{Z_1} + \frac{\tan(\theta_2)}{Z_2} \right) + \frac{\tan(\theta_3)}{Z_3} \left(1 - \frac{Z_2}{Z_1} \tan(\theta_1) \tan(\theta_2) \right) \right] + \right. \\
 &\quad \left. \frac{1}{Z_1^{par}} \left[1 - \frac{Z_1}{Z_2} \tan(\theta_1) \tan(\theta_2) - \frac{\tan(\theta_3)}{Z_3} (Z_1 \tan(\theta_1) + Z_2 \tan(\theta_2)) \right] \right\}
 \end{aligned} \tag{III.29}$$

$$\begin{aligned}
 D_2^{M,2} &= \left(\prod_{i=1}^3 \cos(\theta_i) \right) \left\{ \left[\left(1 - \frac{Z_2}{Z_1} \tan(\theta_1) \tan(\theta_2) \right) - Z_3 \tan(\theta_3) \left(\frac{\tan(\theta_1)}{Z_1} + \frac{\tan(\theta_2)}{Z_2} \right) \right] + \right. \\
 &\quad \left. \frac{j}{Z_1^{par}} \left[Z_3 \tan(\theta_3) \left(1 - \frac{Z_1}{Z_2} \tan(\theta_1) \tan(\theta_2) \right) + (Z_1 \tan(\theta_1) + Z_2 \tan(\theta_2)) \right] \right\}
 \end{aligned} \tag{III.30}$$

Par conséquent, l'impédance ramenée Z_{IN}^2 du modèle 2 est égale à :

$$Z_{IN}^2 = \frac{B_2^{M,2}}{D_2^{M,2}}$$

III.4.1 c) Impédance ramenée du modèle 3 : Z_{IN}^3

Les modélisations des capacités parasites C_1^{par} et C_2^{par} sont définies dans ce modèle 3 par :

$$\begin{aligned}
 C_1^{par} &= \varepsilon \frac{\pi r_1^2}{l_\varepsilon} \\
 C_2^{par} &= \varepsilon \frac{\pi (r_2^2 - R_1^2)}{l_2}
 \end{aligned}$$

La modélisation électrique du modèle 3 est illustrée par la figure III.11.

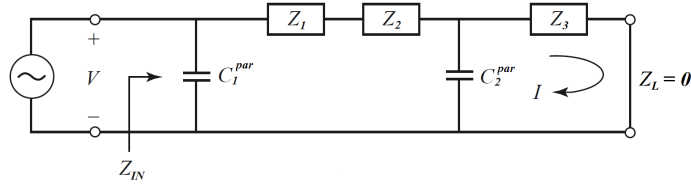


FIGURE III.11 – Représentation électrique du modèle 3 du résonateur matriochka à deux sections

La matrice chaîne $[ABCD]_3^{M,2}$ du résonateur matriochka à deux sections du modèle 3 est définie par :

$$\begin{aligned}
 [ABCD]_3^{M,2} &= [ABCD]_1^{par} \times [ABCD]_1 \times [ABCD]_2 \times [ABCD]_2^{par} \times [ABCD]_3 \\
 &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_1^{par}} & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \cos(\theta_1) & jZ_1 \sin(\theta_1) \\ \frac{j}{Z_1} \sin(\theta_1) & \cos(\theta_1) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \cos(\theta_2) & jZ_2 \sin(\theta_2) \\ \frac{j}{Z_2} \sin(\theta_2) & \cos(\theta_2) \end{bmatrix} \times \\
 &\quad \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_2^{par}} & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \cos(\theta_3) & jZ_3 \sin(\theta_3) \\ \frac{j}{Z_3} \sin(\theta_3) & \cos(\theta_3) \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} A_3^{M,2} & B_3^{M,2} \\ C_3^{M,2} & D_3^{M,2} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{III.31}$$

avec :

$$A_3^{M,2} = \left(\prod_{i=1}^3 \cos(\theta_i) \right) \left\{ 1 - \frac{Z_1}{Z_2} \tan(\theta_1) \tan(\theta_2) - \left(\frac{\tan(\theta_3)}{Z_3} + \frac{1}{jZ_2^{par}} \right) (Z_1 \tan(\theta_1) + Z_2 \tan(\theta_2)) \right\} \tag{III.32}$$

$$\begin{aligned}
 B_3^{M,2} &= j \left(\prod_{i=1}^3 \cos(\theta_i) \right) \left\{ Z_3 \tan(\theta_3) \left(1 - \frac{Z_1}{Z_2} \tan(\theta_1) \tan(\theta_2) \right) + (Z_1 \tan(\theta_1) + Z_2 \tan(\theta_2)) \times \right. \\
 &\quad \left. \left(1 + j \frac{Z_3}{Z_2^{par}} \tan(\theta_3) \right) \right\}
 \end{aligned} \tag{III.33}$$

$$\begin{aligned}
 C_3^{M,2} &= j \left(\prod_{i=1}^3 \cos(\theta_i) \right) \left\{ \left[\left(\frac{\tan(\theta_1)}{Z_1} + \frac{\tan(\theta_2)}{Z_2} \right) + \left(\frac{\tan(\theta_3)}{Z_3} + \frac{1}{jZ_2^{par}} \right) \left(1 - \frac{Z_2}{Z_1} \tan(\theta_1) \tan(\theta_2) \right) \right] + \right. \\
 &\quad \left. \frac{1}{Z_1^{par}} \left[1 - \frac{Z_1}{Z_2} \tan(\theta_1) \tan(\theta_2) - \left(\frac{\tan(\theta_3)}{Z_3} + \frac{1}{jZ_2^{par}} \right) (Z_1 \tan(\theta_1) + Z_2 \tan(\theta_2)) \right] \right\}
 \end{aligned} \tag{III.34}$$

$$\begin{aligned}
 D_3^{M,2} &= \left(\prod_{i=1}^3 \cos(\theta_i) \right) \left\{ \left[\left(1 - \frac{Z_2}{Z_1} \tan(\theta_1) \tan(\theta_2) \right) \left(1 + j \frac{Z_3}{Z_2^{par}} \tan(\theta_3) \right) - Z_3 \tan(\theta_3) \left(\frac{\tan(\theta_1)}{Z_1} + \frac{\tan(\theta_2)}{Z_2} \right) \right] + \right. \\
 &\quad \left. \frac{j}{Z_1^{par}} \left[(Z_3 \tan(\theta_3)) \left(1 - \frac{Z_1}{Z_2} \tan(\theta_1) \tan(\theta_2) \right) + (Z_1 \tan(\theta_1) + Z_2 \tan(\theta_2)) \left(1 + j \frac{Z_3}{Z_2^{par}} \tan(\theta_3) \right) \right] \right\}
 \end{aligned} \tag{III.35}$$

Par conséquent, l'impédance ramenée Z_{IN}^3 du modèle 3 est égale à :

$$Z_{IN}^3 = \frac{B_3^{M,2}}{D_3^{M,2}}$$

III.4.2 Comparaison des modèles 0, 1, 2 et 3

Cette partie s'intéresse à la comparaison des résultats des impédances ramenées Z_{IN} de chaque modèle à partir de la simulation réalisée précédemment sous le logiciel HFSS®. La comparaison est réalisée pour une valeur de $r_\varepsilon = 20\%$, dans le cas où la longueur l_2 n'est plus négligeable par rapport à la longueur l_3 .

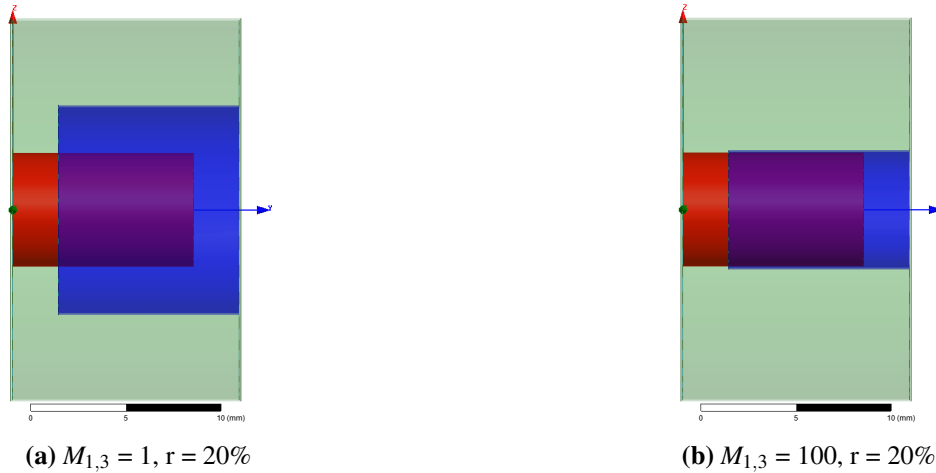


FIGURE III.12 – Configurations géométriques en 2D pour $M_{1,3} = 1$ (a), et $M_{1,3} = 100$ (b)

La figure III.12 illustre les configurations géométriques des résonateurs matriochkas à deux sections dans le cas où $M_{1,3} = 1$ (figure III.12a) et $M_{1,3} = 100$ (figure III.12b) en respectant les quatre paramètres fixés lors des simulations précédentes :

$$r_1 = 3 \text{ mm}, R_2 = 10 \text{ mm}, l_3 = 9,5 \text{ mm}, e_c = 0,1 \text{ mm}$$

Ainsi :

$$\delta_1(M_{1,3} = 1) = 2,43 \text{ mm}, \delta_1(M_{1,3} = 100) = 0,04 \text{ mm}$$

La figure III.13 compare donc les différents modèles avec les simulations pour les deux sauts d'impédance $M_{1,3} = 1$ et $M_{1,3} = 100$.

L'objectif d'une modélisation est de fournir un modèle analytique coïncidant avec les simulations électromagnétiques.

Par conséquent, il est possible de constater qualitativement que :

- le modèle 1 est une meilleure modélisation par rapport au modèle 0 notamment au niveau de la première harmonique (modèle 1 : ligne coaxiale \mathcal{C}_2 en plus) ;
- le modèle 2 est une très bonne modélisation par rapport au modèle 1 du mode fondamental et de la première harmonique (modèle 2 : capacité parasite C_1^{par} en plus) ;
- le modèle 3 apporte une légère amélioration par rapport au modèle 2 (modèle 3 : capacité parasite C_2^{par} en plus).

L'augmentation du saut d'impédance a pour conséquence un rapprochement de tous les modèles établis vers les simulations jusqu'à la superposition au niveau de la longueur électrique fondamentale (figure III.13b). Néanmoins, il subsiste un faible écart entre le modèle 0 et les simulations au niveau de la première harmonique, qui n'existe pas pour les modèles 1, 2 et 3 puisque ces trois derniers modèles prennent en considération la propagation du signal au sein de la ligne coaxiale \mathcal{C}_2 contrairement au modèle 0.

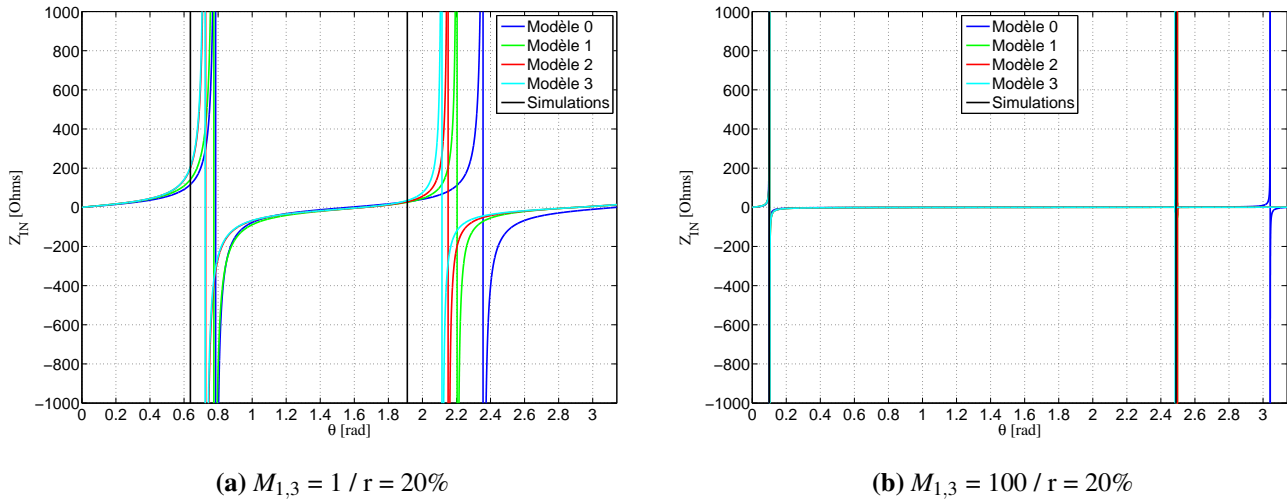


FIGURE III.13 – Comparaison des évolutions des impédances ramenées Z_{IN} des modèles 0, 1, 2, 3 en fonction de la longueur électrique avec les simulations

En résumé, les longueurs électriques dépendent du saut d'impédance $M_{1,3}$ mais également des effets capacitifs. Ces effets sont négligeables lorsque ce saut d'impédance est élevé (δ_1 faible), mais ils deviennent non négligeables lorsque le saut d'impédance est faible (δ_1 élevé).

Par conséquent, la meilleure modélisation fréquentielle du résonateur matriochka à deux sections parmi les quatre modèles proposés est le modèle 3. La section suivante s'intéresse donc plus précisément aux comparaisons entre ce dernier modèle et les simulations réalisées précédemment.

III.4.3 Comparaison du modèle 3 avec les simulations

La figure III.14 illustre les comparaisons entre le modèle 3 établi précédemment et les simulations concernant les longueurs électriques fondamentale et de la première harmonique, ainsi que les erreurs relatives engendrées.

Il est possible de constater sur la figure III.14 que le modèle 3 surestime également les simulations. Néanmoins, les erreurs relatives liées à longueur électrique fondamentale et de l'harmonique sont réduites comparées à celles du le modèle 0.

Par conséquent, le modèle 3 est une meilleure modélisation fréquentielle par rapport au modèle 0 grâce à l'intervention des expressions des capacités C_1^{par} et C_2^{par} et de la ligne coaxiale \mathcal{C}_2 . Néanmoins, la prise en considération de ces deux capacités ne suffit pas à réduire l'écart entre ce modèle et les simulations ce qui implique que ces effets capacitifs sont sous - estimés.

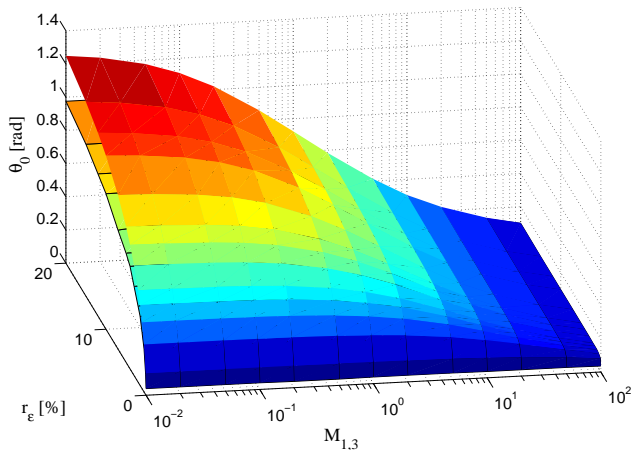
La section suivante s'intéresse donc à l'établissement d'une nouvelle modélisation fréquentielle.

III.5 Établissement d'une nouvelle modélisation fréquentielle : modèle 4

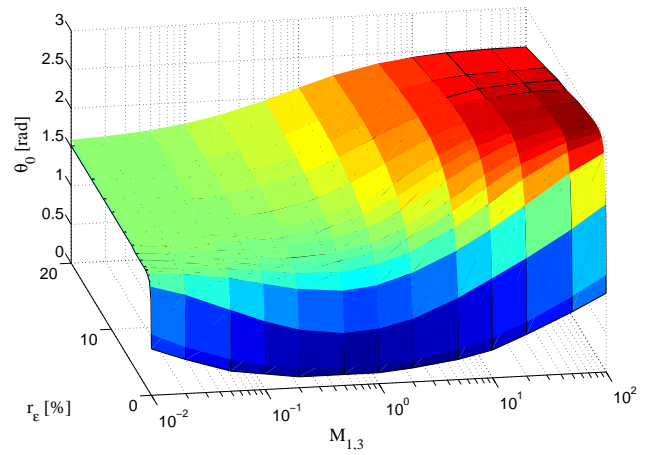
III.5.1 Description du problème

La modélisation établie par le modèle 3 ne suffit pas à expliquer les écarts avec les simulations, ce qui implique que la contribution des effets capacitifs est sous - estimée. Par conséquent, l'objectif de cette section est de prendre en considération davantage de lignes de champs électriques parasites afin d'obtenir une meilleure estimation des longueurs électriques dans un nouveau modèle.

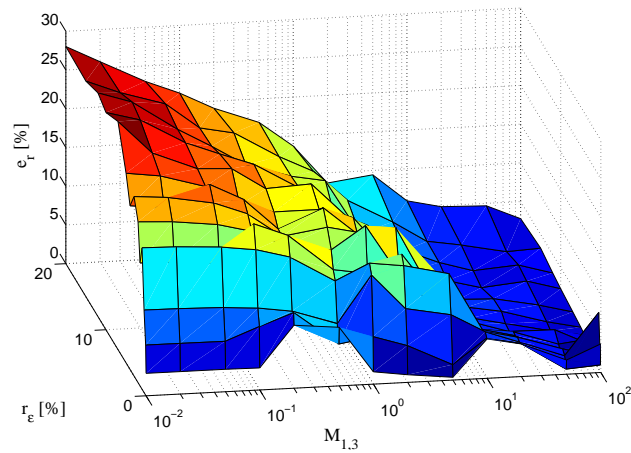
Afin de faciliter les calculs, il est possible d'exprimer les différentes contributions des capacités en capacités linéiques en utilisant l'invariance par rotation d'axe \vec{x} (figure III.1).



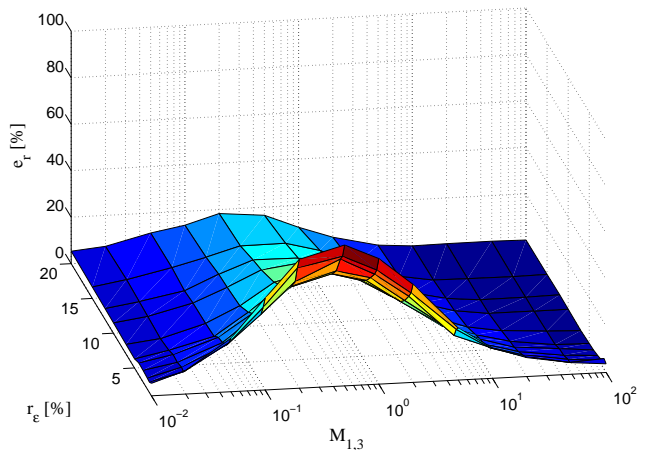
(a) Comparaison sur θ_0



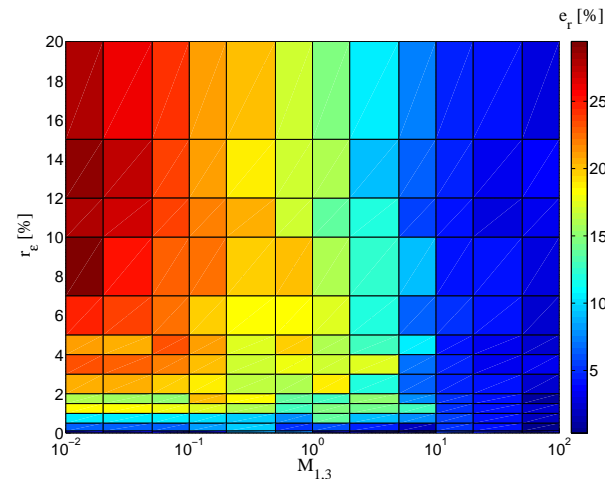
(b) Comparaison sur θ_{r1}



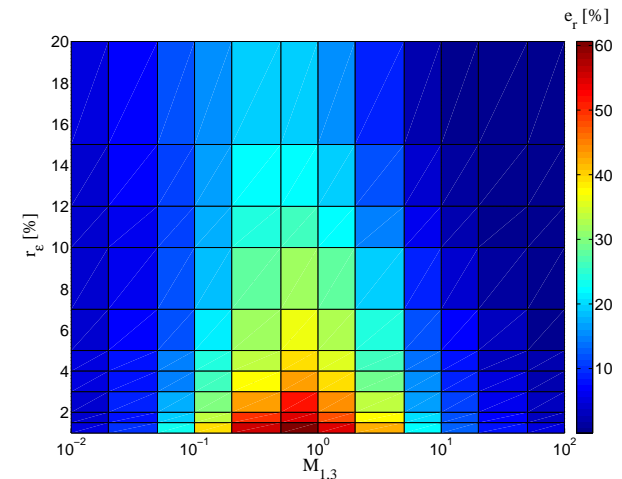
(c) e_r sur θ_0 en 3D



(d) e_r sur θ_{r1} en 3D



(e) e_r sur θ_0 en 2D



(f) e_r sur θ_{r1} en 2D

FIGURE III.14 – Représentations graphiques des comparaisons entre le modèle 3 et les simulations et des erreurs relatives e_r sur les longueurs électriques fondamentale θ_0 (colonne gauche) et de la première harmonique θ_{r1} (colonne droite)

La figure III.15 illustre ainsi en vue de coupe les lignes de champs électriques parasites.

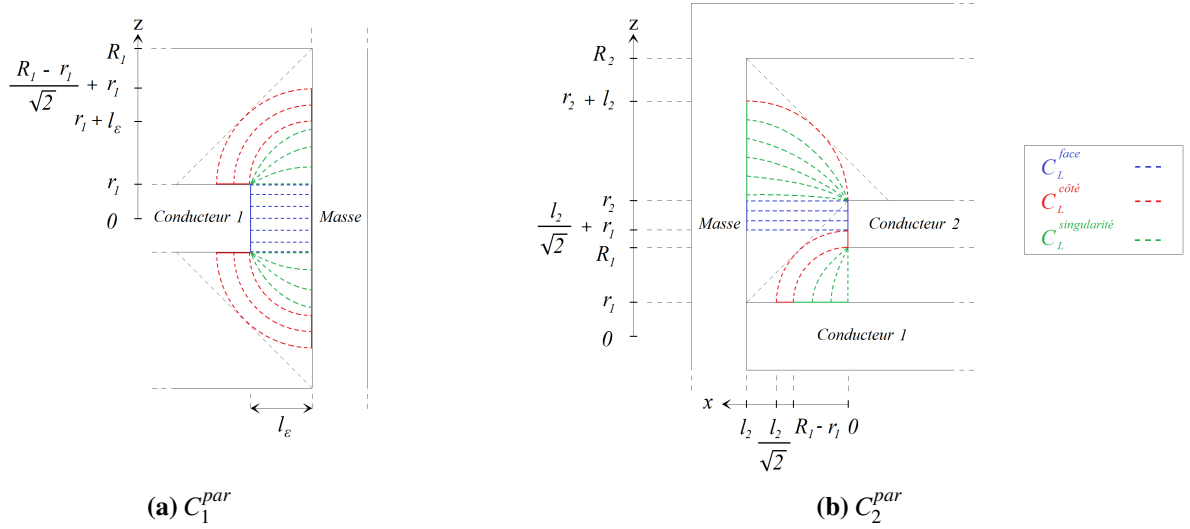


FIGURE III.15 – Représentation graphique des lignes de champs parasites C_1^{par} (a) et C_2^{par} (b) du résonateur matriochka à deux sections

Les lignes de champs générées par les circuits ouverts des cylindres peuvent être décomposées en trois catégories de capacités linéiques notées C_L^{face} , $C_L^{côté}$ et $C_L^{singularité}$ définies de la façon suivante :

- C_L^{face} est à l'origine du vis - à - vis entre la ligne métallique du conducteur située en parallèle avec celle de la masse ;
- $C_L^{côté}$ provient de la capacité obtenue à partir de la ligne métallique du conducteur qui est orthogonale avec celle de la masse, et les lignes de champs représentées sont modélisées par des arcs de cercles ;
- $C_L^{singularité}$ est obtenue à partir d'une discontinuité d'angle du conducteur créant des lignes de champs partant de l'angle et allant vers la masse.

Ces trois capacités linéiques ont des contributions plus où moins élevées sur les capacités C_1^{par} et C_2^{par} . La section suivante s'intéresse donc aux calculs de ces contributions afin de modéliser plus précisément ces capacités.

III.5.2 Calcul de la capacité C_1^{par}

III.5.2 a) Distinction des cas

Au sein du résonateur matriochka, la capacité C_1^{par} a des contributions différentes selon la longueur l_e (figure III.16).

Cinq cas sont alors distingués selon la capacité parasite C_1^{par} définie par :

$$C_1^{par} = \begin{cases} C^{singularité} + C^{face} + C^{côté} & , \text{ si } l_e \in \left[0; \frac{R_1 - r_1}{\sqrt{2}} \right] \\ C^{singularité} + C^{face} & , \text{ si } l_e \in \left[\frac{R_1 - r_1}{\sqrt{2}}; R_1 - r_1 \right] \\ C^{singularité} + C^{face} & , \text{ si } l_e \in \left[R_1 - r_1; (R_1 - r_1)\sqrt{2} \right] \\ C^{singularité} + C^{face} + C^{côté} & , \text{ si } l_e \in \left[(R_1 - r_1)\sqrt{2}; R_1\sqrt{2} \right] \\ C^{singularité} + C^{côté} & , \text{ si } l_e \in \left[R_1\sqrt{2}; l_3 \right] \end{cases}$$

avec $C^{singularité}$, C^{face} et $C^{côté}$ les capacités correspondant respectivement aux capacités linéiques $C_L^{singularité}$, C_L^{face} et $C_L^{côté}$.

De nombreux modèles existent afin de déterminer les capacités $C^{côté}$ et $C^{singularité}$. Les sous sections suivantes détaillent les formules analytiques utilisées pour modéliser ces capacités.

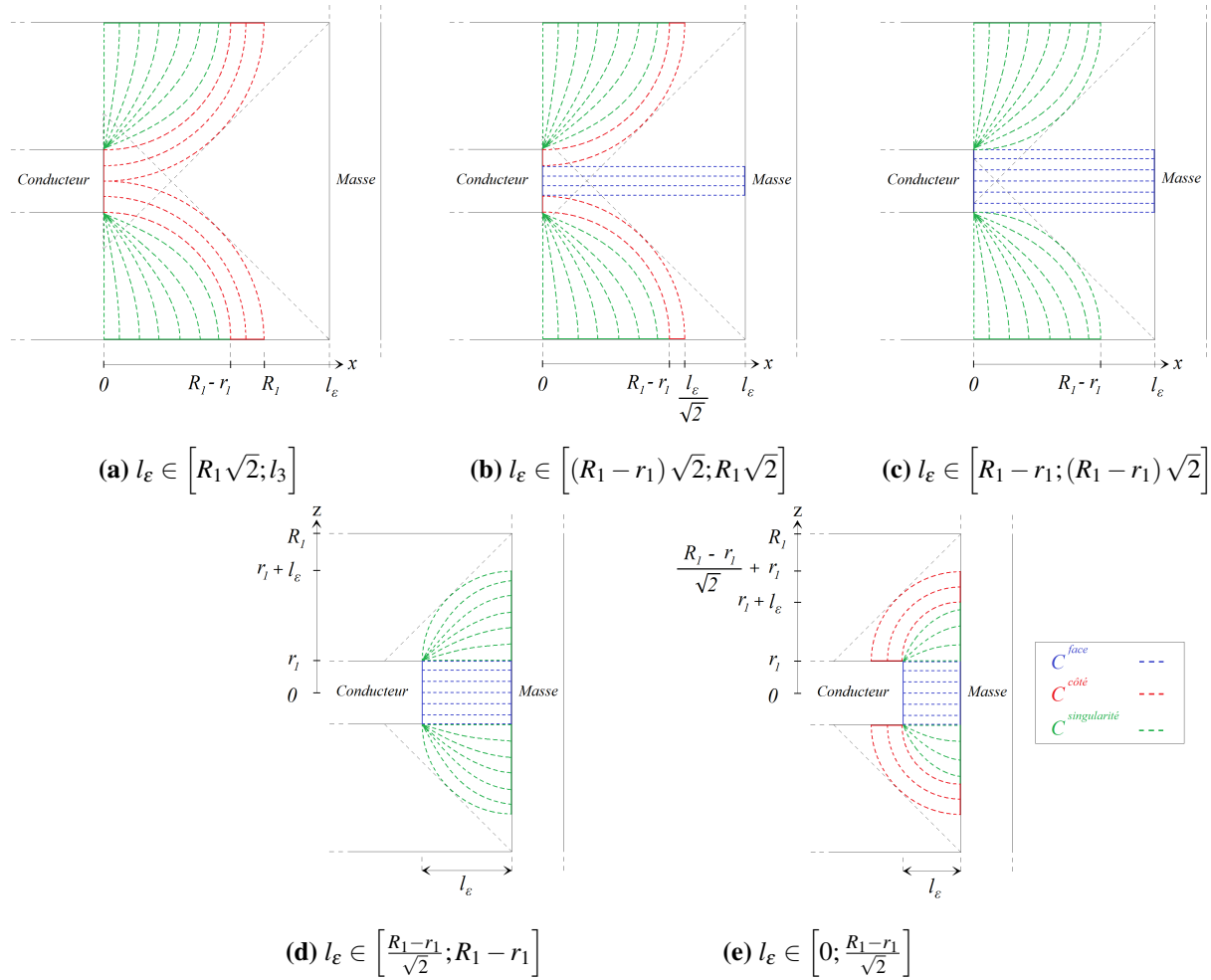


FIGURE III.16 – Représentation graphique des lignes de champs électriques de la capacité C_1^{par} pour différentes valeurs de longueur l_ϵ

III.5.2 b) Calcul de la capacité C^{face}

La valeur de la capacité C^{face} varie suivant la longueur l_ϵ . À partir de la figure III.16, la capacité C^{face} est modélisée par le système suivant :

$$C^{face} = \begin{cases} \epsilon \frac{\pi r_1^2}{l_\epsilon} & , \text{ si } l_\epsilon \in [0; (R_1 - r_1)\sqrt{2}] \\ \epsilon \frac{\pi}{l_\epsilon} \left(R_1 - \frac{l_\epsilon}{\sqrt{2}}\right)^2 & , \text{ si } l_\epsilon \in [(R_1 - r_1)\sqrt{2}; R_1\sqrt{2}] \end{cases}$$

III.5.2 c) Calcul de la capacité $C^{côté}$

La capacité $C^{côté}$ a différentes modélisations dans la littérature scientifique. Le modèle de Shrivastava [61] est basé sur le calcul de lignes de champs électriques définissant des quarts de cercle. La capacité linéique $C_L^{côté}$ correspondant à ces lignes est alors modélisée par la relation suivante :

$$C_L^{côté} = \begin{cases} \varepsilon \int_{l_\varepsilon+r_1}^{\frac{R_1-r_1}{\sqrt{2}}+r_1} \left(\frac{1}{\frac{2\pi x}{4}} \right) dx = \frac{2\varepsilon}{\pi} \text{Ln} \left(\frac{\frac{R_1-r_1}{\sqrt{2}}+r_1}{l_\varepsilon+r_1} \right) & , \quad \text{si } l_\varepsilon \in \left[0; \frac{R_1-r_1}{\sqrt{2}} \right] \\ \varepsilon \int_{R_1-r_1}^{\frac{l_\varepsilon}{\sqrt{2}}} \left(\frac{1}{\frac{2\pi x}{4}} \right) dx = \frac{2\varepsilon}{\pi} \text{Ln} \left(\frac{l_\varepsilon/\sqrt{2}}{R_1+r_1} \right) & , \quad \text{si } l_\varepsilon \in \left[(R_1-r_1)\sqrt{2}; R_1\sqrt{2} \right] \\ \varepsilon \int_{R_1-r_1}^{R_1} \left(\frac{1}{\frac{2\pi x}{4}} \right) dx = \frac{2\varepsilon}{\pi} \text{Ln} \left(\frac{R_1}{R_1-r_1} \right) & , \quad \text{si } l_\varepsilon \in \left[R_1\sqrt{2}; l_3 \right] \end{cases}$$

Le modèle défini par Shrivastava est un modèle qui surestime la capacité linéique $C_L^{côté}$. Néanmoins, d'autres modèles existent se basant sur le principe de calcul de Shrivastava comme celui de Suzuki [61] :

$$C_L^{côté} = \frac{\varepsilon}{\pi} \text{Ln} \left((K^2 - 1) \left(\frac{K^2}{K^2 - 1} \right)^{K^2} \right) \quad (\text{III.36})$$

avec :

$$K = \begin{cases} \frac{(R_1-r_1)/\sqrt{2}+r_1}{r_1+l_\varepsilon} & , \quad \text{si } l_\varepsilon \in \left[0; \frac{R_1-r_1}{\sqrt{2}} \right] \\ \frac{l_\varepsilon/\sqrt{2}}{R_1-r_1} & , \quad \text{si } l_\varepsilon \in \left[(R_1-r_1)\sqrt{2}; R_1\sqrt{2} \right] \\ \frac{R_1}{R_1-r_1} & , \quad \text{si } l_\varepsilon \in \left[R_1\sqrt{2}; l_3 \right] \end{cases}$$

Le modèle de Suzuki est donc retenu pour le calcul de la capacité $C^{côté}$. La fonction de Suzuki S est alors définie telle que :

$$\forall K > 1, S(K) = \text{Ln} \left((K^2 - 1) \left(\frac{K^2}{K^2 - 1} \right)^{K^2} \right) \quad (\text{III.37})$$

Par conséquent, en multipliant la capacité linéique par le périmètre du cercle utilisé, la capacité $C^{côté}$ est modélisée par le système suivant :

$$C^{côté} = \begin{cases} (2\pi r_1) \frac{\varepsilon}{\pi} S(K) & , \quad \text{si } l_\varepsilon \in \left[0; \frac{R_1-r_1}{\sqrt{2}} \right] & \text{et } K = \frac{\frac{R_1-r_1}{\sqrt{2}}+r_1}{r_1+l_\varepsilon} \\ (2\pi R_1) \frac{\varepsilon}{\pi} S(K) & , \quad \text{si } l_\varepsilon \in \left[(R_1-r_1)\sqrt{2}; R_1\sqrt{2} \right] & \text{et } K = \frac{l_\varepsilon}{(R_1-r_1)\sqrt{2}} \\ (2\pi R_1) \frac{\varepsilon}{\pi} S(K) & , \quad \text{si } l_\varepsilon \in \left[R_1\sqrt{2}; l_3 \right] & \text{et } K = \frac{R_1}{R_1-r_1} \end{cases}$$

III.5.2 d) Calcul de la capacité $C^{singularité}$

La modélisation de la capacité linéique $C_L^{singularité}$ proposée par Zhao [62] est égale à :

$$C_L^{singularité} = \frac{2\varepsilon}{\pi} \quad (\text{III.38})$$

Selon ces auteurs, cette modélisation est une bonne approximation du champ électrique situé entre les capacités C^{face} et $C^{côté}$ et est alors utilisée par la suite dans la détermination de la capacité $C^{singularité}$. Par conséquent, la modélisation de la capacité $C^{singularité}$ est donnée par :

$$\forall l_\varepsilon \in [0; l_3], C^{singularité} = (2\pi r_1) \frac{2\varepsilon}{\pi} = 4\varepsilon r_1 \quad (\text{III.39})$$

III.5.2 e) Détermination du modèle capacitif C_1^{par}

La détermination de la nouvelle capacité C_1^{par} est obtenue à partir du système précédent et à l'aide des modèles de Suzuki et de Zhao pour déterminer respectivement les capacités linéiques $C_L^{côté}$ et $C_L^{singularité}$.

Finalement, la nouvelle modélisation de la capacité C_1^{par} est donnée par le système suivant :

$$C_1^{par} = \begin{cases} 4\epsilon r_1 + \epsilon \frac{\pi r_1^2}{l_\epsilon} + (2r_1\epsilon)S(K) & , \text{ si } l_\epsilon \in \left[0 ; \frac{R_1 - r_1}{\sqrt{2}} \right] & \text{ et } K = \frac{\frac{R_1 - r_1}{\sqrt{2}} + r_1}{r_1 + l_\epsilon} \\ 4\epsilon r_1 + \epsilon \frac{\pi r_1^2}{l_\epsilon} & , \text{ si } l_\epsilon \in \left[\frac{R_1 - r_1}{\sqrt{2}} ; (R_1 - r_1)\sqrt{2} \right] \\ 4\epsilon r_1 + \epsilon \frac{\pi}{l_\epsilon} \left(R_1 - \frac{l_\epsilon}{\sqrt{2}} \right)^2 + (2R_1\epsilon)S(K) & , \text{ si } l_\epsilon \in \left[(R_1 - r_1)\sqrt{2} ; R_1\sqrt{2} \right] & \text{ et } K = \frac{l_\epsilon}{(R_1 - r_1)\sqrt{2}} \\ 4\epsilon r_1 + (2R_1\epsilon)S(K) & , \text{ si } l_\epsilon \in \left[R_1\sqrt{2} ; l_3 \right] & \text{ et } K = \frac{R_1}{R_1 - r_1} \end{cases}$$

III.5.3 Calcul de la capacité C_2^{par}

La détermination de la capacité C_2^{par} est obtenue à partir des modèles de Suzuki et de Zhao pour déterminer respectivement les capacités linéiques $C_L^{côté}$ et $C_L^{singularité}$.

En s'inspirant de la méthode de calcul utilisée pour le calcul de la capacité parasite C_1^{par} , il est possible de déterminer un modèle de capacité parasite C_2^{par} définie par le système suivant :

$$C_2^{par} = \begin{cases} 4\epsilon(R_1 + r_2) + (2R_2\epsilon)S(K) & (1) \\ 4\epsilon(R_1 + r_2) + (2R_1\epsilon)S(K_1) + (2R_2\epsilon)S(K_2) & (2) \\ 4\epsilon(R_1 + r_2) + (2R_1\epsilon)S(K_1) + (2R_2\epsilon)S(K_2) + \epsilon \frac{\pi}{l_2} \left(\left(R_2 - \frac{l_2}{\sqrt{2}} \right)^2 - R_1^2 \right) & (3) \\ 4\epsilon(R_1 + r_2) + (2R_1\epsilon)S(K) + \epsilon \frac{\pi}{l_2} (r_2^2 - R_1^2) & (4) \\ 4\epsilon(R_1 + r_2) + (2R_1\epsilon)S(K_1) + (2R_2\epsilon)S(K_2) + \epsilon \frac{\pi}{l_2} (r_2^2 - R_1^2) & (5) \\ 4\epsilon(R_1 - r_2) + (2r_2\epsilon)S(K) + \epsilon \frac{\pi}{l_2} (r_2^2 - R_1^2) & (6) \\ 4\epsilon(R_1 - r_2) + (2r_2\epsilon)S(K_1) - (2r_1\epsilon)S(K_2) + \epsilon \frac{\pi}{l_2} \left(r_2^2 - \left(r_1 + \frac{l_2}{\sqrt{2}} \right)^2 \right) & (7) \\ 4\epsilon(R_1 - r_2) + (2r_2\epsilon)S(K_1) - (2r_1\epsilon)S(K_2) & (8) \\ 4\epsilon(R_1 - r_2) - (2r_1\epsilon)S(K) & (9) \end{cases}$$

$$\text{si } \left\{ \begin{array}{ll} (1) & l_2 \in \left[\max \left\{ (R_2 - R_1)\sqrt{2} ; \frac{R_1 - r_1}{\sqrt{2}} \right\} ; L \right] & \text{ et } K = \frac{R_2 - R_1}{R_2 - r_2} \\ (2) & l_2 \in \left[(R_2 - R_1)\sqrt{2} ; \frac{R_1 - r_1}{\sqrt{2}} \right] & \text{ et } K_1 = \frac{R_1 - l_2}{R_1 + \frac{r_1 - R_1}{\sqrt{2}}} \quad \text{ et } K_2 = \frac{R_2 - R_1}{R_2 - r_2} \\ (3) & l_2 \in \left[(R_2 - r_2)\sqrt{2} ; \min \left\{ \frac{R_1 - r_1}{\sqrt{2}} ; (R_2 - R_1)\sqrt{2} \right\} \right] & \text{ et } K_1 = \frac{R_1 - l_2}{R_1 + \frac{r_1 - R_1}{\sqrt{2}}} \quad \text{ et } K_2 = \frac{l_2}{(R_2 - r_2)\sqrt{2}} \\ (4) & l_2 \in \left[\frac{R_2 - r_2}{\sqrt{2}} ; \min \left\{ \frac{R_1 - r_1}{\sqrt{2}} ; (R_2 - r_2)\sqrt{2} \right\} \right] & \text{ et } K = \frac{R_1 - l_2}{R_1 + \frac{r_1 - R_1}{\sqrt{2}}} \\ (5) & l_2 < \min \left\{ \frac{R_1 - r_1}{\sqrt{2}} ; \frac{R_2 - r_2}{\sqrt{2}} \right\} & \text{ et } K_1 = \frac{R_1 - l_2}{R_1 + \frac{r_1 - R_1}{\sqrt{2}}} \quad \text{ et } K_2 = \frac{r_2 + \frac{R_2 - r_2}{\sqrt{2}}}{l_2 + r_2} \\ (6) & l_2 \in \left[\frac{R_1 - r_1}{\sqrt{2}} ; \min \left\{ \frac{R_2 - r_2}{\sqrt{2}} ; (R_1 - r_1)\sqrt{2} \right\} \right] & \text{ et } K = \frac{r_2 + \frac{R_2 - r_2}{\sqrt{2}}}{l_2 + r_2} \\ (7) & l_2 \in \left[(R_1 - r_1)\sqrt{2} ; \min \left\{ \frac{R_2 - r_2}{\sqrt{2}} ; (r_2 - r_1)\sqrt{2} \right\} \right] & \text{ et } K_1 = \frac{\frac{R_2 - r_2}{\sqrt{2}} + r_2}{r_2 + l_2} \quad \text{ et } K_2 = \frac{l_2}{(R_1 - r_1)\sqrt{2}} \\ (8) & l_2 \in \left[(r_2 - r_1)\sqrt{2} ; \frac{R_2 - r_2}{\sqrt{2}} \right] & \text{ et } K_1 = \frac{r_2 + \frac{R_2 - r_2}{\sqrt{2}}}{l_2 + r_2} \quad \text{ et } K_2 = \frac{r_2 - r_1}{R_1 - r_1} \\ (9) & l_2 \in \left[\max \left\{ (r_2 - r_1)\sqrt{2} ; \frac{R_2 - r_2}{\sqrt{2}} \right\} ; L \right] & \text{ et } K = \frac{r_2 - r_1}{R_1 - r_1} \end{array} \right.$$

Neuf configurations différentes de la capacité parasite C_2^{par} du résonateur matriochka à deux sections peuvent alors être distinguées selon les paramètres géométriques du résonateur.

La section suivante s'intéresse donc à une nouvelle modélisation prenant en considération les deux nouvelles capacités parasites C_1^{par} et C_2^{par} .

III.5.4 Impédance ramenée du modèle 4 : Z_{IN}^4

L'impédance ramenée Z_{IN}^4 du modèle 4 est définie par :

— modèle 4 : coaxial \mathcal{L}_1 + coaxial \mathcal{L}_2 + coaxial \mathcal{L}_3 + capacité C_1^{par} + capacité C_2^{par}

avec C_1^{par} et C_2^{par} les deux capacités parasites calculées dans les parties III.5.2 e) et III.5.3.

La section suivante s'intéresse donc aux comparaisons entre ce nouveau modèle et les simulations réalisées précédemment sous HFSS®.

III.5.5 Comparaison du modèle 4 avec les simulations

Les résultats des comparaisons entre le nouveau modèle 4 et les simulations sont représentés par la figure III.17.

Le modèle 4 décrit ainsi avec précision le comportement des longueurs électriques du résonateur matriochka à deux sections (figure III.17). En effet, la prise en considération des lignes de champs parasites supplémentaires permettent de diminuer considérablement l'erreur relative e_r par rapport au modèle 3.

Cette diminution prouve :

- l'importance de ces lignes de champs parasites au sein du résonateur matriochka ;
- que les formules analytiques proposées des deux capacités parasites C_1^{par} et C_2^{par} modélisent précisément le comportement de ces lignes.

Par conséquent, le modèle 4 est une excellente modélisation des longueurs électriques du résonateur matriochka à deux sections. En effet, sur l'ensemble des simulations réalisées, l'erreur relative est en moyenne proche de 5% pour la longueur électrique fondamentale et environ 10% pour la première harmonique.

Le modèle 4 est donc utilisé par la suite comme modèle fréquentiel du résonateur matriochka à deux sections.

L'étape suivante consiste donc à établir un modèle du facteur de qualité du résonateur matriochka à deux sections.

III.6 Facteur de qualité du résonateur matriochka à deux sections

III.6.1 Détermination du facteur de qualité $Q_{c,f_0}^{M,2}$ du résonateur matriochka à deux sections

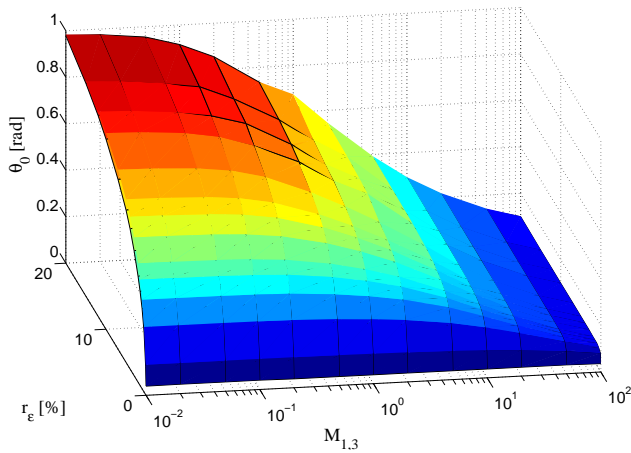
La modélisation du facteur de qualité $Q_{c,f_0}^{M,2}$ du résonateur matriochka à deux sections est établie à partir des calculs des énergies emmagasinées et des puissances dissipées au sein du résonateur [25], [60].

III.6.1 a) Calcul des énergies emmagasinées

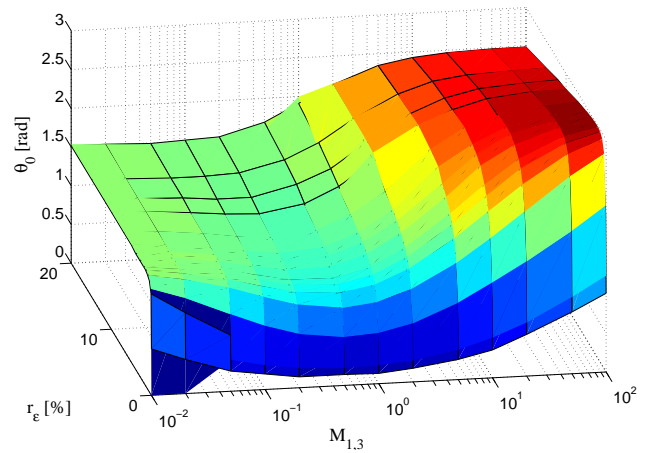
Le calcul de l'énergie emmagasinée au sein du résonateur matriochka à deux sections peut être décomposé en trois parties liées aux trois sections des lignes coaxiales \mathcal{L}_1 , \mathcal{L}_2 et \mathcal{L}_3 . L'énergie emmagasinée au niveau du circuit ouvert de la ligne coaxiale \mathcal{L}_1 est négligée dans cette partie.

Le courant I circulant au sein du résonateur matriochka à deux sections est défini tel que :

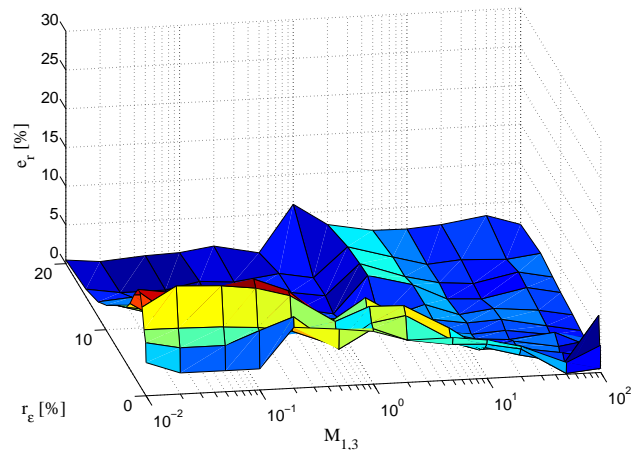
$$\forall x \in [0; l_t], I(x) = I_1(x) + I_2(x) + I_3(x) \quad (\text{III.40})$$



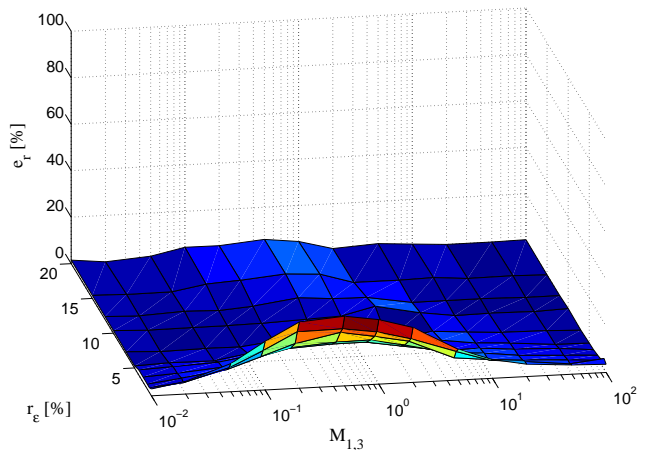
(a) Comparaison sur θ_0



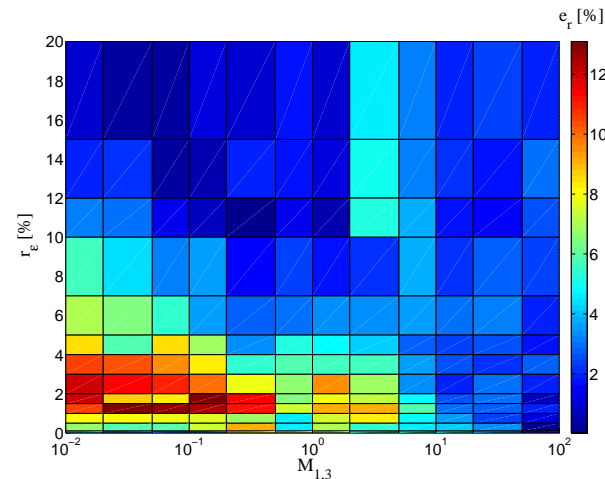
(b) Comparaison sur θ_{r1}



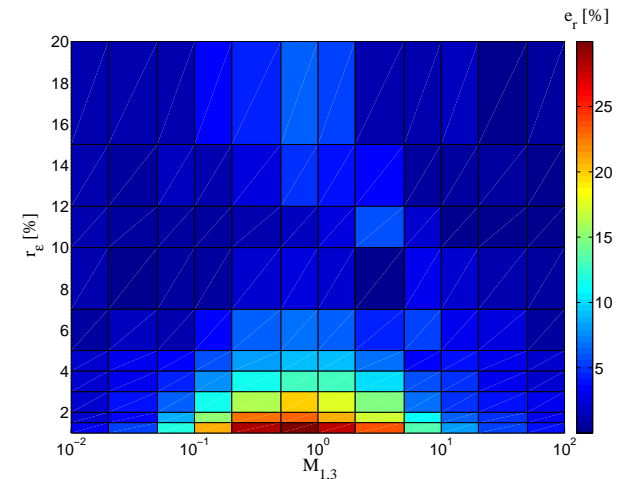
(c) e_r sur θ_0 en 3D



(d) e_r sur θ_{r1} en 3D



(e) e_r sur θ_0 en 2D



(f) e_r sur θ_{r1} en 2D

FIGURE III.17 – Représentation graphique des comparaisons entre le modèle 4 et les simulations et des erreurs relatives e_r sur les longueurs électriques fondamentale θ_0 (colonne gauche) et de la première harmonique θ_{r1} (colonne droite)

avec I_1 , I_2 et I_3 les courants respectifs des lignes coaxiales \mathcal{C}_1 , \mathcal{C}_2 et \mathcal{C}_3 dont les ensembles de définition sont donnés par :

- si $I \in \mathcal{C}_1$, alors $\forall x \in [l_\epsilon; l_\epsilon + l_1]$, $I(x) = I_1(x)$
- si $I \in \mathcal{C}_2$, alors $\forall x \in [l_3; l_2 + l_3]$, $I(x) = I_2(x)$
- si $I \in \mathcal{C}_3$, alors $\forall x \in [0; l_3]$, $I(x) = I_3(x)$

La représentation des courants au sein du résonateur matriochka à deux sections est illustrée par la figure III.18.

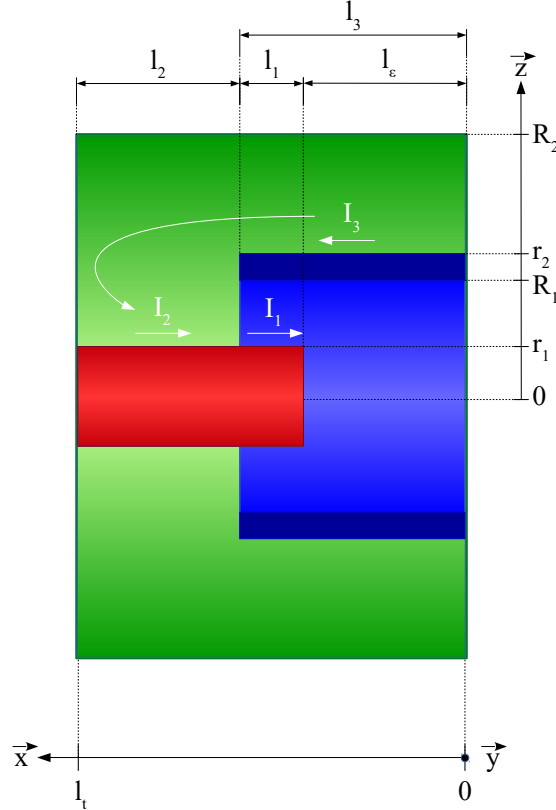


FIGURE III.18 – Représentation des courants au sein du résonateur matriochka à deux sections

Le résonateur matriochka à deux sections est excité par un courant I_0 au niveau du court circuit en $x = 0$.

Énergie emmagasinée W_3 :

Le courant I_3 de la ligne coaxiale \mathcal{C}_3 en $x = 0$ est égal à I_0 . Par conséquent, le courant I_3 est défini par la relation suivante :

$$\forall x \in [0; l_3], I_3(x) = I_0 \operatorname{ch}(\gamma_3 x) \quad (\text{III.41})$$

avec :

$$\begin{aligned} \gamma_3 &= \alpha_3 + j\beta \\ &= \frac{R_{s3}}{2} \sqrt{\frac{C_3}{L_3}} + j\beta \\ &= \frac{R_s}{2\eta L_n (R_2/r_2)} \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_2} \right) + j\beta \end{aligned} \quad (\text{III.42})$$

L'énergie W_3 emmagasinée dans la ligne coaxiale \mathcal{C}_3 est alors égale à :

$$\begin{aligned}
 W_3 &= \frac{L_3}{2} \int_0^{l_3} |I_3(x)|^2 dx \\
 &= \frac{L_3 I_0^2}{2} \int_0^{l_3} |ch(\gamma_3 x)|^2 dx \\
 &= \frac{L_3 I_0^2}{4} \int_0^{l_3} |1 + ch(2\gamma_3 x)| dx \\
 &= \frac{L_3 I_0^2}{8 |\gamma_3|} |2\gamma_3 l_3 + sh(2\gamma_3 l_3)|
 \end{aligned} \tag{III.43}$$

Énergie emmagasinée W_2 :

La présence du court-circuit en $x = l_2 + l_3$ permet de séparer le courant I_2 en une somme d'ondes progressives ($x \mapsto ch(\gamma_2(l_2 + l_3 - x))$) et rétrogrades ($x \mapsto ch(\gamma_2(x - l_2 - l_3))$) tel que :

$$\forall x \in [l_3; l_2 + l_3], \forall K_2 \in \mathfrak{R}, I_2(x) = K_2 (ch(\gamma_2(l_2 + l_3 - x)) + ch(\gamma_2(x - l_2 - l_3))) \tag{III.44}$$

avec :

$$\begin{aligned}
 \gamma_2 &= \alpha_2 + j\beta \\
 &= \frac{Res_2}{2} \sqrt{\frac{C_2}{L_2}} + j\beta \\
 &= \frac{R_s}{2\eta Ln(R_2/r_1)} \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_1} \right) + j\beta
 \end{aligned} \tag{III.45}$$

Par ailleurs, la continuité du courant en $x = l_3$ impose les relations suivantes :

$$I_2(l_3) = I_3(l_3) \implies 2K_2 ch(\gamma_2 l_2) = I_0 ch(\gamma_3 l_3) \implies K_2 = \frac{I_0 ch(\gamma_3 l_3)}{2 ch(\gamma_2 l_2)} \tag{III.46}$$

Par conséquent, le courant I_2 est alors égal à :

$$\begin{aligned}
 \forall x \in [l_3; l_2 + l_3], I_2(x) &= \frac{I_0 ch(\gamma_3 l_3)}{2 ch(\gamma_2 l_2)} (ch(\gamma_2(l_2 + l_3 - x)) + ch(\gamma_2(x - l_2 - l_3))) \\
 &= I_0 \frac{ch(\gamma_3 l_3)}{ch(\gamma_2 l_2)} ch(\gamma_2(l_2 + l_3 - x))
 \end{aligned} \tag{III.47}$$

L'énergie W_2 emmagasinée dans la ligne coaxiale \mathcal{C}_2 est donc égale à :

$$\begin{aligned}
 W_2 &= \frac{L_2}{2} \int_{l_3}^{l_2+l_3} |I_2(x)|^2 dx \\
 &= \frac{L_2 I_0^2}{2} \left| \frac{ch(\gamma_3 l_3)}{ch(\gamma_2 l_2)} \right|^2 \int_{l_3}^{l_2+l_3} |ch(\gamma_2(l_2 + l_3 - x))|^2 dx \\
 &= \frac{L_2 I_0^2}{4} \left| \frac{ch(\gamma_3 l_3)}{ch(\gamma_2 l_2)} \right|^2 \int_{l_3}^{l_2+l_3} |1 + ch(2\gamma_2(l_2 + l_3 - x))| dx \\
 &= \frac{L_2 I_0^2}{8 |\gamma_2|} \left| \frac{ch(\gamma_3 l_3)}{ch(\gamma_2 l_2)} \right|^2 |2\gamma_2 l_2 + sh(2\gamma_2 l_2)|
 \end{aligned} \tag{III.48}$$

Énergie emmagasinée W_1 :

Le circuit ouvert imposé au niveau de la ligne coaxiale \mathcal{C}_1 en $x = l_\varepsilon$ implique que $I_1(l_\varepsilon) = 0$. Le courant I_1 peut s'écrire sous la forme de :

$$\forall x \in [l_\varepsilon; l_\varepsilon + l_1], \forall K_1 \in \mathfrak{R}, I_1(x) = K_1 sh(\gamma_1(x - l_\varepsilon)) \quad (\text{III.49})$$

avec :

$$\begin{aligned} \gamma_1 &= \alpha_1 + j\beta \\ &= \frac{Res_1}{2} \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} + j\beta \\ &= \frac{R_s}{2\eta Ln(R_1/r_1)} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{r_1} \right) + j\beta \end{aligned} \quad (\text{III.50})$$

De plus, la continuité du courant en $x = l_3$ impose les relations suivantes :

$$I_1(l_3) = I_2(l_3) \implies K_1 sh(\gamma_1 l_1) = I_0 ch(\gamma_3 l_3) \implies K_1 = I_0 \frac{ch(\gamma_3 l_3)}{sh(\gamma_1 l_1)} \quad (\text{III.51})$$

Par conséquent, le courant I_1 est égal à :

$$\forall x \in [l_\varepsilon; l_3], I_1(x) = I_0 \frac{ch(\gamma_3 l_3)}{sh(\gamma_1 l_1)} sh(\gamma_1(x - l_\varepsilon)) \quad (\text{III.52})$$

L'énergie W_1 emmagasinée dans la ligne coaxiale \mathcal{C}_1 vaut donc :

$$\begin{aligned} W_1 &= \frac{L_1}{2} \int_{l_\varepsilon}^{l_\varepsilon + l_1} |I_1(x)|^2 dx \\ &= \frac{L_2 I_0^2}{2} \left| \frac{ch(\gamma_3 l_3)}{sh(\gamma_1 l_1)} \right|^2 \int_{l_\varepsilon}^{l_\varepsilon + l_1} |sh(\gamma_1(x - l_\varepsilon))|^2 dx \\ &= \frac{L_2 I_0^2}{4} \left| \frac{ch(\gamma_3 l_3)}{sh(\gamma_1 l_1)} \right|^2 \int_{l_\varepsilon}^{l_\varepsilon + l_1} |ch(2\gamma_1(x - l_\varepsilon)) - 1| dx \\ &= \frac{L_1 I_0^2}{8|\gamma_1|} \left| \frac{ch(\gamma_3 l_3)}{sh(\gamma_1 l_1)} \right|^2 |2\gamma_1 l_1 - sh(2\gamma_1 l_1)| \end{aligned} \quad (\text{III.53})$$

III.6.1 b) Calcul des puissances dissipées

Les calculs des puissances dissipées P_1 , P_2 et P_3 associées respectivement aux les lignes coaxiales \mathcal{C}_1 , \mathcal{C}_2 et \mathcal{C}_3 peuvent s'obtenir à partir de l'équation suivante :

$$\forall i \in \llbracket 1; 3 \rrbracket, P_i = \frac{Res_i}{2} \int_{l_i} |I_i(x)|^2 dx \quad (\text{III.54})$$

avec l_i la longueur de la ligne coaxiale, Res_i la résistance de la ligne coaxiale \mathcal{C}_i et I_i le courant circulant dans cette ligne.

Par conséquent :

$$P_1 = \frac{Res_1}{2} \int_{l_\varepsilon}^{l_\varepsilon+l_1} |I_1(x)|^2 dx = \frac{R_s I_0^2}{16\pi |\gamma_1|} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{r_1} \right) |2\gamma_1 l_1 - sh(2\gamma_1 l_1)| \left| \frac{ch(\gamma_3 l_3)}{sh(\gamma_1 l_1)} \right|^2 \quad (\text{III.55})$$

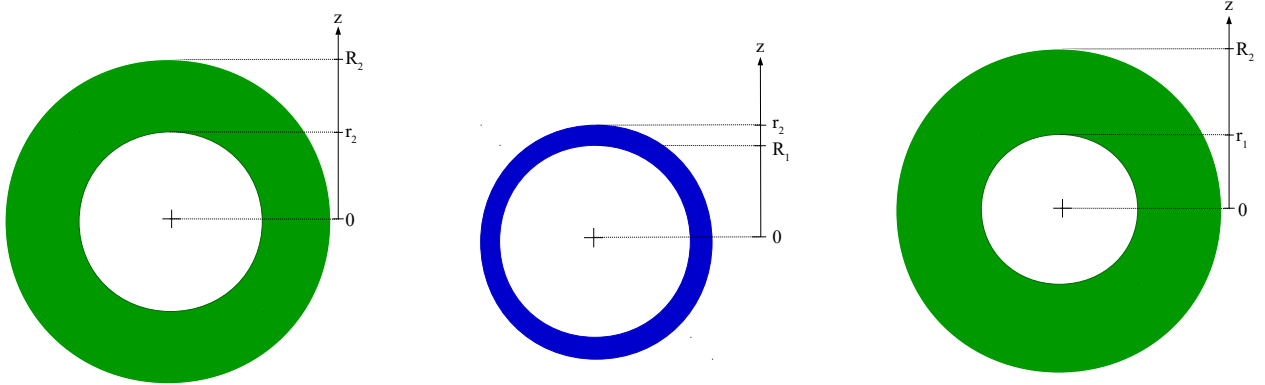
$$P_2 = \frac{Res_2}{2} \int_{l_3}^{l_2+l_3} |I_2(x)|^2 dx = \frac{R_s I_0^2}{16\pi |\gamma_2|} \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_1} \right) |2\gamma_2 l_2 + sh(2\gamma_2 l_2)| \left| \frac{ch(\gamma_3 l_3)}{ch(\gamma_2 l_2)} \right|^2 \quad (\text{III.56})$$

$$P_3 = \frac{Res_3}{2} \int_0^{l_3} |I_3(x)|^2 dx = \frac{R_s I_0^2}{16\pi |\gamma_3|} \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_2} \right) |2\gamma_3 l_3 + sh(2\gamma_3 l_3)| \quad (\text{III.57})$$

III.6.1 c) Autres puissances dissipées

Otre les pertes ohmiques liées à la propagation du signal dans les trois lignes coaxiales du résonateur matriochka, il existe également trois types de pertes résistives supplémentaires P_{s1} , P_{s2} et P_{s3} définis par :

- P_{s1} en $x = 0$: court - circuit de la ligne coaxiale \mathcal{L}_3 (figure III.19a) ;
- P_{s2} en $x = l_3$: circuit ouvert de la ligne coaxiale \mathcal{L}_3 (figure III.19b) ;
- P_{s3} en $x = l_2 + l_3$: court - circuit de la ligne coaxiale \mathcal{L}_2 (figure III.19c).



(a) $x = 0 / I = I_0$

(b) $x = l_3 / I = I_0 ch(\gamma_3 l_3)$

(c) $x = l_2 + l_3 / I = I_0 \frac{ch(\gamma_3 l_3)}{ch(\gamma_2 l_2)}$

FIGURE III.19 – Représentation des surfaces liées aux pertes résistives en $x = 0$ (a), $x = l_3$ (b) et $x = l_2 + l_3$ (c)

Ces pertes résistives P_{s1} , P_{s2} et P_{s3} sont définies par :

$$P_{s1} = \frac{1}{2} R_{s2} |I_3(0)|^2 = \frac{I_0^2}{2} \int_{r_2}^{R_2} \frac{R_s}{2\pi r} dr = \frac{R_s I_0^2}{4\pi} \text{Ln} \left(\frac{R_2}{r_2} \right) \quad (\text{III.58})$$

$$P_{s2} = \frac{1}{2} R_{s1} |I_1(l_3)|^2 = \frac{I_0^2}{2} |ch(\gamma_3 l_3)|^2 \int_{R_1}^{r_2} \frac{R_s}{2\pi r} dr = \frac{R_s I_0^2}{4\pi} \text{Ln} \left(\frac{r_2}{R_1} \right) |ch(\gamma_3 l_3)|^2 \quad (\text{III.59})$$

$$P_{s3} = \frac{1}{2} R_{s3} |I_2(l_2 + l_3)|^2 = \frac{I_0^2}{2} \left| \frac{ch(\gamma_3 l_3)}{ch(\gamma_2 l_2)} \right|^2 \int_{r_1}^{R_2} \frac{R_s}{2\pi r} dr = \frac{R_s I_0^2}{4\pi} \text{Ln} \left(\frac{R_2}{r_1} \right) \left| \frac{ch(\gamma_3 l_3)}{ch(\gamma_2 l_2)} \right|^2 \quad (\text{III.60})$$

III.6.1 d) Formule théorique du facteur de qualité du résonateur matriochka à deux sections

La formule du facteur de qualité ohmique $Q_{c,f_0}^{M,2}$ du résonateur matriochka à deux sections à la fréquence fondamentale f_0 est donnée par la relation suivante :

$$Q_{c,f_0}^{M,2} = 2\pi f_0 \frac{\sum_{i=1}^3 W_i}{\sum_{i=1}^3 (P_i + P_{si})} \quad (\text{III.61})$$

En remplaçant les formules des énergies emmagasinées et les puissances dissipées, le facteur de qualité ohmique $Q_{c,f_0}^{M,2}$ s'exprime par :

$$Q_{c,f_0}^{M,2} = K_Q \left\{ \frac{A_1 B_1}{|\gamma_1|} \text{Ln} \left(\frac{R_1}{r_1} \right) + \frac{A_2 B_2}{|\gamma_2|} \text{Ln} \left(\frac{R_2}{r_1} \right) + \frac{A_3}{|\gamma_3|} \text{Ln} \left(\frac{R_2}{r_2} \right) \right\} / \left\{ \frac{A_1 B_1}{|\gamma_1|} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{r_1} \right) + \frac{A_2 B_2}{|\gamma_2|} \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_1} \right) + \frac{A_3}{|\gamma_3|} \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_2} \right) + 4 \left[\text{Ln} \left(\frac{R_2}{r_2} \right) + B_2 \text{Ln} \left(\frac{R_2}{r_1} \right) + B_3 \text{Ln} \left(\frac{r_2}{R_1} \right) \right] \right\} \quad (\text{III.62})$$

avec $K_Q = 2\sqrt{\pi f_0 \mu \sigma}$ et :

$$\begin{aligned} A_1 &= |2\gamma_1 l_1 - sh(2\gamma_1 l_1)| & A_2 &= |2\gamma_2 l_2 + sh(2\gamma_2 l_2)| & A_3 &= |2\gamma_3 l_3 + sh(2\gamma_3 l_3)| \\ B_1 &= \left| \frac{ch(\gamma_3 l_3)}{sh(\gamma_1 l_1)} \right|^2 & B_2 &= \left| \frac{ch(\gamma_3 l_3)}{ch(\gamma_2 l_2)} \right|^2 & B_3 &= |ch(\gamma_3 l_3)|^2 \end{aligned}$$

III.6.2 Facteur de qualité des simulations réalisées sous HFSS®

Afin de vérifier la formule théorique du facteur de qualité décrite par l'équation III.62, des simulations électromagnétiques sont réalisées sous le logiciel HFSS®. La configuration des simulations est identique à celui effectué pour déterminer les fréquences fondamentales et harmoniques de la partie III.3.1.

La figure III.20 illustre l'évolution de la fonction $Q_{c,f_0}^{M,HFSS} = f(M_{1,3}, r_\epsilon)$ représentant l'évolution obtenue sous le logiciel HFSS® du facteur de qualité du résonateur matriochka à deux sections à la fréquence fondamentale f_0 en fonction du saut d'impédance $M_{1,3}$ et du rapport r_ϵ .

Pour rappel, chaque point simulé correspond au facteur de qualité d'un résonateur matriochka à deux sections dont la fréquence fondamentale varie selon les valeurs de sauts d'impédance $M_{1,3}$ et de la longueur $l_\epsilon = l_2$. Par conséquent, la comparaison des facteurs de qualité de ces résonateurs matriochkas ne peut pas être réalisée puisque les fréquences fondamentales différentes.

La section suivante s'intéresse à la comparaison entre ces résultats simulés et le modèle théorique établi précédemment.

III.6.3 Comparaison du modèle théorique du facteur de qualité avec les simulations

La formule du facteur de qualité développé précédemment est vérifiée sous simulations électromagnétiques en y intégrant les résultats des fréquences fondamentales simulées.

La figure III.21 illustre le modèle théorique du facteur de qualité $Q_{c,f_0}^{M,2}$, la comparaison entre ce modèle théorique et les simulations obtenues $Q_{c,f_0}^{M,HFSS}$, ainsi que l'erreur relative engendrée par rapport aux simulations.

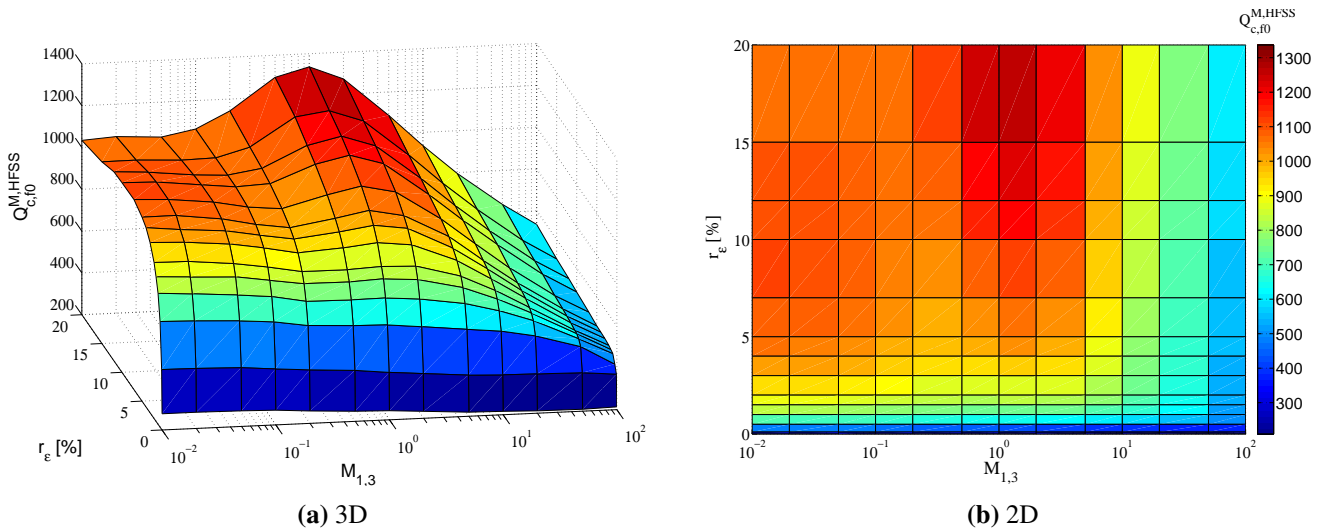


FIGURE III.20 – Facteur de qualité $Q_{c,f_0}^{M,HFSS}$ du résonateur matriochka à deux sections à la fréquence fondamentale f_0 des simulations réalisées sous le logiciel HFSS® en 3D (a), et 2D (b)

L'erreur relative e_r engendrée entre le facteur de qualité théorique et le facteur de qualité obtenu sous simulations est globalement très faible pour des sauts d'impédance $M_{1,3}$ supérieurs à l'unité :

$$\forall r_e > 5\%, \forall M_{1,3} > 1, e_r < 1\% \quad (\text{III.63})$$

En revanche, l'erreur relative est plus élevée pour des sauts d'impédance $M_{1,3}$ faibles et lorsque la longueur l_e est proche de la valeur nulle. Ces écarts peuvent provenir du fait que la formule théorique ne prenne pas en compte l'énergie résiduelle stockée au niveau du circuit ouvert de la ligne coaxiale \mathcal{C}_1 provenant des lignes de champs générées par les effets capacitifs à cet endroit.

Par conséquent, la formule théorique du facteur de qualité du résonateur matriochka à deux sections à la fréquence fondamentale f_0 est un modèle théorique :

- précis pour des écarts δ_1 faibles ;
- satisfaisant pour des écarts δ_1 plus élevés.

III.6.4 Conclusion

L'étude du résonateur matriochka à deux sections a permis d'établir des modèles fréquentiel et un modèle du facteur de qualité précis à partir des paramètres géométriques du résonateur.

Le chapitre suivant s'intéresse à l'opération inverse : obtenir les paramètres géométriques du résonateur matriochka à partir de la fréquence fondamentale f_0 et du facteur de qualité $Q_{c,f_0}^{M,2}$.

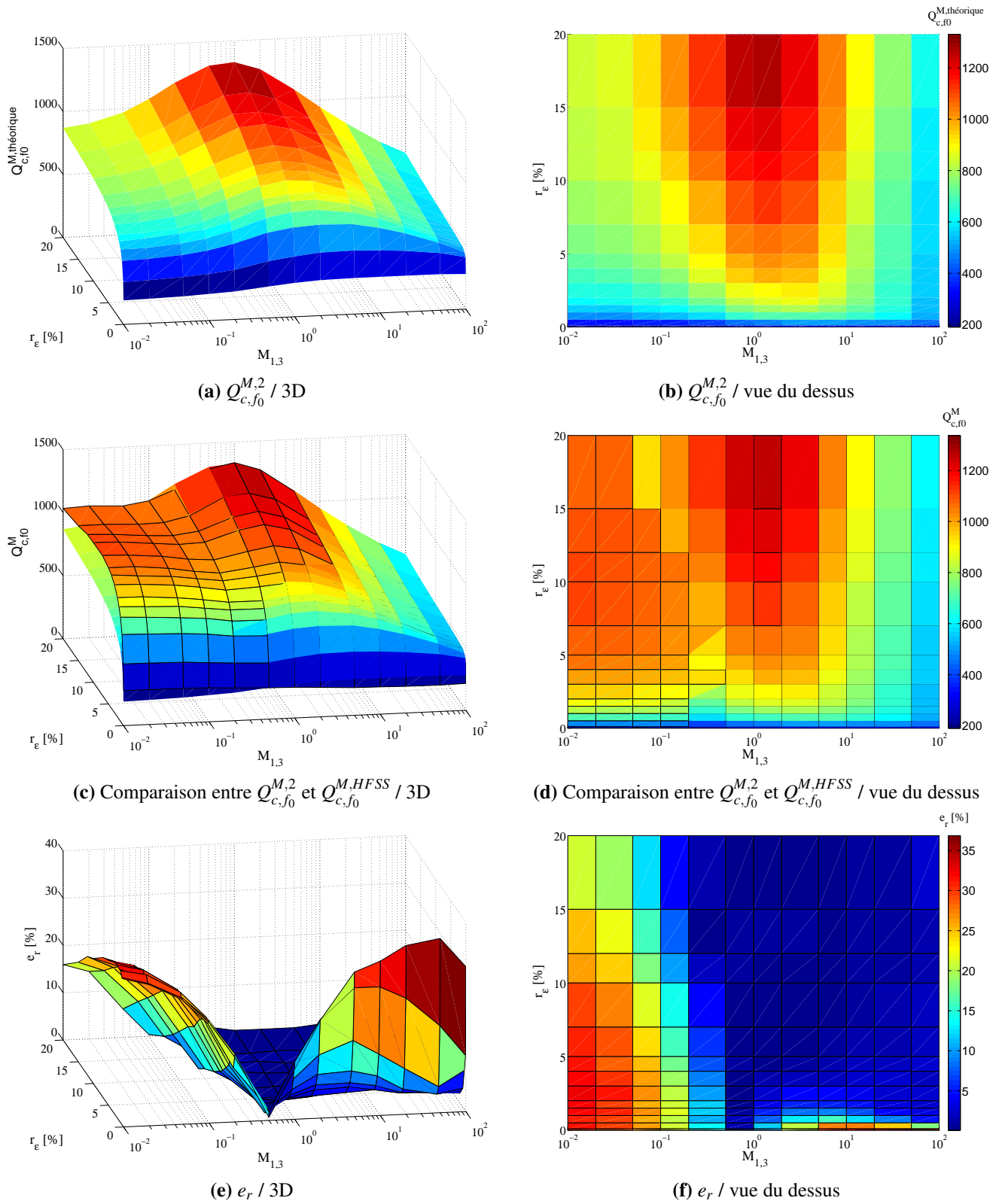


FIGURE III.21 – Comparaisons entre les facteurs de qualités théorique $Q_{c,f_0}^{M,2}$ et simulé $Q_{c,f_0}^{M,HFSS}$

Chapitre IV

Conception optimale d'un résonateur matriochka à deux sections

IV.1 Introduction

L'objectif principal de ce chapitre est de déterminer une méthode de conception des résonateurs matriochkas à deux sections. La méthode est basée sur le modèle fréquentiel et sur le modèle du facteur de qualité développés dans le chapitre précédent afin de déterminer la structure ayant un encombrement le plus réduit possible (pour une fréquence fondamentale et un facteur de qualité fixés).

IV.2 Définition du problème

Le cahier des charges impose une configuration précise du résonateur :

- la fréquence fondamentale f_0 ;
- le facteur de qualité ohmique $Q_{c,f_0}^{M,2}$ du résonateur à la fréquence fondamentale f_0 ;
- la conductivité σ du matériau ;
- le volume maximal V^{max} du résonateur ;
- le rejet de la première harmonique de résonance f_{r1} .

Le cahier des charges impose également des contraintes technologiques liées à la fabrication du résonateur :

- une épaisseur minimale $e_{c_1}^{min} = r_2 - R_1$;
- un écart minimal $\delta_1^{min} = R_1 - r_1$ entre l'âme et le blindage extérieur de la ligne coaxiale \mathcal{C}_1 ;
- une longueur l_ϵ^{min} minimale.

Pour rappel, le diélectrique utilisé au sein du résonateur est le vide et le résonateur respecte aussi les égalités suivantes :

$$l_1 = L - l_\epsilon$$

$$l_2 = l_\epsilon$$

$$l_3 = L$$

Le résonateur matriochka à deux sections est donc constitué de six paramètres géométriques indépendants : r_1 , R_1 , r_2 , R_2 , L , l_ϵ .

L'objectif est donc de déterminer l'ensemble de ces paramètres du résonateur respectant le cahier des charges, tel que :

$$(f_0, Q_{c,f_0}^{M,2}, \sigma) \implies (r_1, R_1, r_2, R_2, L, l_\varepsilon)$$

Cet ensemble de paramètres géométriques implique une infinité de possibilités permettant d'obtenir un résonateur conforme au cahier des charges.

La première étape consiste alors à définir l'ensemble du système d'équations permettant de mettre en évidence cette infinité des configurations possibles.

La seconde étape est de réaliser des simulations pour un cahier des charges donné afin de retirer des caractéristiques précises du résonateur matriochka à deux sections. À partir de cette deuxième étape, il sera possible de parfaire la structure afin de déterminer la structure optimale permettant de minimiser le volume du résonateur.

En remarque, ce chapitre se base sur la conception d'un résonateur matriochka à deux sections à la fréquence fondamentale f_0 et pour un facteur de qualité donné $Q_{c,f_0}^{M,2}$ en minimisant son volume. Par conséquent, la valeur de la première harmonique f_{r1} n'est donc pas une donnée initiale au problème mais est une conséquence de cette minimisation réalisée sur le résonateur.

Pour finir, la valeur de l'épaisseur du cylindre creux e_{c1} utilisée dans ce chapitre est négligée par rapport aux autres dimensions afin d'en retirer les meilleures performances de la technologie matriochka.

IV.3 Existence d'une infinité de configurations de résonateurs matriochka à deux sections respectant un cahier des charges donné

Les simulations réalisées au chapitre précédent sont effectuées dans les conditions où les longueurs géométriques r_1 , e_{c1} , R_2 et l_3 sont fixées et les paramètres R_1 et $l_\varepsilon = l_2$ sont variables. Ces simulations donnent lieu à des évolutions de la fréquence fondamentale f_0 et du facteur de qualité $Q_{c,f_0}^{M,2}$.

Cette section s'intéresse alors à l'utilisation des équations établies dans le chapitre précédent afin d'obtenir les valeurs des paramètres géométriques en fonction de la fréquence fondamentale et du facteur de qualité imposés initialement.

IV.3.1 Résolution du problème

La première étape est de reprendre les deux équations développées définies par :

$$\begin{aligned} Z_{IN}^A(f_0) &\rightarrow \infty \text{ (cf section III.5.4)} \\ Q_{c,f_0}^{M,2}(f_0) &\text{ (équation III.62)} \end{aligned}$$

À partir de ces deux équations, il est possible de déterminer les paramètres R_2 et L en fixant les rapports géométriques (X, Y) définies de la façon suivante :

$$X = \frac{r_1}{R_2} \qquad Y = \frac{r_2}{R_2}$$

avec $(X, Y) \in [0, 1]^2$ et $Y > X$.

L'intervention des rapports géométriques (X, Y) a le principal avantage d'éviter de fixer les valeurs des rayons r_1 et r_2 . Les rapports (X, Y) représentent donc une information relative des rayons r_1 et r_2 par rapport au rayon R_2 . Le second avantage réside dans le fait que la relation 4 (définie ci - dessous) subit une simplification : les impédances

IV.3. EXISTENCE D'UNE INFINITÉ DE CONFIGURATIONS DE RÉSONATEURS MATRIOCHKA À DEUX SECTIONS RESPECTANT UN CAHIER DES CHARGES DONNÉ

ne dépendent plus que de deux variables (X et Y) en négligeant l'épaisseur du cylindre creux e_{c1} , au lieu de trois variables (r_1 , r_2 et R_2).

Les nouveaux paramètres d'entrée / sortie sont alors définis par la relation suivante :

$$(f_0, Q_{c,f_0}^{M,2}, \sigma, e_{c1}, X, Y, l_\varepsilon) \implies (r_1, R_1, r_2, R_2, L)$$

Le système à résoudre est donc caractérisé par les cinq relations suivantes :

Relation 1 :

$$r_1 = R_2 X \quad (\text{IV.1})$$

Relation 2 :

$$r_2 = R_2 Y \quad (\text{IV.2})$$

Relation 3 :

$$R_1 = r_2 - e_{c1} \quad (\text{IV.3})$$

Relation 4 :

Afin de simplifier les formules, l'épaisseur e_{c1} est négligée devant le rayon r_2 , alors $r_2 = R_1$.

L'équation $Z_{IN}^4 = 0$ peut alors se réécrire de la façon suivante :

$$\left[\left(1 - \frac{Z_3}{Z_1} \tan(\theta_1) \tan(\theta_3) \right) \left(1 + j \frac{Z_2}{Z_2^{par}} \tan(\theta_2) \right) - Z_2 \tan(\theta_2) \left(\frac{\tan(\theta_1)}{Z_1} + \frac{\tan(\theta_3)}{Z_3} \right) \right] + \frac{j}{Z_1^{par}} \left[Z_2 \tan(\theta_2) \left(1 - \frac{Z_1}{Z_3} \tan(\theta_1) \tan(\theta_3) \right) + \left(Z_1 \tan(\theta_1) + Z_3 \tan(\theta_3) \right) \left(1 + j \frac{Z_2}{Z_2^{par}} \tan(\theta_2) \right) \right] = 0 \quad (\text{IV.4})$$

avec :

$$\forall i \in \llbracket 1; 3 \rrbracket, \theta_i = \beta l_i$$

et :

$$Z_1 = \frac{\eta_0}{2\pi} \text{Ln} \left(\frac{Y}{X} \right) \quad Z_2 = -\frac{\eta_0}{2\pi} \text{Ln}(X) \quad Z_3 = -\frac{\eta_0}{2\pi} \text{Ln}(Y) \quad Z_1^{par} = \frac{1}{jC_1^{par} \omega} \quad Z_2^{par} = \frac{1}{jC_2^{par} \omega}$$

avec C_1^{par} et C_2^{par} définis dans les sections III.5.2 e) et III.5.3.

Relation 5 :

En utilisant la formule simplifiée du facteur de qualité ($\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3 = 0$), le rayon R_2 peut s'exprimer tel que :

$$R_2 = K_Q^{-1} \cdot Q_{c,f_0}^{M,2} \cdot \{ A_3 (1 + 1/Y) + A_2 B_2 (1 + 1/X) + A_1 B_1 (1/X + 1/Y) + 4\beta R_2 [B_3 \text{Ln}(Y/X) - \text{Ln}(Y) - B_2 \text{Ln}(X)] \} / \left\{ A_1 B_1 \text{Ln}(Y/X) - A_3 \text{Ln}(Y) - A_2 B_2 \text{Ln}(X) \right\} \quad (\text{IV.5})$$

avec $K_Q = 2\sqrt{\pi f_0 \mu \sigma}$ et :

$$\begin{aligned} A_1 &= 2\beta l_1 - \sin(2\beta l_1) & A_2 &= 2\beta l_2 + \sin(2\beta l_2) & A_3 &= 2\beta l_3 + \sin(2\beta l_3) \\ B_1 &= \frac{\cos^2(\beta l_3)}{\sin^2(\beta l_1)} & B_2 &= \frac{\cos^2(\beta l_3)}{\cos^2(\beta l_2)} & B_3 &= \cos^2(\beta l_3) \end{aligned}$$

La relation 5 montre qu'il est possible d'exprimer le rayon R_2 en fonction de la longueur L . Par conséquent, l'insertion de la relation 5 dans la relation 4 permet d'obtenir une équation ne dépendant que de la longueur L . La difficulté de la résolution analytique du système réside dans le fait que les valeurs des capacités C_1^{par} et C_2^{par} varient selon la longueur L à cause des conditions définies par ces capacités.

Néanmoins, à partir de ces cinq relations, il est possible de déterminer numériquement en fonction des paramètres d'entrées ($f_0, Q_{c,f_0}^{M,2}, \sigma, e_{c_1}, X, Y, l_\varepsilon$), les paramètres de sortie (r_1, R_1, r_2, R_2, L) en réalisant un programme numérique.

IV.3.2 Programme 1 : description

Le programme développé sous MATLAB® se base sur les cinq relations définies précédemment en réalisant une convergence du facteur de qualité.

Le programme est constitué de deux parties :

- une initialisation ;
- une boucle *while*.

Un organigramme du programme est représenté sur la figure IV.1.

Données

Les données de départ sont liées à la fréquence fondamentale f_0 , au facteur de qualité $Q_{c,f_0}^{M,2}$, au matériau de conductivité σ , aux deux rapports X et Y , et aux longueurs géométriques l_ε et e_{c_1} .

Les données géométriques restantes sont les rayons r_1, R_1, r_2 et R_2 et la longueur L .

Le fonctionnement du programme est donc régi par la relation suivante :

$$(f_0, Q_{c,f_0}^{M,2}, \sigma, e_{c_1}, X, Y, l_\varepsilon) \implies (r_1, R_1, r_2, R_2, L)$$

Initialisation

Pour information, les relations 4 et 5 dépendent des variables L et R_2 .

Néanmoins, en annulant les effets capacitifs de C_1^{par} et de C_2^{par} ($C_1^{par} = C_2^{par} = 0$), alors la relation 4 devient indépendante de la variable R_2 . Par conséquent, la résolution de la relation 4 permet de trouver la valeur L .

En utilisant ensuite la relation 5, il est possible de déterminer la valeur du rayon R_2 . Puis, grâce aux relations 1, 2 et 3, les rayons r_1, R_1 et r_2 peuvent être déterminés.

Cette première étape permet d'initialiser la boucle en calculant la valeur du facteur de qualité Q . Les valeurs géométriques déterminées lors de l'initialisation sont imprécises à cause des effets capacitifs négligés. Par conséquent, ces valeurs sont surestimées car l'effet capacitif a pour effet de diminuer la longueur électrique et donc de diminuer également les longueurs géométriques.

Boucle

L'objectif de la boucle *while* est de réaliser une convergence du programme.

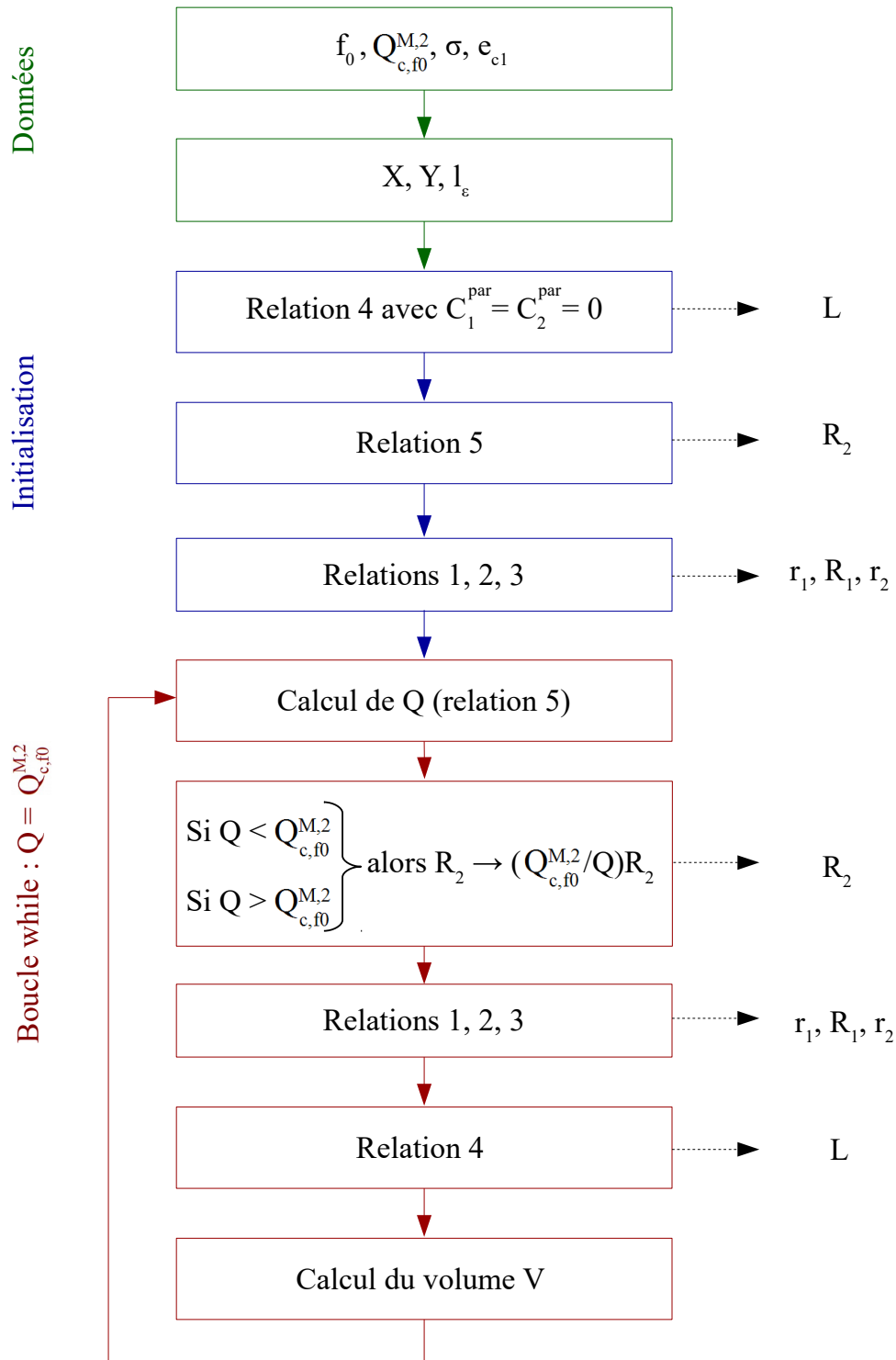


FIGURE IV.1 – Organigramme du programme 1

La première opération dans la boucle concerne le calcul du facteur de qualité à partir de la relation 5 conditionnée par :

- si le facteur de qualité calculé Q est inférieur à $Q_{c,f_0}^{M,2}$, alors le rayon R_2 subit une augmentation (multiplication de R_2 par $Q_{c,f_0}^{M,2} / Q$)
- sinon, il subit une diminution (multiplication de R_2 par $Q_{c,f_0}^{M,2} / Q$).

À partir du nouveau rayon R_2 , le programme détermine les nouvelles valeurs des rayons r_1 , R_1 et r_2 grâce aux relations 1, 2 et 3 ; puis à partir de la relation 4, il détermine la nouvelle valeur de L . La relation 4 contient cette fois-ci l'information des effets capacitifs liés aux capacités C_1^{par} et de C_2^{par} car le rayon R_2 est connu.

La boucle *while* s'arrête lorsque le facteur de qualité $Q \approx Q_{c,f_0}^{M,2}$.

En pratique, l'ordre de grandeur de la durée d'exécution du programme est la seconde.

En conclusion, ce programme permet d'obtenir les caractéristiques géométriques (r_1 , R_1 , r_2 , R_2 , L) d'un résonateur matriochka à deux sections à partir des données initiales (f_0 , $Q_{c,f_0}^{M,2}$, σ , e_{c_1} , X , Y , l_ε).

IV.3.3 Exemple de cahier des charges

Le premier objectif de cette partie est de mettre en évidence l'existence d'une infinité de configurations possibles du résonateur matriochka à deux sections respectant la fréquence fondamentale f_0 et son facteur de qualité $Q_{c,f_0}^{M,2}$ associé. Le second est de montrer les performances et les limites du programme établi.

Le cahier des charges suivant est arbitraire et est défini par :

- $f_0 = 1$ GHz ;
- $Q_{c,f_0}^{M,2} = 2000$;
- $\sigma = 61.10^6 S.m^{-1}$ (argent) ;

en posant comme contraintes technologiques :

- $e_{c_1} = 0.1$ mm ;
- $l_\varepsilon = 1$ mm.

Le programme développé précédemment est utilisé en fixant le couple $(X, Y) \in [0, 1]^2$ afin de déterminer les paramètres de sortie (r_1, R_1, r_2, R_2, L). Chaque couple (X, Y) imposé implique donc des paramètres de sortie différents.

L'ensemble des résultats obtenus par le programme est ensuite utilisé sous le logiciel HFFS afin de vérifier en mode propre la fréquence fondamentale f_0 et le facteur de qualité $Q_{c,f_0}^{M,2}$. Le logiciel HFSS® détermine ainsi la fréquence fondamentale f_0^{HSSS} et $Q_{c,f_0}^{M,2,HSSS}$.

Les erreurs relatives e_{r,f_0} et e_{r,Q_0} sont définies par les relations suivantes :

$$e_{r,f_0} = \frac{|f_0 - f_0^{HSSS}|}{f_0} \qquad e_{r,Q_0} = \frac{|Q_{c,f_0}^{M,2} - Q_{c,f_0}^{M,2,HSSS}|}{Q_{c,f_0}^{M,2}}$$

Les deux erreurs relatives servent alors de référence afin de monter quantitativement la précision du programme établi.

IV.3.4 Résultats

IV.3.4 a) Résultats : f_0^{HFSS} et $Q_{c,f_0}^{M,2,HFSS}$

Les figures IV.2 et IV.3 représentent respectivement les évolutions de la fréquence fondamentale f_0^{HFSS} et du facteur de qualité associé $Q_{c,f_0}^{M,2,HFSS}$ en fonction des rapports géométriques X et Y, ainsi que les erreurs relatives obtenues sous simulations HFSS® par rapport au cahier des charges.

Résultats de f_0^{HFSS}

Les résultats de la fréquence fondamentale f_0^{HFSS} obtenus sous simulations HFSS® sous-estiment faiblement la fréquence f_0 imposée par le cahier des charges (figure IV.2). En effet, l'erreur relative observée e_{r,f_0} est en moyenne égale à 2% sur l'ensemble des simulations.

Cette valeur peut être mise en comparaison avec celle obtenue lors de la simulation réalisée au chapitre précédent (figure III.17c) qui est en moyenne proche de 5%. La comparaison de ces deux erreurs relatives met en avant le fait que les paramètres géométriques (r_1, R_1, r_2, R_2, L) obtenus par le programme sont corrects.

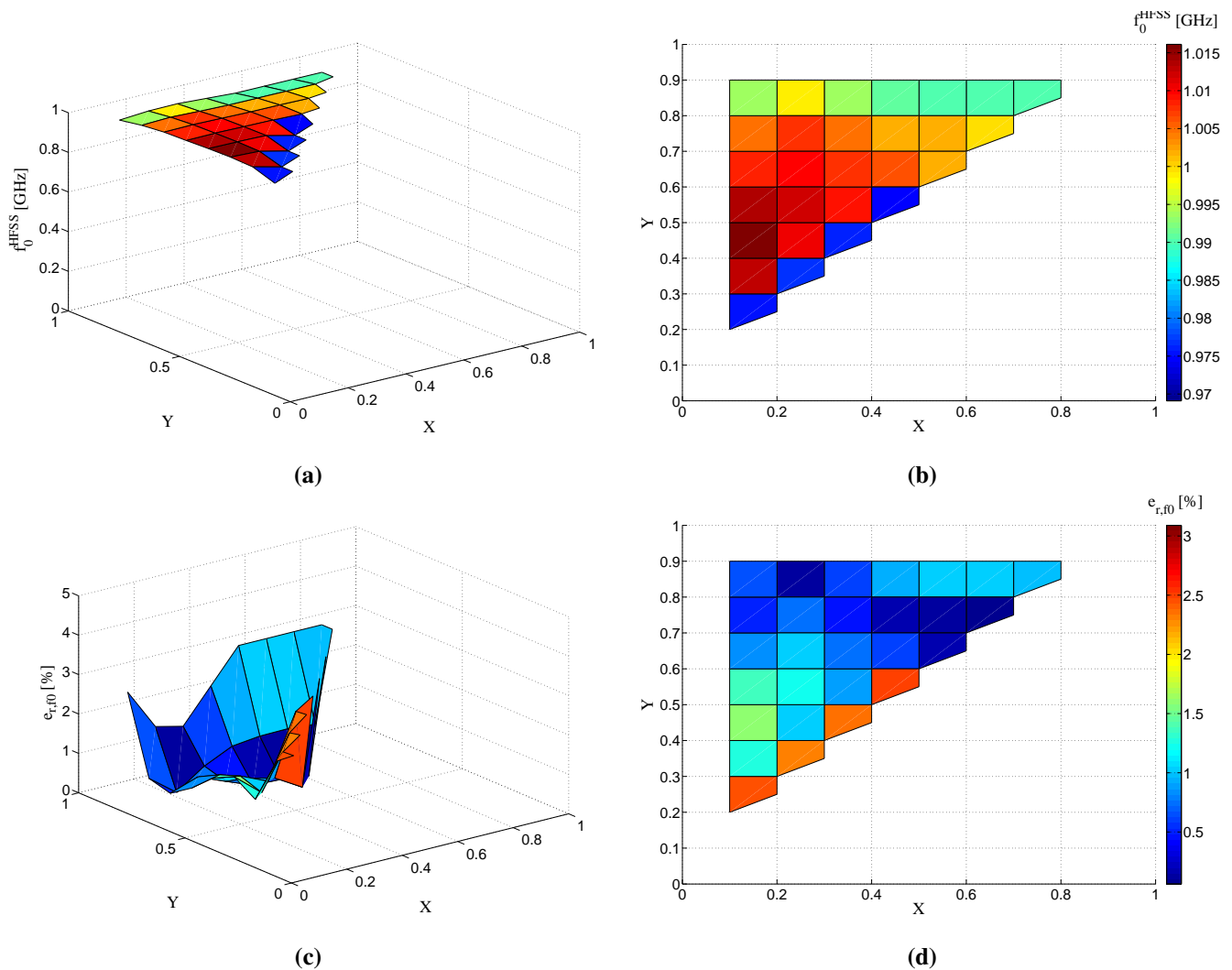


FIGURE IV.2 – Évolution de la fréquence fondamentale f_0^{HFSS} en fonction du couple (X,Y) en 3D (a), vue du dessus (b), et représentation graphique de l'erreur relative e_{r,f_0} par rapport à 1 GHz (c), et vue de dessus (d)

Résultats de $Q_{c,f_0}^{M,2}$

La vérification du bon fonctionnement du programme peut également se réaliser au niveau de la figure IV.3. En effet, les résultats du facteur de qualité $Q_{c,f_0}^{M,2,HFSS}$ obtenus sous simulations HFSS® sont proches du facteur de qualité $Q_{c,f_0}^{M,2}$ avec une erreur relative e_{r,Q_0} égale en moyenne à 4% sur l'ensemble des simulations.

L'erreur relative est également plus élevée lorsque le saut d'impédance est faible (correspondant au cas où $Y \gg X$).

Cette constatation peut être mise en relief avec les simulations réalisées au chapitre précédent au niveau du facteur de qualité (figure III.21f).

Deux constatations peuvent être énoncées :

- pour des sauts d'impédance faibles, le calcul des paramètres de sortie (r_1, R_1, r_2, R_2, L) du programme est faiblement faussé en raison d'une formule du facteur de qualité imprécise dans cette situation ;
- pour des forts sauts d'impédance, le calcul des paramètres de sortie est précis puisque les résultats obtenus sont relativement proches de la valeur $Q_{c,f_0}^{M,2}$ en la sous-estimant faiblement.

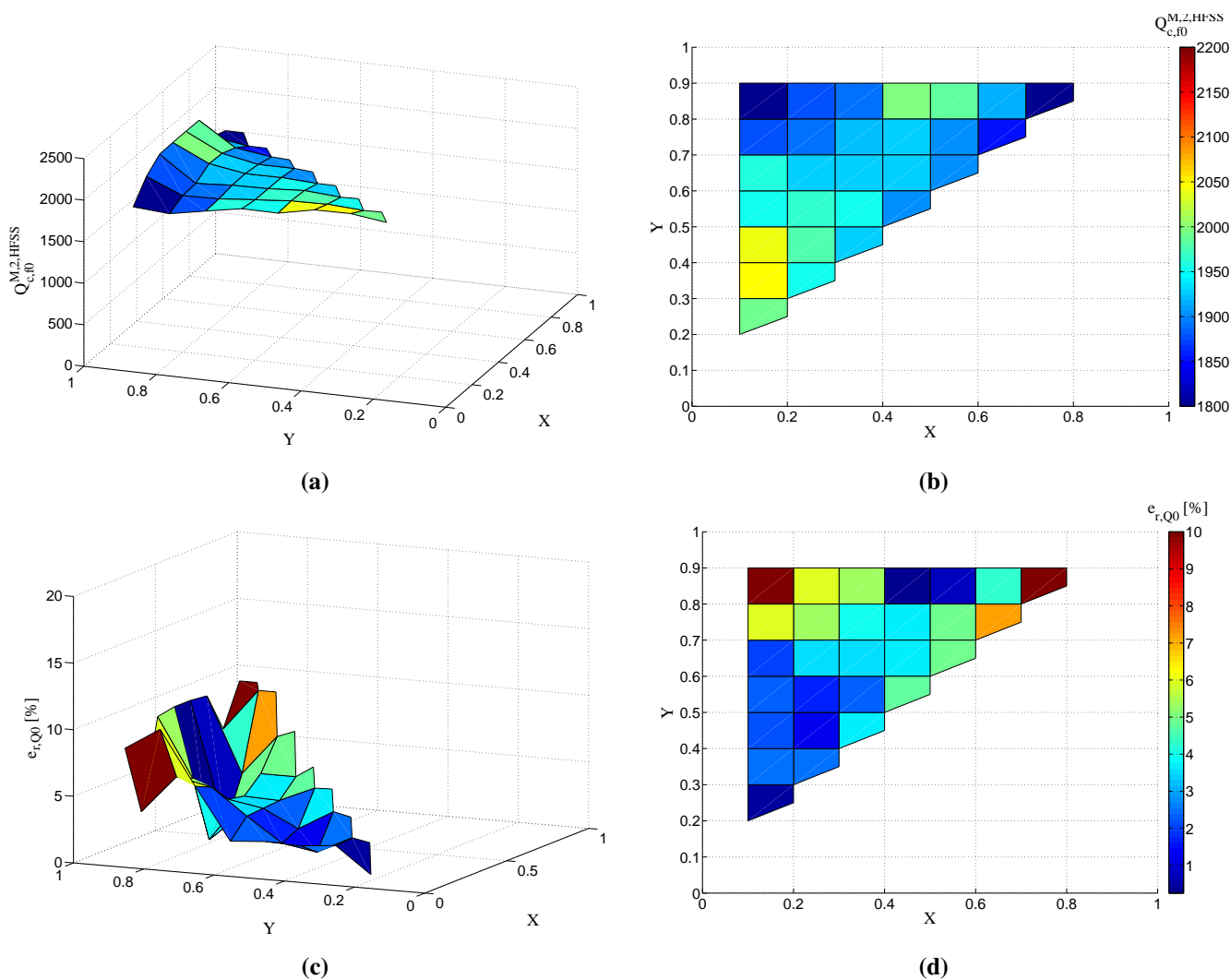


FIGURE IV.3 – Évolution du facteur de qualité $Q_{c,f_0}^{M,2,HFSS}$ en fonction du couple (X,Y) en 3D (a), vue du dessus (b), et représentation graphique de l'erreur relative e_{r,Q_0} par rapport au modèle (c), et vue de dessus (d)

IV.4. EXISTENCE D'UNE UNIQUE CONFIGURATION DE RÉSONATEUR MATHIOCHKA À DEUX SECTIONS RESPECTANT UN CAHIER DES CHARGES DONT LE VOLUME EST MINIMAL

En conclusion :

- le programme 1 établi précédemment fournit de façon précise les paramètres géométriques (r_1, R_1, r_2, R_2, L) du résonateur mathiochka à deux sections permettant de respecter le cahier des charges $(f_0, Q_{c,f_0}^{M,2}, \sigma, e_{c1}, l_\varepsilon)$ avec des erreurs relatives proches de 2 à 4% en moyenne ;
- il existe bien une infinité de résonateurs mathiochka à deux sections ayant des configurations géométriques différentes mais respectant toutes un même cahier des charges donné.

IV.3.4 b) Résultats : R_2, L et V

Cette section s'intéresse aux paramètres géométriques obtenus par le programme 1 respectant le cahier des charges précédent.

Les figures IV.4a, IV.4c et IV.4e représentent respectivement les évolutions du rayon R_2 , de la longueur L des cylindres et du volume V du résonateur mathiochka à deux sections défini par la relation suivante :

$$V = (\pi R_2^2) l_\varepsilon \quad (\text{IV.6})$$

À partir des résultats fournis par le programme 1, il est possible de représenter l'évolution du volume V du résonateur mathiochka à deux sections sur la figure IV.4e en fonction du couple (X, Y) . Il est alors possible d'observer une configuration optimale du résonateur pour laquelle le volume est minimal.

En conclusion, les simulations réalisées mettent en évidence l'existence d'un volume minimal du résonateur mathiochka à deux sections pour un cahier des charges donné. La masse d'un résonateur étant une donnée importante dans le domaine du spatial, il est alors utile de s'intéresser précisément à cette minimisation quel que soit le cahier des charges imposé.

IV.4 Existence d'une unique configuration de résonateur mathiochka à deux sections respectant un cahier des charges dont le volume est minimal

IV.4.1 Influence de la longueur l_ε

Les simulations précédentes ont mis en évidence l'existence d'un volume minimal pour un cahier des charges défini par $(f_0, Q_{c,f_0}^{M,2}, \sigma, e_{c1}, l_\varepsilon)$ avec $(X, Y) \in [0, 1]^2$ et $Y > X$. La longueur l_ε définie précédemment est égale arbitrairement à 1 mm donnant lieu à un ensemble de volumes en fonction de (X, Y) dont un seul est minimal. D'autres simulations sous HFSS® peuvent être réalisées en modifiant la valeur de l_ε et elles montreraient l'existence d'un autre volume minimal qui serait différent de celui trouvé précédemment. Néanmoins, en utilisant le programme 1 (section IV.3.2), il n'est pas nécessaire de réaliser ce genre de simulations puisque le programme réalisé offre des résultats précis.

Par conséquent, afin d'illustrer l'influence de la longueur l_ε , le programme 1 est utilisé en faisant varier la longueur l_ε et en fixant $Y = X + 0,05$ (correspondant à la limite des simulations réalisées) pour un cahier des charges défini par :

- $f_0 = 1$ GHz
- $Q_{c,f_0}^{M,2} = 2000$
- matériau : argente / $\sigma = 61.10^6 \text{ S.m}^{-1}$.

La figure IV.5 représente les évolutions des paramètres géométriques L, R_2 et le volume V en fonction de la longueur l_ε caractérisées par :

- une longueur L qui croît strictement en fonction de l_ε (figure IV.5a) ;
- une décroissance du rayon R_2 en fonction de l_ε qui n'est pas linéaire (figure IV.5b).

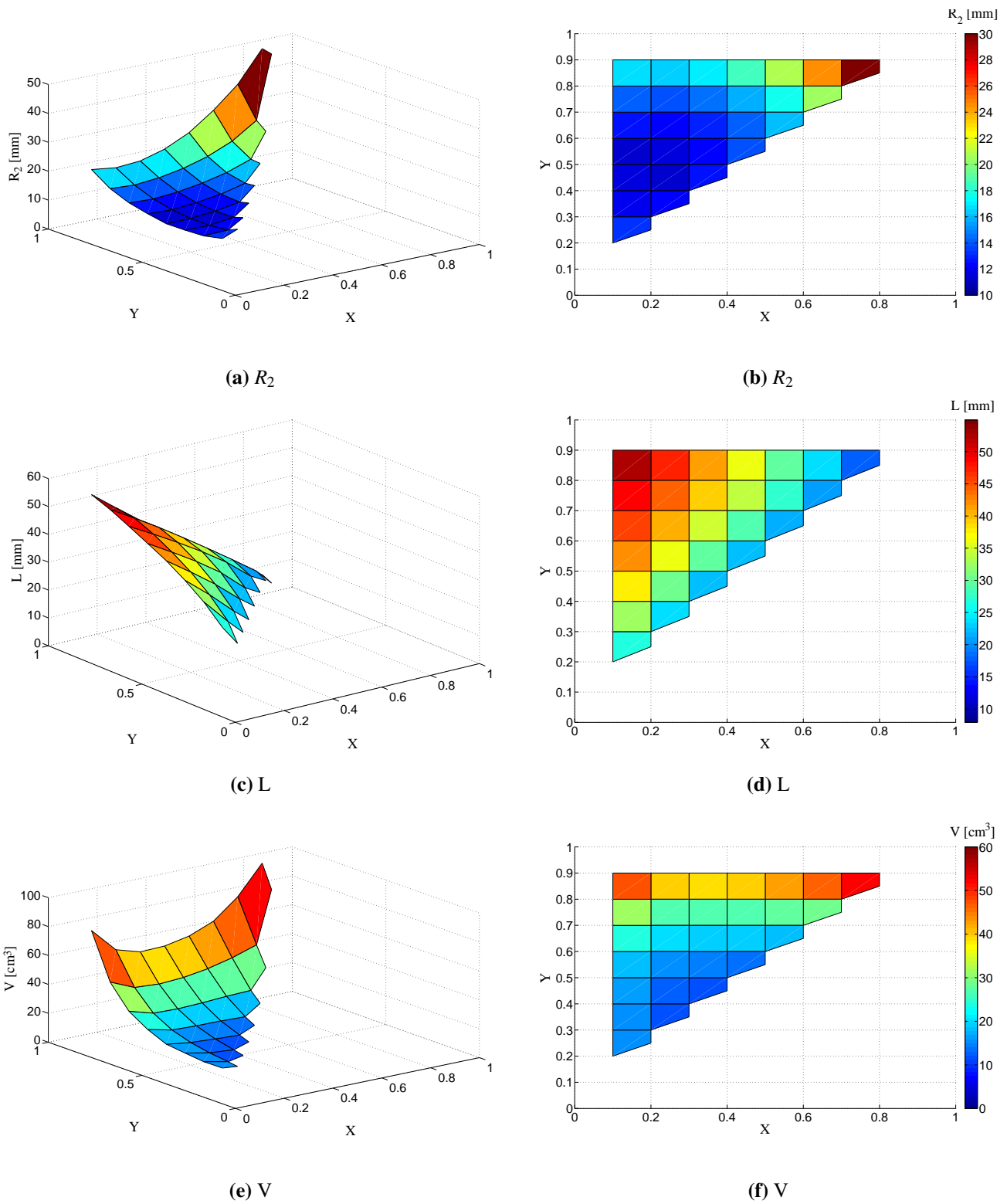


FIGURE IV.4 – Représentations graphiques des évolutions des longueurs R_2 et L et du volume en fonction du couple (X, Y) avec $f_0 = 1$ GHz, $Q_{c, f_0}^{M,2} = 2000$ et $l_E = 1$ mm

IV.4. EXISTENCE D'UNE UNIQUE CONFIGURATION DE RÉSONATEUR MATRIOCHKA À DEUX SECTIONS RESPECTANT UN CAHIER DES CHARGES DONT LE VOLUME EST MINIMAL

Par conséquent, il existe une longueur $l_{\epsilon 0}$ permettant de minimiser le volume V du résonateur matriochka à deux sections (figure IV.5a).

L'explication physique de l'évolution du volume du résonateur en fonction de l_{ϵ} ($= l_2$) peut être décrite par le fait que l'augmentation de cette longueur permet de stocker d'avantage d'énergie électromagnétique au sein de la ligne coaxiale \mathcal{C}_2 ce qui permet de réduire le rayon R_2 du résonateur. La réduction du rayon est tout d'abord plus élevée par rapport à l'augmentation de la longueur L (diminution du volume) pour une augmentation de la longueur l_{ϵ} , puis cette réduction devient moins élevée (augmentation du volume).

La figure IV.6 illustre cette évolution du volume en représentant les schémas de deux résonateurs matriochkas dans les cas où $l_{\epsilon} = 1$ mm (figure IV.6a), et $l_{\epsilon} = l_{\epsilon 0} = 9$ mm (figure IV.6b).

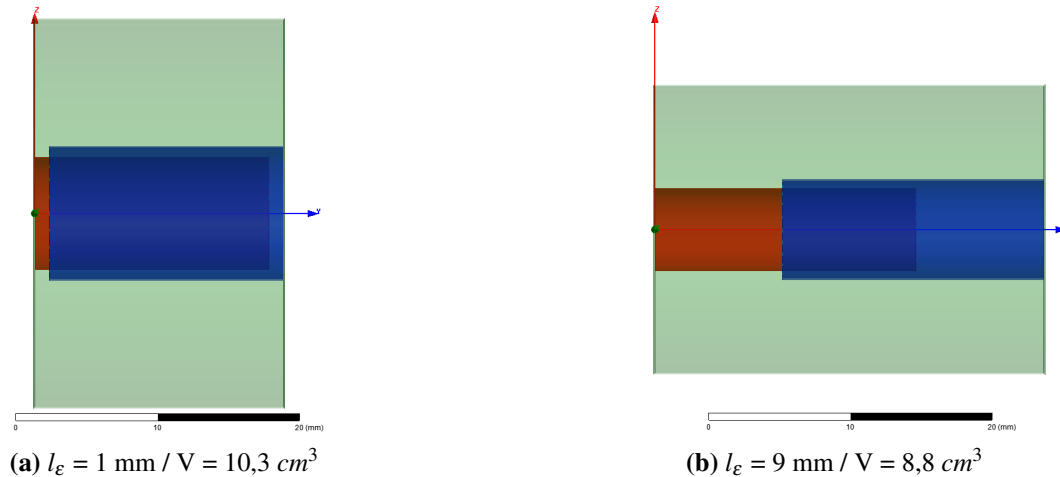


FIGURE IV.6 – Évolution de la structure du résonateur matriochka à deux sections pour $l_{\epsilon} = 1$ mm (a), et $l_{\epsilon} = 9$ mm (b)

La section suivante s'intéresse donc à l'établissement d'un second programme basé sur le premier programme en prenant en compte l'influence de la longueur l_{ϵ} afin de déterminer la configuration optimale du résonateur matriochka à deux sections ayant le volume minimal.

IV.4.2 Programme 2 : minimisation du volume

La difficulté de trouver le volume minimal du résonateur matriochka à deux sections pour un facteur de qualité donné de façon analytique provient du fait que le modèle fréquentiel est complexe (logarithme népérien, conditions multiples dans les capacités C_1^{par} et C_2^{par}). Néanmoins, cette résolution peut être effectuée de façon numérique sous MATLAB® par exemple.

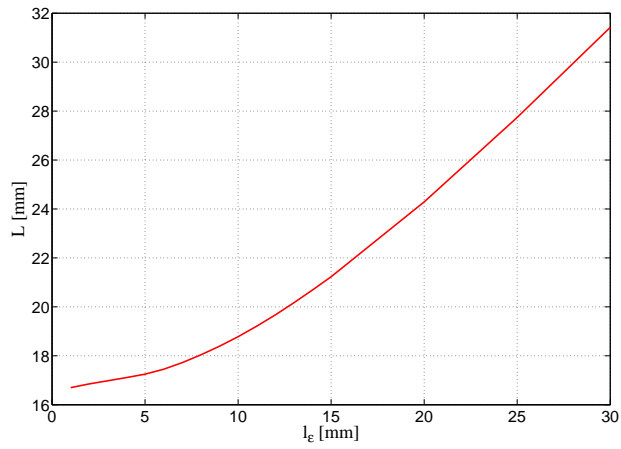
Le programme de minimisation du volume est défini dans les conditions suivantes :

$$(f_0, Q_{c,f_0}^{M,2}, \sigma, e_{c_1}, \delta_1) \implies (r_1, R_1, r_2, R_2, L, l_{\epsilon})$$

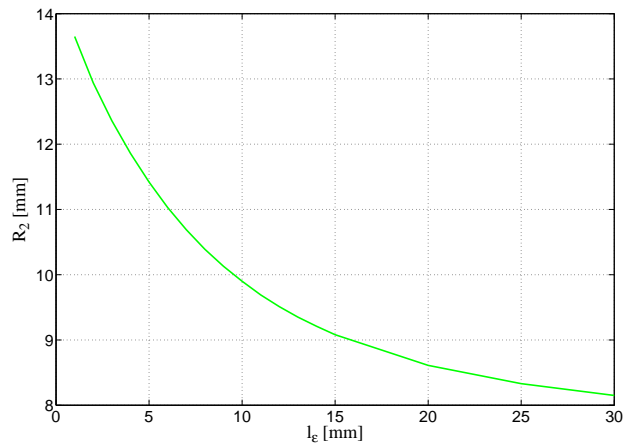
Un organigramme du programme de la minimisation du volume est présenté sur la figure IV.7.

Les données d'entrée X et Y du programme 1 deviennent des données de sortie dans le programme 2 (r_1 et r_2), mais l'information de l'écart δ_1 entre les deux cylindres devient une donnée d'entrée pour le nouveau programme 2.

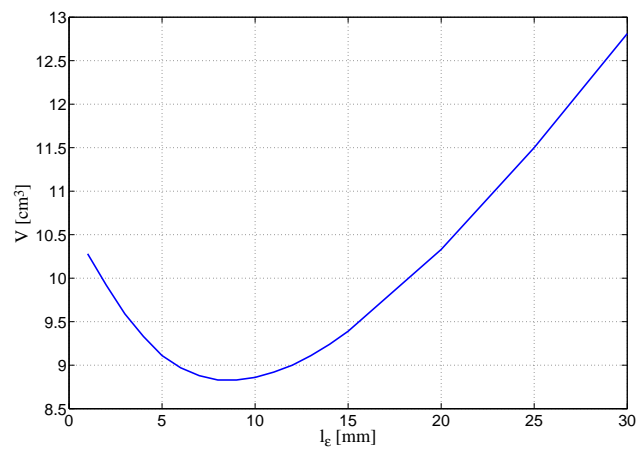
L'écart δ_1 est une donnée intrinsèque au résonateur matriochka à deux sections et correspond également à un degré de liberté pour la conception du résonateur.



(a) L en fonction de l_e



(b) R_2 en fonction de l_e



(c) V en fonction de l_e

FIGURE IV.5 – Évolution des paramètres L (a), R_2 (b) et V (c) en fonction de la longueur l_e

IV.4. EXISTENCE D'UNE UNIQUE CONFIGURATION DE RÉSONATEUR MATRIOCHKA À DEUX SECTIONS RESPECTANT UN CAHIER DES CHARGES DONT LE VOLUME EST MINIMAL

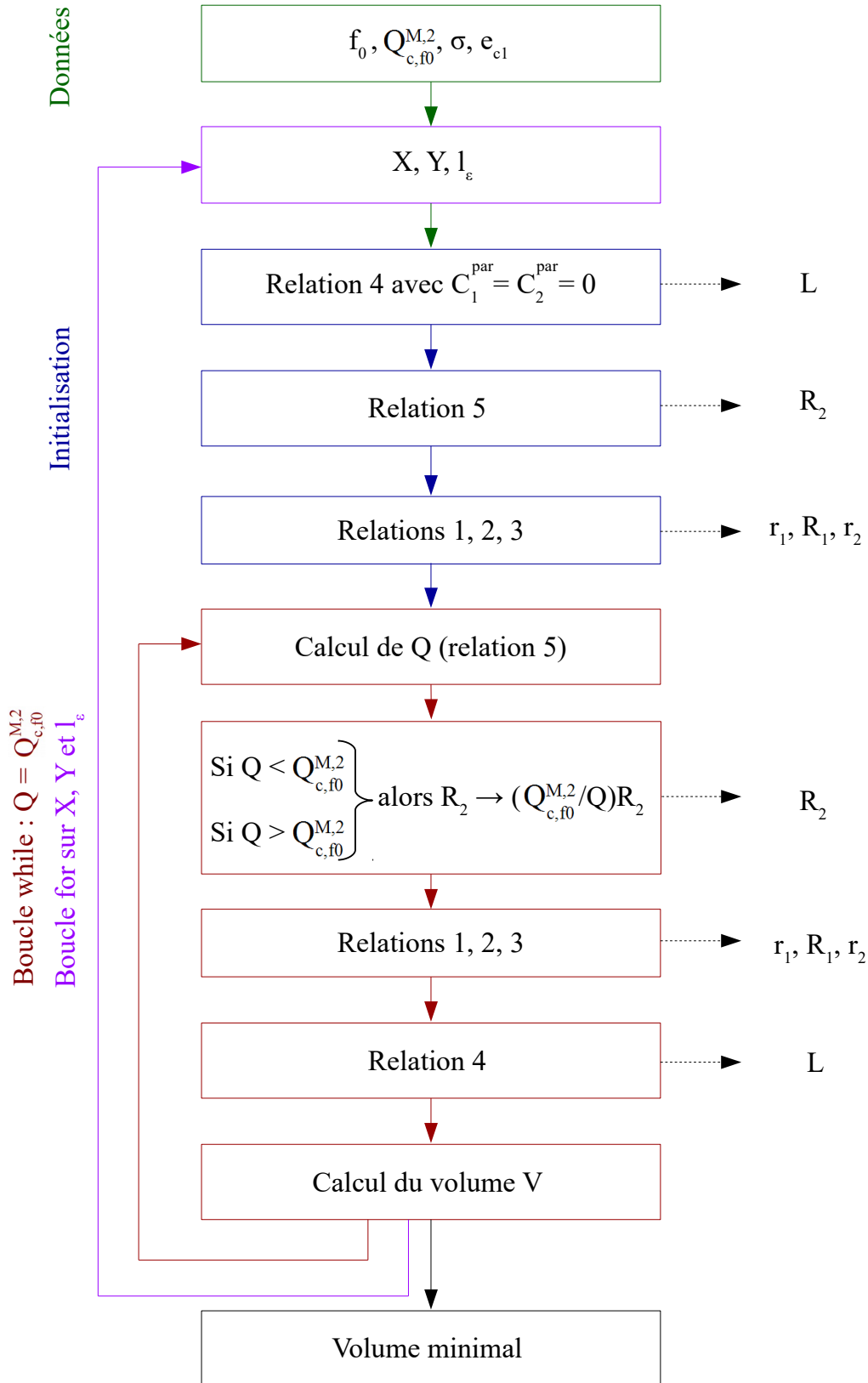


FIGURE IV.7 – Organigramme du programme 2 de minimisation du volume du résonateur matriochka à deux sections

Ce programme se base sur le programme 1 défini précédemment en réalisant des boucles *for* sur les variables X , Y et l_ε et en calculant pour chaque boucle le volume du résonateur. L'ensemble de ces calculs donne lieu alors à l'existence d'un volume minimal du résonateur pour un cahier des charges imposé.

L'ordre de grandeur de la durée d'exécution du programme est la dizaine de secondes.

Ce programme permet donc d'obtenir à partir d'un cahier des charges donné $(f_0, Q_{c,f_0}^{M,2}, \sigma, e_{c1}, \delta_1)$ l'ensemble des longueurs géométriques $(r_1, R_1, r_2, R_2, L, l_\varepsilon)$ du résonateur matriochka à deux sections ayant un volume minimal.

La section suivante s'intéresse aux différentes caractéristiques d'un résonateur matriochka à deux sections optimisé en volume.

IV.5 Design optimal d'un résonateur matriochka à deux sections

IV.5.1 Introduction

L'objectif de cette section est de fournir un ensemble de courbes permettant de concevoir un résonateur matriochka à deux sections ayant un volume minimal pour une fréquence et un facteur de qualité données. Les courbes suivantes sont directement issues du programme 2 et reflètent le comportement intrinsèque du résonateur.

Afin de réaliser ces courbes, le cahier des charges initial doit spécifier les quatre valeurs de départ :

- la fréquence fondamentale f_0 ;
- le facteur de qualité normalisé Q^{norm} ;
- l'épaisseur e_{c1} du deuxième cylindre ($e_{c1} = r_2 - R_1$) ;
- l'écart δ_1 ($\delta_1 = R_1 - r_1$).

Q^{norm} est le facteur de qualité normalisé par rapport au matériau utilisé de conductivité σ tel que :

$$Q^{norm} = Q_{c,f_0}^{M,2} \sqrt{\frac{\sigma_0}{\sigma}} \text{ [sans unité]} \quad (\text{IV.7})$$

et $\sigma_0 = 1 \text{ S / m}$. L'intervention de σ_0 est présente afin d'obtenir un facteur de qualité normalisé Q^{norm} sans unités.

À partir de ces valeurs de départ, le programme 2 fournit les six paramètres géométriques nécessaires pour concevoir ce résonateur optimal :

- les rayons interne r_1 et externe R_1 de la première ligne de transmission coaxiale \mathcal{C}_1 ;
- les rayons interne r_2 et externe R_2 de la troisième ligne de transmission coaxiale \mathcal{C}_3 ;
- la longueur $l_3 = L$;
- la longueur totale l_t .

L'étude est donc définie par la relation suivante :

$$(f_0, Q^{norm}, e_{c1}, \delta_1) \implies (r_1, R_1, r_2, R_2, L, l_t) \text{ optimal} \implies \text{volume minimal}$$

IV.5.2 Exemple

Afin d'illustrer la méthode de conception du résonateur matriochka à deux sections optimal en facteur de qualité, le cahier des charges arbitraire suivant est imposé :

- la fréquence fondamentale $f_0 = 1 \text{ GHz}$;
- le facteur de qualité normalisé Q^{norm} fixé ;

- l'épaisseur $e_{c1} = 0,1$ mm ;
- l'écart δ_1 fixé.

Le programme 2 fournit alors quatre figures permettant de déterminer les paramètres géométriques du résonateur.

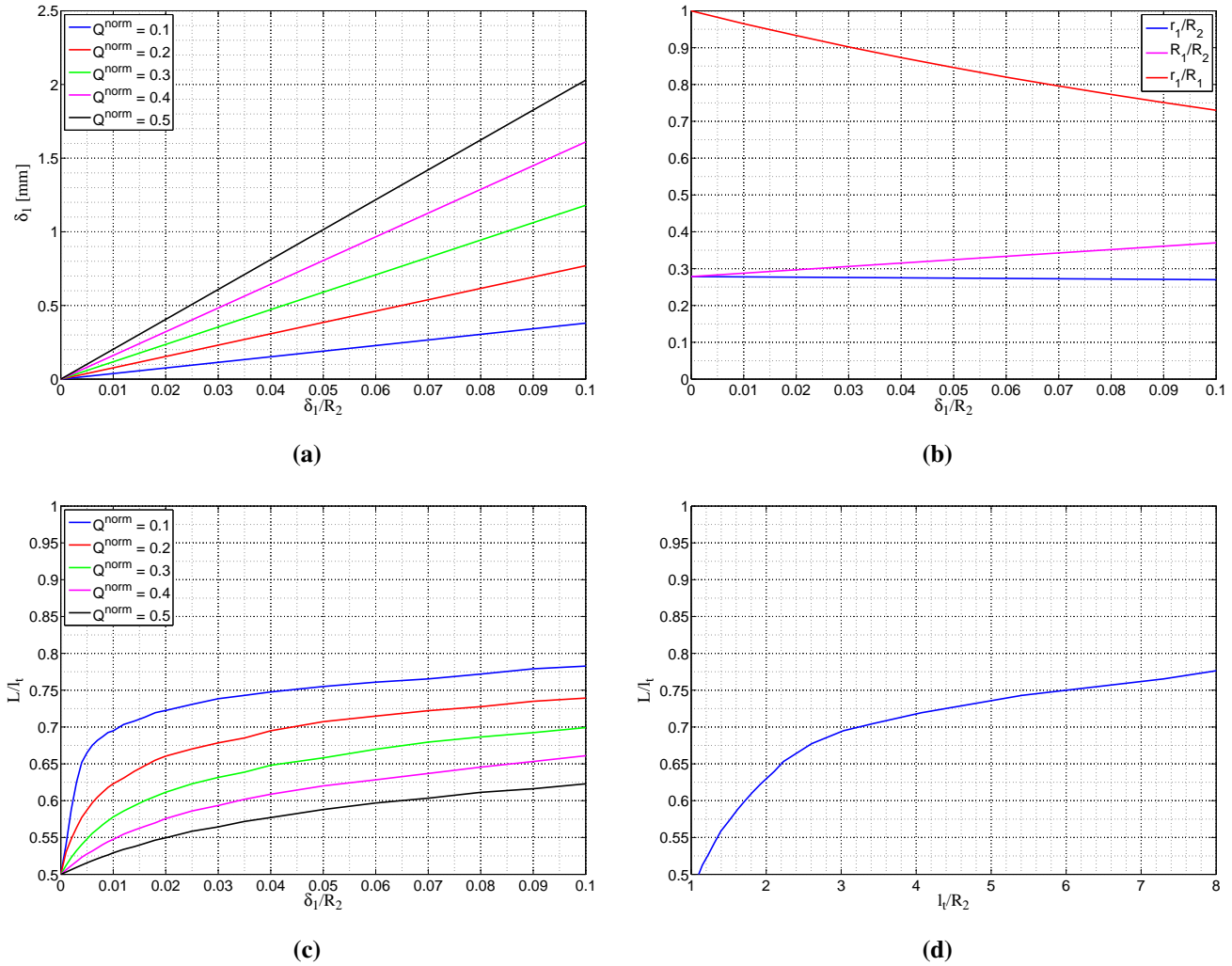


FIGURE IV.8 – Exemple d'un design optimal d'un résonateur matryochka à deux sections à $f_0 = 1$ GHz

Figure IV.8a :

- entrées : δ_1, Q^{norm} ;
- sortie : R_2 .

La figure IV.8a représente un ensemble de droites linéaires pour différentes valeurs de facteur de qualité normalisé.

Le facteur de qualité normalisé Q^{norm} imposé par le cahier des charges fixe le choix de la courbe de la figure IV.8a. L'écart δ_1 étant également fixé par le cahier des charges, alors il est alors possible de déterminer le rayon R_2 .

De plus, lorsque l'écart δ_1 est fixé, plus la valeur du facteur de qualité augmente et plus le rayon R_2 augmente également. Par conséquent, il existe un compromis entre le choix du rayon R_2 qui est lié à l'encombrement du résonateur, et le choix lié au facteur de qualité.

Figure IV.8b :

- entrées : δ_1, R_2, e_{c1} ;
- sorties : r_1, R_1, r_2 .

La figure IV.8b représente les rapports des rayons r_1/R_1 , r_1/R_2 et R_1/R_2 en fonction de l'écart δ_1 normalisé par rapport à R_2 .

Le rapport δ_1/R_2 étant connu par la figure IV.8a, il est donc possible de déterminer les rayons r_1 et R_1 . L'épaisseur e_{c1} étant également connue, alors le rayon r_2 est obtenu par la relation $r_2 = R_1 + e_{c1}$.

Les équations IV.8 et IV.9 représentent les évolutions des rayons respectifs R_1 et r_1 permettant de minimiser le volume pour un facteur de qualité normalisé Q^{norm} donné.

$$R_1 = 0,92.\delta_1 + 0,2785.R_2 \quad (\text{IV.8})$$

$$r_1 = -0,085.\delta_1 + 0,2785.R_2 \quad (\text{IV.9})$$

La particularité fondamentale de ces équations réside dans le fait qu'elles sont valables quel que soit le facteur de qualité et quelle que soit la fréquence fondamentale. Ces équations représentent donc le comportement intrinsèque des rayons minimisant le volume du résonateur matriochka à deux sections.

En remarque, lorsque l'écart δ_1 tend vers la valeur nulle, alors les rayons r_1 et R_1 sont identiques et donc :

$$\frac{r_1}{R_2}(\delta_1 = 0) = \frac{R_1}{R_2}(\delta_1 = 0) = 0,2785. \quad (\text{IV.10})$$

Par conséquent, lorsque $\delta_1 = 0$, le rapport idéal d'un résonateur coaxial uniforme quart d'onde permettant de minimiser le volume est retrouvé.

Figure IV.8c :

- entrées : δ_1, R_2 ;
- sorties : L/l_t .

La figure IV.8c représente un ensemble de courbes montrant l'évolution du rapport de longueur L/l_t en fonction de δ_1/R_2 pour différentes valeurs de facteur de qualité.

Le rapport δ_1/R_2 étant connu, alors en choisissant la courbe correspondant au facteur de qualité souhaité, il est possible de déterminer le rapport L/l_t .

Lorsque le rapport δ_1/R_2 tend vers la valeur nulle, alors la longueur L correspond à la moitié de la longueur totale de l_t ce qui correspond au cas limite d'existence du résonateur matriochka à deux sections. Par ailleurs, pour un rapport δ_1/R_2 fixé, le rapport L/l_t tend vers 0,5 lorsque le facteur de qualité normalisé Q^{norm} tend vers une valeur maximale Q_{max}^{norm} .

Par conséquent, une des propriétés intrinsèques du résonateur matriochka à deux sections est définie par l'équation IV.11 :

$$\lim_{Q_{max}^{norm} \rightarrow Q^{norm}} (L/l_t) = 0,5 \quad (\text{IV.11})$$

Le facteur de qualité normalisé maximal Q_{max}^{norm} représente ainsi le facteur de qualité global du résonateur matriochka à deux sections à la fréquence fondamentale f_0 et pour un écart δ_1 fixé.

Figure IV.8d :

- entrée : $L/l_t, R_2$;
- sortie : L, l_t .

La figure IV.8d représente l'évolution du rapport de longueur L/l_t par rapport au rapport l_t/R_2 .

Le rapport L/l_t étant connu à partir de la figure IV.8c, il est donc possible de déterminer à la fois la longueur totale l_t et la longueur L .

La section suivante s'intéresse donc à l'intérêt d'utiliser la technologie matriochka à deux sections par rapport à un résonateur coaxial uniforme quart d'onde.

IV.6 Comparaison du résonateur matriochka à deux sections et du résonateur coaxial uniforme quart d'onde optimisés en volume

Dans cette section, les volumes et la première harmonique du résonateur matriochka à deux sections et du résonateur coaxial uniforme quart d'onde sont comparés pour un même cahier des charges donné. Les comparaisons sont effectuées lorsque les deux types de résonateurs possèdent un volume minimal.

IV.6.1 Définition du résonateur coaxial uniforme quart d'onde

Le résonateur coaxial uniforme quart d'onde considéré respecte le cahier des charges défini précédemment, c'est à dire :

- $f_0 = 1 \text{ GHz}$;
- $Q_{c,f_0} = 2000$.

Les caractéristiques géométriques du résonateur coaxial uniforme quart d'onde sont définies par (figure A) :

- r_1 le rayon interne ;
- R_1 le rayon externe ;
- L la longueur du résonateur ;
- diélectrique : vide.

En prenant les mêmes caractéristiques du matériau utilisé pour le résonateur matriochka à deux sections (argent : $\sigma = 61.10^6 \text{ S.m}^{-1}$), alors :

$$\begin{aligned} r_1 &= 2 \text{ mm} \\ R_1 &= 7,3 \text{ mm} \\ L &= 75 \text{ mm} \\ V_{min}^{coax} &= L\pi R_1^2 = 12,6 \text{ cm}^3 \end{aligned}$$

avec V_{min}^{coax} le volume minimal du résonateur coaxial uniforme quart d'onde.

IV.6.2 Comparaison en volume

IV.6.2 a) Influence de l'écart δ_1 sur l'encombrement du résonateur matriochka

Le chapitre précédent met en relief l'existence d'une infinité de structures de résonateurs matriochka à deux sections respectant un cahier des charges donné ayant des volumes différents selon la valeur de l'écart δ_1 . Par conséquent, afin de comparer le volume d'un résonateur matriochka avec celui d'un résonateur coaxial uniforme quart d'onde, le volume minimal de chacun des résonateurs est sélectionné.

On note :

- $V_{min}^M(\delta_1)$ le volume minimal du résonateur matriochka à deux sections pour un écart δ_1 fixé ;
- V_{min}^{coax} le volume minimal du résonateur coaxial uniforme quart d'onde.

À partir du programme 2 de minimisation du volume du résonateur matriochka à deux sections, il est possible de déterminer le volume minimal pour chaque valeur d'écart δ_1 fixée.

Pour rappel, les modélisations établies sur le résonateur matriochka possèdent de faibles erreurs relatives (2% à 4%). Par conséquent, l'évolution du volume minimal en fonction de δ_1 n'est pas idéale et présente également une erreur relative.

Afin de mettre en avant le potentiel du résonateur matriochka à deux sections, une quantité F est définie par la relation IV.12.

$$\forall \delta_1 > 0, F(\delta_1) = \frac{V_{\min}^M(\delta_1) - V_{\min}^{coax}}{V_{\min}^{coax}} \quad (\text{IV.12})$$

Par conséquent, si $F(\delta_1) < 0$ (respectivement $F(\delta_1) > 0$), alors le résonateur matriochka présente une réduction (respectivement une augmentation) de volume par rapport à un résonateur coaxial uniforme quart d'onde.

La figure IV.9 représente les évolutions des volumes minimums du résonateur matriochka à deux sections et du résonateur coaxial uniforme quart d'onde en fonction de δ_1 .

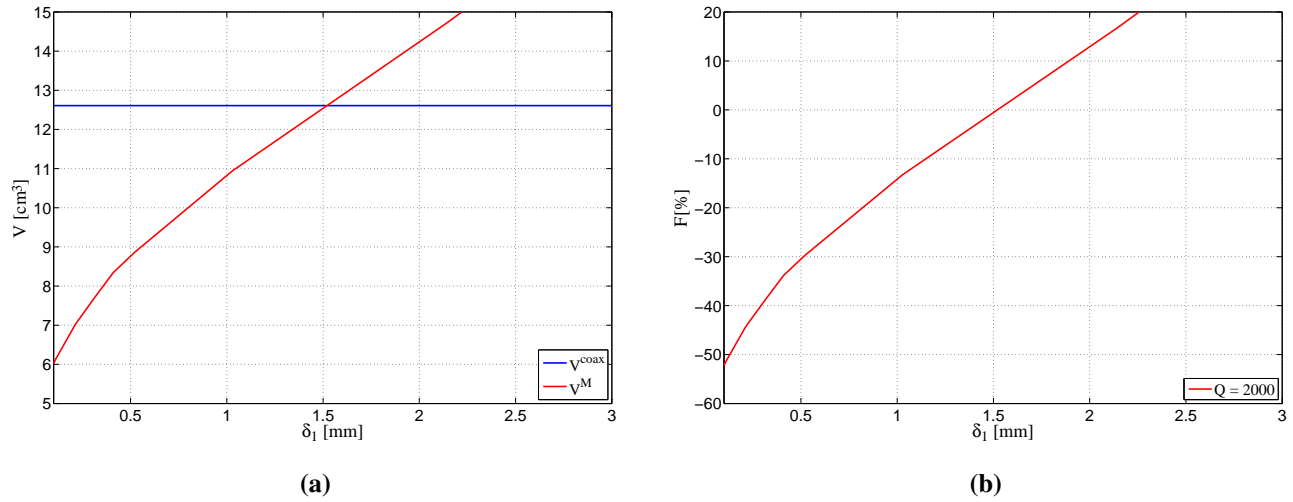


FIGURE IV.9 – Comparaison des volumes du résonateur matriochka à deux sections avec celui du résonateur coaxial uniforme quart d'onde en fonction de l'écart δ_1 pour le cahier des charges ($f_0 = 1$ GHz, $Q_{c,f_0}^{M,2} = 2000$, $\sigma = 61.10^6 \text{ S.m}^{-1}$) (a), et représentation de l'évolution du facteur F (b)

Les résultats de la figure IV.9b montrent une évolution strictement croissante du facteur F en fonction de l'écart δ_1 . Par conséquent, la réduction du volume du résonateur matriochka à deux sections par rapport au volume du résonateur coaxial uniforme quart d'onde est d'autant plus élevée que l'écart δ_1 est faible.

Il existe par ailleurs une valeur $\delta_{1,0}$ pour laquelle $F(\delta_{1,0}) = 0$, ce qui implique que le résonateur matriochka à deux sections a un volume inférieur à celui d'un résonateur coaxial uniforme quart d'onde lorsque l'écart δ_1 appliqué au résonateur matriochka à deux sections est inférieur à $\delta_{1,0}$.

À partir de cette étude, il est possible d'effectuer une analyse similaire pour d'autres valeurs de facteur de qualité en utilisant le même programme 2 qui minimise le volume du résonateur matriochka à deux sections.

La figure IV.10 représente l'évolution du rapport F en fonction de l'écart δ_1 pour différentes valeurs de facteur de qualité à la fréquence fondamentale à $f_0 = 0,5$ GHz (figure IV.10a) et à $f_0 = 1$ GHz (figure IV.10b).

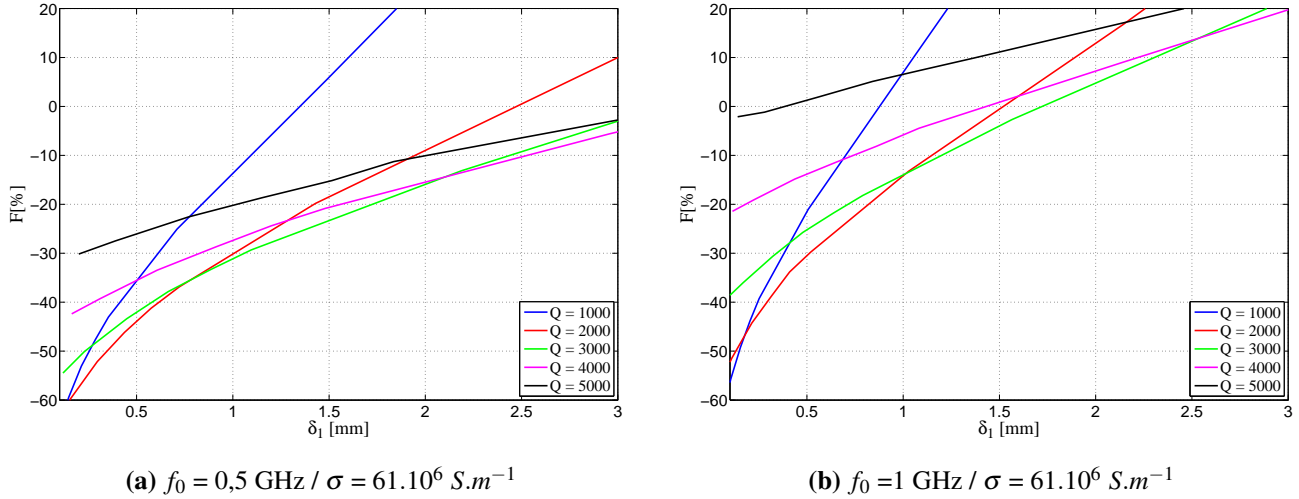


FIGURE IV.10 – Comparaison du volume du résonateur matriochka à deux sections avec celui du résonateur coaxial uniforme pour $f_0 = 0.5 \text{ GHz}$ (a) et à $f_0 = 1 \text{ GHz}$ (b)

Tout d’abord, la réduction du volume du résonateur matriochka à deux sections n’est pas proportionnelle en fonction du facteur de qualité (figure IV.10). Par ailleurs, lorsque l’écart δ_1 est fixé, il existe une unique valeur du facteur de qualité permettant de minimiser F, c’est à dire :

$$\forall \delta_1, \exists ! Q_0, \frac{\partial F}{\partial Q}(Q_0) = 0 \quad (\text{IV.13})$$

Par conséquent, la limite technologique de fabrication liée à l’écart δ_1 impose l’existence d’une unique valeur du facteur de qualité permettant de maximiser la réduction du volume du résonateur matriochka à deux sections par rapport à un résonateur coaxial uniforme.

Enfin, la réduction du volume du résonateur matriochka est plus élevée à $f_0 = 0,5 \text{ GHz}$ (figure IV.10a) qu’à $f_0 = 1 \text{ GHz}$ (figure IV.10b) pour un même facteur de qualité et un même écart δ_1 . La réduction du volume du résonateur matriochka à deux sections par rapport à un résonateur coaxial uniforme est donc plus élevée en basse fréquence qu’en haute fréquence ; autrement dit, la limite technologique imposée par l’écart δ_1 a une influence plus élevée sur la réduction du volume en basses fréquences qu’en hautes fréquences.

En conclusion, le potentiel de la réduction du volume du résonateur matriochka à deux sections par rapport à un résonateur coaxial uniforme quart d’onde réside dans le fait que cette réduction est d’autant plus élevée lorsque :

- l’écart δ_1 séparant le cylindres plein et du cylindre creux est faible ;
- la fréquence fondamentale f_0 est faible également.

Une série d’abaques est alors fournie en annexe E sur l’évolution de la réduction du volume du résonateur matriochka à deux sections par rapport à un résonateur coaxial uniforme quart d’onde pour différentes valeurs de fréquence fondamentale f_0 et de facteur de qualité normalisé Q^{norm} .

IV.6.2 b) Comparaison des encombrements

Afin de comparer les encombrements du résonateur matriochka à deux sections et du résonateur coaxial uniforme quart d’onde, un exemple est fourni par le tableau IV.1 pour une fréquence fondamentale $f_0 = 1 \text{ GHz}$, un facteur de qualité $Q_{c,f_0} = 2000$ et une conductivité $\sigma = 61.10^6 \text{ S.m}^{-1}$.

Cahier des charges	matriochka deux sections	Coaxial uniforme
$f_0 = 1 \text{ GHz}$ $Q_{c,f_0} = 2000$ $\sigma = 61.10^6 \text{ S.m}^{-1}$	$r_1 = 2,97 \text{ mm}$ $R_1 = 3,50 \text{ mm}$ $r_2 = 3,60 \text{ mm}$ $R_2 = 10,26 \text{ mm}$ $l_\varepsilon = 8,50 \text{ mm}$ $L = 18,21 \text{ mm}$	$R_1 = 7,2 \text{ mm}$ $L = 75 \text{ mm}$

TABLE IV.1 – Tableau comparatif entre le résonateur matriochka à deux sections et le résonateur coaxial uniforme quart d’onde

La configuration décrite par le tableau IV.1 induit un volume du résonateur coaxial uniforme quart d’onde $V_{min}^{coax} = 12,6 \text{ cm}^3$ et un volume $V_{min}^M = 8,8 \text{ cm}^3$ pour le résonateur matriochka à deux sections. Par conséquent, la réduction de l’encombrement F est égale à 30% ($\delta_1 = 0,5 \text{ mm}$).

La figure IV.11 représente la comparaison des encombrements entre le résonateur matriochka à deux sections et le résonateur coaxial uniforme quart d’onde associés aux valeurs fournies par le tableau IV.1.

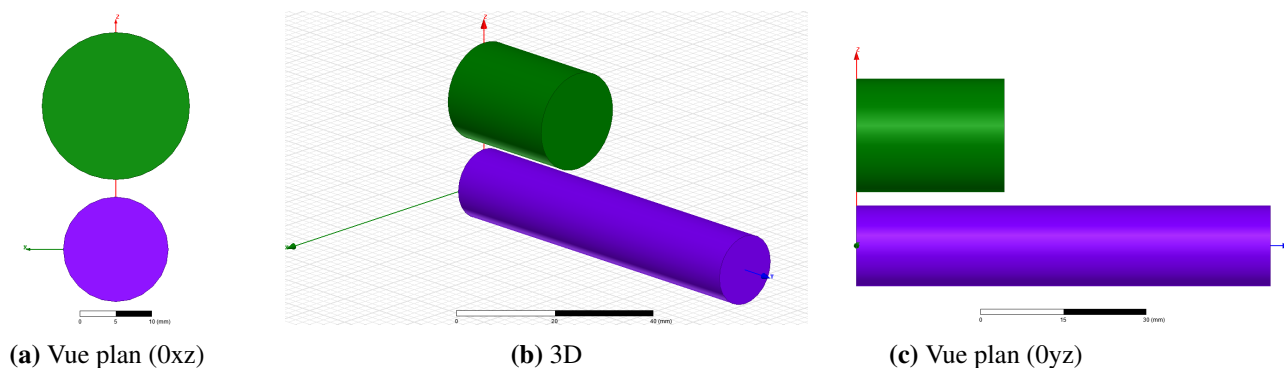


FIGURE IV.11 – Comparaison des encombrements entre le résonateur matriochka à deux sections (en vert) et le résonateur coaxial uniforme quart d’onde (en violet) pour $f_0 = 1 \text{ GHz}$, $Q_{c,f_0} = 2000$ et $\sigma = 61.10^6 \text{ S.m}^{-1}$

Un avantage supplémentaire du résonateur matriochka à deux sections est lié à la répartition de son encombrement.

Le résonateur matriochka à deux sections propose donc une alternative d’encombrement qui peut être plus ou moins favorable selon les contraintes géométriques imposées par un cahier des charges.

IV.6.3 Comparaison en volume et en harmonique

Les résultats de la section précédente mettent en avant le fait que le potentiel du résonateur matriochka à deux sections soit directement lié à l’écart δ_1 entre les cylindres creux et plein : une baisse de l’écart δ_1 implique une diminution du volume du résonateur. Néanmoins, les résultats ne montrent pas l’influence de cet écart sur la première harmonique $f_{r,1}$. Par conséquent, afin d’étudier cette réjection, des simulations ont été réalisées sous le logiciel HFSS®.

Les conditions de simulations sont définies par le cahier des charges suivant :

- fréquence fondamentale : $f_0 = 1 \text{ GHz}$;
- évolution du facteur de qualité $Q_{c,f_0}^{M,2} = \{1000, 2000, 3000, 4000, 5000\}$;
- matériau : argent de conductivité $\sigma = 61.10^6 \text{ S.m}^{-1}$;
- épaisseur $e_{c_1} = 0,1 \text{ mm}$;

— évolution de l'écart δ_1 .

En utilisant le programme 2 de minimisation du volume du résonateur matriochka, il est possible d'en retirer les données géométriques pour différentes valeurs du facteur de qualité et d'écart δ_1 . Ces données sont ensuite utilisées pour déterminer sous HFFS en mode propre la valeur de la première harmonique f_{r1} .

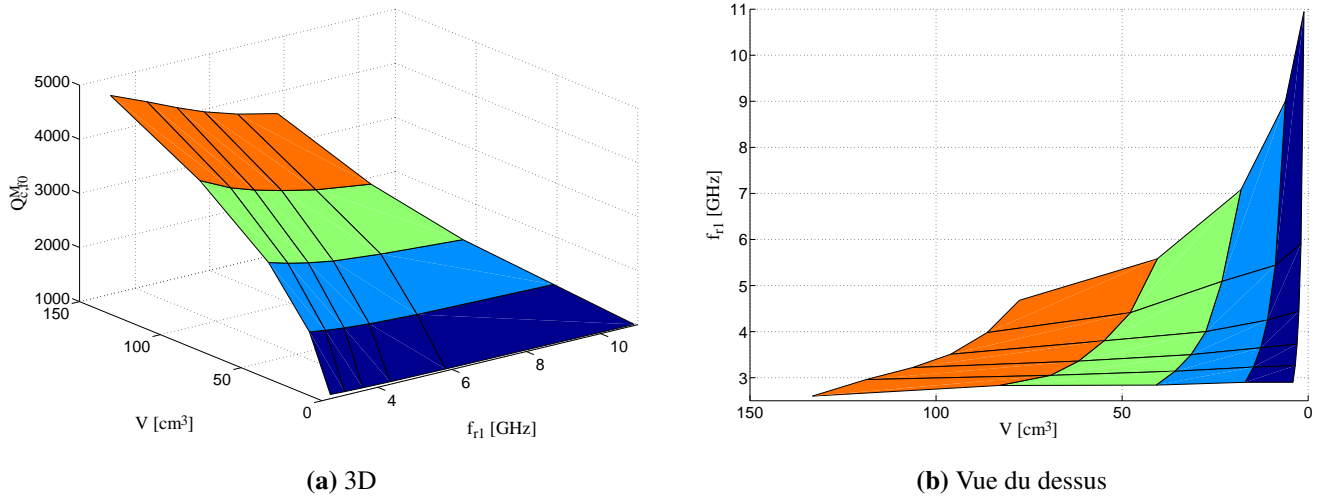


FIGURE IV.12 – Performances du résonateur matriochka à deux sections à la fréquence fondamentale $f_0 = 1$ GHz

La figure IV.12 représente à la fréquence fondamentale $f_0 = 1$ GHz, l'évolution du volume V et de la première harmonique f_{r1} pour différentes valeurs de facteur de qualité $Q_{c,f_0}^{M,2}$ et d'écart δ_1 obtenus sous simulations. Pour toute valeur de facteur de qualité, lorsque l'écart δ_1 diminue, le volume V diminue strictement et la première harmonique f_{r1} augmente strictement. Par conséquent, les performances d'un résonateur matriochka à deux sections sont attractives lorsque l'écart δ_1 est faible impliquant d'une part, un volume faible, et d'autre part, une réjection élevée de la première harmonique par rapport à la fréquence fondamentale.

À partir des résultats du résonateur matriochka à deux sections, la figure IV.13a compare les performances de ce résonateur avec celles d'un résonateur coaxial uniforme quart d'onde (courbe en rouge). Pour une fréquence fondamentale et un facteur de qualité donnés, les deux critères de comparaison entre les deux types de résonateurs sont le volume et la première harmonique.

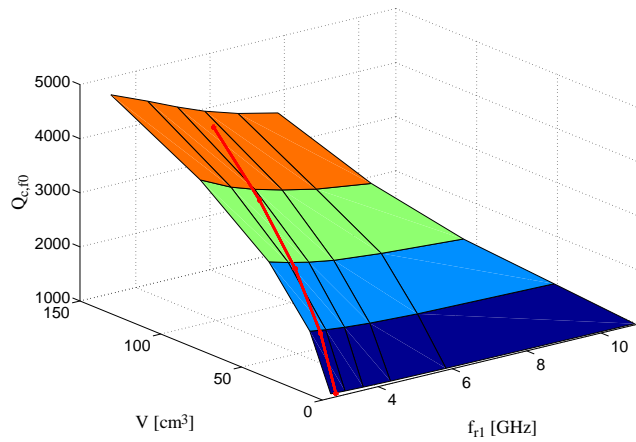
Ainsi :

$$\forall f_0, \forall Q_{c,f_0}, \exists \delta_1^{f_{r1}}, f_{r1}^M(\delta_1^{f_{r1}}) > f_{r1}^{coax} \quad (IV.14)$$

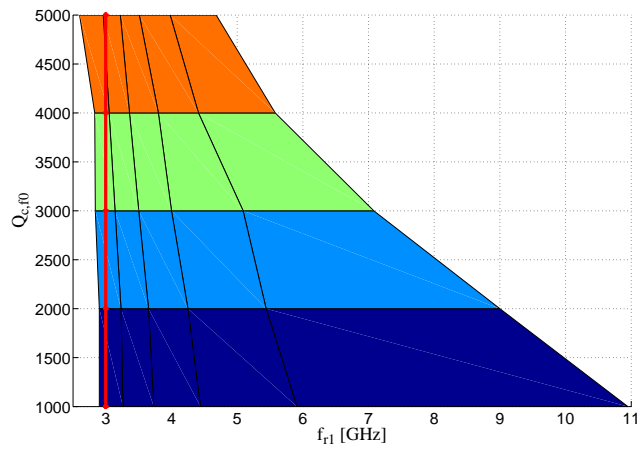
$$\forall f_0, \forall Q_{c,f_0}, \exists \delta_1^V, V_{min}^M(\delta_1^V) < V_{min}^{coax} \quad (IV.15)$$

avec $f_{r1}^M(\delta_1)$ et f_{r1}^{coax} les premières harmoniques associées respectivement au résonateur matriochka à deux sections et au résonateur coaxial uniforme quart d'onde.

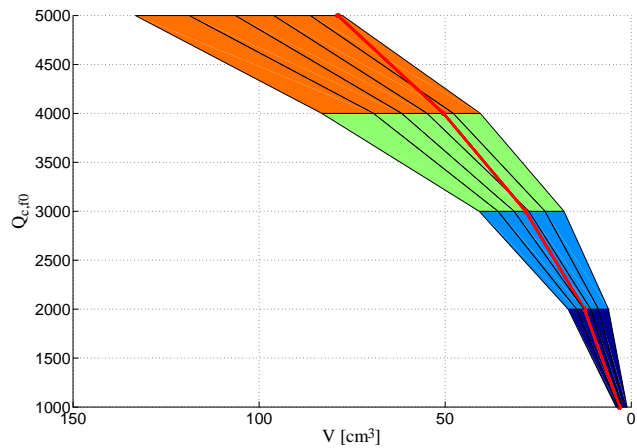
Par conséquent, pour une fréquence et un facteur de qualité donné, il existe des écarts δ_1 du résonateur matriochka à deux sections permettant d'obtenir un volume plus faible et une réjection plus élevée par rapport au résonateur coaxial uniforme quart d'onde.



(a) 3D



(b) f_{r1}



(c) V

FIGURE IV.13 – Comparaison des performances du résonateur matriochka à deux sections avec celles du résonateur coaxial uniforme quart d’onde (courbe rouge) à la fréquence fondamentale $f_0 = 1$ GHz

IV.7 Limite maximale du facteur de qualité d'un résonateur matriochka à deux sections

Cette section est introduite en mentionnant le fait que la figure IV.8a met en avant le fait qu'il existe différentes valeurs de facteur de qualité permettant de respecter la condition de résonance f_0 d'un résonateur matriochka à deux sections pour un écart δ_1 donné. Par conséquent, l'objectif de cette section est de déterminer le facteur de qualité maximal Q_{max} lorsque f_0 et δ_1 sont fixés.

Afin de réaliser cet objectif, un programme supplémentaire est établi et est défini par les entrées/sorties suivantes :

Entrées :

- boucles sur les longueurs R_2 et l_ε ;
- δ_1/R_2 fixé ;
- $R_1 = 0,92.\delta_1 + 0,2785.R_2$ (équation IV.8) ;
- $r_1 = -0,085.\delta_1 + 0,2785.R_2$ (équation IV.9) ;
- épaisseur e_{c1} négligée ;
- $L = l_t / 2$ (figure IV.8c).

Sorties :

- fréquence fondamentale f_0 ;
- facteur de qualité $Q_{c,f_0}^{M,2}$.

La section précédente IV.5 consacrée au design optimal d'un résonateur matriochka à deux sections a permis de mettre en avant des caractéristiques essentielles à la maximisation du facteur de qualité. En effet, la figure IV.8b prouve l'existence d'un unique couple $(r_1/R_2, R_1/R_2)$ pour une valeur de δ_1/R_2 fixée quels que soient la fréquence fondamentale f_0 et le facteur de qualité $Q_{c,f_0}^{M,2}$ permettant de minimiser le volume. La seconde caractéristique est observée sur la figure IV.8c montrant que pour une valeur δ_1/R_2 fixée, le facteur de qualité est d'autant plus grand lorsque le rapport L/l_t se rapproche de la valeur 0,5 (correspondant au cas limite d'existence du résonateur matriochka à deux sections).

Par conséquent, en fixant le rapport δ_1/R_2 , et en réalisant deux boucles sur les valeurs R_2 et l_ε , il est possible de déterminer :

- les rayons r_1 et R_1 (épaisseur e_{c1} négligée afin de mettre en avant les performances maximales du résonateur matriochka à deux sections) ;
- la fréquence fondamentale f_0 et le facteur de qualité $Q_{c,f_0}^{M,2}$ en fixant l'égalité $L = l_t / 2$.

Le résultat de ce programme est illustré par la figure IV.14 pour une valeur de $\delta_1/R_2 = 0,01$.

La figure IV.14a montre l'évolution du facteur de qualité en fonction de la fréquence fondamentale en faisant varier les valeurs des longueurs R_2 et l_ε . Les courbes en bleu (respectivement en rouge) sont obtenues en fixant une valeur de R_2 (respectivement l_ε) et en balayant toutes les valeurs de l_ε (respectivement R_2). Ces deux types de courbes correspondent à une même matrice de données mais dont les points sont liés différemment.

Ces résultats prouvent alors l'existence d'une unique valeur de facteur de qualité maximal normalisé Q_{max}^{norm} à une fréquence donnée et pour une valeur δ_1/R_2 fixée.

Par conséquent, le maximum Q_{max}^{norm} :

- décroît strictement lorsque la fréquence augmente et est inversement proportionnel à $\sqrt{f_0}$.
- est donc le maximum global du résonateur matriochka à deux sections à la fréquence f_0 donnée et pour δ_1/R_2 fixé.

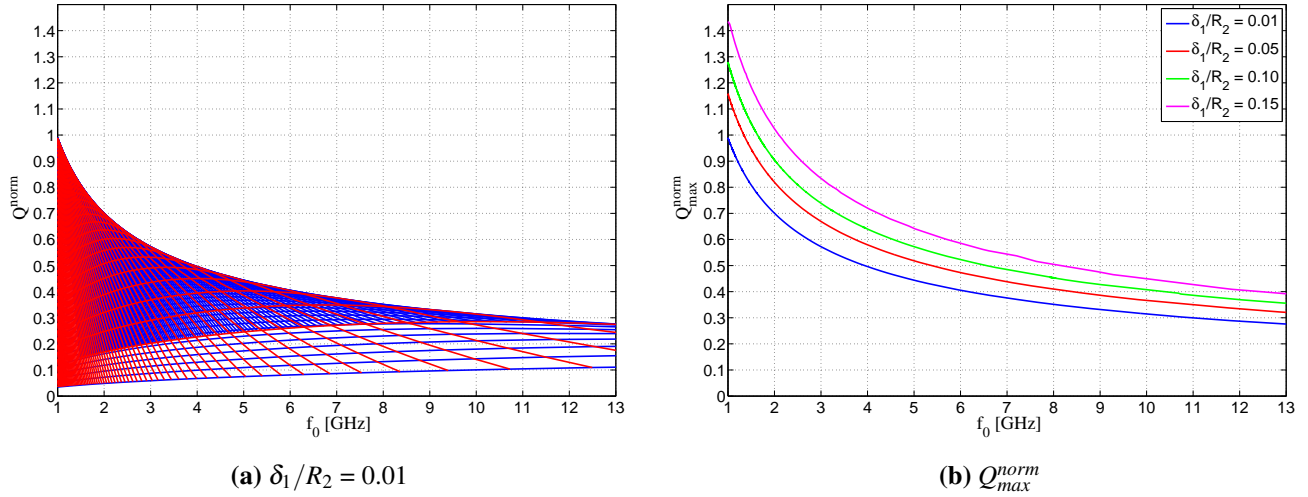


FIGURE IV.14 – Évolution du facteur de qualité normalisé Q^{norm} pour une valeur de $\delta_1/R_2 = 0.01$ (a) et évolution du facteur de qualité normalisé maximal Q_{max}^{norm} pour différentes valeurs de δ_1/R_2 (b) en fonction de la fréquence fondamentale f_0

L'évolution du facteur de qualité maximal est représentée sur la figure IV.14b pour différentes valeurs de δ_1/R_2 et cette évolution croît lorsque la valeur δ_1/R_2 augmente également.

En conclusion, la maximisation du facteur de qualité du résonateur matriochka à deux sections consiste à :

- imposer le rapport $L/l_t = 0,5$;
- augmenter l'écart δ_1 séparant le cylindre plein du cylindre creux.

IV.8 Conclusion

La partie B décrit le comportement d'une onde électromagnétique au sein d'un résonateur matriochka à l'aide des chapitres II, III et IV.

Le chapitre II définit de façon générale le comportement fréquentiel d'un résonateur matriochka à n sections ainsi que son facteur de qualité.

Le chapitre III établit deux modélisations analytiques du résonateur matriochka à deux sections sur la résonance fondamentale f_0 et sur le facteur de qualité $Q_{c,f_0}^{M,2}$. Les erreurs relatives engendrées par ces modèles sont évaluées en réalisant des simulations électromagnétiques sous le logiciel HFSS® et sont de l'ordre de 2 à 4%. Ainsi, à partir de ces deux modélisations et en fixant les paramètres géométriques de ce résonateur, il est possible de déterminer f_0 et $Q_{c,f_0}^{M,2}$, tel que :

$$\text{Paramètres géométriques} \implies (f_0, Q_{c,f_0}^{M,2})$$

Le chapitre IV développe un premier programme basé sur les deux modélisations précédentes permettant d'obtenir les paramètres géométriques à partir de la fréquence fondamentale f_0 et le facteur de qualité $Q_{c,f_0}^{M,2}$. Ce chapitre décrit également un second programme permettant de minimiser le volume du résonateur matriochka à deux sections, tel que :

$$(f_0, Q_{c,f_0}^{M,2}) \implies \text{Paramètres géométriques optimaux} \implies \text{Volume minimal}$$

Ce chapitre évoque ensuite une méthode de conception de minimisation du volume du résonateur matriochka à deux sections en mettant en valeur des caractéristiques intrinsèques à travers des abaques.

En conclusion, la partie B est une partie essentielle afin concevoir de façon optimale les résonateurs matriochkas à deux sections.

La partie suivante détaille la synthèse d'un filtre en étudiant les couplages électromagnétiques inter-résonateurs.

Troisième partie

Synthèse d'un filtre

Chapitre V

Couplage électromagnétique au sein d'un filtre

V.1 Introduction

Un filtre hyperfréquence d'ordre N (avec N entier) est constitué de N résonateurs. Les réponses fréquentielles de ce filtre sont liées à la répartition des niveaux de couplage électromagnétique inter-résonateur, où chaque couplage électromagnétique correspond à un transfert d'énergie d'un résonateur vers un autre résonateur.

Ce transfert d'énergie entre l'entrée et la sortie du filtre est lié au coefficient de transmission S_{21} qui peut être modélisé théoriquement par différentes fonctions de transfert du type Tchebychev, Butterworth, elliptique, etc. Ainsi, chaque fonction de transfert correspond à une répartition différente de l'énergie électromagnétique au sein du filtre qui présente chacune des avantages et des inconvénients.

La conception des filtres présentés dans la thèse est réalisée à partir d'une fonction de transfert du type Tchebychev qui présente l'avantage du contrôle d'ondulation dans la bande passante du filtre. Un exemple de réponses fréquentielles théoriques d'une fonction de Tchebychev généralisée en bande de fréquences étroite respectant un cahier des charges donné est présenté par la figure V.1 :

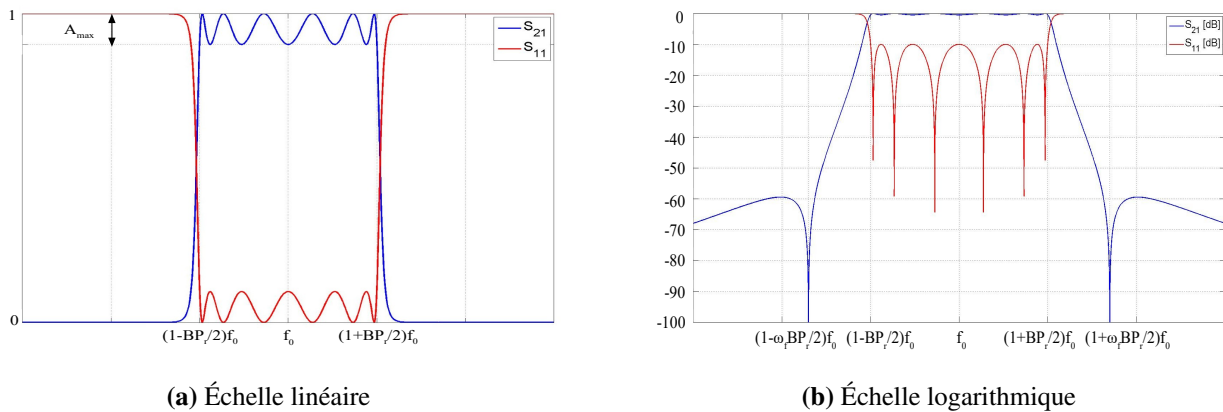


FIGURE V.1 – Représentations des réponses fréquentielles idéales d'un filtre de Tchebychev d'ordre $N = 6$

avec f_0 la fréquence centrale du filtre, BP_f la bande passante relative à f_0 , A_{max} l'atténuation maximale du coefficient de transmission S_{21} dans la bande et ω_f la valeur permettant de fixer des zéros de transmission en amplitude de S_{21} .

Ces réponses fréquentielles théoriques sont liées réciproquement à une matrice de couplage du filtre qui réunit l'ensemble des valeurs de couplages électromagnétiques au sein du filtre d'ordre N entre les N résonateurs.

La figure V.2 représente alors schématiquement les différentes étapes nécessaires pour déterminer la matrice de couplage du filtre à partir d'un cahier des charges.

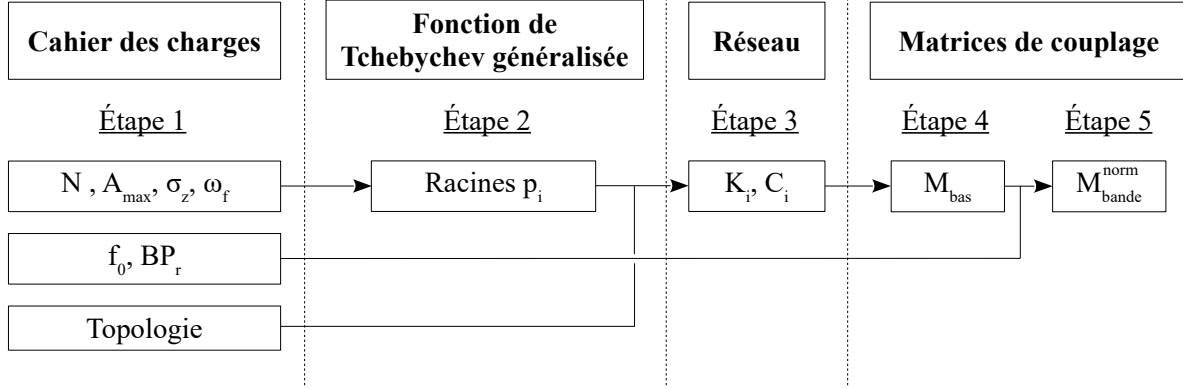


FIGURE V.2 – Schéma descriptif du processus d’obtention de matrices de couplage d’un filtre d’ordre N du type Tchebychev

Les cinq étapes sont décrites par les relations suivantes :

- Étape 1 : imposer les valeurs du cahier des charges : ordre du filtre N , amplitude maximale A_{max} , les zéros de transmission ω_f et σ_z , la fréquence centrale f_0 et la bande passante relative BP_r , topologie du filtre correspondant à la disposition des N résonateurs entre eux ;
- Étape 2 : déterminer les zéros et les pôles de la fonction de transfert de Tchebychev généralisée ;
- Étape 3 : déterminer les valeurs des capacités et des coefficients de couplage du filtre passe-bas ;
- Étape 4 : déterminer la matrice de couplage M_{bas} du filtre passe-bas associée au cahier des charges ;
- Étape 5 : déterminer la matrice de couplage M_{bande}^{norm} du filtre passe-bande normalisée en fréquence associée au cahier des charges.

La synthèse d’un filtre correspond ainsi à l’obtention de la matrice de couplage du filtre pour un cahier des charges donné et associé à une fonction de transfert.

Les sections suivantes décrivent la synthèse d’un filtre de Tchebychev, et s’intéressent également à la réalisation pratique de ces couplages électromagnétiques.

V.2 Réponse théorique du type Tchebychev généralisé

V.2.1 Fonction de Tchebychev généralisée

V.2.1 a) Définition

Le coefficient de transmission S_{21} d’un filtre passe-bas de Tchebychev généralisé d’ordre N est défini par la relation suivante :

$$\forall \omega \in \mathfrak{R}_+, |S_{21}(\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 R_N^2(\omega)} \quad (\text{V.1})$$

avec :

$$\begin{cases} \varepsilon = (A_{max} - 1)^{1/2} \\ R_N(\omega) = \frac{j^N}{2} \left(\frac{F_{N/2}(\omega)}{F_{N/2}(-\omega)} + (-1)^N \frac{F_{N/2}(-\omega)}{F_{N/2}(\omega)} \right) \\ F_{N/2}(\omega) = \left(a_2 \omega + \sqrt{\omega^2 - 1} \right) \left(\omega_f \sqrt{\omega^2 - 1} + \omega \sqrt{\omega_f^2 - 1} \right) \left(\omega + \sqrt{\omega^2 - 1} \right)^{\frac{N}{2} - 2} \end{cases}$$

Les paramètres A_{max} et ω_f sont imposés par le cahier des charges. La présence du paramètre ω_f implique une apparition de deux zéros de transmission $\pm\omega_f$ sur l'axe imaginaire, tandis que le paramètre a_2 est directement lié à la présence de deux zéros de transmission $\pm\sigma_z$ sur l'axe réel et est défini par :

$$a_2 = \sqrt{1 + \frac{1}{\sigma_z^2}}$$

Le paramètre a_2 influence la phase du coefficient de transmission et peut être optimisé afin d'obtenir de faibles variations d'amplitude du temps de propagation de groupe.

V.2.1 b) Fonction de transfert $S_{21}(\omega)$

Les filtres étudiés dans les bandes de fréquences L et C ont un ordre N pair. Par conséquent, le coefficient de transmission peut se simplifier de la façon suivante :

$$|S_{21}(\omega)|^2 = \frac{(F_{N/2}(\omega)F_{N/2}(-\omega))^2}{(F_{N/2}(\omega)F_{N/2}(-\omega))^2 + \left(\frac{\epsilon}{2}(F_{N/2}(\omega)^2 + F_{N/2}(-\omega)^2)\right)^2} \quad (V.2)$$

La fonction de transfert $S_{21}(\omega)$ s'exprime donc en fonction de quatre paramètres fixés par le cahier des charges :

- l'ordre N;
- l'atténuation maximale A_{max} dans la bande passante;
- les positions des zéros de transmission sur l'axe imaginaire ω_f ;
- les positions des zéros de transmission sur l'axe réel σ_z .

Le numérateur et le dénominateur de cette fonction sont alors des polynômes en ω qui s'expriment en fonction de ces quatre paramètres.

L'objectif est donc de déterminer les zéros et les pôles caractérisant la fonction de transfert $S_{21}(\omega)$.

Zéros de la fonction de transfert $S_{21}(\omega)$

L'obtention des zéros est réalisée en déterminant les racines du polynôme du numérateur de la fonction de transfert $S_{21}(\omega)$ en résolvant l'équation :

$$F_{N/2}(\omega)F_{N/2}(-\omega) = 0$$

L'ordre du polynôme du numérateur dépend des valeurs de ω_f et σ_z liées aux positions des zéros de transmission fixées par le cahier des charges.

Pôles de la fonction de transfert $S_{21}(\omega)$

L'obtention des pôles est réalisée en déterminant les racines du polynôme du dénominateur d'ordre 2N de la fonction de transfert $S_{21}(\omega)$ en résolvant l'équation :

$$(F_{N/2}(\omega)F_{N/2}(-\omega))^2 + \left(\frac{\epsilon}{2}(F_{N/2}(\omega)^2 + F_{N/2}(-\omega)^2)\right)^2 = 0.$$

La résolution de cette équation peut s'effectuer numériquement en utilisant par exemple la fonction *solve* sous le logiciel MATLAB®.

V.2.1 c) Fonction de transfert $S_{21}(p)$

Une onde progressive s suivant l'axe x peut être modélisée par l'expression suivante :

$$\forall t, \forall x, s(t, x) = \exp(\sigma t) \exp(j(\omega t - k.x))$$

La fonction de transfert $S_{21}(p)$ correspond ainsi à une fonction dont l'axe imaginaire suit une loi de Tchebychev réelle $S_{21}(\omega)$. Ainsi, la fonction de transfert $S_{21}(p)$ est une fonction imaginaire basée sur la fonction réelle $S_{21}(\omega)$ avec la variable p définie par :

$$p = \sigma + j\omega$$

Par conséquent, l'obtention des pôles et des zéros de la fonction de transfert $S_{21}(p)$ est obtenue en multipliant par j tous les pôles et les zéros de la fonction de transfert $S_{21}(\omega)$.

Les pôles p_i de $S_{21}(p)$ sont définis par la partie réelle σ_i et la partie imaginaire ω_i tels que :

$$\forall i \in \llbracket 1 ; 2N \rrbracket, p_i = \sigma_i + j\omega_i$$

La stabilité du filtre $S_{21}(p)$ impose le choix des pôles p_i de la fonction $S_{21}(p)$ telle que la partie réelle des pôles de $S_{21}(p)$ est négative, c'est à dire :

$$\forall i \in \llbracket 1 ; 2N \rrbracket, \sigma_i < 0$$

En effet, l'amplitude de l'onde progressive s ne décroît strictement que si :

$$\forall t, \exp(\sigma t) < 1 \Rightarrow \sigma < 0$$

On définit ainsi les N (avec N pair) pôles stables p_i de la fonction de transfert $S_{21}(p)$ par :

$$\left\{ \begin{array}{l} p_1 = \sigma_1 + j\omega_1 \\ p_2 = \sigma_2 + j\omega_2 \\ \dots \\ p_N = \sigma_N + j\omega_N \end{array} \right. \text{ et } \left\{ \begin{array}{l} p_N = p_1^* \\ p_{N-1} = p_2^* \\ \dots \\ p_{N/2+1} = p_{N/2}^* \end{array} \right. \text{ avec } \left\{ \begin{array}{l} \sigma_{N/2} < \dots < \sigma_2 < \sigma_1 < 0 \\ 0 < \omega_{N/2} < \dots < \omega_2 < \omega_1 \end{array} \right.$$

La figure V.3 représente ainsi un exemple de position de zéros et de pôles d'une fonction de transfert $S_{21}(p)$ en définissant également les zones de stabilité ($\sigma < 0$) et d'instabilité ($\sigma > 0$) du filtre.

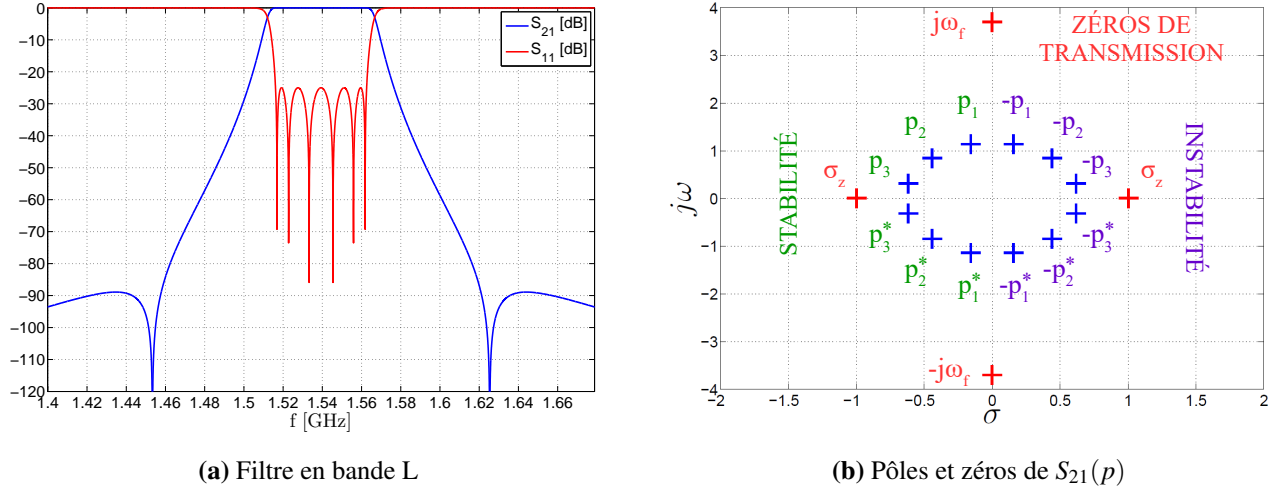


FIGURE V.3 – Exemple de réponses fréquentielles en transmission S_{21} et en réflexion S_{11} d'un filtre d'ordre $N = 6$ dans la bande L avec deux zéros de transmission (a), et représentations des pôles de la fonction de transfert de $S_{21}(p)$ (b)

V.2.1 d) Temps de propagation de groupe

Le Temps de Propagation de Groupe (TPG) d'un filtre correspond à la durée de propagation de l'onde électromagnétique entre l'entrée et la sortie du filtre. Le TPG est défini à partir de l'évolution de la phase ϕ du filtre par l'équation V.3 :

$$\phi(\omega) = -\sum_{i=1}^N \arctan\left(\frac{\omega + \omega_i}{\sigma_i}\right) \quad [rad] \quad (V.3)$$

avec σ_i et ω_i les parties réelle et imaginaire des N pôles stables p_i de la fonction de transfert $S_{21}(p)$

Le Temps de Propagation de Groupe est alors défini par l'équation V.4 :

$$TPG(\omega) = -\frac{d\phi}{d\omega}(\omega) = \sum_{i=1}^N \frac{\sigma_i}{\sigma_i^2 + (\omega + \omega_i)^2} \quad [s] \quad (V.4)$$

La figure V.4 représente les évolutions de la phase et du temps de propagation de groupe du filtre en bande L d'ordre 6 décrit précédemment par la figure V.3.

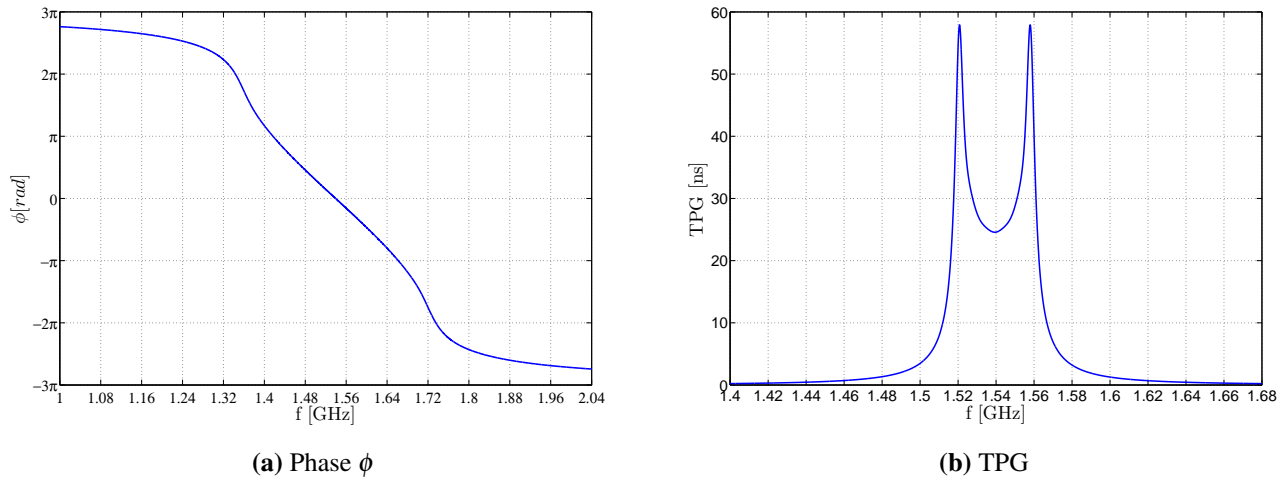


FIGURE V.4 – Représentation de la phase ϕ du filtre d’ordre $N = 6$ dans la bande L (a), et représentation du temps de propagation de groupe TPG (b)

V.2.2 Réseau symétrique

Un réseau symétrique est une modélisation électrique modélisant le comportement fréquentiel d’un filtre symétrique. Cette modélisation permet de faire le lien entre le cahier des charges donné et la matrice de couplage caractérisant le filtre.

V.2.2 a) Filtre passe-bas

Le filtre passe-bas symétrique d’ordre N (avec N pair) est illustré par la figure V.5 et est modélisé par un réseau électrique constitué de :

- N capacités C_i ;
- $N+1$ inverseurs d’admittance $K_{i,i+1}$ en chemin direct ;
- $N/2-1$ inverseurs d’admittance K_{iN-i+1} en rétro-couplage ;
- deux admittances d’entrée/sortie Y_{IN} et Y_{OUT} .

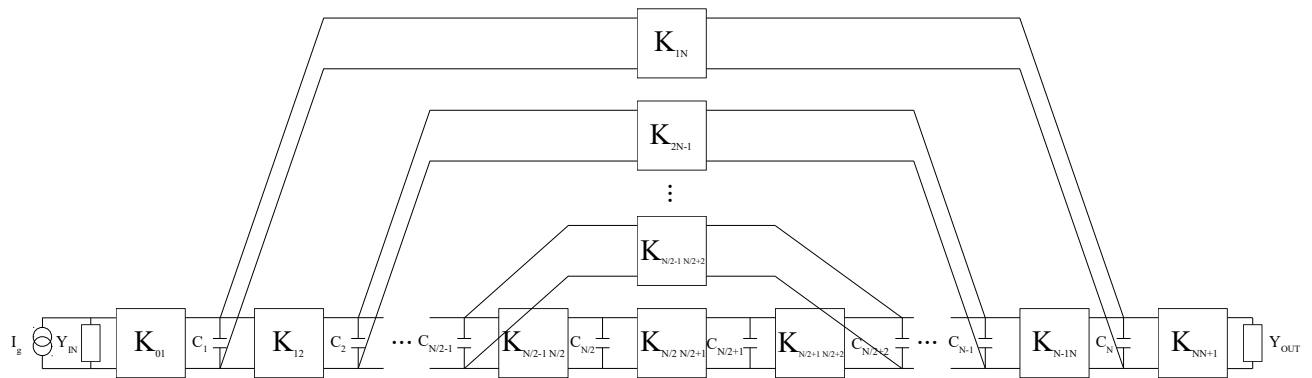


FIGURE V.5 – Représentation électrique du filtre passe-bas replié symétrique d’ordre N pair non normalisé en fréquence avec rétro-couplages

Capacité

La capacité C_i (avec $i \in \llbracket 1; N \rrbracket$) d'impédance Z_c symbolise le comportement fréquentiel du filtre :

$$Z_c = \frac{1}{jC_i\omega}$$

Chemin direct

L'inverseur d'admittance K_{ii+1} (avec $i \in \llbracket 0; N+1 \rrbracket$) symbolise le couplage électromagnétique entre deux résonateurs consécutifs et peut être représenté par une matrice chaîne $[ABCD]$ définie par :

$$[ABCD] = \begin{bmatrix} 0 & j/K_{ii+1} \\ jK_{ii+1} & 0 \end{bmatrix}$$

Le chemin direct correspond au chemin entre l'entrée Y_{IN} et la sortie Y_{OUT} du filtre emprunté par les N résonateurs. Les couplages électromagnétiques entre les résonateurs consécutifs du chemin direct sont de même nature : le couplage est majoritairement électrique \vec{E} ou majoritairement magnétique \vec{B} . Le chemin direct contribue ainsi à l'obtention des réponses fréquentielles dans la bande passante du filtre.

Rétro-couplage

L'inverseur d'admittance $K_{i N-i+1}$ (avec $i \in \llbracket 1; N/2-1 \rrbracket$) symbolise le rétro-couplage électromagnétique entre deux résonateurs non consécutifs du filtre et peut être également représenté par une matrice chaîne $[ABCD]$ définie par :

$$[ABCD] = \begin{bmatrix} 0 & j/K_{i N-i+1} \\ jK_{i N-i+1} & 0 \end{bmatrix}$$

Le nombre de rétro-couplage électromagnétique d'un filtre symétrique d'ordre N (avec N pair) est au maximum égal à $N/2-1$.

Les rétro-couplages électromagnétiques permettent :

- d'insérer des zéros de transmission en dehors de la bande passante du filtre lorsque la nature du rétro-couplage est opposée à la nature du couplage électromagnétique du chemin direct ;
- de contrôler les variations du temps de propagation de groupe.

Milieu extérieur

Les valeurs des admittances d'entrée/sortie Y_{IN} et Y_{OUT} caractérisent le milieu extérieur.

Matrice nodale générale

La matrice nodale du filtre passe-bas $M_{bas}(\omega) = \left(m_{ij}^{norm}(\omega) \right)_{(i,j) \in \llbracket 0; N+1 \rrbracket^2}$ est caractérisée par l'ensemble des couplages électromagnétiques au sein du filtre et par les comportements fréquentsiels des résonateurs et est ainsi définie par :

$$M_{bas}(\omega) = \begin{bmatrix} Y_{IN} & jK_{01} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ jK_{01} & jC_1\omega & jK_{12} & 0 & 0 & 0 & jK_{1N} & 0 \\ 0 & jK_{12} & jC_2\omega & \dots & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & \dots & jK_{\frac{N}{2}\frac{N}{2}+1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & jK_{\frac{N}{2}\frac{N}{2}+1} & jC_i\omega & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & \dots & jK_{N-1N} & 0 \\ 0 & jK_{1N} & 0 & 0 & 0 & jK_{N-1N} & jC_N\omega & jK_{NN+1} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & jK_{NN+1} & Y_{OUT} \end{bmatrix}$$

Matrice nodale simplifiée

La matrice nodale du filtre passe-bas $M_{bas}(\omega)$ peut être simplifiée en raison de la symétrie du filtre. Par conséquent :

$$Y_{IN} = Y_{OUT}$$

$$\forall i \in \llbracket 1; N/2 \rrbracket, C_i = C_{N-i+1}$$

Les couplages électromagnétiques du chemin direct sont ramenées à l'unité [63] afin de simplifier la matrice nodale. En remarque, cette opération ne change pas les réponses fréquentielles. Par ailleurs, les couplages en entrée/sortie sont normalisés par rapport à l'admittance Y_{IN} . Par conséquent :

$$K_{01} = K_{NN+1} = \sqrt{Y_{IN}}$$

$$\forall i \in \llbracket 1; N-2 \rrbracket, K_{ii+1} = 1$$

Finalement, la matrice nodale $M_{bas}(\omega)$ du filtre passe-bas symétrique d'ordre N peut se simplifier de la façon suivante :

$$M_{bas}(\omega) = \begin{bmatrix} Y_{IN} & j\sqrt{Y_{IN}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ j\sqrt{Y_{IN}} & jC_1\omega & j & 0 & 0 & 0 & jK_{1N} & 0 \\ 0 & j & jC_2\omega & j & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & j & \dots & jK_{\frac{N}{2}\frac{N}{2}+1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & jK_{\frac{N}{2}\frac{N}{2}+1} & \dots & j & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & j & jC_2\omega & j & 0 \\ 0 & jK_{1N} & 0 & 0 & 0 & j & jC_1\omega & j\sqrt{Y_{IN}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & j\sqrt{Y_{IN}} & Y_{IN} \end{bmatrix}$$

Matrice de couplage

En règle générale, il est courant de représenter le comportement fréquentiel d'un filtre par la matrice de couplage à la place de la matrice nodale. La matrice de couplage d'un filtre ne dépend que des couplages électromagnétiques inter-résonateurs et des couplages en entrée/sortie.

La matrice de couplage M_{bas} d'un filtre passe-bas symétrique d'ordre N non normalisé en fréquence est une matrice réelle définie par la matrice suivante :

$$M_{bas} = \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{Y_{IN}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \sqrt{Y_{IN}} & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & K_{1N} & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & K_{\frac{N}{2}\frac{N}{2}+1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & K_{\frac{N}{2}\frac{N}{2}+1} & \dots & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & K_{1N} & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & \sqrt{Y_{IN}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \sqrt{Y_{IN}} & 0 \end{bmatrix}$$

V.2.2 b) Filtre passe-bas normalisé en fréquence

La matrice nodale $M_{bas}(\omega)$ du filtre symétrique passe-bas d'ordre N est normalisée en fréquence afin d'obtenir une indépendance en fréquence des termes de la matrice. Les coefficients de couplage de la nouvelle matrice nodale $M_{bas}^{norm}(\omega) = \left(m_{ij}^{norm}(\omega) \right)_{(i,j) \in \llbracket 0; N+1 \rrbracket^2}$ du filtre passe-bas symétrique d'ordre N normalisée en fréquence sont alors définis par les relations suivantes :

$$\begin{aligned} \forall i \in \llbracket 1; N \rrbracket, m_{ii+1}^{norm} &= \frac{jK_{ii+1}}{\sqrt{C_i C_{i+1}}} = \frac{j}{\sqrt{C_i C_{i+1}}} \\ \forall i \in \llbracket 1; N/2 \rrbracket, m_{iN-i+1}^{norm} &= \frac{jK_{iN-i+1}}{\sqrt{C_i C_{N-i+1}}} = \frac{jK_{iN-i+1}}{C_i} \\ m_{01}^{norm} = m_{NN+1}^{norm} &= \frac{jK_{01} \sqrt{Y_{IN}}}{\sqrt{C_1}} = \frac{j\sqrt{Y_{IN}}}{\sqrt{C_1}} \end{aligned}$$

Les nouvelles capacités C_i^{norm} avec $i \in \llbracket 1; N \rrbracket$ du filtre passe-bas normalisé en fréquence sont définies telles que :

$$\forall i \in \llbracket 1; N \rrbracket, C_i^{norm} = 1F$$

Finalement, la matrice nodale du réseau symétrique du filtre passe-bas d'ordre N normalisé en fréquence $M_{bas}^{norm}(\omega)$ est égale à :

$$M_{bas}^{norm}(\omega) = \begin{bmatrix} Y_{IN} & \frac{j\sqrt{Y_{IN}}}{\sqrt{C_1}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{j\sqrt{Y_{IN}}}{\sqrt{C_1}} & j\omega & \frac{j}{\sqrt{C_1 C_2}} & 0 & 0 & 0 & \frac{jK_{1N}}{C_1} & 0 \\ 0 & \frac{j}{\sqrt{C_1 C_2}} & j\omega & \frac{j}{\sqrt{C_i C_{i+1}}} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{j}{\sqrt{C_i C_{i+1}}} & \dots & \frac{jK_{\frac{N}{2} \frac{N}{2} + 1}}{C_{\frac{N}{2}}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{jK_{\frac{N}{2} \frac{N}{2} + 1}}{C_{\frac{N}{2}}} & \dots & \frac{j}{\sqrt{C_i C_{i+1}}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & \frac{j}{\sqrt{C_i C_{i+1}}} & \dots & \frac{j}{\sqrt{C_1 C_2}} & 0 \\ 0 & \frac{jK_{1N}}{C_1} & 0 & 0 & 0 & \frac{j}{\sqrt{C_1 C_2}} & j\omega & \frac{j\sqrt{Y_{IN}}}{\sqrt{C_1}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{j\sqrt{Y_{IN}}}{\sqrt{C_1}} & Y_{IN} \end{bmatrix}$$

La matrice de couplage M_{bas}^{norm} du filtre passe-bas symétrique d'ordre N est définie par la matrice suivante :

$$M_{bas}^{norm} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{\sqrt{Y_{IN}}}{\sqrt{C_1}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\sqrt{Y_{IN}}}{\sqrt{C_1}} & 0 & \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2}} & 0 & 0 & 0 & \frac{K_{1N}}{C_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2}} & 0 & \frac{1}{\sqrt{C_i C_{i+1}}} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{\sqrt{C_i C_{i+1}}} & \dots & \frac{K_{\frac{N}{2} \frac{N}{2} + 1}}{C_{\frac{N}{2}}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{K_{\frac{N}{2} \frac{N}{2} + 1}}{C_{\frac{N}{2}}} & \dots & \frac{1}{\sqrt{C_i C_{i+1}}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & \frac{1}{\sqrt{C_i C_{i+1}}} & \dots & \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2}} & 0 \\ 0 & \frac{K_{1N}}{C_1} & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2}} & 0 & \frac{\sqrt{Y_{IN}}}{\sqrt{C_1}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{\sqrt{Y_{IN}}}{\sqrt{C_1}} & 0 \end{bmatrix}$$

V.2.2 c) Filtre passe-bande normalisé en fréquence

Le filtre passe-bande symétrique d'ordre N est caractérisé par :

- la fréquence centrale f_0 ;
- la bande passante relative BP_r .

Un changement de plan fréquentiel est appliqué à partir du filtre-passe bas normalisé afin d'obtenir un filtre passe-bande de fréquence centrale f_0 tel que :

$$j\omega \rightarrow \frac{1}{BP_r} \left(\frac{j\omega}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{j\omega} \right)$$

Le changement de plan fréquentiel implique ainsi l'apparition d'une bobine L_i en parallèle avec la capacité C_i (avec $i \in \llbracket 1; N \rrbracket$). Les résonateurs du filtre passe-bande symétrique d'ordre N normalisé en fréquence sont ainsi modélisés électriquement par l'ensemble (L_i, C_i) défini par :

$$\forall i \in \llbracket 1; N \rrbracket, L_i = C_i = \frac{1}{2\pi f_0} \text{ (pour un paramètre de pente correspondant à l'unité)}$$

L'obtention de la matrice nodale $M_{bande}^{norm}(\omega)$ du filtre passe-bande symétrique d'ordre N normalisé en fréquence peut être établie à partir de la matrice nodale $M_{bas}^{norm}(\omega)$ passe-bas symétrique d'ordre N normalisé en fréquence. Les éléments constituant la matrice nodale $M_{bande}^{norm}(\omega)$ sont alors définis par les relations suivantes :

$$\begin{aligned} \forall i \in \llbracket 1; N \rrbracket, m_{ii+1}^{norm} &= \frac{jK_{i+1}BP_r}{\sqrt{C_i C_{i+1}}} = \frac{jBP_r}{\sqrt{C_i C_{i+1}}} \\ \forall i \in \llbracket 0; N/2 - 1 \rrbracket, m_{i N-i+1}^{norm} &= \frac{jK_{i N-i+1}BP_r}{\sqrt{C_i C_{N-i+1}}} = \frac{jK_{i N-i+1}BP_r}{C_i} \\ m_{01}^{norm} &= m_{NN+1}^{norm} = \frac{jK_{01}\sqrt{Y_{IN}BP_r}}{\sqrt{C_1}} = \frac{j\sqrt{Y_{IN}BP_r}}{\sqrt{C_1}} \end{aligned}$$

La matrice nodale du filtre passe-bande $M_{bande}^{norm}(\omega)$ s'exprime donc de la façon suivante :

$$M_{bande}^{norm}(\omega) = \begin{bmatrix} Y_{IN} & \frac{j\sqrt{Y_{IN}BP_r}}{\sqrt{C_1}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{j\sqrt{Y_{IN}BP_r}}{\sqrt{C_1}} & \frac{j\omega}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{j\omega} & \frac{jBP_r}{\sqrt{C_1 C_2}} & 0 & 0 & 0 & \frac{jK_{1N}BP_r}{C_1} & 0 \\ 0 & \frac{jBP_r}{\sqrt{C_1 C_2}} & \frac{j\omega}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{j\omega} & \frac{jBP_r}{\sqrt{C_i C_{i+1}}} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{jBP_r}{\sqrt{C_i C_{i+1}}} & \dots & \frac{jK_{\frac{N}{2} \frac{N}{2} + 1} BP_r}{C_{\frac{N}{2}}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{jK_{\frac{N}{2} \frac{N}{2} + 1} BP_r}{C_{\frac{N}{2}}} & \dots & \frac{jBP_r}{\sqrt{C_i C_{i+1}}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & \frac{jBP_r}{\sqrt{C_i C_{i+1}}} & \dots & \frac{jBP_r}{\sqrt{C_1 C_2}} & 0 \\ 0 & \frac{jK_{1N}BP_r}{C_1} & 0 & 0 & 0 & \frac{jBP_r}{\sqrt{C_1 C_2}} & \frac{j\omega}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{j\omega} & \frac{j\sqrt{Y_{IN}BP_r}}{\sqrt{C_1}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{j\sqrt{Y_{IN}BP_r}}{\sqrt{C_1}} & Y_{IN} \end{bmatrix}$$

Finalement, la matrice nodale $M_{bande}^{norm}(\omega)$ représente le comportement fréquentiel du filtre passe-bande résonant à la fréquence fondamentale f_0 et de bande passante relative BP_r .

La matrice de couplage M_{bande}^{norm} d'un filtre passe-bande symétrique d'ordre N normalisé en fréquence est définie par la matrice suivante :

$$M_{bande}^{norm} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{\sqrt{Y_{IN}BP_r}}{\sqrt{C_1}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\sqrt{Y_{IN}BP_r}}{\sqrt{C_1}} & 0 & \frac{BP_r}{\sqrt{C_1C_2}} & 0 & 0 & 0 & \frac{K_{1N}BP_r}{C_1} & 0 \\ 0 & \frac{BP_r}{\sqrt{C_1C_2}} & 0 & \frac{BP_r}{\sqrt{C_iC_{i+1}}} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{BP_r}{\sqrt{C_iC_{i+1}}} & \dots & \frac{K_{\frac{N}{2}\frac{N}{2}+1}BP_r}{C_{\frac{N}{2}}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{K_{\frac{N}{2}\frac{N}{2}+1}BP_r}{C_{\frac{N}{2}}} & \dots & \frac{BP_r}{\sqrt{C_iC_{i+1}}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & \frac{BP_r}{\sqrt{C_iC_{i+1}}} & \dots & \frac{BP_r}{\sqrt{C_1C_2}} & 0 \\ 0 & \frac{K_{1N}BP_r}{C_1} & 0 & 0 & 0 & \frac{BP_r}{\sqrt{C_1C_2}} & 0 & \frac{\sqrt{Y_{IN}BP_r}}{\sqrt{C_1}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{\sqrt{Y_{IN}BP_r}}{\sqrt{C_1}} & 0 \end{bmatrix}$$

Les valeurs des éléments de la matrice de couplage M_{bande}^{norm} du filtre passe-bande normalisé en fréquence peuvent également s'exprimer en fonction des N pôles stables du filtre $S_{21}(p)$ à l'aide de la méthode décrite par Isam H. Zabalawi [63].

V.2.3 Filtre de Tchebychev d'ordre 6

V.2.3 a) Fonction de transfert de Tchebychev (N = 6)

Le coefficient de transmission d'un filtre passe-bas de Tchebychev généralisé d'ordre N = 6 peut être défini par :

$$\forall \omega \in \mathfrak{R}_+, |S_{21}(\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 R_6^2(\omega)} \quad (V.5)$$

avec :

$$\begin{cases} \varepsilon = (A_{max} - 1)^{1/2} \\ R_6(\omega) = \frac{1}{2} \left(\frac{F_3(\omega)}{F_3(-\omega)} + \frac{F_3(-\omega)}{F_3(\omega)} \right) \\ F_3(\omega) = (a_2 \omega + \sqrt{\omega^2 - 1}) \left(\omega_f \sqrt{\omega^2 - 1} + \omega \sqrt{\omega_f^2 - 1} \right) (\omega + \sqrt{\omega^2 - 1}) \\ a_2 = \sqrt{1 + \frac{1}{\sigma_z^2}} \end{cases} \quad (V.6)$$

V.2.3 b) Filtre passe-bas d'ordre 6 non normalisé en fréquence

La représentation du réseau du filtre passe-bas d'ordre 6 est illustré par la figure V.6.

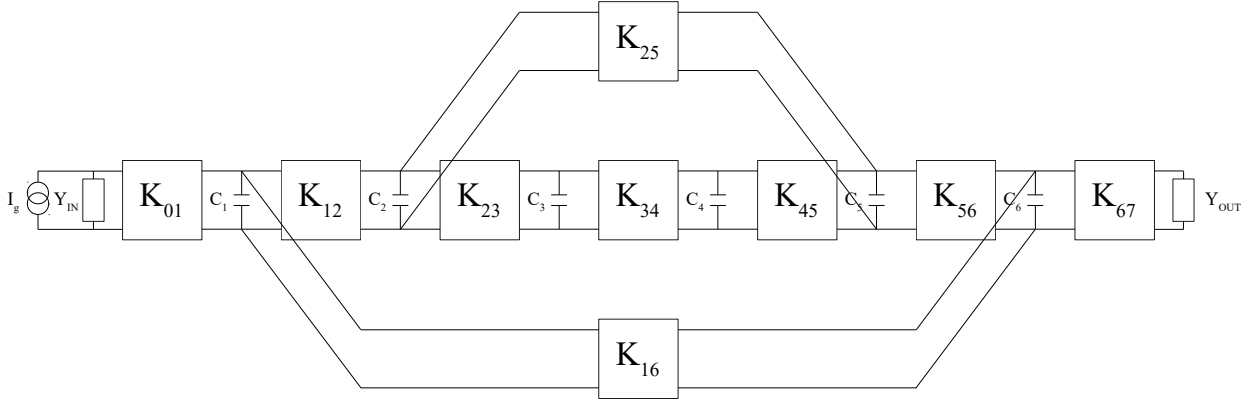


FIGURE V.6 – Représentation électrique du filtre passe-bas d'ordre 6 non normalisé en fréquence avec deux rétro-couplages

Le réseau de ce filtre est caractérisé par :

- 6 capacités C_1, C_2, C_3, C_4, C_5 et C_6 ;
- 7 coefficients de couplage directs : $K_{01}, K_{12}, K_{23}, K_{34}, K_{45}, K_{56}, K_{67}$;
- 2 coefficients de rétro-couplage : K_{16} et K_{25} .

La matrice nodale $M_{bas}(\omega)$ associée au filtre passe-bas symétrique d'ordre 6 est alors exprimée par :

$$M_{bas}(\omega) = \begin{bmatrix} Y_{IN} & jK_{01} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ jK_{01} & jC_1\omega & jK_{12} & 0 & 0 & 0 & jK_{16} & 0 \\ 0 & jK_{12} & jC_2\omega & jK_{23} & 0 & jK_{25} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & jK_{23} & jC_3\omega & jK_{34} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & jK_{34} & jC_4\omega & jK_{45} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & jK_{25} & 0 & jK_{45} & jC_5\omega & jK_{56} & 0 \\ 0 & jK_{16} & 0 & 0 & 0 & jK_{56} & jC_6\omega & jK_{67} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & jK_{67} & Y_{OUT} \end{bmatrix}$$

avec les capacités et les coefficients de couplage [63] :

$$\begin{cases} C_1 = 1/d_2 \\ C_2 = d_2/X \\ C_3 = X/(d_0 + n_0K_{25} - d_0K_{16}K_{25}) \\ C_4 = C_3 \\ C_5 = C_2 \\ C_6 = C_1 \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} K_{01} = K_{67} = \sqrt{Y_{IN}} \\ K_{12} = K_{23} = K_{45} = K_{56} = 1 \\ K_{16} = (n_2 - C_1d_1)/d_2 \\ K_{25} = (d_1 - C_2n_0 + C_2d_0K_{16})/X \\ K_{34} = (n_0 - d_0K_{16})/(d_0 + n_0K_{25} - d_0K_{16}K_{25}) \end{cases}$$

avec :

$$\begin{cases} n_0 = \sigma_1 \sigma_2 \omega_3 + \sigma_2 \sigma_3 \omega_1 - \sigma_1 \sigma_3 \omega_2 + \omega_1 \omega_2 \omega_3 \\ n_1 = \sigma_1 \sigma_2 + \sigma_2 \sigma_3 + \sigma_1 \sigma_3 - \omega_1 \omega_3 + \omega_2 \omega_3 + \omega_1 \omega_2 \\ n_2 = \omega_1 - \omega_2 + \omega_3 \\ d_0 = \sigma_1 \sigma_2 \sigma_3 + \sigma_3 \omega_1 \omega_2 + \sigma_1 \omega_2 \omega_3 - \sigma_2 \omega_1 \omega_3 \\ d_1 = \omega_1 (\sigma_2 + \sigma_3) - \omega_2 (\sigma_1 + \sigma_3) + \omega_3 (\sigma_1 + \sigma_2) \\ d_2 = \sigma_1 + \sigma_2 + \sigma_3 \\ X = n_1 - d_0 C_1 + d_1 K_{16} \end{cases}$$

V.2.3 c) Matrice de couplage du filtre passe-bande symétrique d'ordre 6

La matrice de couplage M_{bande}^{norm} d'un filtre passe-bande symétrique d'ordre 6 normalisé en fréquence et de bande passante relative BP_r est définie par la matrice suivante :

$$M_{bande}^{norm} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{\sqrt{Y_{IN}BP_r}}{\sqrt{C_1}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\sqrt{Y_{IN}BP_r}}{\sqrt{C_1}} & 0 & \frac{BP_r}{\sqrt{C_1C_2}} & 0 & 0 & 0 & \frac{K_{16}BP_r}{C_1} & 0 \\ 0 & \frac{BP_r}{\sqrt{C_1C_2}} & 0 & \frac{BP_r}{\sqrt{C_2C_3}} & 0 & \frac{K_{25}BP_r}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{BP_r}{\sqrt{C_2C_3}} & 0 & \frac{K_{34}BP_r}{C_3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{K_{34}BP_r}{C_3} & 0 & \frac{BP_r}{\sqrt{C_2C_3}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{K_{25}BP_r}{C_1} & 0 & \frac{BP_r}{\sqrt{C_2C_3}} & 0 & \frac{BP_r}{\sqrt{C_1C_2}} & 0 \\ 0 & \frac{K_{16}BP_r}{C_1} & 0 & 0 & 0 & \frac{BP_r}{\sqrt{C_1C_2}} & 0 & \frac{\sqrt{Y_{IN}BP_r}}{\sqrt{C_1}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{\sqrt{Y_{IN}BP_r}}{\sqrt{C_1}} & 0 \end{bmatrix} \quad (V.7)$$

avec les capacités et les inverseurs d'admittance déterminés précédemment pour le filtre passe-bas d'ordre 6 non normalisé en fréquence (section V.2.3 b)).

Par conséquent, la matrice de couplage M_{bande}^{norm} du filtre passe-bande symétrique d'ordre 6 est la matrice de couplage théorique utilisée par la suite pour la conception des filtres en bandes de fréquences L et C.

V.3 Couplage expérimental

V.3.1 Introduction

La section précédente a permis d'établir la matrice de couplage électromagnétique au sein d'un filtre symétrique d'ordre N en définissant les valeurs de couplage électromagnétique qui doivent être appliquées afin d'obtenir des réponses fréquentielles du filtre réglé. La matrice de couplage est alors caractérisée par deux types de couplage :

- des couplages en entrée/sortie (K_{01} et K_{NN+1});
- des couplages inter-résonateur (chemin direct et rétro-couplages).

Les valeurs théoriques de la matrice de couplage sont matérialisées physiquement par des éléments de couplage (iris, tiges métalliques ...) caractérisés par des paramètres géométriques. La détermination des coefficients de couplage associés à ces éléments de couplage est alors réalisée en pratique par des logiciels de simulation électromagnétique (HFSS®, CST®) en notant l'évolution du coefficient de couplage en fonction de la modification d'un paramètre géométrique de l'élément de couplage étudié. Par conséquent, afin de régler le filtre, il est nécessaire de trouver les ensembles des paramètres géométriques des éléments de couplage correspondant aux valeurs des coefficients de la matrice de couplage.

Les sections suivantes s'intéressent alors aux méthodes de détermination des coefficients de couplage ainsi qu'aux éléments de couplage employés en pratique.

V.3.1 a) Détermination du couplage en entrée/sortie

La détermination du coefficient de couplage d'entrée K_{01} ou de sortie K_{NN+1} peut être réalisée à partir de l'étude d'un seul résonateur sous simulation électromagnétique.

Les méthodes employées pour déterminer les coefficients de couplage en entrée/sortie sont multiples et sont notamment caractérisées :

- par le changement de phase du coefficient de réflexion S_{11} ;
- ou par l'étude du coefficient de transmission S_{21} .

La méthode du changement de phase est utilisée par la suite pour la conception des filtres en bandes de fréquences L et C.

En utilisant cette méthode, la détermination du couplage d'entrée K_{01} ou de sortie K_{NN+1} d'un filtre symétrique d'ordre N est effectuée à partir d'un seul résonateur en étudiant l'évolution de la phase de la réponse en réflexion S_{11} (figure V.7). Par conséquent, une configuration précise de l'ensemble des paramètres géométriques de l'élément de couplage en entrée/sortie donne lieu à une unique valeur du coefficient de couplage égale à :

$$K_{01} = K_{NN+1} = \frac{\Delta f}{f_0} \quad (\text{V.8})$$

avec Δf la bande de fréquence correspondant à un changement de phase du coefficient de réflexion S_{11} de $\pm \pi/2$ autour de la fréquence de résonance fondamentale f_0 du résonateur de la réponse en phase.

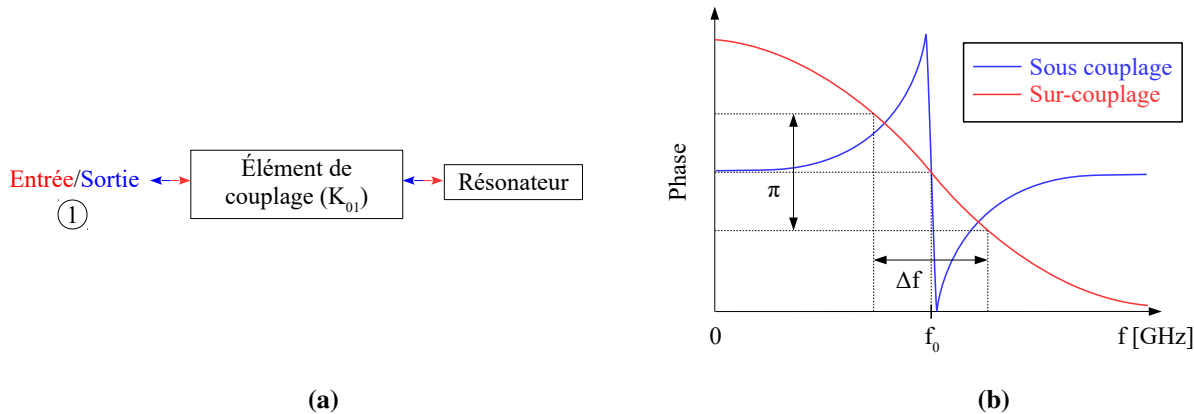


FIGURE V.7 – Détermination du coefficient de couplage $K_{01} = K_{NN+1}$ à partir de la réponse en phase du coefficient de réflexion S_{11} : représentation schématique (a) et théorique (b)

En s'intéressant à la variation de phase du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence, le coefficient de couplage appliqué au niveau du premier (ou dernier) résonateur peut être soit sur-couplé ou soit sous couplé (figure V.7b).

En pratique, la détermination du coefficient de couplage en entrée/sortie est obtenue sous simulations électromagnétiques (HFSS®, CST®) à partir du relevé de la fréquence fondamentale f_0 et de la bande de fréquence Δf .

V.3.1 b) Détermination du couplage inter-résonateur : couplage direct/rétro-couplage

La détermination du coefficient de couplage inter-résonateur noté K (chemin direct ou rétro-couplage) peut être réalisée à partir de l'étude du coefficient de transmission S_{21} d'un filtre d'ordre deux sous simulation électromagnétique (figure V.8a).

Ainsi, ce filtre d'ordre deux est constitué :

- de l'élément de couplage inter-résonateur de coefficient de couplage K à déterminer ;
- des éléments de couplage en entrée/sortie de coefficient K_{01}/K_{23} .

Les éléments de couplage en entrée/sortie sont définis de telle sorte à obtenir des coefficients de couplage K_{01} et K_{23} négligeables par rapport au coefficient de couplage inter-résonateur K , c'est à dire :

$$K \gg K_{01} = K_{NN+1}$$

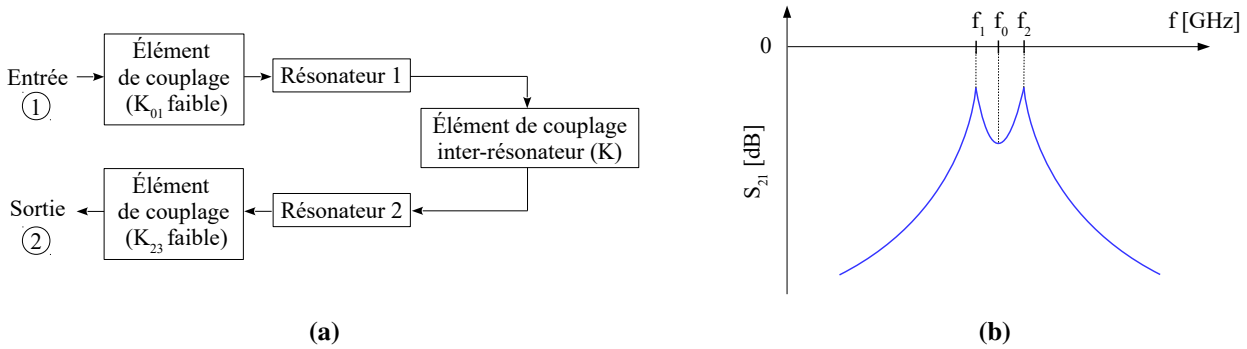


FIGURE V.8 – Détermination du coefficient de couplage inter-résonateur K à partir du coefficient de transmission S_{21} d'un filtre d'ordre deux : représentation schématique (a) et théorique (b)

Le calcul du coefficient de couplage inter-résonateur K est alors donné par la relation suivante :

$$K = \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_1^2 + f_2^2} \quad (V.9)$$

avec f_1 et f_2 les fréquences de résonance basse et haute par rapport à la fréquence fondamentale f_0 dont les niveaux de transmission du coefficient S_{21} sont les plus élevés (figure V.8b).

V.3.1 c) Configuration d'un résonateur matriochka à deux sections

Afin d'illustrer les déterminations théoriques des coefficients de couplage en entrée/sortie et inter-résonateurs d'un filtre d'ordre N , des exemples d'éléments de couplage sont proposés par la suite à partir de résonateurs matriochkas à deux sections.

La conception du résonateur matriochka à deux sections est établie à partir du programme 2 de minimisation du volume à la fréquence fondamentale $f_0 = 1$ GHz, pour un facteur de qualité $Q_{c,f_0}^{M,2} = 2000$ et pour une conductivité $\sigma = 61.10^6$ S.m⁻¹ (figure V.9).

Les caractéristiques géométriques du résonateur étudié sont fournies par le tableau V.1.

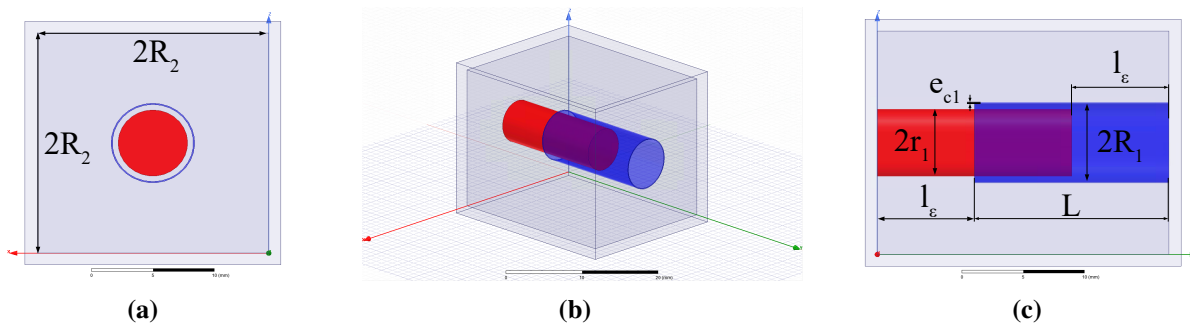


FIGURE V.9 – Représentations graphiques du résonateur matriochka à deux sections à la fréquence fondamentale $f_0 = 1$ GHz

Donnée initiales	Résultats programme 2	Données HFSS®
$f_0 = 1$ GHz $Q_{c,f_0}^{M,2} = 2000$ $\delta_1 = 0,38$ mm $\sigma = 61.10^6$ S.m ⁻¹	$r_1 = 2,85$ mm $R_1 = 3,23$ mm $r_2 = 3,33$ mm $R_2 = 9,51$ mm $l_\epsilon = 8,00$ mm $L = 16,09$ mm	$f_0^{HFSS} = 1,01$ GHz $Q^{HFSS} = 2000$

TABLE V.1 – Exemple d'un tableau caractéristique d'un résonateur matriochka à deux sections résonant à la fréquence fondamentale $f_0 = 1$ GHz

La configuration de ce résonateur est utilisée par la suite afin d'illustrer des éléments de couplage définis pour :

- un couplage en entrée/sortie : ligne coaxiale ;
- un couplage inter-résonateur direct : iris, tore ;
- un rétro-couplage : tige métallique.

V.3.2 Élément de couplage entrée/sortie : ligne coaxiale

L'élément de couplage en entrée/sortie employé pour la conception des résonateurs matriochkas est une ligne coaxiale illustrée par la figure V.10 où :

- l'âme centrale correspond à une tige métallique venant se connecter sur un conducteur ;
- le blindage extérieur est réalisé par la cavité métallique.

En pratique, la réalisation de la ligne coaxiale est effectué par différents types de connecteurs tels les connecteurs SMA, les connecteurs de puissance TNC, etc. En règle générale, le diélectrique de la ligne coaxiale séparant l'âme du blindage extérieur est du téflon ($\epsilon_r = 2,1$ et $\tan(\delta) = 0,001$) et l'impédance caractéristique est souvent fixée à 50 Ohms.

Lors de simulations électromagnétiques, il est nécessaire de définir un ou plusieurs plans d'excitation afin de déterminer le comportement fréquentiel du composant étudié. Le plan d'excitation permet ainsi de générer une onde électromagnétique dans un plan orthogonal à la direction de propagation de l'onde.

La figure V.11 illustre les champs électromagnétiques générés au sein du plan d'excitation de la ligne coaxiale.

Le mode de propagation des champs électromagnétiques est le mode TEM où le champ électrique et le champ magnétique sont orthogonaux à la direction de propagation de l'onde. Le mode de propagation de la ligne coïncide avec celui du mode de résonance du résonateur matriochka réalisant ainsi un transfert d'énergie idéal entre la ligne coaxiale et la cavité résonante.

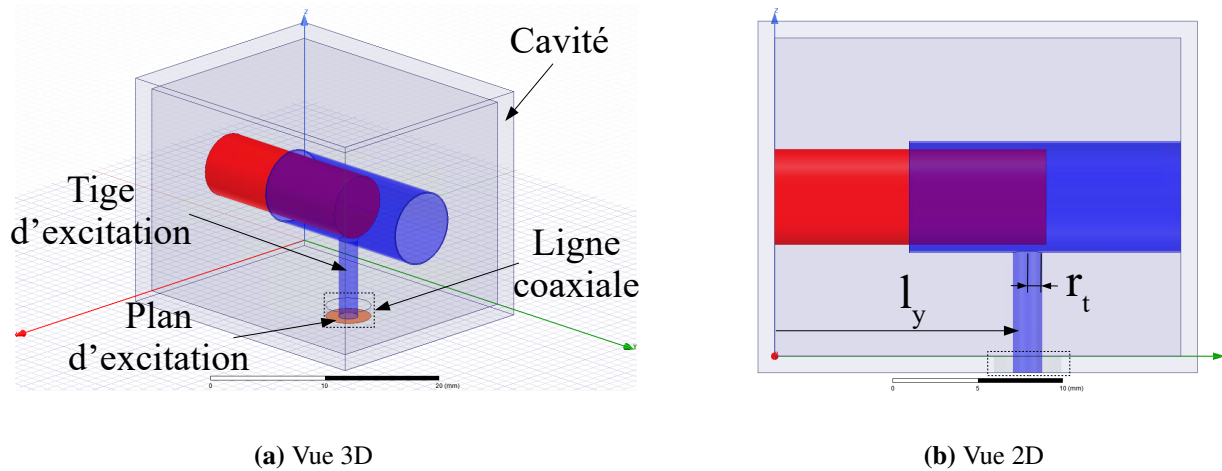


FIGURE V.10 – Représentation de la ligne coaxiale

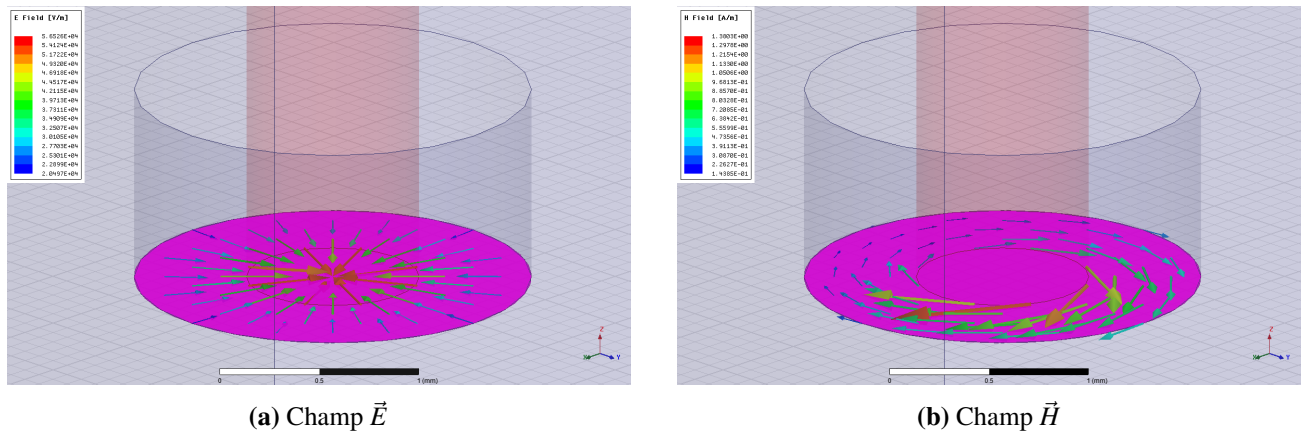


FIGURE V.11 – Visualisations des champs électrique (a) et magnétique (b) du plan d'excitation au sein de la ligne coaxiale

La modification du coefficient de couplage en entrée/sortie est possible en modifiant les paramètres géométriques de la ligne coaxiale : le rayon r_t (impédance de la ligne fixée à 50 Ohms) et la position d'excitation l_y . Un exemple d'évolutions des paramètres géométriques est fourni par le tableau V.2 en étudiant l'évolution de ces paramètres à partir d'une configuration initiale (cas 0).

En remarque, l'influence du cylindre concerne l'étude du coefficient de couplage sur la connexion de l'âme de la ligne coaxiale sur le cylindre plein et sur le cylindre creux.

Cas 0	Cas 1	Cas 2	Cas 3
$r_t = 1 \text{ mm}$	$r_t = 2 \text{ mm}$	$r_t = 1 \text{ mm}$	$r_t = 1 \text{ mm}$
$l_y = 15 \text{ mm}$	$l_y = 15 \text{ mm}$	$l_y = 10 \text{ mm}$	$l_y = 5 \text{ mm}$

TABLE V.2 – Tableau de valeurs des caractéristiques géométriques de la ligne coaxiale pour différentes influences par rapport à la configuration initiale

La figure V.12 représente ainsi les évolutions des coefficients de couplage pour les différentes évolutions des paramètres étudiés de la ligne coaxiale obtenues sous simulations HFSS®. En remarque, les représentations graphiques de la colonne de gauche et du milieu correspondent respectivement au cas 0 et à la modification d'un paramètre étudié.

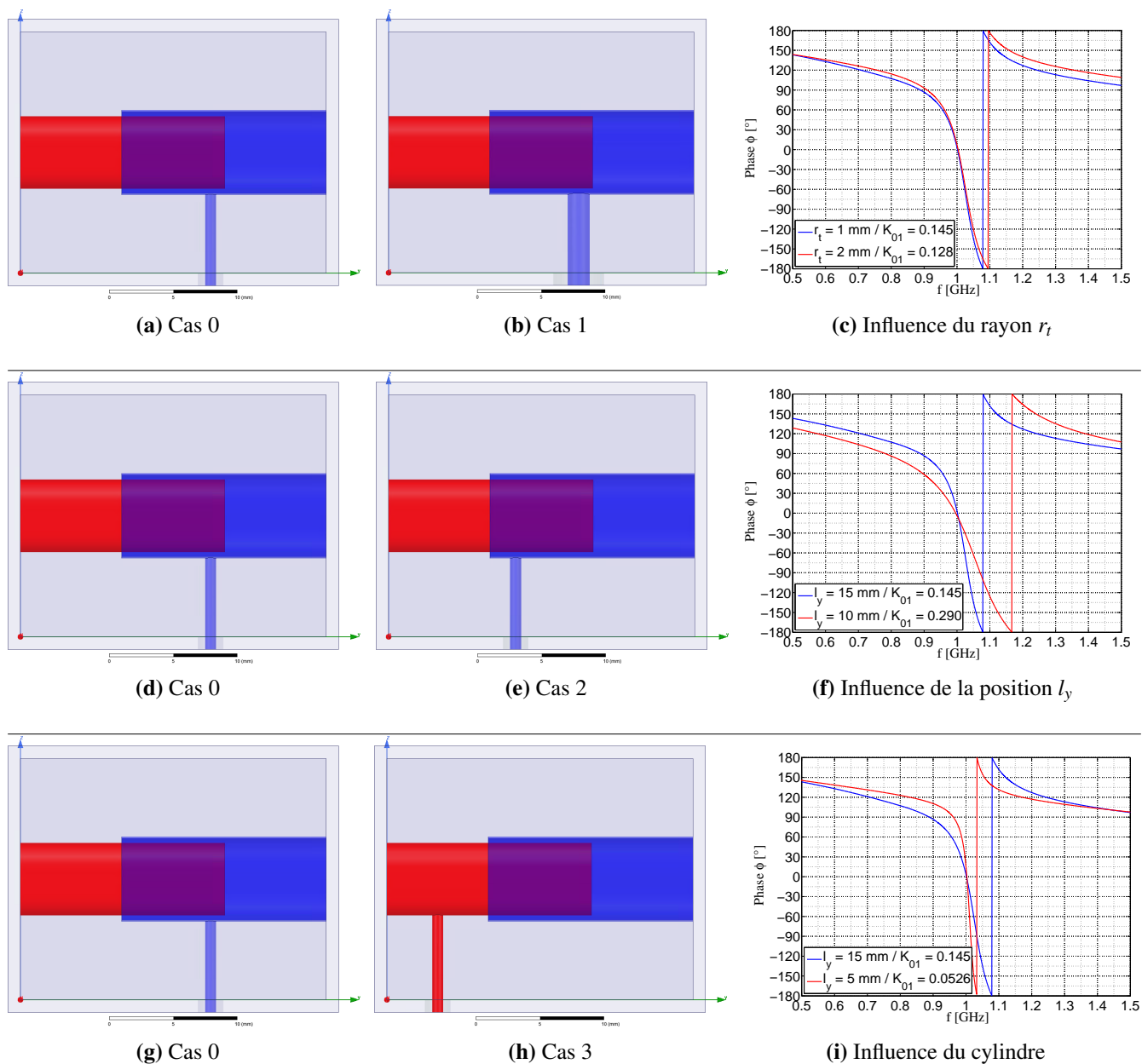


FIGURE V.12 – Représentations schématiques et graphiques de l’influence des paramètres de la tige d’excitation (rayon r_t et position l_y) sur le coefficient de couplage en entrée/sortie

Ainsi, l’augmentation du rayon r_t de l’âme de la ligne coaxiale permet de diminuer la valeur du coefficient de couplage. Par ailleurs, l’obtention du coefficient de couplage en entrée/sortie à partir de la ligne coaxiale est possible pour un résonateur matriochka à deux sections en connectant l’âme de la ligne sur le conducteur plein ou bien sur le conducteur creux du résonateur.

Finalement, la modification des paramètres géométriques du rayon r_t et de la position d’excitation l_y influence la valeur du coefficient de couplage d’entrée/sortie. En pratique, le rayon de l’âme centrale est normalisé par les constructeurs des connecteurs, et donc, le seul paramètre de réglage du coefficient de couplage d’entrée/sortie de la ligne coaxiale est sa position l_y .

V.3.3 Élément de couplage inter-résonateur : iris

V.3.3 a) Couplage direct : iris

L'élément de couplage inter-résonateur par iris est employé pour la conception des filtres matriochkas afin de réaliser un couplage électromagnétique direct. Le mode de propagation au sein du résonateur matriochka étant un mode TEM, alors l'iris favorise le couplage magnétique entre deux résonateurs consécutifs et est alors utilisé pour créer physiquement les coefficients de couplage $K_{12}, K_{23} \dots K_{N-1N}$ d'un filtre d'ordre N.

L'iris est alors défini par sa largeur l_x qui est un paramètre de réglage permettant de modifier le coefficient de couplage noté K entre deux résonateurs consécutifs (figure V.13).

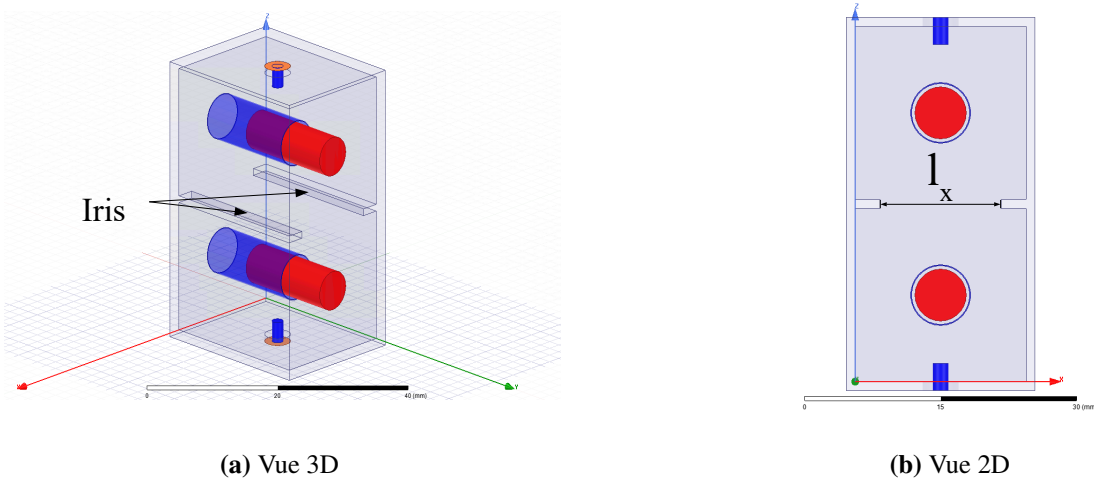


FIGURE V.13 – Description graphique de l'iris

Les excitations en entrée/sortie du filtre sont réalisées à partir de lignes coaxiales possédant de faibles longueurs d'âmes centrales et qui sont déconnectées des cylindres du résonateur matriochka. La configuration de ces lignes coaxiales engendrent ainsi de faibles niveaux de couplage en entrée/sortie qui sont nécessaires pour déterminer le couplage inter-résonateur K de l'iris.

La figure V.14 illustre alors le comportement du coefficient de couplage en fonction de la largeur de l'iris.

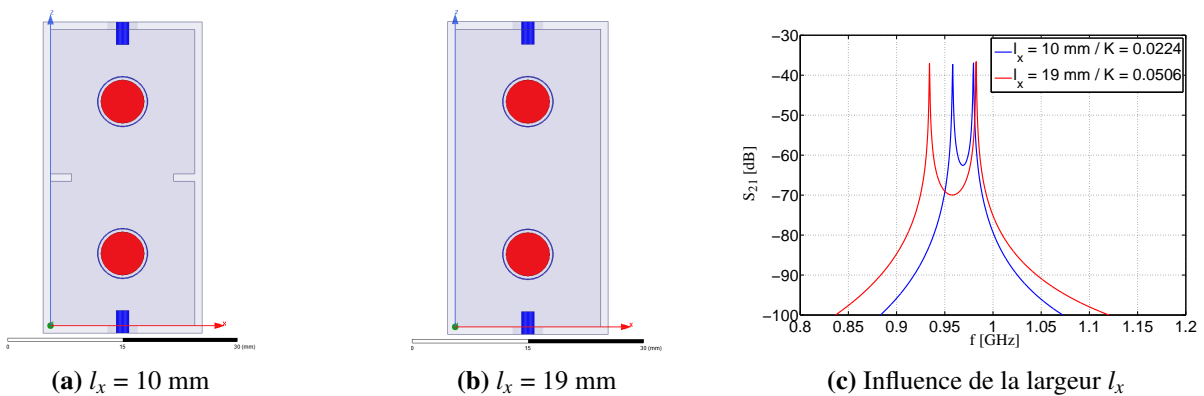


FIGURE V.14 – Représentations schématiques et graphiques de l'influence de la largeur l_x de l'iris sur le coefficient de couplage inter-résonateur

Les résultats de la figure V.14 montrent que l'augmentation de la largeur de l'iris entraîne :

- une diminution de la fréquence fondamentale du filtre f_0 ;
- une augmentation du coefficient de couplage inter-résonateur K .

En remarque, l'iris admet un coefficient de couplage inter-résonateur maximal lorsqu'il est totalement ouvert.

V.3.3 b) Rétro-couplage : tige métallique

L'élément de couplage inter-résonateur par tige métallique est employé pour la conception des filtres matriochkas afin de réaliser un rétro-couplage électromagnétique. Le rétro-couplage permet ainsi de réaliser des zéros de transmission sur la réponse fréquentielle du coefficient de transmission S_{21} d'un filtre d'ordre N .

Placée entre deux résonateurs ne constituant pas le chemin direct, la tige métallique sollicite un couplage électrique et est alors utilisée pour créer physiquement les coefficients de couplage croisés (exemple : K_{1N} , K_{2N-1} , etc).

La tige métallique est caractérisée par le rayon r_t , la longueur l_t et la position l_y (figure V.15). Par ailleurs, une bague en téflon soutient physiquement la tige métallique afin de réaliser le rétro-couplage électromagnétique. L'ajout du téflon a une influence négligeable au niveau du rétro-couplage sur les performances électromagnétiques du filtre en raison d'un faible niveau des coefficients de rétro-couplage comparé aux coefficients de couplage directs.

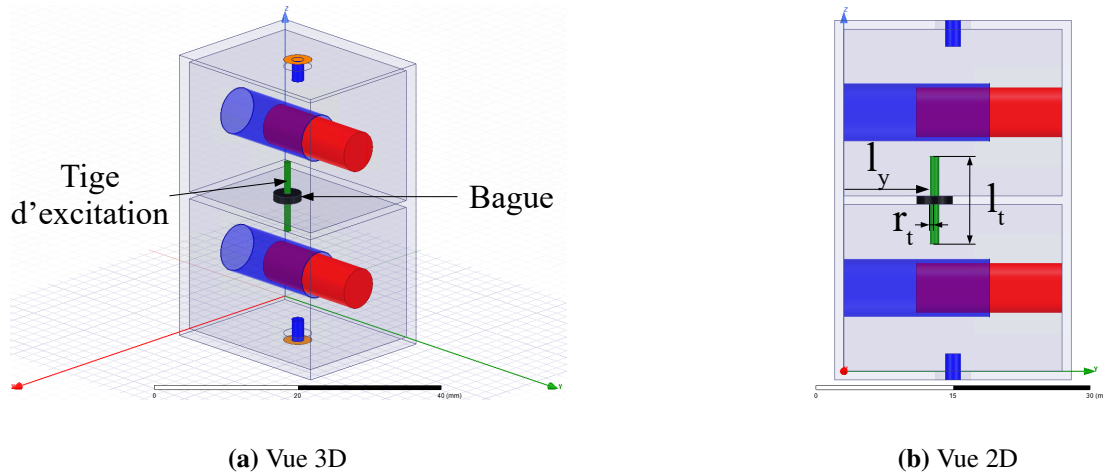


FIGURE V.15 – Description graphique de la tige d'excitation du rétro-couplage

Par conséquent, les caractéristiques de la tige métallique sont des paramètres de réglage du filtre permettant de modifier le coefficient de rétro-couplage noté K . Un exemple d'évolutions des caractéristiques de la tige métallique est fourni par le tableau V.3 en étudiant l'évolution de ces paramètres à partir d'une configuration initiale (cas 0). En remarque, les dimensions géométriques de la bague en téflon sont fixées et sont définies par un rayon égal à 2 mm et pour $\tan(\delta) = 0,001$.

Cas 0	Cas 1	Cas 2	Cas 3
$r_t = 0,5 \text{ mm}$	$r_t = 1 \text{ mm}$	$r_t = 0,5 \text{ mm}$	$r_t = 0,5 \text{ mm}$
$l_t = 10 \text{ mm}$	$l_t = 10 \text{ mm}$	$l_t = 12 \text{ mm}$	$l_t = 10 \text{ mm}$
$l_y = 10 \text{ mm}$	$l_y = 10 \text{ mm}$	$l_y = 10 \text{ mm}$	$l_y = 20 \text{ mm}$

TABLE V.3 – Tableau de valeurs des caractéristiques géométriques de la tige d'excitation du rétro-couplage pour différentes influences par rapport à la configuration initiale

La figure V.16 illustre ainsi les évolutions des coefficients de rétro-couplage pour les différentes évolutions des paramètres étudiés du tableau V.3.

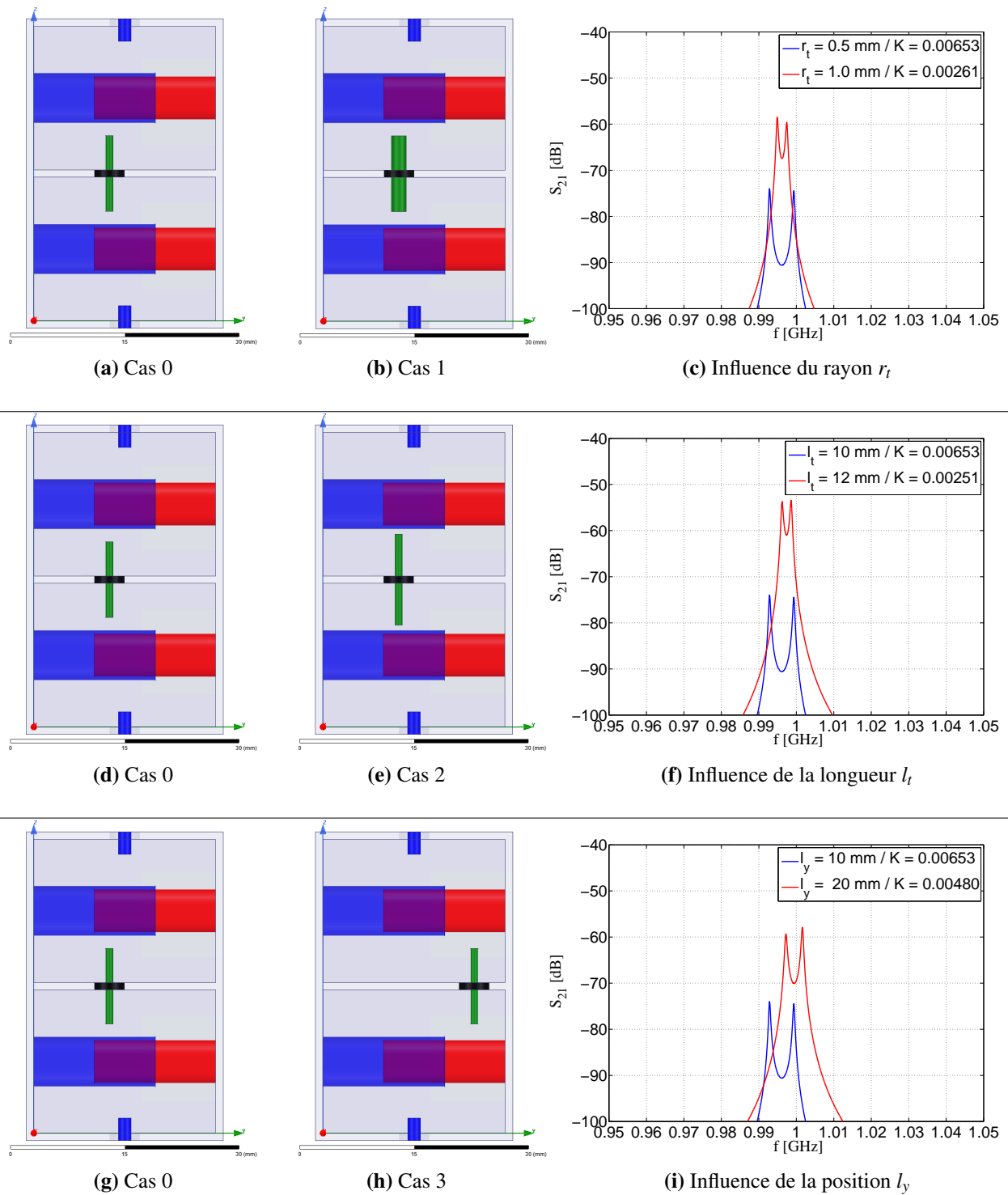


FIGURE V.16 – Représentations schématiques et graphiques de l'influence des paramètres de la tige d'excitation (rayon r_t , longueur l_t et position l_y) sur le coefficient de couplage inter-résonateur K

Par conséquent, l'augmentation du coefficient de rétro-couplage par tige métallique peut être réalisée en :

- diminuant le rayon de la tige ;
- diminuant la longueur de la tige.

Par ailleurs, la position de la tige métallique influence également le coefficient de rétro-couplage qui est plus élevé lorsque la tige est positionnée au niveau des cylindres creux des résonateurs matriochkas.

La section suivante propose une alternative de couplage électromagnétique en chemin direct et en rétro-couplage.

V.3.4 Élément de couplage inter-résonateur : tore

V.3.4 a) Définition de l'élément de couplage

Le tore est un élément de couplage électromagnétique pouvant être utilisé pour réaliser des couplages directs d'un filtre. En effet, la configuration du tore sollicite le stockage d'énergie sous forme magnétique réalisant ainsi une boucle de courant. Le tore est donc un élément de couplage direct permettant de créer physiquement les coefficients de couplage K_{12} , K_{23} ... K_{NN-1} d'un filtre d'ordre N.

Le tore est caractérisé par un ensemble de trois tiges métalliques connectées à une paroi du filtre afin d'assurer la boucle de courant (figure V.17). Les paramètres géométriques du tore sont définis par sa longueur L_t , sa largeur l_t et son rayon r_t . Enfin, l'élément de couplage traverse la paroi commune entre les deux résonateurs à travers une ouverture circulaire.

En remarque, l'ouverture circulaire joue le rôle d'iris et est ainsi réduite dans cette étude afin de caractériser le comportement du tore métallique.

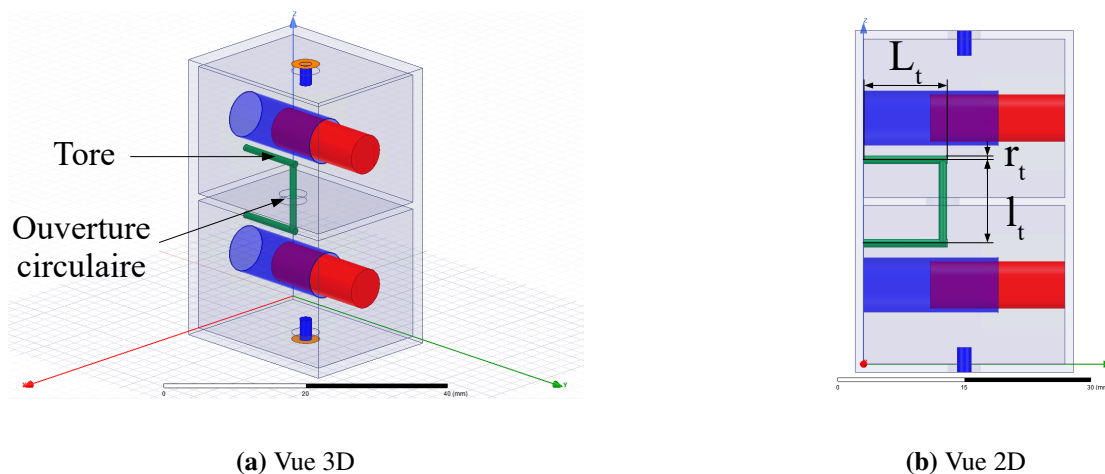


FIGURE V.17 – Description graphique du tore

La figure V.18 confirme bien le fait que le champ électromagnétique se propageant dans le tore est cohérent avec le mode TEM des résonateurs matriochkas à deux sections.

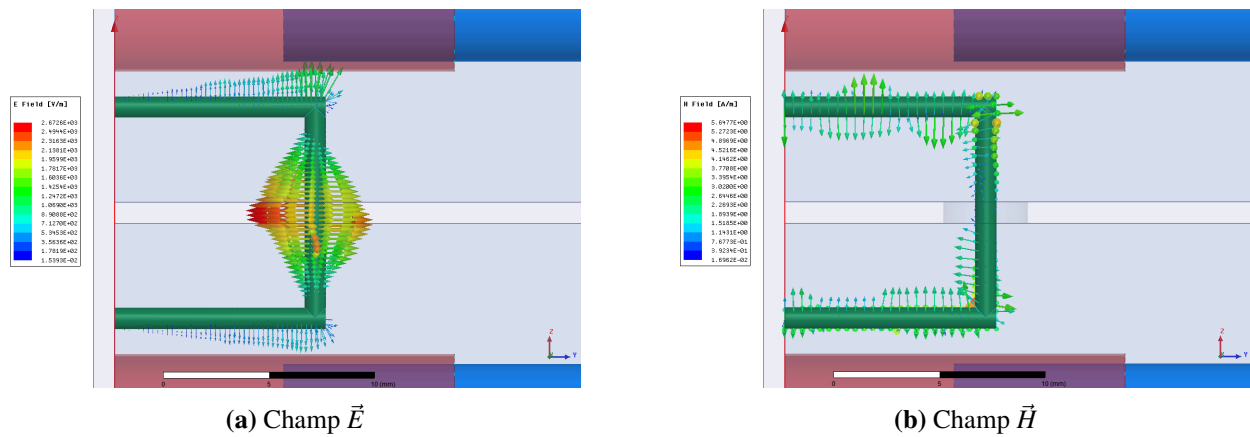


FIGURE V.18 – Visualisations des champs électrique (a) et magnétique (b) du tore

Les caractéristiques du tore métallique sont des paramètres de réglage du filtre permettant de modifier le coefficient de couplage inter-résonateur noté K . Un exemple d'évolutions des paramètres géométriques du tore est fourni par le tableau V.4 en étudiant l'évolution de ces paramètres à partir d'une configuration initiale (cas 0). En remarque, l'étude du rayon de l'ouverture circulaire n'est pas étudiée et est fixée à 2 mm.

Cas 0	Cas 1	Cas 2	Cas 3
$L_t = 10 \text{ mm}$	$L_t = 20 \text{ mm}$	$L_t = 10 \text{ mm}$	$L_t = 10 \text{ mm}$
$l_t = 10 \text{ mm}$	$l_t = 10 \text{ mm}$	$l_t = 8 \text{ mm}$	$l_t = 10,8 \text{ mm}$
$r_t = 0,5 \text{ mm}$	$r_t = 0,5 \text{ mm}$	$r_t = 0,5 \text{ mm}$	$r_t = 0,1 \text{ mm}$

TABLE V.4 – Tableau de valeurs des caractéristiques géométriques du tore pour différentes influences par rapport à la configuration initiale

La figure V.19 illustre ainsi les évolutions des coefficients de couplage inter-résonateur du tore pour les différentes évolutions des paramètres étudiés du tableau V.4.

Par conséquent, l'augmentation de la valeur d'un paramètre géométrique du tore (longueur L_a , largeur l_a , rayon r_a) implique ainsi une augmentation du coefficient de couplage inter-résonateur.

V.3.4 b) Tores multiples

L'élément de couplage en tore est un élément de base pouvant être utilisé pour créer différents éléments de couplage. En effet, la disposition en parallèle de tores métalliques peut être effectuée pour réaliser un élément de couplage en tore multiples. Un exemple d'un double tore constitué de deux tores identiques espacés d'une distance e est présenté sur la figure V.20.

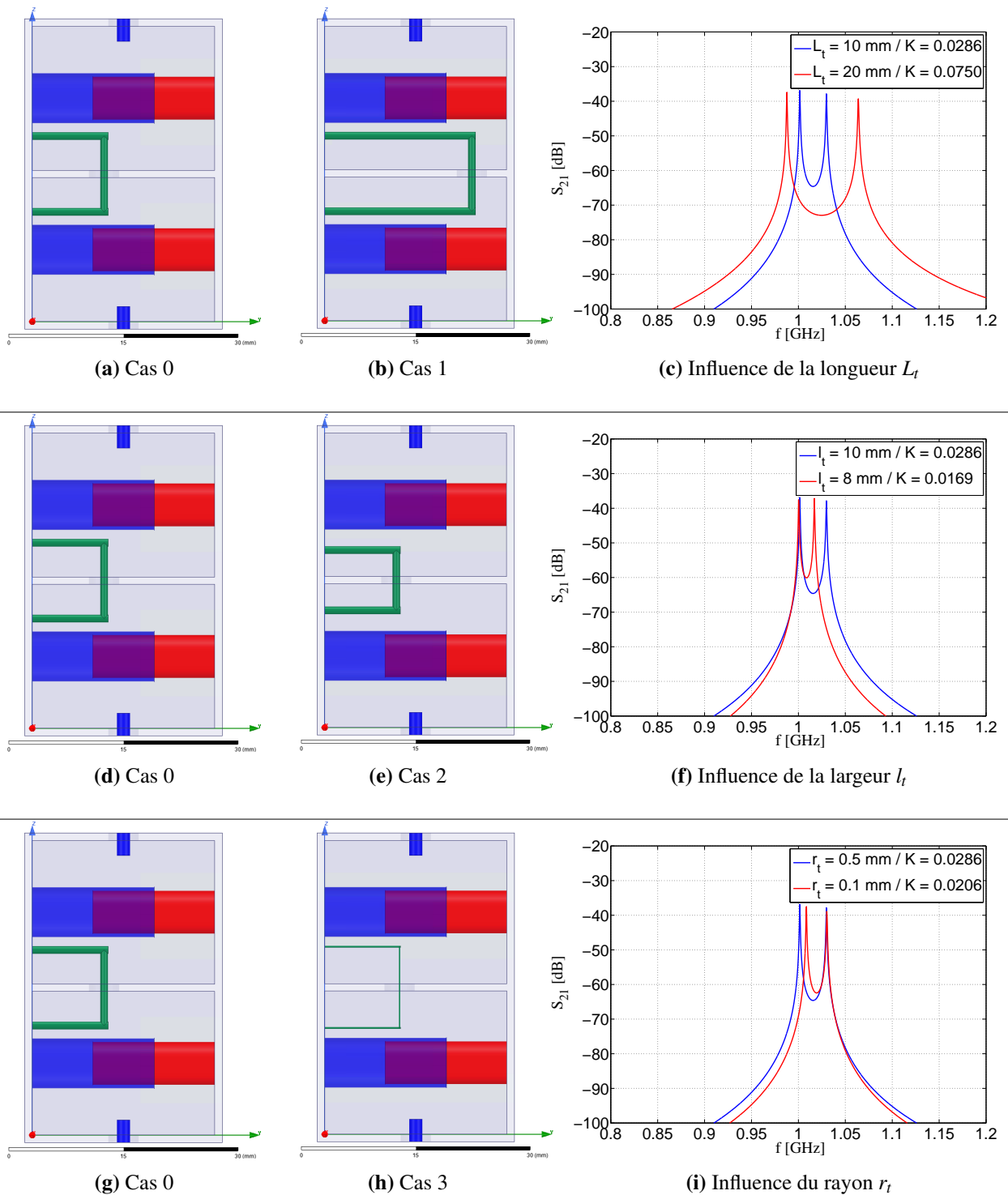


FIGURE V.19 – Représentations schématiques et graphiques de l'influence des paramètres du tore (longueur L_t , largeur l_t , et rayon r_t) sur le coefficient de couplage inter-résonateur K

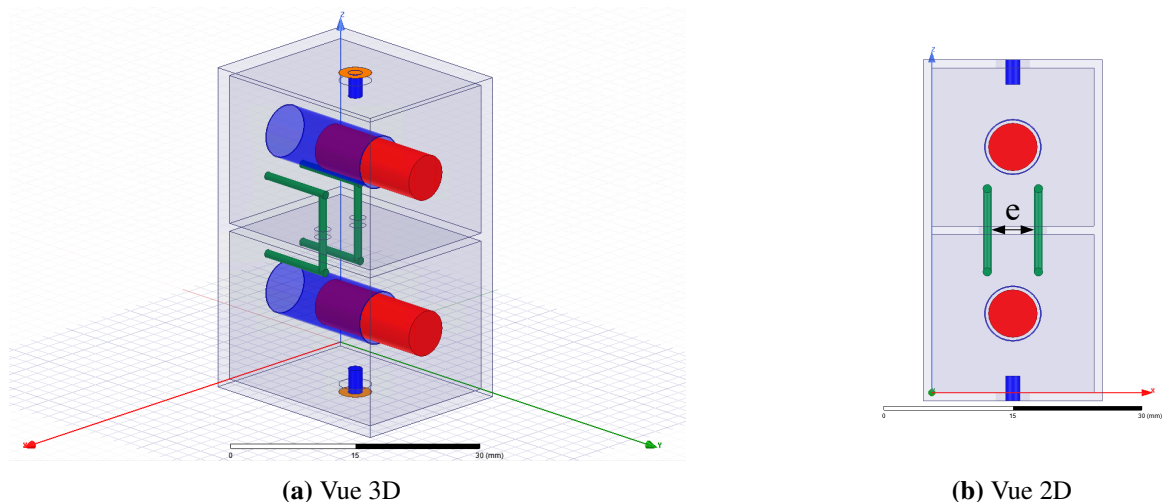


FIGURE V.20 – Description graphique d'un double tore

Par conséquent, le coefficient de couplage est influencé par les caractéristiques du tore métallique (longueur L_t , largeur l_t et rayon r_t) et par l'espacement e entre les deux tores. L'étude des paramètres géométriques d'un tore étant effectuée précédemment, alors seule l'étude du comportement du coefficient de couplage en fonction de l'espacement est effectuée.

La figure V.21 illustre alors l'évolution du couplage inter-résonateur du double tore noté K pour différentes valeurs d'espacement entre les deux tores.

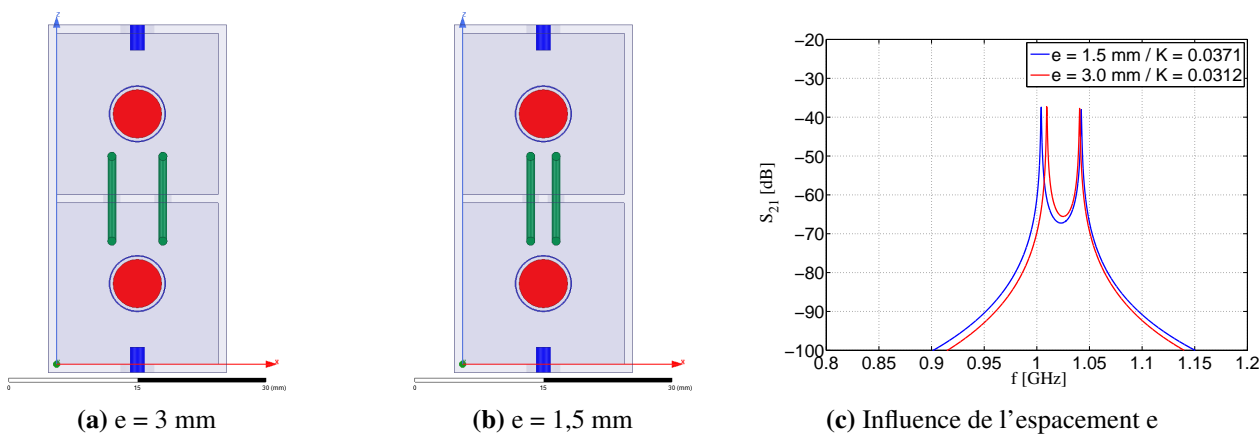


FIGURE V.21 – Représentations schématiques et graphiques de l'évolution de l'espacement e entre les deux tores

Par conséquent, la diminution de l'espacement entre les deux tores implique l'augmentation du coefficient de couplage inter-résonateur.

La figure V.22 illustre également la différence du niveau de couplage inter-résonateur entre un et deux tores métalliques disposés en parallèle. En remarque, les tores sont identiques afin d'effectuer la comparaison des coefficients de couplage.

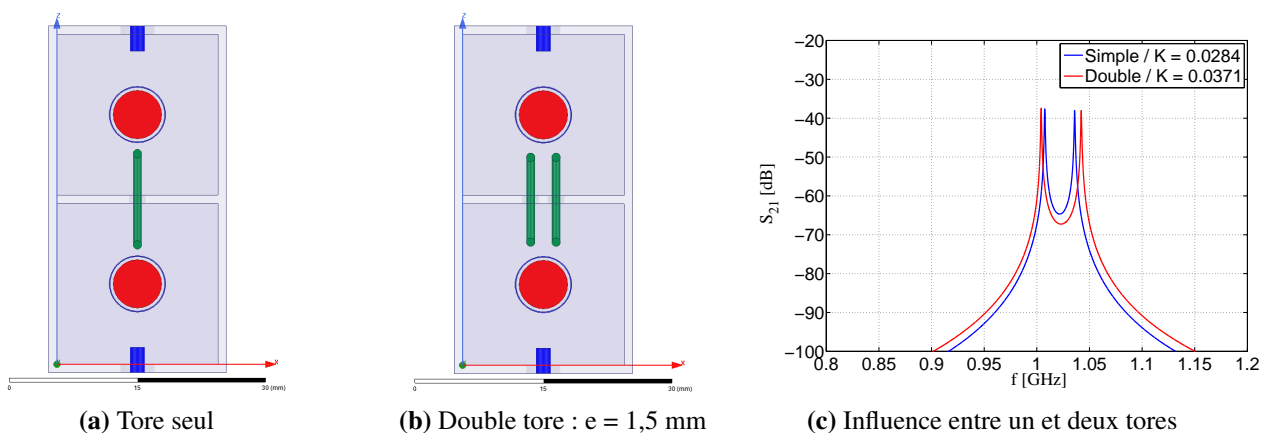


FIGURE V.22 – Représentations schématiques et graphiques de l'évolution du coefficient de couplage entre un et deux tores

Ainsi, l'ajout de tores métalliques disposés en parallèle augmente le coefficient de couplage inter-résonateur comparé au coefficient de couplage d'un seul tore. En effet, l'ajout de boucles de courant disposées en parallèle permet d'augmenter le stockage d'énergie magnétique et donc d'augmenter également le coefficient de couplage inter-résonateur.

Finalement, le tore est un élément de couplage permettant d'obtenir de fortes valeurs de coefficients de couplage. La section suivante s'intéresse alors à la comparaison des performances des éléments de couplage inter-résonateur entre le tore et l'iris.

V.3.5 Comparaison iris/tore

Les critères de comparaison entre l'élément de couplage inter-résonateur par iris et par tore sont :

- l'influence sur la fréquence fondamentale du résonateur ;
- la limite maximale du coefficient de couplage inter-résonateur ;
- l'agilité fréquentielle du coefficient de couplage inter-résonateur ;
- la dégradation du facteur de qualité du résonateur ;
- l'apparition d'harmoniques parasites ;
- la réjection électromagnétique entre les résonateurs ;
- la tenue en puissance de l'élément de couplage.

Les comparaisons sont effectuées à partir des résultats précédents pour la configuration du résonateur à la fréquence fondamentale $f_0 = 1$ GHz (tableau V.1).

V.3.5 a) Influence sur la fréquence fondamentale

L'influence des éléments de couplage entre deux résonateurs consécutifs de coefficient de couplage noté K sur la fréquence fondamentale f_0 du résonateur est illustrée par la figure V.23 en représentant les configurations initiales proposées précédemment pour l'iris (figure V.22a) et le tore (figure V.19a) ainsi que leur réponse fréquentielle associée.

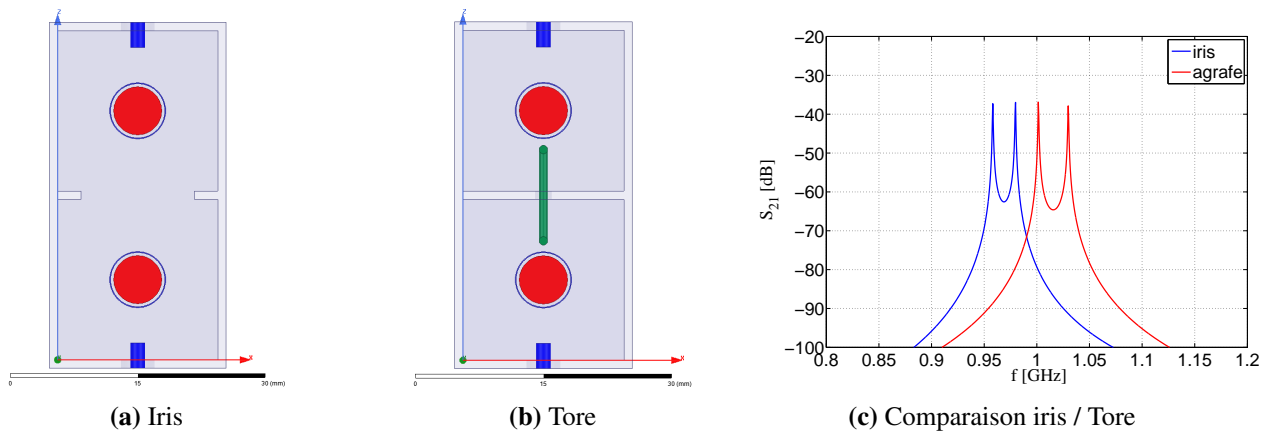


FIGURE V.23 – Représentations schématiques et comparaison des comportements fréquentiels de l’iris et du tore sur la fréquence fondamentale $f_0 = 1$ GHz

Les éléments de couplage en iris et en tore possèdent alors des comportements opposés sur l’évolution de la fréquence fondamentale. En effet :

- l’augmentation de la largeur de l’iris implique une augmentation du volume du résonateur diminuant ainsi la fréquence fondamentale f_0 ;
- tandis que pour le tore métallique, l’ajout de volume au sein d’une cavité résonante a pour effet d’augmenter la fréquence fondamentale f_0 .

Par conséquent, la conception du résonateur doit être établie de telle sorte à obtenir une fréquence de résonance supérieure (respectivement inférieure) à la fréquence fondamentale f_0 imposée par un cahier des charges lorsque l’élément de couplage utilisé est un iris (respectivement un tore).

V.3.5 b) Limite du coefficient de couplage inter-résonateur

Les résultats précédents décrivent une limite maximale du coefficient de couplage inter-résonateur noté K_i pour l’iris lorsque la largeur de l’iris est maximale. En revanche, la configuration du tore permet d’obtenir un coefficient de couplage inter-résonateur noté K_t supérieur par rapport au coefficient de couplage maximal de l’iris (figure V.24).

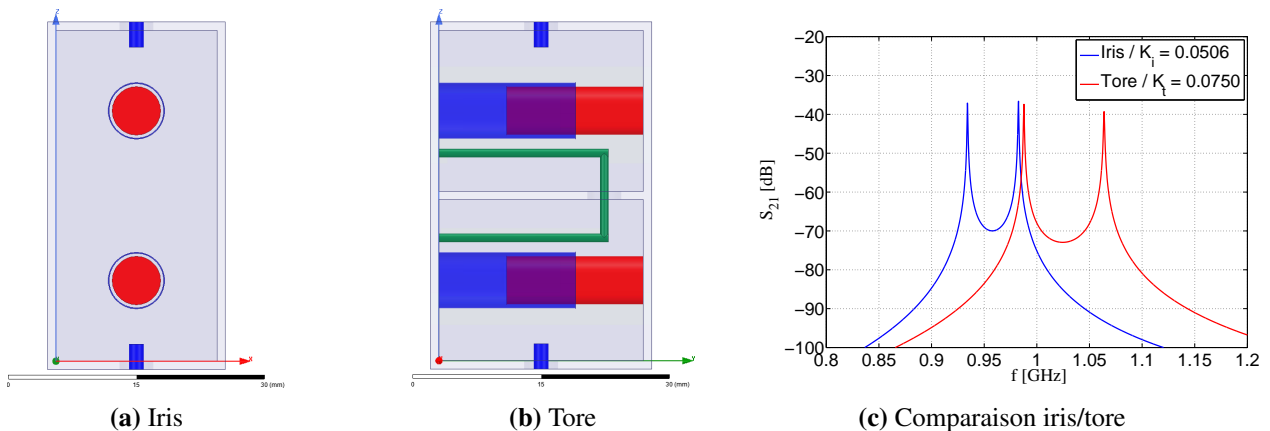


FIGURE V.24 – Représentations schématiques et comparaison des coefficients de couplage de l’iris et du tore

V.3.5 c) Agilité du coefficient de couplage inter-résonateur

L'agilité d'un coefficient de couplage associé à une matrice de couplage d'un filtre consiste à modifier la valeur de ce coefficient à l'aide d'éléments d'accords (moteurs [49], diodes, MEMS, etc). Les sections suivantes s'intéressent alors aux éléments d'accord pouvant être utilisés pour contrôler le coefficient de couplage d'un iris et d'un tore.

Iris

L'agilité du couplage inter-résonateur d'un iris peut être modifiée à l'aide d'un plot contrôlé par un moteur (figure V.26).

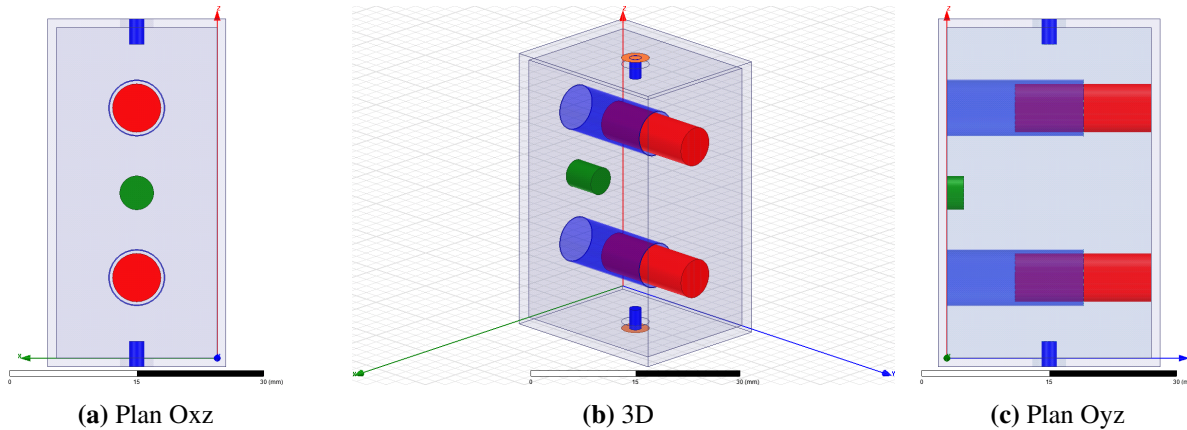


FIGURE V.25 – Représentations schématiques du plot de couplage (en vert)

Un exemple de modification de longueur du plot est illustré par la figure V.26.

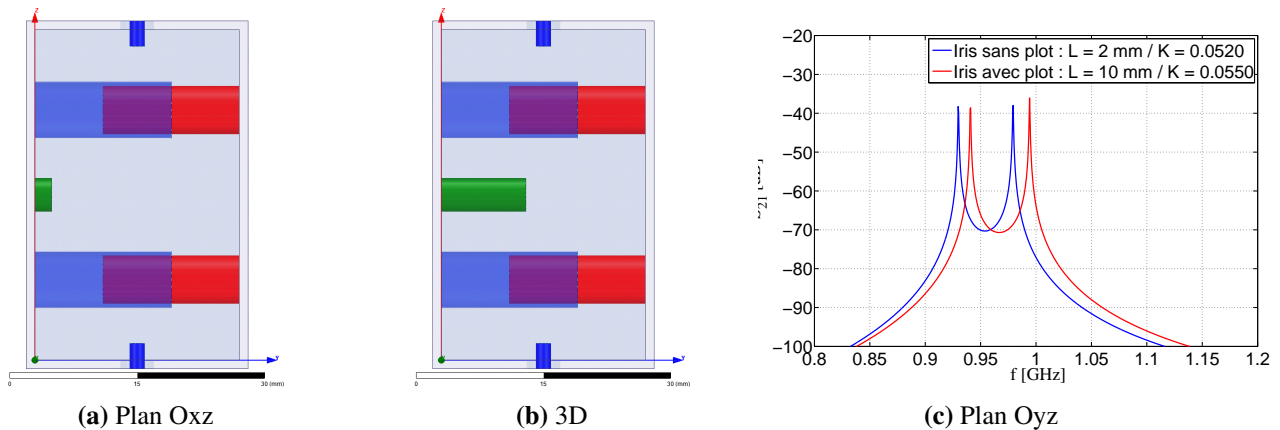


FIGURE V.26 – Représentations schématiques du plot de couplage (en vert)

L'augmentation de la longueur L du plot au sein du filtre augmente ainsi le coefficient de couplage inter-résonateur K.

Tore

L'agilité du couplage inter-résonateur d'un tore peut également être contrôlé par un moteur en modifiant la longueur L_t du tore (section V.3.4 a)).

Une autre méthode consiste à reporter une partie du tore sur une technologie micro-ruban (figure V.27).

Par conséquent :

- une ligne métallique est gravée sur un substrat dont l'enveloppe externe du boîtier du filtre correspond à un plan de masse ;
- les tiges métalliques du tore traversent le boîtier à travers une ouverture circulaire et sont connectées à la ligne micro-ruban afin d'assurer la boucle de courant.

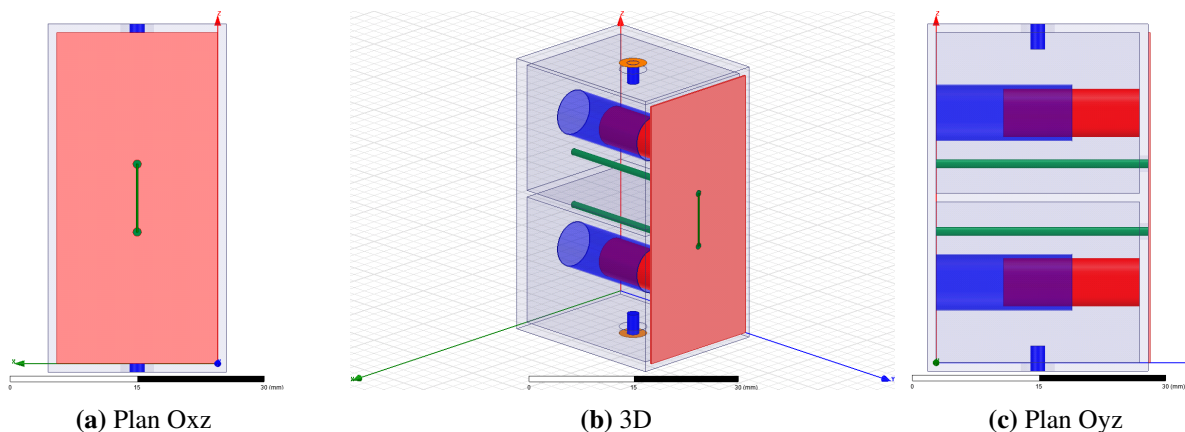


FIGURE V.27 – Représentations schématiques d'un tore reporté en technologie micro-ruban

La modification du coefficient de couplage inter-résonateur peut être réalisée en insérant un *stub*, défini par une ligne micro-ruban CC-CO, sur la ligne micro-ruban.

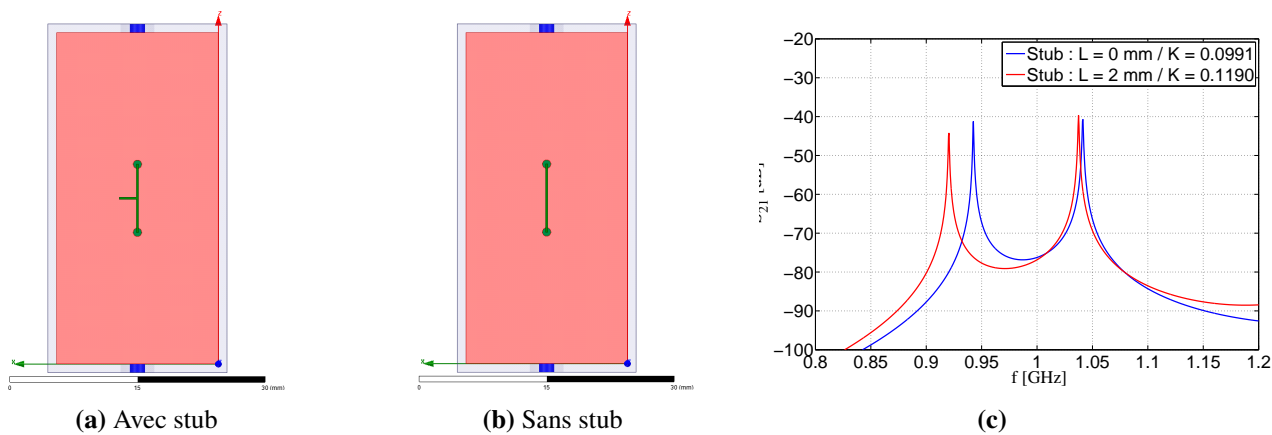


FIGURE V.28 – Représentations schématiques d'un tore reporté avec (a) ou sans *stub* (b) et comparaison des coefficients de couplage inter-résonateur (c)

Par conséquent, l'augmentation de la longueur L du *stub* implique l'augmentation du coefficient de couplage inter-résonateur K .

La création d'un *stub* à partir de portions de lignes séparées par des diodes ou de MEMS permet ainsi d'obtenir une agilité du couplage inter-résonateur en modifiant la longueur physique du *stub*.

V.3.5 d) Réjection électromagnétique

En théorie, les coefficients de couplage inter-résonateurs d'un filtre correspondent aux coefficients de la matrice de couplage du filtre. En pratique, les coefficients de couplage inter-résonateurs sont différents de ceux de la matrice de couplage théorique en raison de la présence de couplages parasites. Les couplages parasites dépendent de

l'élément du couplage électromagnétique inter-résonateur et induisent une modification de la réjection fréquentielle du filtre par rapport à la théorie.

L'impact de la réjection électromagnétique est alors étudié pour les éléments de couplage inter-résonateur en iris et en tore à partir d'un filtre d'ordre $N = 4$ de bande passante relative $BP_r = 5\%$ et d'adaptation de 25 dB décrit par une matrice de couplage M (figure V.29).

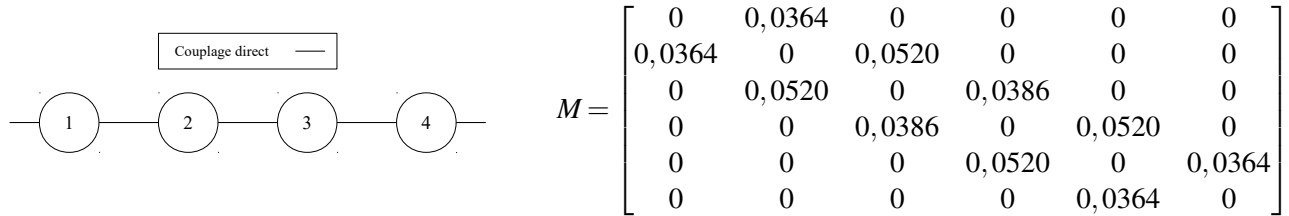


FIGURE V.29 – Topologie du filtre d'ordre 4 et matrice de couplage M associée

Par conséquent, l'objectif est de comparer l'influence des couplages parasites sur la réjection des filtres pour l'élément de couplage en iris et en tore par rapport aux réponses fréquentielles théoriques.

Iris

La représentation du filtre d'ordre $N = 4$ en iris et ses réponses fréquentielles comparées aux réponses théoriques sont illustrées par la figure V.30.

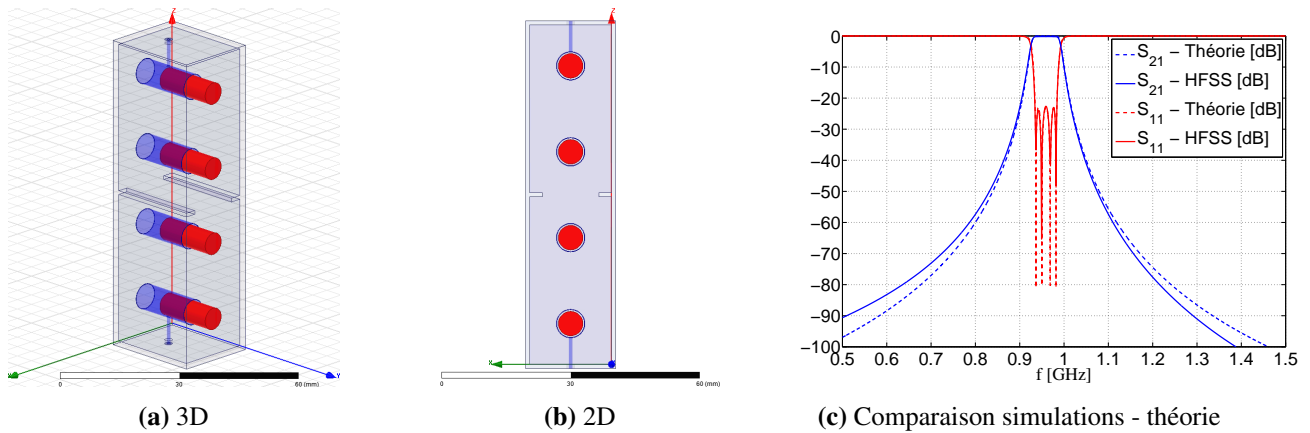


FIGURE V.30 – Représentations schématiques de la réjection d'un filtre d'ordre 4 à iris (a - b), et comparaison des simulations avec la théorie (c)

L'élément de couplage inter-résonateur en iris induit une dissymétrie du coefficient de transmission S_{21} du filtre simulé sous HFSS® par rapport au coefficient théorique S_{21} définie par :

$$\forall f \ll f_0, S_{21}^{HFSS}(f) > S_{21}^{théorie}(f)$$

$$\forall f \gg f_0, S_{21}^{HFSS}(f) < S_{21}^{théorie}(f)$$

Tore

La représentation du filtre d'ordre $N = 4$ en tore et ses réponses fréquentielles comparées aux réponses théoriques est illustrée par la figure V.31.

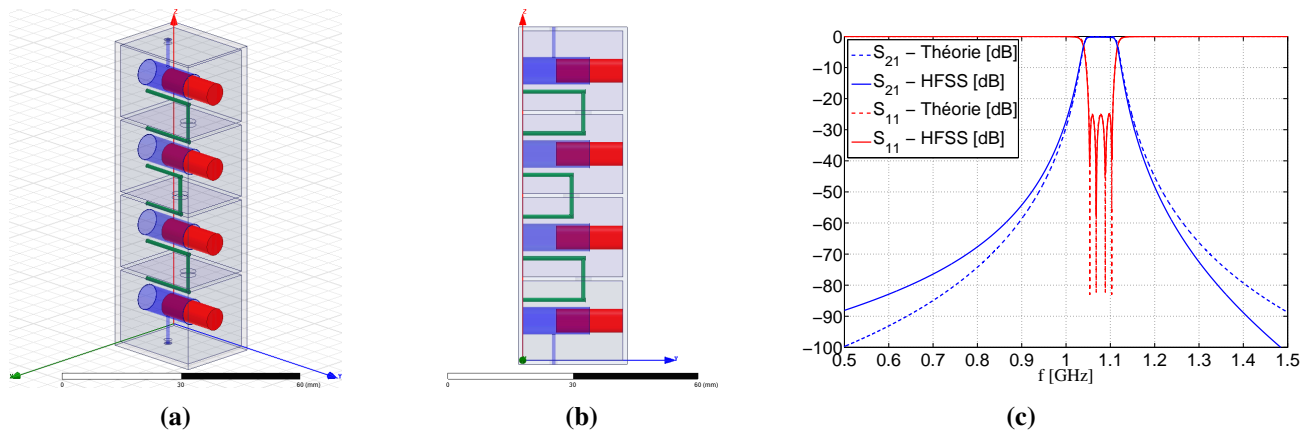


FIGURE V.31 – Représentations schématiques de la réjection d’un filtre d’ordre 4 en tores (a - b), et comparaison des simulations avec la théorie (c)

La dissymétrie du coefficient de transmission S_{21} du filtre simulé sous HFSS® par rapport au coefficient théorique S_{21} est plus élevée en utilisant l’élément de couplage en tore par rapport à l’iris.

Conclusion

L’influence des couplages parasites sur la réponse en transmission S_{21} du filtre simulé est supérieure en utilisant des éléments de couplages en tore par rapport aux iris.

V.3.5 e) Dégradation du facteur de qualité

L’utilisation d’éléments de couplages électromagnétiques au sein d’un filtre dégrade le facteur de qualité Q du filtre. Ce constat est vérifié en exploitant les résultats des réponses en transmission des filtres d’ordre $N = 4$ couplés en iris et en tore de la section V.3.5 d).

La figure V.32 illustre alors les pertes d’insertion des filtres d’ordre 4 en iris et en tore des réponses obtenues précédemment par rapport aux réponses théoriques avec pertes.

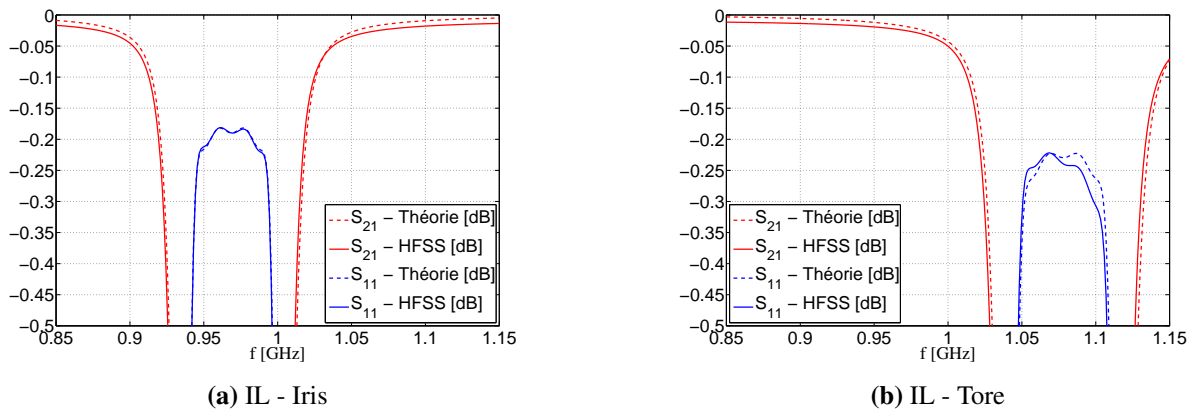


FIGURE V.32 – Comparaison entre les simulations et la théorie des pertes d’insertion IL pour le filtre d’ordre 4 en iris (a), et en tore (b)

Le tableau V.5 compare ainsi les facteurs de qualité Q des filtres d’ordre $N = 4$ couplés par iris et par tores. Pour rappel, le facteur de qualité du résonateur de base pour la conception des deux filtres d’ordre $N = 4$ est égale à $Q_{c,f_0}^{M,2} = 2000$.

Critère	Iris	Tore
Facteur de qualité du filtre Q	2000	1600

TABLE V.5 – Tableau comparatif des performances en facteur de qualité Q des filtre d’ordre N = 4 entre un couplage par iris et par tores

Par conséquent, l’utilisation des éléments de couplage en :

- iris a une influence négligeable sur le facteur de qualité du filtre : $Q = Q_{c,f_0}^{M,2}$;
- tore dégrade le facteur de qualité du filtre : $Q < Q_{c,f_0}^{M,2}$.

Finalement, la dégradation du facteur de qualité d’un filtre hyperfréquence couplé par tores privilégie ainsi l’utilisation de l’élément de couplage par iris par rapport au tore pour la conception de filtres.

V.3.5 f) Tableau récapitulatif

Le tableau V.6 résume les caractéristiques propres aux éléments de couplage inter-résonateurs de l’iris et du tore.

Critères	Iris	Tore
Influence sur f_0	Diminution de f_0	Augmentation de f_0
Coefficient de couplage	K_i	$K_t > K_i$
Couplage parasites	Faible	Élevé
Dégradation Q	Non	Oui
Agilité	Moteurs	Moteurs / Diodes / MEMS

TABLE V.6 – Tableau comparatif des performances entre l’iris et le tore

Le tore présente un intérêt majeur par rapport à l’iris pour la conception de filtres lorsque :

- la bande passante du filtre est élevée (coefficients de couplage élevés) ;
- la rapidité de commutation demandée est élevée (diodes / MEMS).

Néanmoins, la conception des filtres en bandes de fréquences L et C est basée sur l’emploi des éléments de couplages en iris à raison de :

- la diminution de la fréquence centrale du filtre f_0 ;
- l’absence de dégradation du facteur de qualité du filtre ;
- l’absence d’agilité fréquentielle.

V.4 Conclusion

La conception et la fabrication des deux filtres hyperfréquences en bandes de fréquences L et C étudiées dans la prochaine partie sont basées sur :

- la fonction de filtrage de Tchebychev étudiée dans ce chapitre ;
- des iris pour réaliser des couplages électromagnétiques du chemin direct (section V.3.3 a)) ;
- des tiges métalliques pour réaliser des rétro-couplages (section V.3.3 b)).

En remarque, l’agilité fréquentielle est limitée à une étude partielle sous simulations électromagnétiques étudiées dans ce chapitre et ne fait pas l’objet d’étude par la suite.

Quatrième partie

Réalisations de filtres matriochkas

Chapitre VI

Conception et fabrication du filtre de transmission en bande L

VI.1 Introduction

Le développement du filtre matriochka en bande L vise deux types d'applications distinctes.

La première application a pour objectif de transmettre un signal électromagnétique depuis un satellite pour un système de positionnement par satellites du projet Galileo : le filtre demandé correspond à la partie transmission d'un duplexeur (composant électronique constitué d'un filtre de transmission (Tx) et de réception (Rx), figure VI.1).

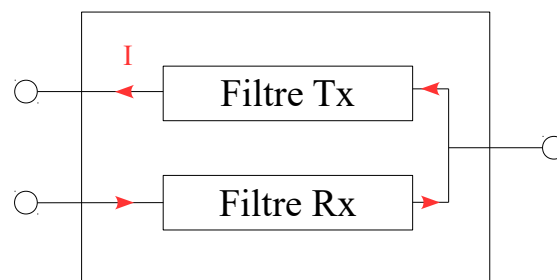


FIGURE VI.1 – Schématisation d'un duplexeur

La seconde application vise à utiliser le filtre matriochka afin de calibrer un banc de mesures de puissance. Actuellement, les filtres de puissance possèdent des seuils de claquage trop faibles ou bien trop élevés. L'intérêt de cette étude est donc d'apporter une configuration de filtre de puissance ayant un seuil de claquage intermédiaire par rapport à l'état de l'art.

À titre d'information, l'état de l'art ne présente aucun filtre pouvant répondre au cahier des charges demandé.

Les sections suivantes s'intéressent à la conception, à la fabrication et aux mesures fréquentielles et en puissance du filtre en bande L.

VI.2 Cahier des charges

VI.2.1 Cahier des charges initial

Les spécifications fournies par le CNES concernant le filtre dans la bande L sont les suivantes :

- filtre symétrique (ordre N pair) ;
- fréquence centrale $f_0 = 1,5385$ GHz ;
- bande passante utile 41 MHz / $BP_r = 2,67\%$ / $1,518$ GHz $< f < 1,559$ GHz ;
- pertes d'insertion dans la bande passante : $S_{21}(1,518$ GHz $< f < 1,559$ GHz) $> -0,5$ dB ;
- réjection : $S_{21}(1,626$ GHz $< f < 1,675$ GHz) < -90 dB ;
- adaptation dans la bande passante : $S_{11}(1,518$ GHz $< f < 1,559$ GHz) < -23 dB ;
- variation du TPG inférieure à 13,5 ns dans la bande passante.

La figure VI.3 représente le cahier des charges fréquentiel imposé par le CNES.

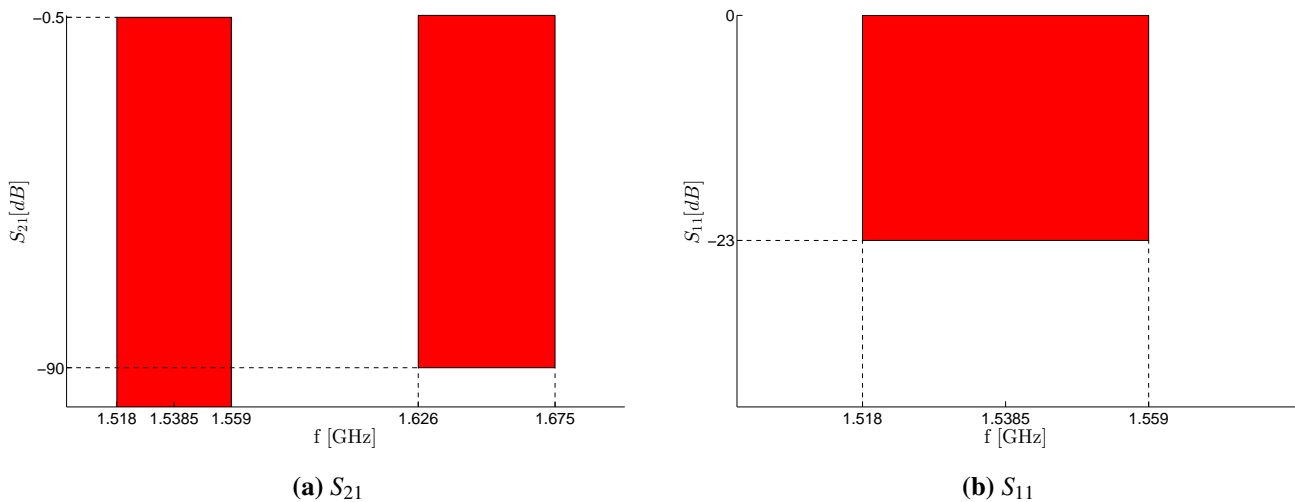


FIGURE VI.2 – Spécifications du filtre en bande L en transmission S_{21} (a) et en réflexion S_{11} (b)

Des spécifications complémentaires sont également fournies telles que :

- les dimensions du filtre ne doivent pas excéder le volume du diplexeur $170 \times 130 \times 60$ mm³ ;
- le filtre doit supporter une puissance supérieure à 100 W dans le vide avec une marge de sécurité supérieure à 6 dB, soit une tenue en puissance minimale de 400 W ;
- les dimensions des diamètres des excitations en entrée/sortie sont définies par des diamètres externe et interne respectivement égaux à 5,36 mm et à 1,64 mm ;
- la gamme de température est comprise entre -40°C et 90°C .

VI.2.2 Cahier des charges durci

La gamme de température imposée par le CNES implique l'existence d'une sensibilité thermique au sein du filtre. En effet, l'augmentation (respectivement la diminution) de la température entraîne une dilatation (respectivement une contraction) du matériau constituant le filtre impliquant une élévation (respectivement diminution) du volume du filtre ; et par conséquent, les réponses fréquentielles du filtre subissent un décalage fréquentiel vers les basses fréquences (respectivement hautes fréquences).

La sensibilité thermique est représentée par le coefficient de dilatation CTE (Coefficient of Thermal Expansion) exprimée en $\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$.

L'utilisation d'un matériau avec une faible valeur de CTE implique alors un faible décalage fréquentiel par rapport à un matériau caractérisé par une forte valeur de CTE. À titre d'exemple, l'aluminium possède une valeur $\text{CTE} = 23$ $\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$ qui est supérieure à celle de l'invar $\text{CTE} = 1,8$ $\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$.

Néanmoins, le choix de l'aluminium est sélectionné pour fabriquer le filtre en bande L en raison de sa densité de masse et de son prix plus faibles par rapport à l'invar.

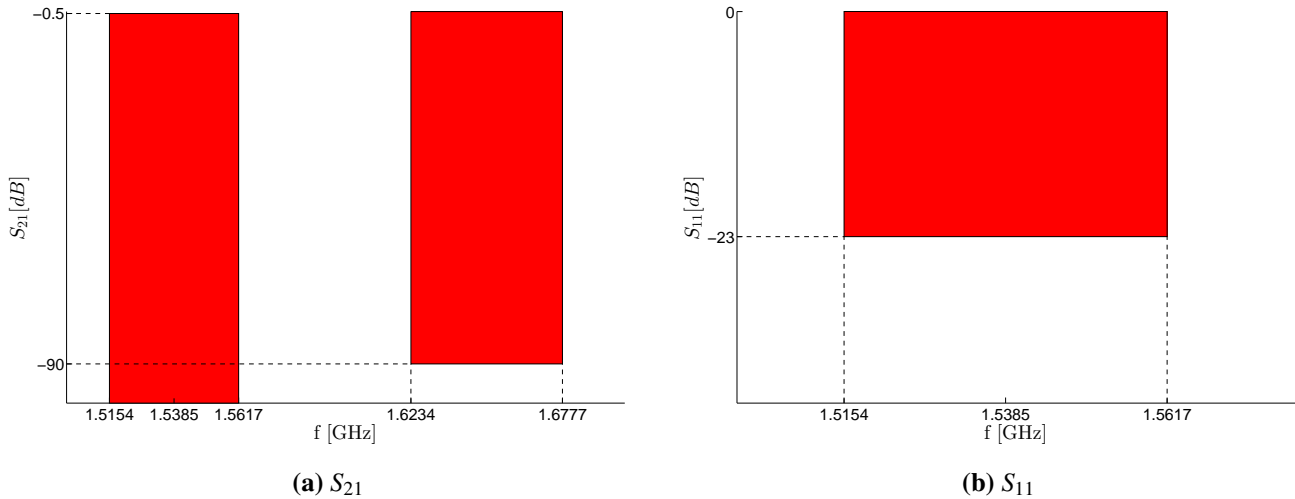


FIGURE VI.3 – Spécifications du filtre en bande L en transmission S_{21} (a) et en réflexion S_{11} (b)

L'inclusion du coefficient de dilatation au niveau du cahier des charges peut alors être réalisée en durcissant les gabarits dans le domaine fréquentiel. Ce durcissement dépend de la gamme de température du filtre en fonctionnement à la fréquence centrale f_0 et du coefficient de dilatation thermique.

La gamme de température du filtre en fonctionnement est $[-40^\circ\text{C}, 90^\circ\text{C}]$. Une hypothèse complémentaire est prise en compte en considérant une augmentation de la température de 20°C liée à la transmission d'un signal de 400 W en puissance au sein du filtre en bande L.

Par conséquent, la gamme de température ΔT est égale à :

$$\Delta T = (90 - (-40)) + 20 = 150^\circ\text{C}$$

Les gabarits sont durcis d'une valeur fréquentielle Δf telle que :

$$\begin{aligned} \Delta f &= f_0 \cdot CTE \cdot \Delta T \\ &= 1,5385 \cdot 10^9 \times 23 \cdot 10^{-6} \times 150 \\ &= 5,3 \text{ MHz} \end{aligned}$$

Finalement, les gabarits fréquentiels du filtre en bande L sont alors durcis de $\pm \Delta f/2 = \pm 2,65 \text{ MHz}$ et la nouvelle bande passante relative est alors égale à $BP_r = 3\%$ (figure VI.3).

VI.3 Contraintes du cahier des charges

VI.3.1 Contraintes fréquentielles

VI.3.1 a) Ordre du filtre

Le cahier des charges fourni par le CNES ne précise pas l'ordre du filtre à adopter. Par conséquent, une étude de différents ordres est réalisée avec une fonction de filtrage de Tchebychev proposant un compromis entre l'ondulation du coefficient de transmission dans la bande passante et la réjection du filtre.

La figure VI.4 illustre alors des réponses théoriques symétriques de filtre de Tchebychev pour différents ordres N avec une bande passante relative $BP_r = 3\%$, une adaptation de 25 dB et avec ou sans rétro-couplage par rapport au

cahier des charges durci en fréquence. Le choix d’une adaptation de 25 dB est effectué en raison de la présence d’une flexibilité de conception du filtre dans le cas du filtre d’ordre $N = 6$ avec rétro-couplage.

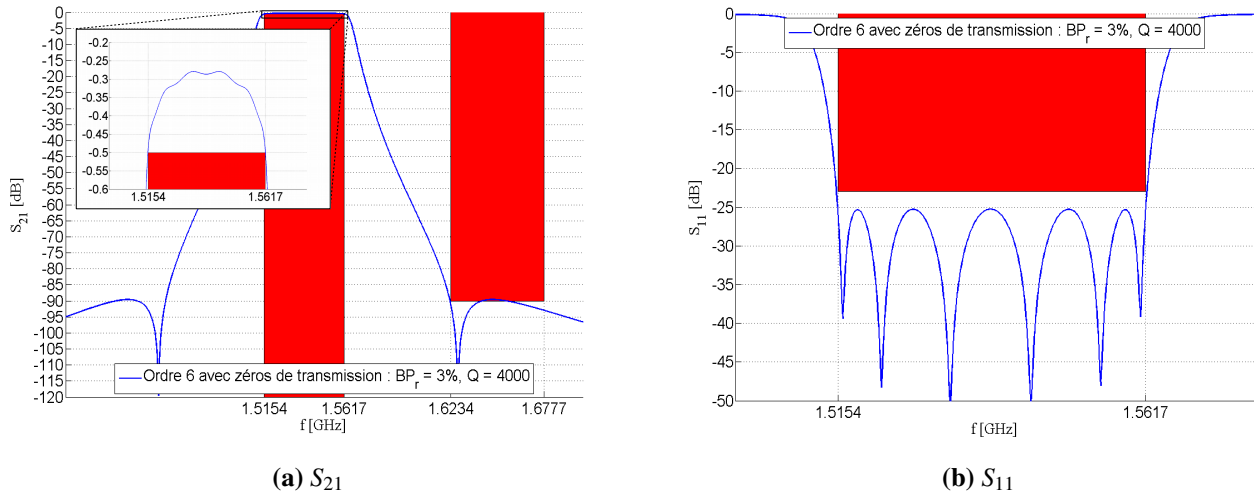


FIGURE VI.4 – Représentations des réponses théoriques en transmission S_{21} et en réflexion S_{11} pour différents ordres N de fréquence centrale $f_0 = 1,538$ GHz ayant une bande passante relative de $BP_r = 3\%$ et une adaptation de 25 dB

Par conséquent, le filtre d’ordre 6 sans rétro-couplage ne respecte pas le cahier des charges en transmission, contrairement au filtre d’ordre 6 avec rétro-couplage ($Q = 4000$) et au filtre d’ordre 8 ($Q = 7100$).

Le filtre d’ordre 8 possède deux inconvénients par rapport au filtre d’ordre 6 avec rétro-couplage pour ce cahier des charges donné :

- 1^{er} inconvénient : son facteur de qualité est plus élevé et donc l’encombrement du filtre l’est également ;
- 2nd inconvénient : sa tenue en puissance est moins élevée pour un volume donné.

Le premier inconvénient peut être résolu en diminuant la valeur du facteur de qualité par l’augmentation de la bande passante vers les basses fréquences. Cette opération implique une sélectivité du filtre moins élevée qui peut être compensée par l’ajout de zéros de transmission.

Néanmoins, le dernier inconvénient est le critère décisif du choix de l’ordre du filtre : pour un volume donné, la tenue en puissance dans le vide d’un résonateur matriochka à deux sections est plus élevée pour un ordre du filtre plus faible. Ce résultat est détaillé par la suite de façon approfondie dans la section VI.3.3.

Par conséquent, afin de respecter les gabarits fréquentiels, le filtre choisi est le filtre d’ordre $N = 6$ avec un seul rétro-couplage et le facteur de qualité doit être supérieur à 4000.

VI.3.1 b) Topologie et matrice de couplage du filtre

La topologie du filtre passe-bande symétrique d’ordre $N = 6$ avec un seul rétro-couplage en bande L choisie est illustrée par la figure VI.5 .

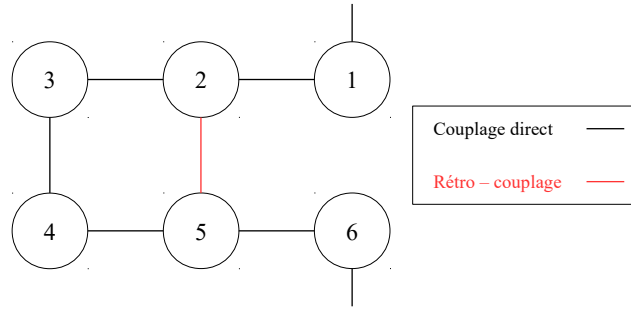


FIGURE VI.5 – Topologie du filtre en bande L

La représentation électrique du filtre symétrique en bande L est illustrée par la figure VI.6.

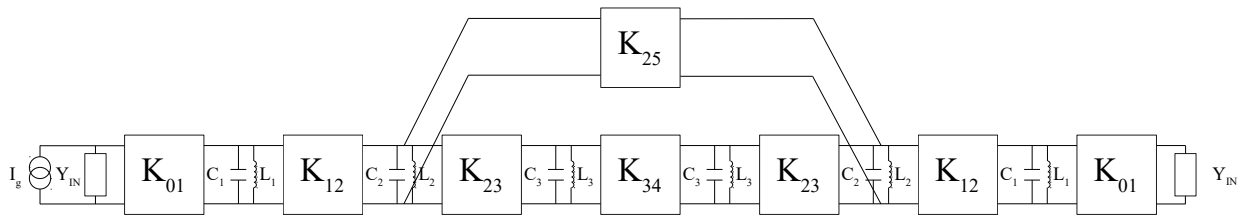


FIGURE VI.6 – Représentation électrique du filtre en bande L

Les inverseurs d’admittance modélisent les coefficients de couplage K_{01} , K_{12} , K_{23} , K_{34} et K_{25} et les résonateurs sont représentés par les capacités C_1 , C_2 et C_3 et les bobines L_1 , L_2 et L_3 .

Le rétro-couplage K_{25} permet de créer N_t zéros de transmission sur la réponse fréquentielle avec N_t défini tel que :

$$N_t = \text{nombre de résonateurs traversés par le chemin le plus long entre l'entrée et la sortie} \\ - \text{nombre de résonateurs traversés par le chemin le plus court entre l'entrée et la sortie}$$

$$N_t = 6 - 4$$

$$N_t = 2$$

Il est possible de rajouter deux autres zéros de transmission en appliquant un rétro-couplage entre les résonateurs 1 et 6. Le nombre de zéros de transmission serait égale à $6 - 2 = 4$ mais l’inconvénient majeur serait une réjection du filtre hors bande passante inférieure par rapport au filtre avec deux zéros de transmission.

Afin d’obtenir la matrice de couplage de Tchebychev associée au filtre passe-bande d’ordre $N = 6$ avec rétro-couplage et respectant le cahier des charges durci en fréquence, les caractéristiques du filtre sont définies par :

- $BP_r = 3\%$;
- adaptation de 25 dB.

La matrice de couplage associée est alors exprimée par la matrice M suivante (section V.2.3 c)) :

$$M = \begin{bmatrix} 0 & 0,0270 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0,0270 & 0 & 0,0282 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0,0282 & 0 & 0,0194 & 0 & -0,0006 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0,0194 & 0 & 0,0188 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0,0188 & 0 & 0,0194 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -0,0006 & 0 & 0,0194 & 0 & 0,0282 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,0282 & 0 & 0,0270 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,0270 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{VI.1})$$

Les valeurs fournies par cette matrice de couplage servent alors de référence pour le réglage du filtre en bande L.

VI.3.1 c) Configuration du filtre

Le filtre proposé en bande L est symétrique d'ordre $N = 6$ avec un rétro-couplage et est constitué de :

- six résonateurs matriochkas à deux sections quasi-identiques ;
- deux excitations du type coaxial (couplage entrée/sortie : K_{01}) ;
- cinq iris (couplages inter-résonateur : K_{12} , K_{23} , K_{34}) ;
- une tige métallique soutenue par une bague en rexolite (rétro-couplage : K_{25}) ;

La configuration du filtre est présentée sur la figure VI.7.

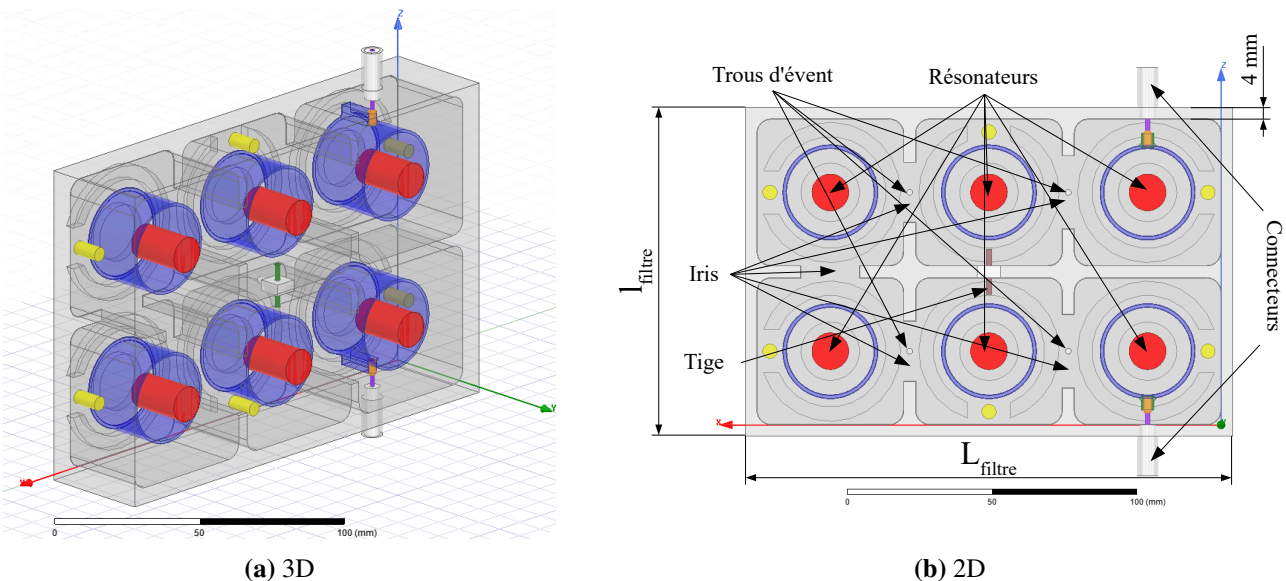


FIGURE VI.7 – Représentations du filtre en bande L

Les caractéristiques suivantes précisent la configuration du filtre :

- le diélectrique considéré est le vide ;
- les épaisseurs du boîtier et des parois sont égales à 4 mm afin d'insérer des vis du type M2 dans la matière ;
- les excitations entrée/sortie sont réalisées à l'aide de connecteurs TNC de puissance développés par Radiall [64] en partenariat avec les CNES et l'ESA. Les diamètres des lignes coaxiales sont alors fixés à 5,36 mm et 1,64 mm, et le diélectrique des connecteurs est en téflon et a pour caractéristiques une permittivité relative $\epsilon_r = 2,1$ et des tangentes de pertes $\tan(\delta) = 0,001$;
- quatre trous d'évent de rayon 1 mm sont également réalisés afin d'évacuer l'air du filtre lors de son passage de l'atmosphère vers l'espace ;

- la longueur de la tige du rétro-couplage est égale à 15,5 mm et son rayon à 1 mm. Le matériau en rexolite de la bague soutenant la tige a pour caractéristiques une permittivité relative $\epsilon_r = 2,53$ et des tangentes de pertes $\tan(\delta) = 0,0004$.

VI.3.2 Contraintes volumiques

Les contraintes volumiques fixées par le CNES sont $170 \times 130 \times 60 \text{ mm}^3$. Ce volume doit contenir un diplexeur entier, c'est à dire : un filtre de transmission en bande L, et un filtre en réception en bande L.

La conception et la fabrication du filtre en réception en bande L ne sont pas prévues dans le cadre de la thèse. Par conséquent, l'objectif est de minimiser le volume du filtre en transmission afin de laisser un volume suffisant pour la conception et la fabrication du filtre en réception.

Enfin, le résonateur matriochka à deux sections considéré est caractérisé par une section carrée de demi-côté R_2 .

Demi-côté R_2

Les contraintes volumiques sont décrites par :

- la longueur du filtre $L_{\text{filtre}} < 170 \text{ mm}$;
- la largeur du filtre $l_{\text{filtre}} < 130 \text{ mm}$;
- la profondeur du filtre $p_{\text{filtre}} < 60 \text{ mm}$.

La section des résonateurs étant carrée, alors les contraintes restantes sont les longueur et profondeur du filtre.

Les dilatations thermiques étant prises en compte, alors la longueur totale du filtre L_{filtre} ne doit pas dépasser la valeur de 169,6 mm. Par ailleurs, comme les épaisseurs des parois des iris sont égales à 4 mm et l'épaisseur du boîtier est égale à 4 mm, alors le demi-côté R_2 de chaque cavité résonante ne doit pas dépasser la valeur de 25,6 mm.

Facteur de qualité

La conception du filtre en bande L nécessite également un niveau de facteur de qualité élevé (section VI.3.1 a)). Par conséquent, un compromis existe entre :

- l'encombrement du filtre : $L_{\text{filtre}} < 169,6 \text{ mm}$;
- et le facteur de qualité du filtre : $Q > 4000$.

Conductivité σ

Afin d'augmenter le facteur de qualité, une couche d'argent est déposée sur les parois du filtre après sa fabrication. La conductivité utilisée est alors égale à $\sigma = 55.10^6 \text{ S.m}^{-1}$ à la fréquence $f_0 = 1,54 \text{ GHz}$.

Épaisseur e_{c1}

En bande L, les épaisseurs des cylindres creux e_{c1} ont un impact non négligeable sur la valeur du facteur de qualité. Par conséquent, afin de minimiser cet impact, ces épaisseurs sont fixées à 1 mm. Cette valeur est un compromis entre la dégradation du facteur de qualité et la précision de fabrication.

Conclusions

À partir des données précédentes :

$$R_2 < 25,6 \text{ mm}, Q > 4000, \sigma = 55.10^6 \text{ S.m}^{-1}, e_{c1} = 1 \text{ mm}$$

il est possible de déterminer les paramètres géométriques restants du résonateur matriochka :

$$r_1, R_1, L, l_t$$

En remarque, l'utilisation d'iris de couplage électromagnétique au sein d'un filtre permet de diminuer la fréquence fondamentale de chaque résonateur (section V.3.3 a)). Par conséquent, la fréquence fondamentale du résonateur matriochka à deux sections est faiblement surélevée et est fixée à $f_0 = 1,65$ GHz par rapport à la fréquence fondamentale du cahier des charges égale à $f_0 = 1,54$ GHz.

La détermination des paramètres géométriques restants est obtenue en utilisant le programme de minimisation du volume du résonateur matriochka à deux sections à la fréquence fondamentale $f_0 = 1,65$ GHz et pour une conductivité $\sigma = 55.10^6 S.m^{-1}$ (section IV.4.2). Les résultats de cette minimisation sont représentés sous formes d'abaques pour différentes valeurs de facteur de qualité du résonateur.

À partir des abaques de la figure VI.8, tous les paramètres restants peuvent être déterminés excepté l'écart δ_1 . En effet, le choix de cette valeur fixe :

- le facteur de qualité (figure VI.8a) ;
- les valeurs des rayons r_1 et R_1 (figure VI.8b) ;
- les valeurs des longueurs L et l_t (figures VI.8c et VI.8d).

L'écart δ_1 est un degré de liberté de conception. En effet, lorsque la fréquence fondamentale et le facteur de qualité sont fixés, la diminution de cet écart implique une diminution du volume du résonateur et implique également une augmentation de la réjection de la première harmonique. Par conséquent, les faibles valeurs d'écart δ_1 sont à privilégier afin de bénéficier de ces deux avantages.

En remarque, la conception du résonateur matriochka à deux sections est établie de façon à minimiser le volume pour un facteur de qualité et une fréquence donnés. Par conséquent, la valeur du rejet de la première harmonique est une conséquence de cette minimisation du volume. Pour ce cahier des charges, le rejet de la première harmonique n'est pas une contrainte pour la conception du filtre en bande L.

Néanmoins, le choix de l'écart δ_1 est limité par la condition de tenue en puissance dans le vide du filtre liée à l'effet *multipactor* décrit par la section suivante.

VI.3.3 Contraintes en puissance dans le vide : effet *multipactor*

VI.3.3 a) Configuration des simulations en puissance

La tenue en puissance dans le vide du filtre matriochka est étudiée à partir de la topologie du filtre en bande L décrite par la section VI.3.1 b).

La conception du filtre est basée sur les caractéristiques du résonateur matriochka décrit par les abaques de la figure VI.8 où :

- la section carrée des six résonateurs est fixée arbitrairement par $R_2 = 24,5$ mm ;
- l'écart δ_1 varie.

Chaque valeur d'écart δ_1 définit ainsi un résonateur matriochka à la fréquence fondamentale $f_0 = 1,65$ GHz et définit également un filtre en bande L.

Par conséquent, la variation de l'écart δ_1 induit sur le filtre en bande L :

- une évolution du volume ;
- une évolution du facteur de qualité ;
- et une évolution de la tenue en puissance.

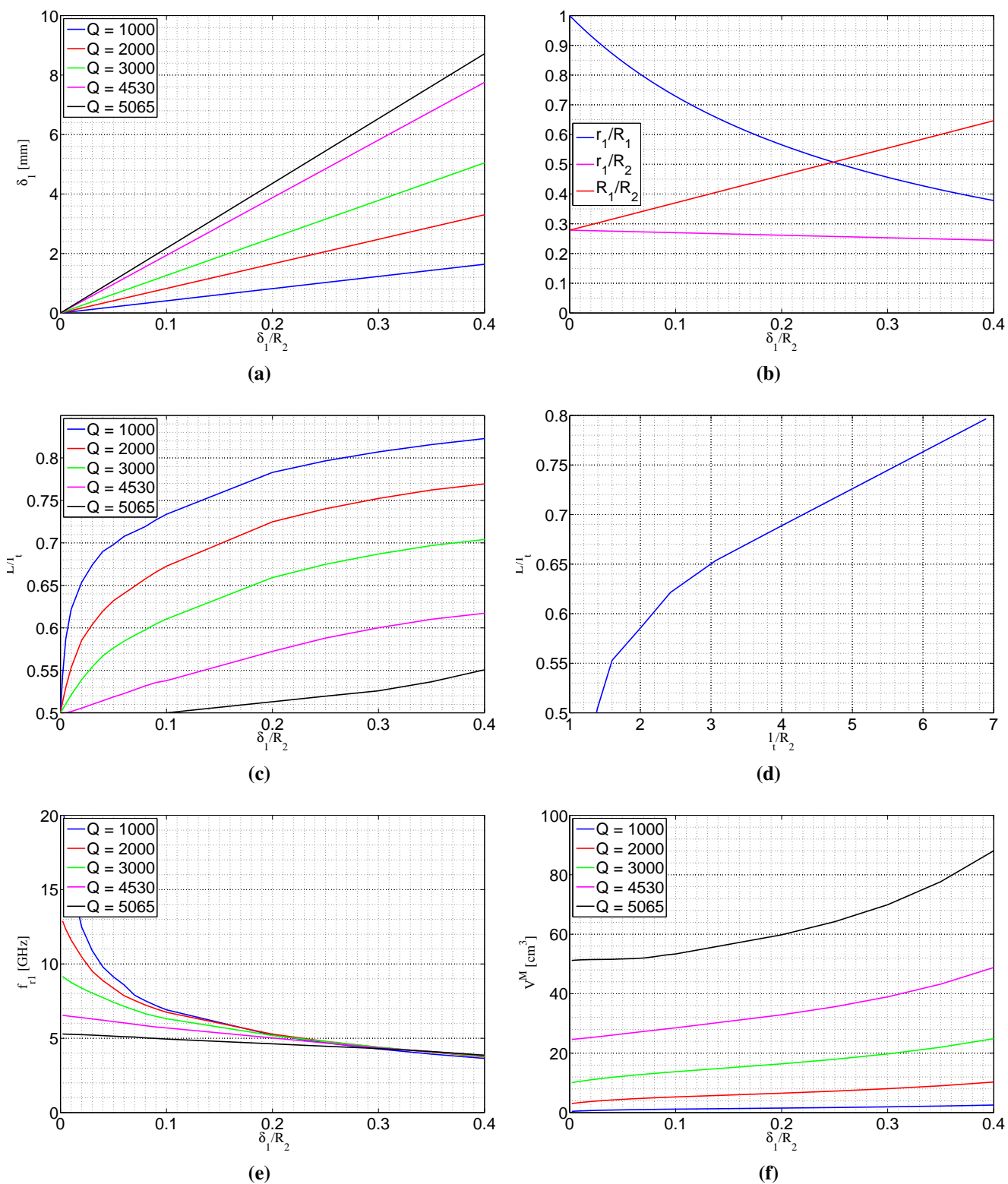


FIGURE VI.8 – Design optimal d’un résonateur matriochka à deux sections à $f_0 = 1,65$ GHz et pour une conductivité $\sigma = 55.10^6$ S.m⁻¹

L'objectif est alors de déterminer le comportement de la puissance P, correspondant au seuil de déclenchement de l'effet *multipactor* dans le vide, en fonction de l'écart δ_1 à la fréquence fondamentale f_0 du filtre égale à 1,54 GHz.

Ainsi, des filtres en bande L sont conçus sous HFSS® pour différentes valeurs d'écart δ_1 et sont caractérisés arbitrairement par :

- une bande passante relative $BP_r = 3\%$;
- une adaptation supérieure à 23 dB.

Afin de caractériser l'effet *multipactor* (section I.8) au sein du filtre matriochka, trois distances d_1 , d_2 et d_3 séparant deux conducteurs métalliques sont définies telles que :

- la distance $d_1 = \delta_1$: distance séparant le cylindre creux du cylindre plein ;
- la distance $d_2 = R_2 - r_2$: distance séparant le boîtier du cylindre creux ;
- la distance $d_3 = l_t - L$: distance séparant le cylindre plein du boîtier.

La distance d correspondant à la distance minimale entre deux conducteurs métalliques au sein du filtre en bande L est également définie par :

$$d = \min \{d_1, d_2, d_3\}$$

En remarque, l'influence de l'élément de rétro-couplage est négligée en raison d'une puissance transmise négligeable par rapport aux autres puissances échangées par les résonateurs du chemin direct (section VI.3.1 b)).

VI.3.3 b) Effet *multipactor* sur le filtre en bande L

La tenue en puissance dans le vide est étudiée à partir des filtres en bande L conçus selon la configuration de la section précédente VI.3.3.

Le procédé de détermination de la tenue en puissance dans le vide d'un filtre en bande L est décrit par les étapes suivantes :

- la simulation électromagnétique de chaque filtre est effectuée sous HFSS® ;
- le maillage électromagnétique de chaque filtre simulé est exporté sous le logiciel HFSS® ;
- le résultat de l'exportation est importé sous le logiciel SPARK3D pour déterminer la tenue en puissance dans le vide.

Le matériau utilisé pour les simulations sous SPARK3D des tenues en puissance dans le vide des filtres conçus est l'argent caractérisé par la section I.8.3.

Six filtres en bande L sont alors conçus pour différentes valeurs de la distance minimale d.

Le tableau VI.1 représente ainsi l'évolution de la tenue en puissance en fonction de la distance minimale d des six filtres en bande L conçus.

d [mm]	1,3	2,45	3,6	4,5	5,85	8
P [W]	4,8	23	44	85	168	410

TABLE VI.1 – Tableau de valeurs de puissance P obtenues sous SPARK3D pour différentes valeurs de distance d du filtre en bande L à la fréquence $f_0 = 1,54$ GHz et pour un matériau argenté

La figure VI.9 illustre un exemple de réponses fréquentielles du filtre en bande L obtenues sous HFSS® pour une distance $d = 5,85$ mm, et illustre également l'évolution de la tenue en puissance dans le vide en fonction de l'écart d.

Une interpolation est effectuée sur les résultats de simulation afin de déterminer un modèle analytique de l'évolution de la puissance limitante en fonction de la distance d . Le modèle analytique proposé est représenté par l'équation VI.2 à la fréquence fondamentale du filtre $f_0 = 1,54$ GHz.

$$P = 2,61d^{2,37} \quad (VI.2)$$

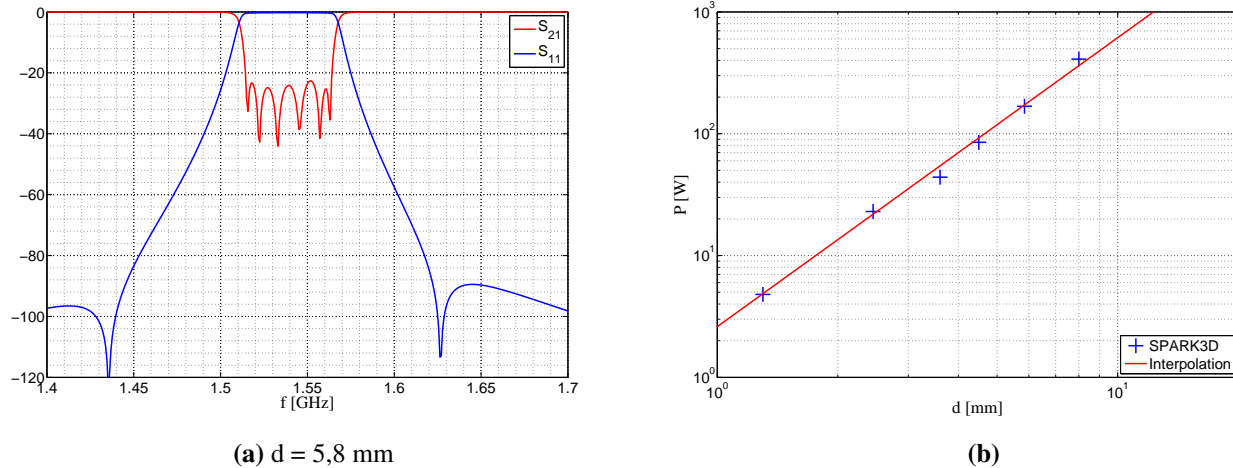


FIGURE VI.9 – Exemple de réponses fréquentielles du filtre en bande L à la fréquence centrale $f_0 = 1,54$ GHz (a), et représentation de la puissance P du seuil de déclenchement *multipactor* pour différentes valeurs d'écart d à la fréquence f_0 pour de l'argent (b)

Finalement, une augmentation linéaire de la distance minimale d implique une augmentation exponentielle de la tenue en puissance dans le vide du filtre matriochka.

La contrainte en puissance du filtre est respectée lorsque :

$$P > 400W \implies d > 8 \text{ mm}$$

Ce dernier constat est utilisé dans la prochaine section afin de concevoir un filtre matriochka en bande L optimisé en puissance.

VI.4 Conception du filtre en bande L

VI.4.1 Design du résonateur en bande L

VI.4.1 a) Conception du résonateur matriochka à deux sections

La conception du résonateur matriochka en bande L est basée sur les contraintes fréquentielles, volumiques et de puissance décrites précédemment par :

- un facteur de qualité $Q_{c,f_0}^{M,2} > 4000$;
- une tenue en puissance dans le vide $P > 400$ W.

La conception est également basée sur deux optimisations à la fréquence fondamentale $f_0 = 1,65$ GHz du résonateur matriochka :

- une optimisation du facteur de qualité pour une distance δ_1 ;

— une optimisation de la tenue en puissance dans le vide en fonction de la distance δ_1 .

Par conséquent, afin :

- d’optimiser le facteur de qualité et la tenue en puissance du filtre matriochka en bande L, la longueur du filtre L_{filtre} est fixée à 169,6 mm ce qui implique que le demi-côté R_2 du résonateur matriochka est égal à 25,6 mm ;
- de minimiser la dégradation du facteur de qualité, l’épaisseur du cylindre creux e_{c1} est fixée à 1 mm ;
- d’optimiser la tenue en puissance dans le vide, la relation $R_2 - r_2 \approx \delta_1$ est imposée.

Par conséquent, à partir des données initiales :

$$\begin{aligned} f_0 &= 1,65 \text{ GHz} & R_2 &= 25,6 \text{ mm} \\ \sigma &= 55.10^6 \text{ S/m} & e_{c1} &= 1 \text{ mm} \\ & & \delta_1 &= 9,22 \text{ mm} \end{aligned}$$

et des abaques de la figure VI.8, il est possible de déterminer l’ensemble des paramètres géométriques restants : l_t et L.

Le tableau VI.2 représente ainsi les caractéristiques du résonateur matriochka en bande L optimisé en volume. Une simulation électromagnétique est également réalisée sous HFSS® afin de comparer la fréquence de résonance et la valeur du facteur de qualité.

Donnée initiales	Matriochka deux sections	Résultats HFSS®
$f_0 = 1,65 \text{ GHz}$ $\sigma = 55.10^6 \text{ S.m}^{-1}$ $R_2 = 25,6 \text{ mm}$ $e_{c1} = 1 \text{ mm}$ $\delta_1 = 9,22 \text{ mm}$	$r_1 = 6,35 \text{ mm}$ $R_1 = 15,57 \text{ mm}$ $r_2 = 16,57 \text{ mm}$ $R_2 = 25,60 \text{ mm}$ $l_t = 26,06 \text{ mm}$ $L = 19,77 \text{ mm}$	$f_0 = 1,65 \text{ GHz}$ $Q_{c,f_0}^{M,2} = 4600$ $f_{r1} = 3,87 \text{ GHz}$

TABLE VI.2 – Tableau de valeurs des dimensions géométriques du résonateur matriochka à deux sections optimisé en volume ainsi que les résultats fréquentiels associés obtenus sous HFSS®

La configuration du résonateur matriochka en bande L définie par le tableau VI.2 respecte la contrainte en facteur de qualité :

$$Q_{c,f_0}^{M,2} = 4600 > 4000$$

mais ne respecte pas la contrainte de la tenue en puissance dans le vide $P > 400 \text{ W}$ (section VI.3.3 b)) puisque :

$$\begin{aligned} \delta_1 &= 9,22 \text{ mm} > 8 \text{ mm} \\ R_2 - r_2 &= 9,04 \text{ mm} > 8 \text{ mm} \\ l_t - L &= 6,29 \text{ mm} < 8 \text{ mm} \end{aligned}$$

VI.4.1 b) Caractéristiques du résonateur

L’objectif de cette section est de modéliser électriquement les lignes coaxiales et les capacités parasites constituant le résonateur matriochka à deux sections du filtre en bande L décrit par le tableau VI.2.

La représentation électrique du résonateur matriochka à deux sections est alors illustrée par la figure VI.10.

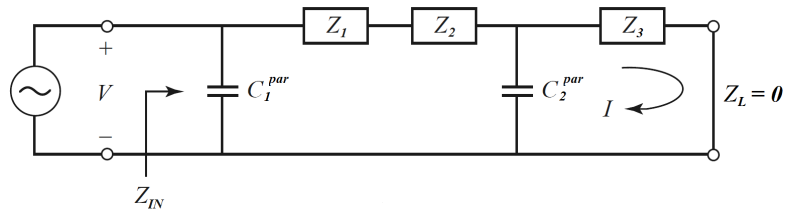


FIGURE VI.10 – Représentation de la modélisation électrique d'un résonateur matriochka à deux sections du filtre en bande L

Les caractéristiques électriques du résonateur matriochka à deux sections du filtre en bande L défini par le tableau VI.2 sont représentées par la figure VI.11a.

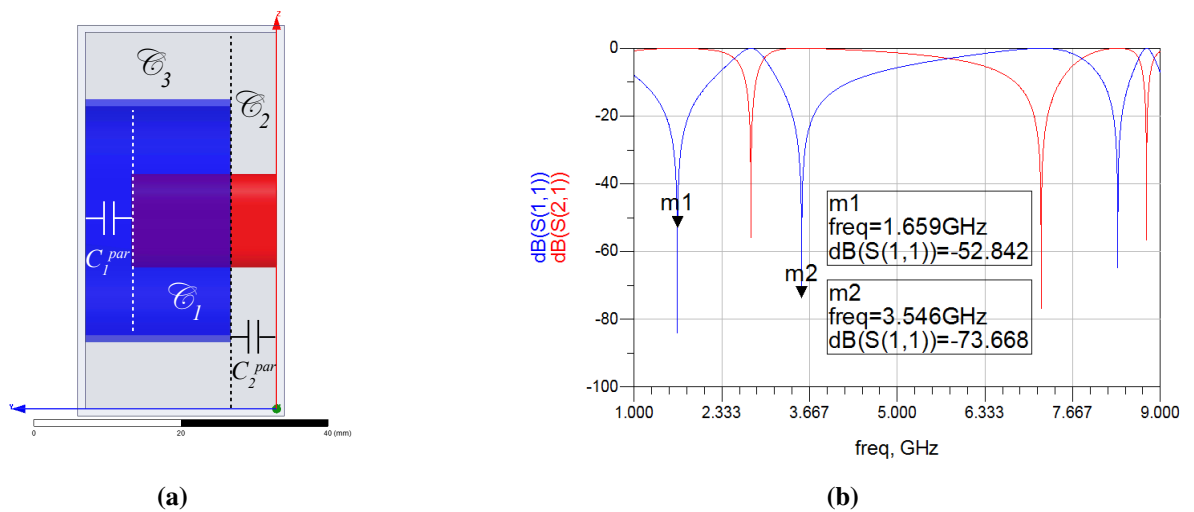


FIGURE VI.11 – Représentation électrique du résonateur matriochka à deux sections du filtre en bande L (a), et représentations des réponses fréquentielles du résonateur défini par le tableau VI.2

Les impédances caractéristiques et les constantes d'atténuation des trois lignes coaxiales sont déterminées à partir de la section III.1.2 décrites par le tableau VI.2.

	Coaxial \mathcal{E}_1	Coaxial \mathcal{E}_2	Coaxial \mathcal{E}_3
Z_i [Ohms]	53,78	88,19	30,67
l_i [mm]	13,495	6,290	19,775
γ_i [m^{-1}]	$0,0036 + 34,58j$	$0,0019 + 34,58j$	$0,0027 + 34,58j$

TABLE VI.3 – Tableau de valeurs caractérisant les lignes coaxiales du résonateur matriochka à deux sections du filtre en bande L

Les valeurs des capacités parasites C_1^{par} et C_2^{par} du résonateur matriochka à deux sections sont déterminées à partir des sections III.5.2 e) et III.5.3 et sont égales à :

$$C_1^{par} = 0,4216 \text{ pF}$$

$$C_2^{par} = 1,3545 \text{ pF}$$

VI.4.1 c) Vérification des modélisations fréquentielles et du facteur de qualité en bande L

La précision des modélisations fréquentielles et du facteur de qualité du résonateur matriochka à deux sections en bande L décrit par le tableau VI.2 est quantifiée par les valeurs obtenues sous simulations électromagnétiques HFSS®.

Le tableau VI.2 évalue ainsi les erreurs relatives des modélisations fréquentielles et du facteur de qualité du résonateur matriochka à deux sections en bande L par rapport aux simulations effectuées sous le logiciel HFSS®.

Paramètres	Modèles	HFSS®	Erreur relative
f_0 [GHz]	1,65	1,65	0%
$Q_{c,f_0}^{M,2}$	4530	4600	1,5%
f_{r1} [GHz]	3,87	3,54	9,3%

TABLE VI.4 – Tableau comparatif des erreurs relatives liées aux modélisations du résonateur matriochka à deux sections en bande L par rapport aux simulations HFSS®

Par conséquent, la modélisation de la fréquence fondamentale est précisément estimée, tandis que les modélisations du facteur de qualité à la fréquence fondamentale et de la première harmonique présentent des erreurs relatives non nulles.

Ainsi, la configuration du tableau VI.2 est une configuration de référence utilisée par la suite afin d'optimiser la tenue en puissance du résonateur matriochka à deux sections en bande L.

VI.4.1 d) Optimisation en puissance

La configuration du résonateur matriochka optimisé en volume décrit par le tableau VI.2 répond aux contraintes :

- volumiques ;
- et fréquentielles ;

mais ne respecte pas les contraintes de puissance puisque :

$$d_3 = l_t - L = 6,29 \text{ mm} < 8 \text{ mm}$$

La configuration du résonateur décrit par le tableau VI.2 est alors modifiée afin de respecter l'ensemble des contraintes du cahier des charges.

Le tableau VI.5 propose ainsi une nouvelle configuration du filtre matriochka en bande L.

Donnée initiales	Matriochka deux sections	Résultats HFSS®
$f_0 = 1,65 \text{ GHz}$	$r_1 = 6,2 \text{ mm}$	$f_0 = 1,65 \text{ GHz}$
$\sigma = 55 \cdot 10^6 \text{ S} \cdot \text{m}^{-1}$	$R_1 = 15,4 \text{ mm}$	$Q_{c,f_0}^{M,2} = 5065$
$R_2 = 25,6 \text{ mm}$	$r_2 = 16,4 \text{ mm}$	$f_{r1} = 3,77 \text{ GHz}$
$e_{c1} = 1 \text{ mm}$	$R_2 = 25,6 \text{ mm}$	
$\delta_1 = 9,2 \text{ mm}$	$l_t = 32 \text{ mm}$	
	$L = 21 \text{ mm}$	

TABLE VI.5 – Tableau de valeurs des dimensions géométriques du résonateur matriochka à deux sections ainsi que les résultats fréquentiels associés obtenus sous HFSS®

La configuration du résonateur matriochka en bande L définie par le tableau VI.5 respecte la contrainte en facteur de qualité :

$$Q_{c,f_0}^{M,2} = 5065 > 4000$$

et respecte la contrainte de la tenue en puissance dans le vide $P > 400$ W (section VI.3.3 b)) puisque :

$$\begin{aligned}\delta_1 &= 9,2 \text{ mm} > 8 \text{ mm} \\ R_2 - r_2 &= 9,2 \text{ mm} > 8 \text{ mm} \\ l_t - L &= 11 \text{ mm} > 8 \text{ mm}\end{aligned}$$

En remarque :

- la section carrée du résonateur de la configuration du tableau VI.5 est identique par rapport à la section carrée du tableau VI.2 afin de respecter la contrainte volumique ;
- le respect de la tenue en puissance de la configuration du tableau VI.5 est assurée par l'augmentation de la longueur $d_3 = l_t - L$ impliquant ainsi une augmentation du volume du résonateur par rapport à la configuration du tableau VI.2.

La figure VI.12 illustre ainsi la configuration du résonateur matriochka en bande L utilisée par la suite pour le design du filtre en bande L.

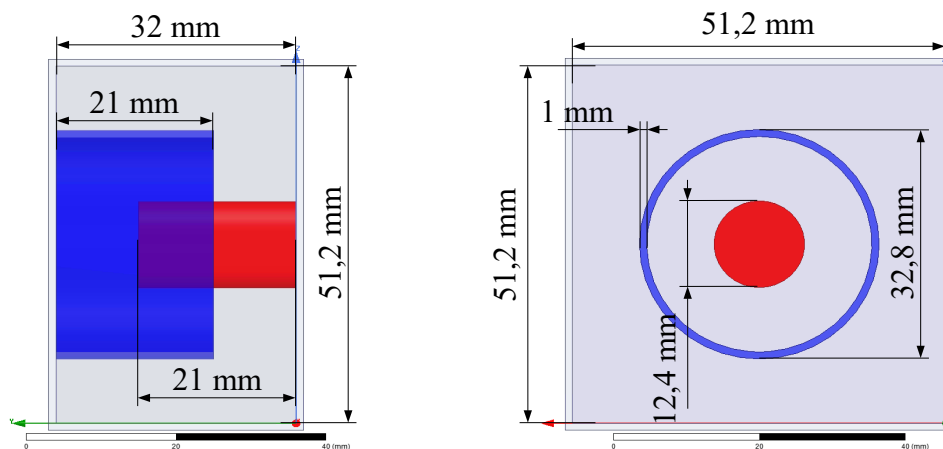


FIGURE VI.12 – Représentation du résonateur matriochka à deux sections

VI.4.2 Design du filtre en bande L

VI.4.2 a) Conception

Le filtre conçu en bande L est symétrique d'ordre $N = 6$ avec un rétro-couplage et est constitué :

- de six résonateurs matriochkas à deux sections quasi-identiques définis par le tableau VI.5 ;
- de deux excitations du type coaxial (connecteurs TNC) ;
- de cinq iris ;
- d'une tige métallique.

La configuration du filtre est ainsi présentée sur la figure VI.13.

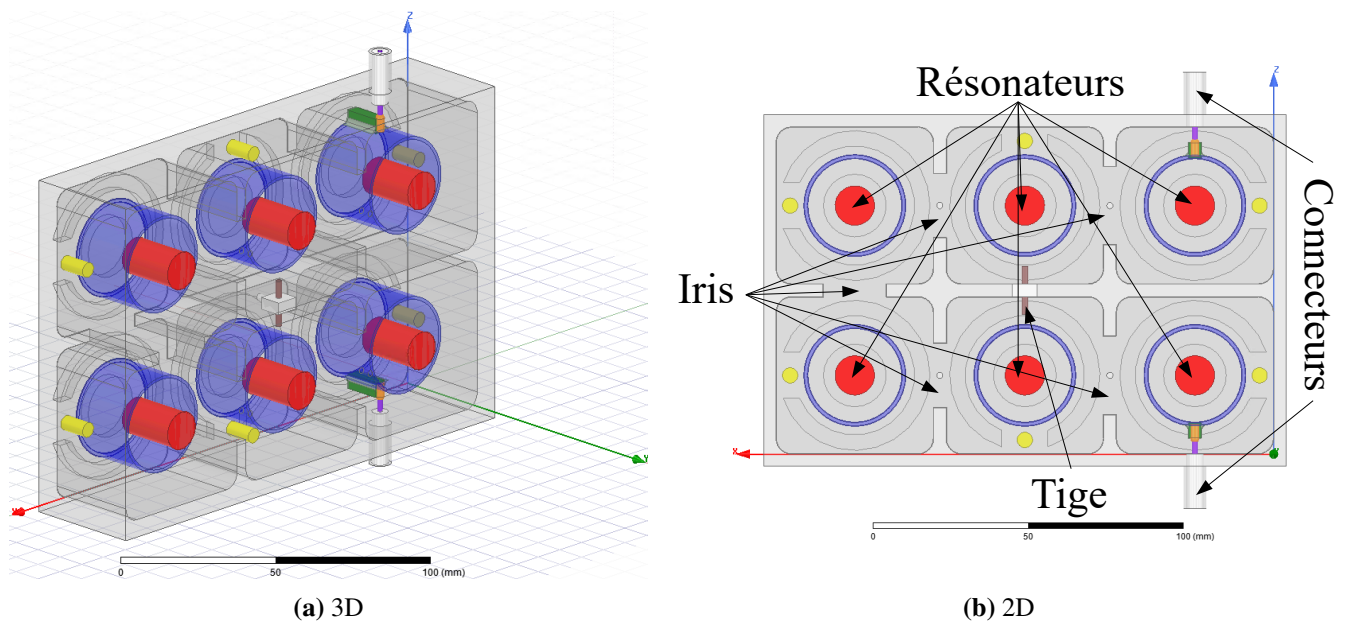


FIGURE VI.13 – Représentations du filtre en bande L

Le filtre illustré par la figure VI.13 présente également des modifications liées à :

- l'élément de rétro-couplage ;
- des supports métalliques positionnés sur les cylindres creux localisés en entrée/sortie du filtre ;
- un ajout de congés ;
- une présence de six vis de réglage ;
- un ajout de motifs sur le boîtier du filtre.

Ces modifications sont nécessaires pour la fabrication du filtre et sont développées par la suite.

En remarque, le design de conception du filtre est utilisé par la suite pour manufacturer deux blocs métalliques appelés corps et capot.

VI.4.2 b) Élément de rétro-couplage

Le rétro-couplage du filtre en bande L est assuré par la présence d'une tige métallique en cuivre présente entre les résonateurs 2 et 5 et soutenue par un bloc en rexolite (figure VI.14).

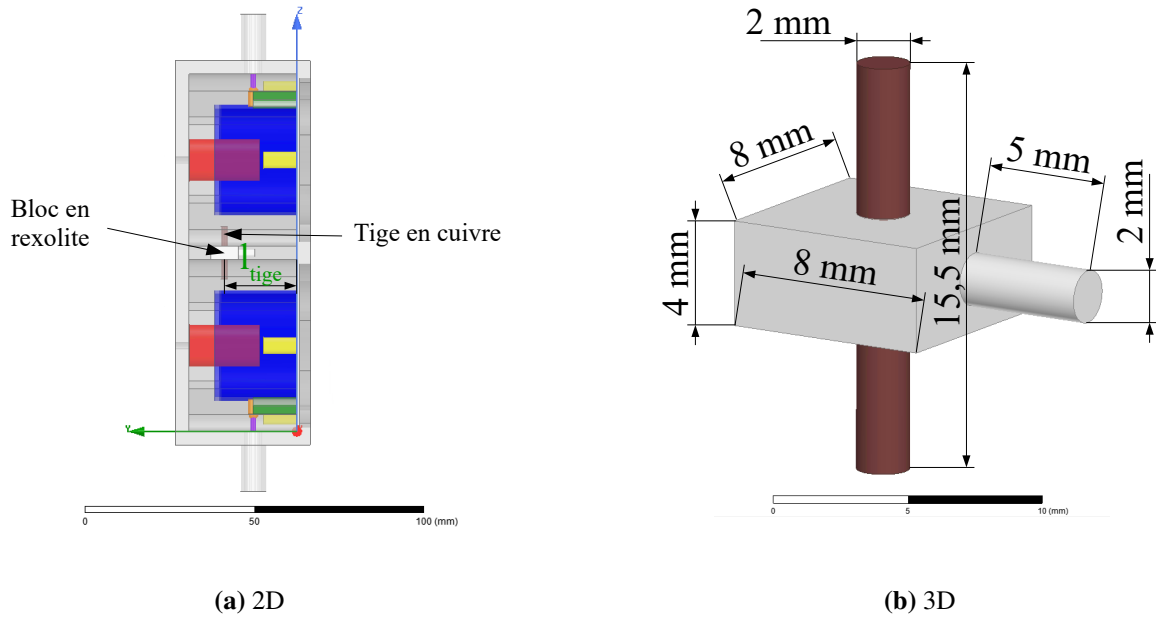


FIGURE VI.14 – Représentations de l'élément de couplage inter-résonateur assurant le rétro-couplage du filtre en bande L

Les caractéristiques des matériaux sont décrits par :

- cuivre : $\epsilon_r = 1$, $\sigma = 58 \text{ MS/m}$;
- rexolite : $\epsilon_r = 2,53$, $\tan(\delta) = 0,004$.

Finalement, le réglage du rétro-couplage est assuré par la position $l_{t\grave{e}ge}$ de l'ensemble bloc en rexolite et tige en cuivre.

VI.4.2 c) Support métallique

La connexion physique entre les âmes des connecteurs TNC et les cylindres creux est établie à partir d'un brasage de métaux. Le brasage des métaux est un procédé d'assemblage permanent qui établit une liaison métallique entre deux pièces.

Afin de réaliser cette opération, un support métallique (en vert) est positionné sur chaque cylindre creux (en bleu) localisé en entrée/sortie du filtre. La présence des supports est justifiée par le fait que l'épaisseur des cylindres creux est trop fine pour braser directement les âmes des connecteurs TNC sur les cylindres creux.

La figure VI.15 illustre alors les deux supports métalliques localisés sur les cylindres creux des cavités résonantes 1 et 6 du filtre matriochka en bande L.

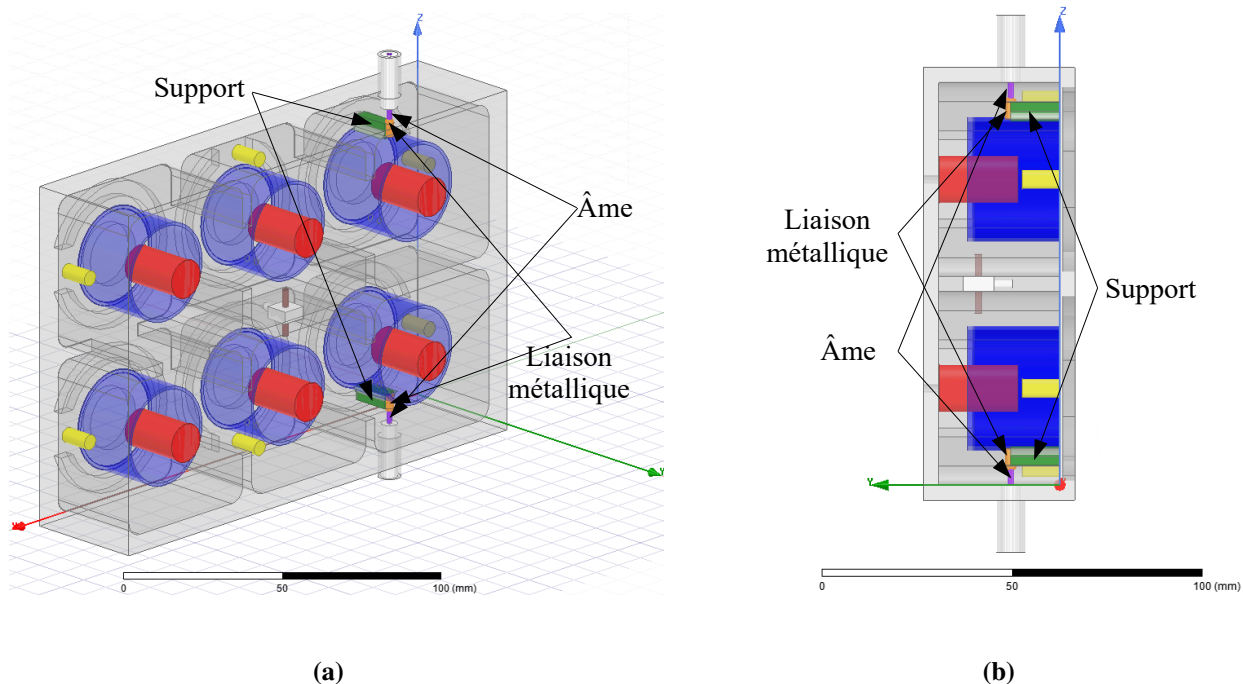


FIGURE VI.15 – Représentations des supports métalliques du filtre en bande L

Pour la fabrication du filtre en bande L, deux brasages sont effectués entre les âmes des connecteurs (en violet) et les supports (en vert).

Le brasage est réalisé à partir d'un matériau d'apport établissant la liaison métallique (en orange) entre le connecteur et le support.

VI.4.2 d) Congés

Lors de la fabrication, le filtre en bande L est manufacturé à partir :

- d'un bloc d'aluminium ;
- d'une fraise contrôlée par une machine à haute précision de fabrication.

Les caractéristiques de la fraise illustrées par la figure VI.16 impliquent la présence de congés (arrondissement des coins) au sein des cavités du filtre.

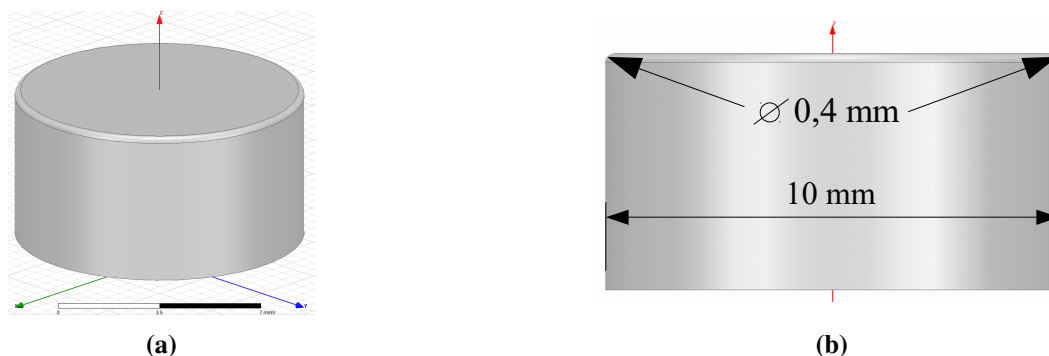


FIGURE VI.16 – Représentations de la fraise du filtre en bande L

Les caractéristiques de la fraise fournies par l'usineur sont données par ses diamètres égaux à 10 mm et à 0,4 mm. La présence des congés est alors prise en compte dans le design de conception du filtre afin d'obtenir des simulations électromagnétiques proches de la réalité (figure VI.17).

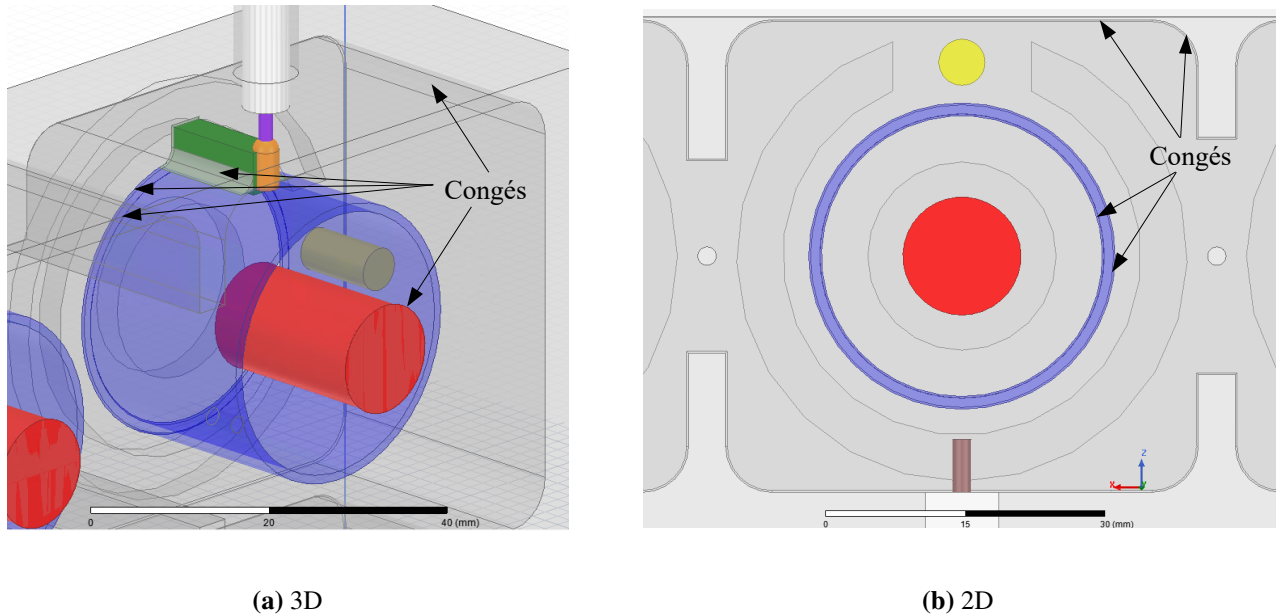


FIGURE VI.17 – Représentations des congés du filtre en bande L

Les congés sont localisés au niveau :

- des arêtes du corps du filtre ;
- des jonctions entre les cylindres creux et le corps ;
- des jonctions entre les cylindres pleins et le capot.

VI.4.2 e) Vis de réglage

L'objectif des vis de réglage est de pouvoir régler les réponses fréquentielles du filtre en bande L après sa fabrication. Le réglage peut s'avérer nécessaire afin de compenser les éventuels défauts de fabrication. Par conséquent, six vis de réglage sont présentes (en jaune sur la figure VI.18) et sont positionnées à proximité des cylindres creux pour régler les fréquences de résonance des résonateurs. Le positionnement des vis est établi de façon à réduire leur impact sur la tenue en puissance dans le vide du filtre.

L'analyse des tolérances de fabrication effectuée dans la prochaine section VI.4.4 c) montre que la sensibilité liée à la fabrication des iris est négligeable par rapport à la sensibilité de fabrication des longueurs des cylindres. Par ailleurs, l'insertion des vis de réglage dégrade le facteur de qualité du filtre. Par conséquent, le design de conception du filtre en bande L ne présente aucune vis de réglage dans la région des iris.

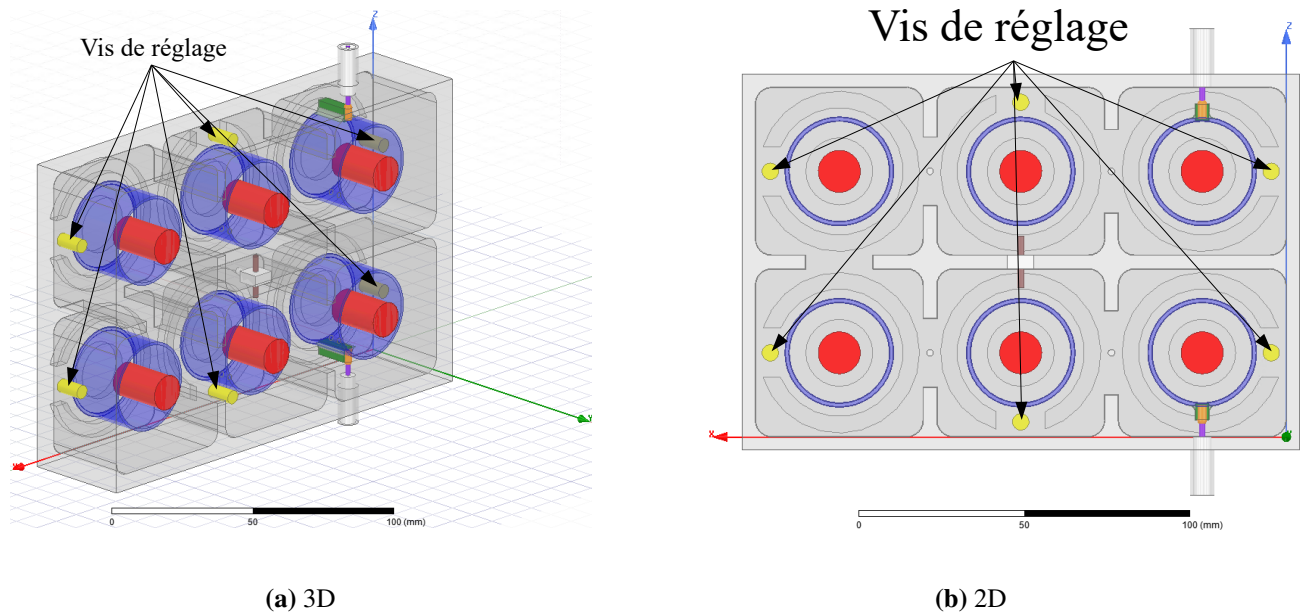


FIGURE VI.18 – Représentations des vis de réglage du filtre en bande L

Lors de la fabrication du filtre, les vis de réglage :

- sont réalisées en utilisant des vis M4 classiques [65];
- traversent les parois en aluminium du filtre.

VI.4.2 f) Motifs

Le banc de mesure de la tenue en puissance dans le vide est constitué d'une source radioactive irradiant le filtre engendrant ainsi un nuage d'électrons au sein du composant sous test.

À titre d'exemple, le tableau VI.6 résume l'énergie radioactive traversant une paroi en aluminium en fonction de l'épaisseur de la paroi pour une source strontium Sr90 d'un millicurie (37MBeq) placée à 50 mm de la plaque en aluminium [54].

Épaisseur [mm]	0,1	0,5	1	4	6
Énergie [MeV]	2,6	1,95	1,7	0,48	0

TABLE VI.6 – Tableau résumant l'énergie radioactive traversant une paroi en aluminium en fonction de l'épaisseur de la paroi pour une source strontium Sr90 placée à 50 mm de la plaque en aluminium

Les résultats du tableau VI.6 mettent en relief le fait que la diminution de l'épaisseur de la paroi métallique implique l'augmentation de l'énergie radioactive traversant la paroi.

Par conséquent, afin de faciliter la mesure de la tenue en puissance dans le vide du filtre, une épaisseur inférieure à 1 mm de la paroi en aluminium du filtre en bande L en vis-à-vis direct avec la source radioactive est conseillée dans le but d'augmenter l'énergie irradiée au sein du filtre.

La paroi irradiée du filtre choisie illustrée par la figure VI.19 est la paroi du corps connectée aux cylindres creux. La réduction complète de l'épaisseur de cette paroi du corps étant impossible en raison des dimensions, alors des motifs de réduction de matière métallique sont ajoutés à la paroi du corps du filtre afin de :

- consolider la structure du corps métallique;

— positionner les vis de réglage.

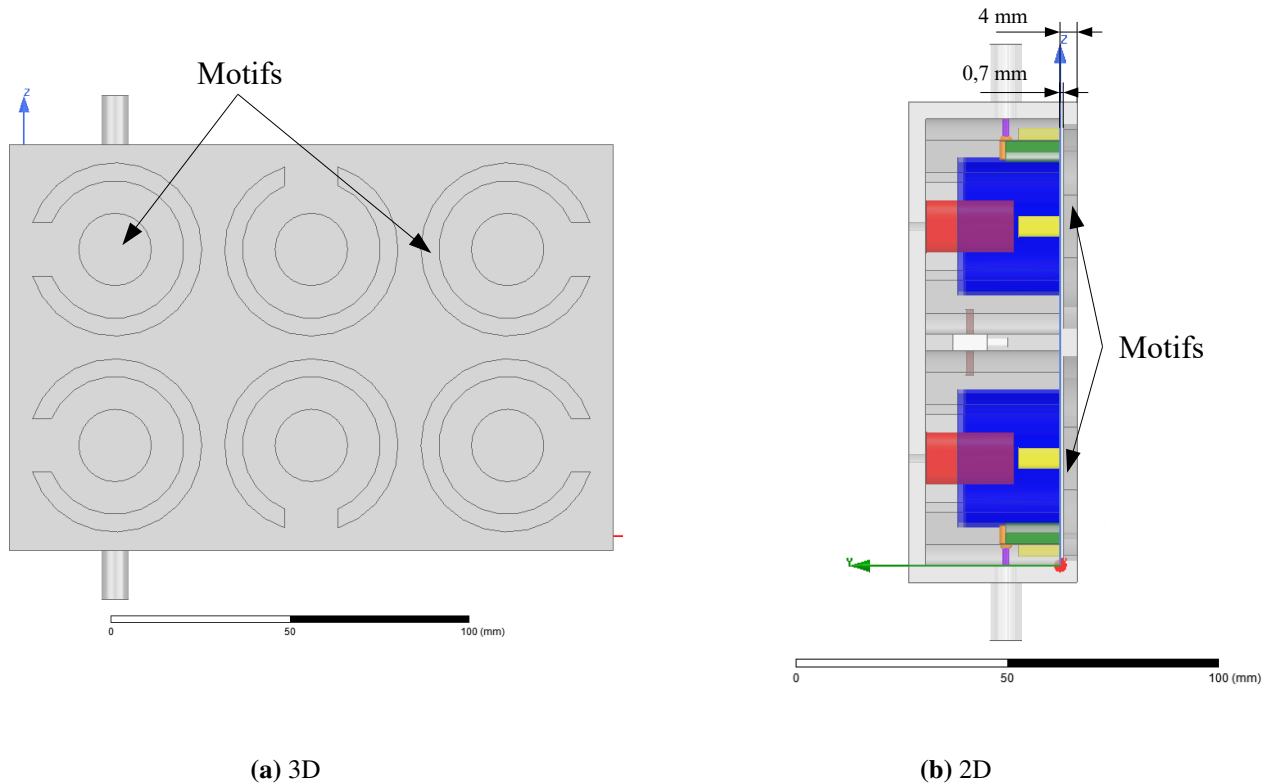


FIGURE VI.19 – Représentations des motifs du filtre en bande L

Les épaisseurs des motifs de réduction de matière sont fixées arbitrairement à 3,3 mm impliquant ainsi une épaisseur de matière de 0,7 mm de la plaque en aluminium au niveau des motifs qui est inférieure à la valeur conseillée de 1 mm.

VI.4.3 Réglage électromagnétique du filtre en bande L

VI.4.3 a) Principe du réglage fréquentiel

Le principe du réglage fréquentiel du filtre en bande L consiste à modifier les paramètres géométriques liés :

- aux excitations entrée/sortie (couplages entrée/sortie);
- aux iris (couplages inter-résonateurs);
- à la tige du rétro-couplage (couplage inter-résonateur);
- aux résonateurs (fréquences de résonance).

Ces modifications influencent ainsi les coefficients de la matrice de couplage du filtre et les fréquences de résonance des résonateurs afin d'obtenir des réponses fréquentielles en simulation identiques aux réponses théoriques.

En raison de la symétrie du filtre d'ordre $N = 6$ et de la présence d'un rétro-couplage, le nombre de paramètres de réglage est égale à huit.

Les huit paramètres de réglage utilisés sont alors définis par :

- la position de la tige d'excitation l_{es} (contrôle du couplage entrée/sortie, figure VI.21);
- les largeurs d'iris l_{12} , l_{23} et l_{34} (contrôle du couplage inter-résonateur, figure VI.22);
- la position de la tige de rétro-couplage l_{tige} (contrôle du rétro-couplage, figure VI.21);

— les longueurs des cylindres creux L_1 , L_2 et L_3 (contrôle des fréquences de résonance, figure VI.23).

Le réglage se passe alors en deux étapes :

- un premier réglage grossier des paramètres géométriques est réalisé à partir des méthodes décrites précédemment par les sections V.3.1 a) et V.3.1 b) ;
- et un second réglage plus précis est effectué en modifiant légèrement les valeurs obtenues du réglage grossier à partir de l'outil *tuning* du logiciel HFSS®.

Les valeurs des paramètres de réglage déterminées sous HFSS® sont définies par :

$l_{12} = 25,78 \text{ mm}$	$L_1 = 7,585 \text{ mm}$
$l_{23} = 21,10 \text{ mm}$	$L_2 = 9,531 \text{ mm}$
$l_{34} = 20,67 \text{ mm}$	$L_3 = 9,199 \text{ mm}$
$l_{es} = 12,92 \text{ mm}$	$l_{tige} = 18,80 \text{ mm}$

En remarque, le réglage fréquentiel du filtre est établi pour un positionnement arbitraire des six vis de réglage, en respectant le fait que la sensibilité fréquentielle des vis doit être supérieure ou égale aux limites maximales des sensibilités de fabrication (section VI.4.4 c)). Le positionnement des vis est vérifié dans la section VI.4.4 d) et permet ainsi de régler les réponses fréquentielles pour une limite maximale des sensibilités de fabrication.

Finalement, les figures VI.20, VI.21 et VI.22 illustrent le design de conception du filtre matriochka à deux sections en bande L.

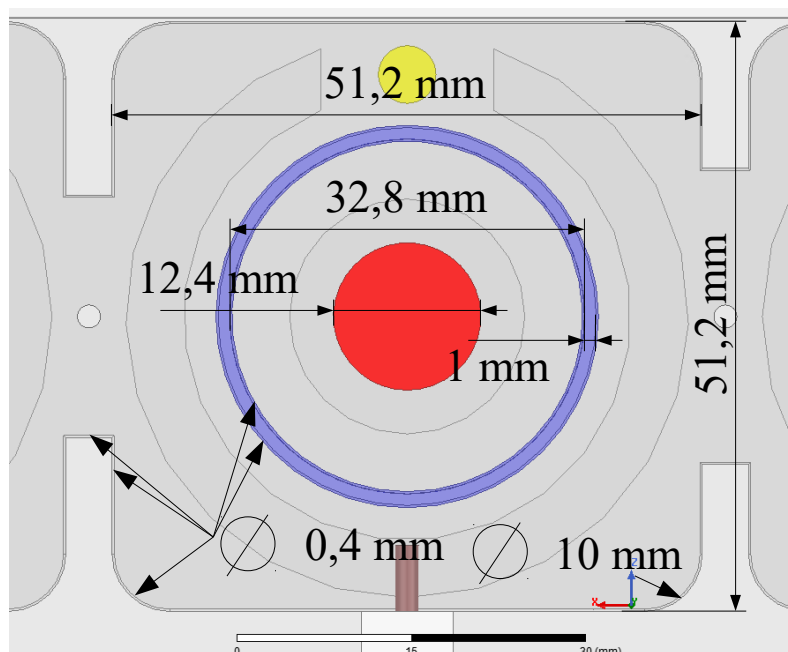


FIGURE VI.20 – Représentation d'un résonateur matriochka à deux sections du filtre en bande L

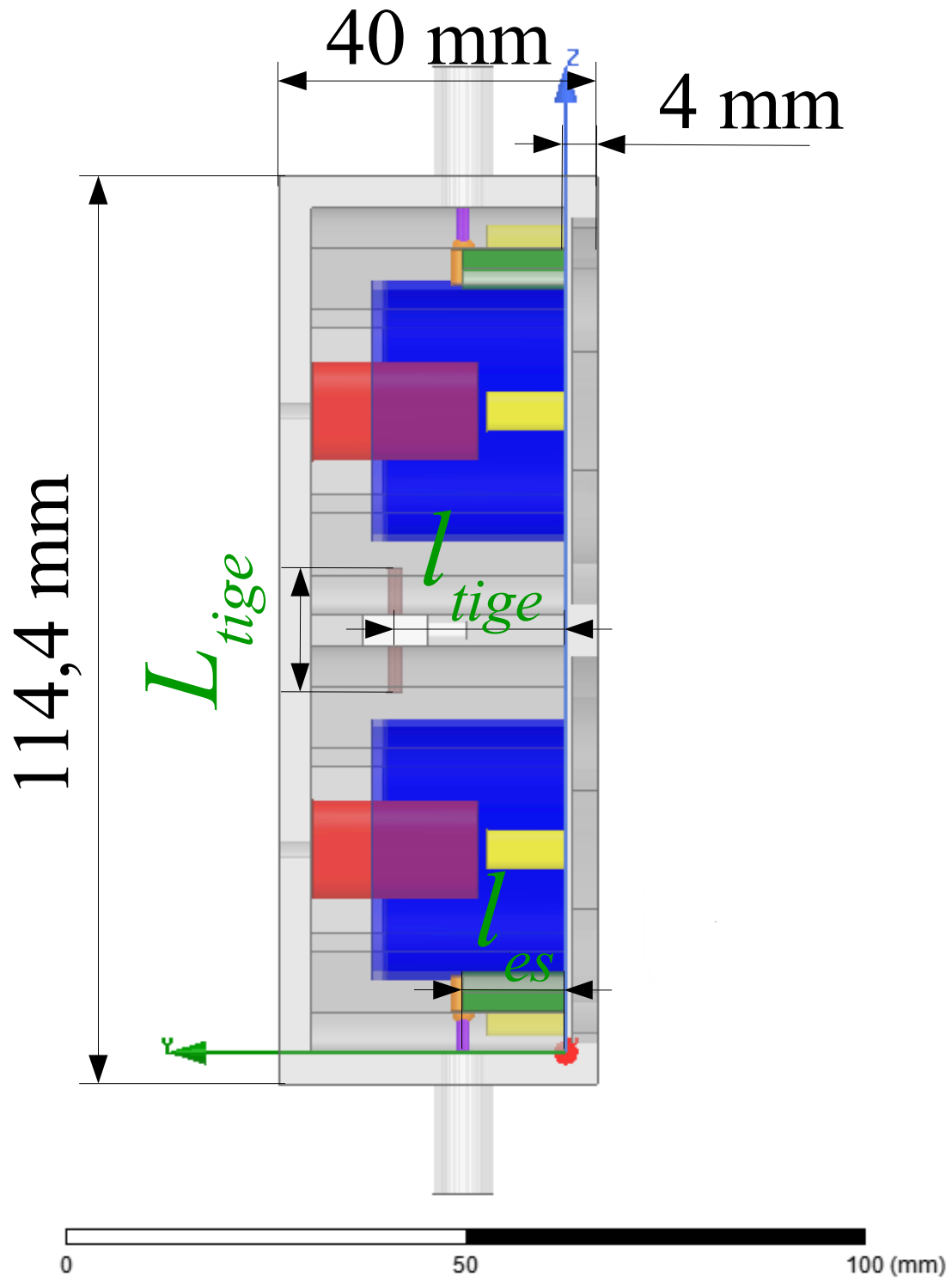


FIGURE VI.21 – Représentation du filtre conçu en bande L dans le plan Oyz

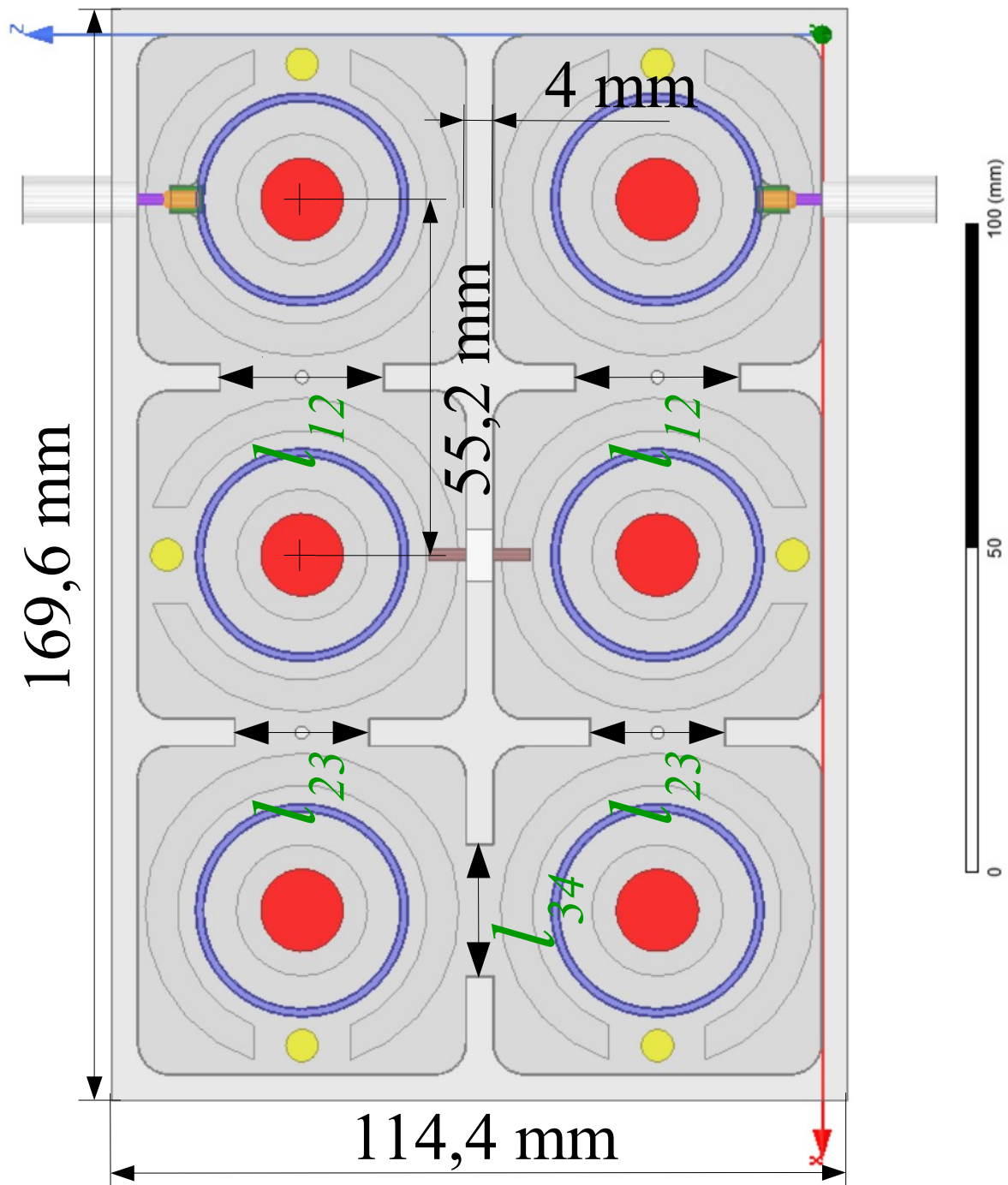


FIGURE VI.22 – Représentation du filtre conçu en bande L dans le plan Oxz

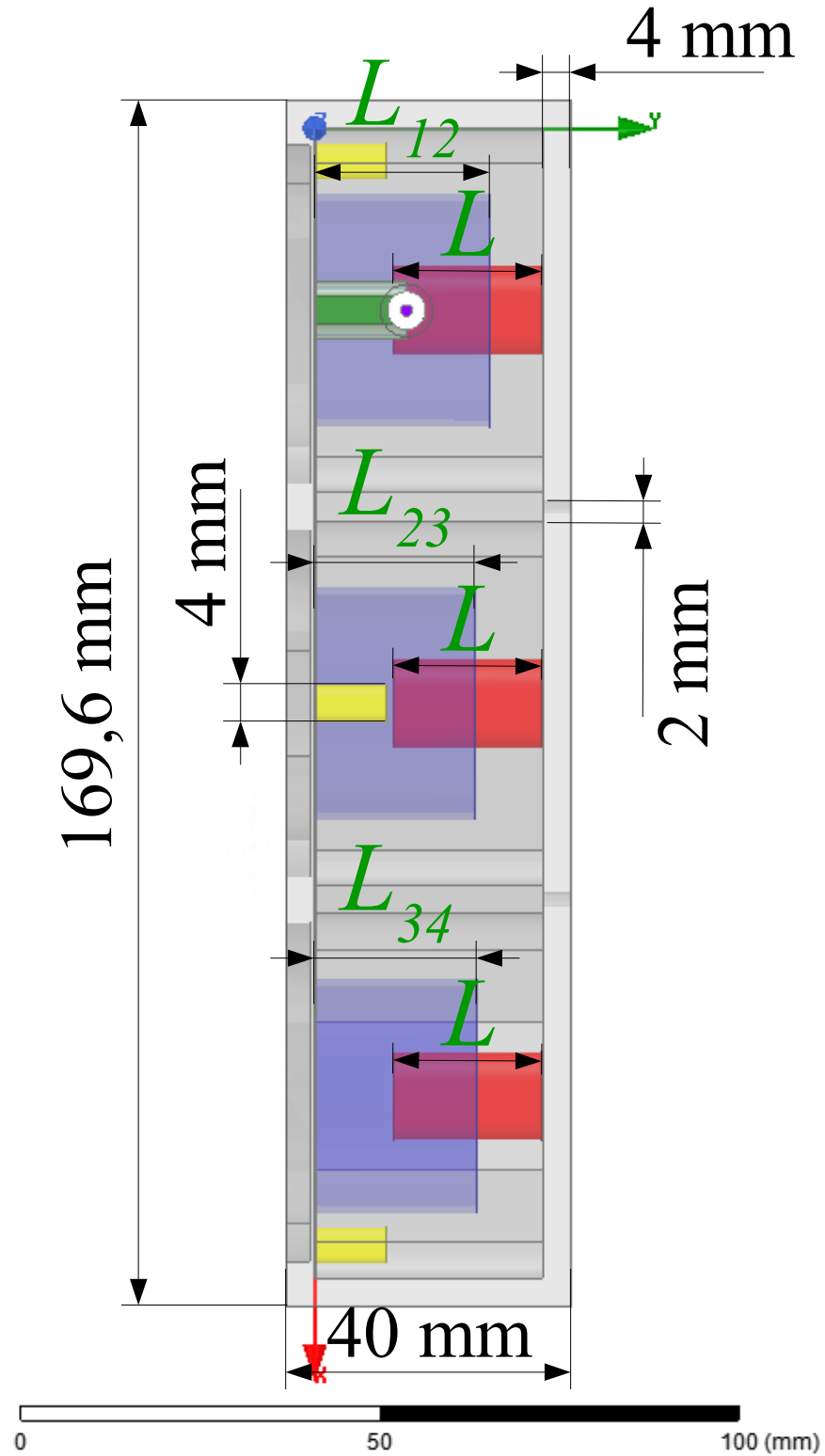


FIGURE VI.23 – Représentation du filtre conçu en bande L dans le plan Oxy

VI.4.3 b) Résultats fréquentiels

Les réponses en transmission et en réflexion du filtre conçu en bande L ainsi que le temps de propagation de groupe sont illustrées sur la figure VI.24.

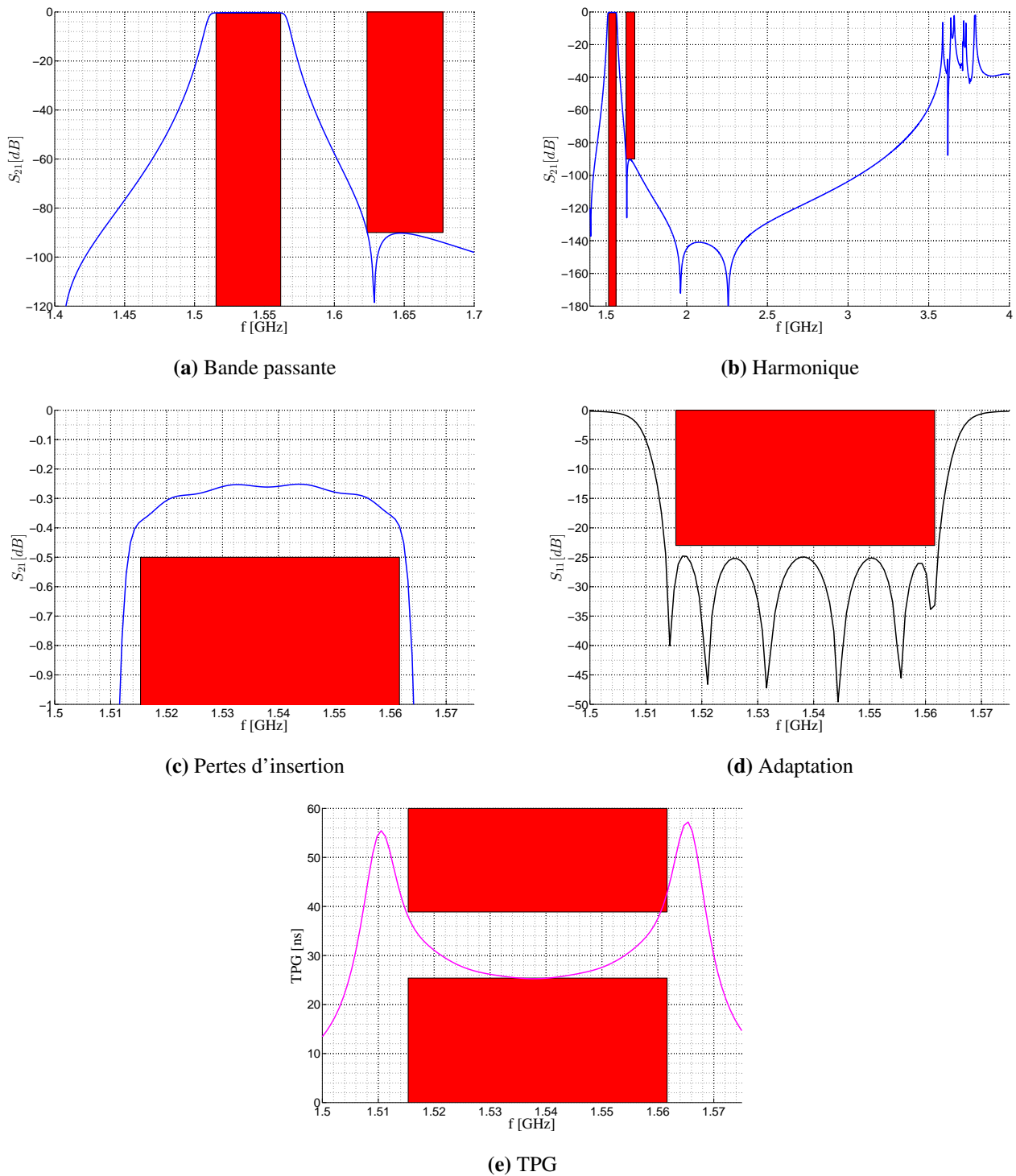


FIGURE VI.24 – Visualisations des réponses fréquentielles en transmission S_{21} et en réflexion S_{11} et du temps de propagation de groupe TPG associées au réglage du filtre en bande L effectué sous HFSS®

Les résultats fréquentiels de la figure VI.24 montrent un respect du cahier des charges pour :

- la bande passante ;
- le rejet de la première harmonique ;
- les pertes d'insertion ;
- l'isolation ;
- l'adaptation.

et un non respect pour :

- les variations du TPG.

VI.4.3 c) Précision du réglage du filtre simulé en bande L

Les réponses fréquentielles du filtre en bande L de la figure VI.24 sont comparées avec les réponses fréquentielles théoriques ($BP_r = 3,16\%$, $S_{11}(\text{bande}) < -25$ dB et $Q = 5065$) afin de vérifier qualitativement le réglage du filtre.

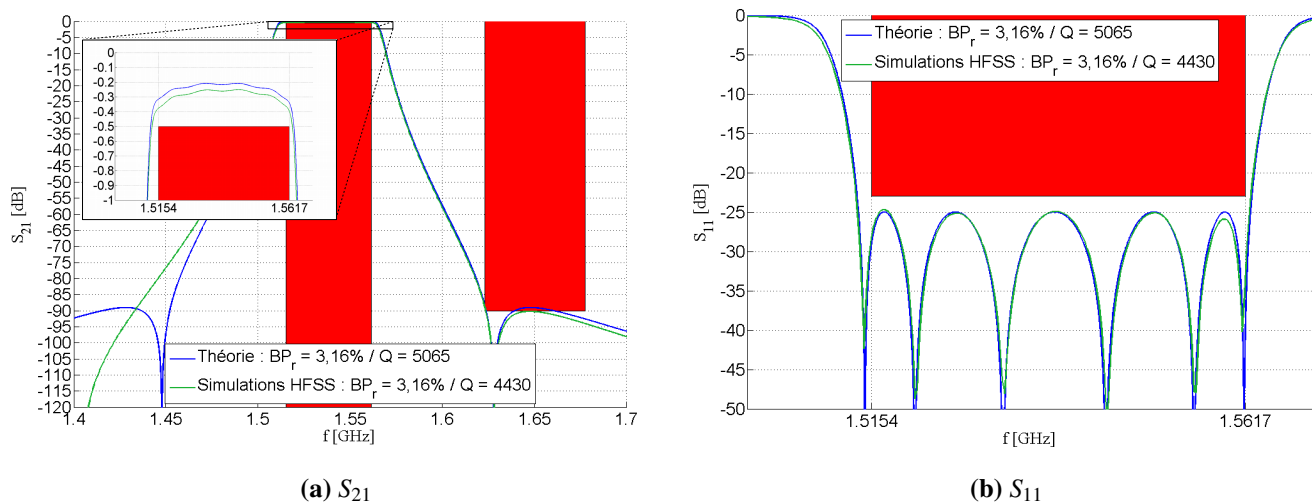


FIGURE VI.25 – Comparaison des réponses fréquentielles obtenues sous HFSS® du filtre en bande L avec les réponses théoriques

Coefficient de transmission : S_{21}

Les pertes d'insertion des simulations étant supérieures aux pertes théoriques et les bandes passantes étant identiques, alors la différence entre ces pertes d'insertion est directement liée à des niveaux de facteur de qualité différents. L'origine de cette différence provient des pertes du téflon des connecteurs TNC entraînant ainsi une dégradation du facteur de qualité de l'ordre de 635 (erreur relative égale à 14%) des réponses théoriques et par rapport aux simulations. Par conséquent, la prise en compte des pertes des connecteurs au sein du filtre en bande L induit un facteur de qualité du filtre de l'ordre de 4430.

Par ailleurs, une différence est observable concernant les positions des zéros de transmission obtenus sous simulations électromagnétiques :

- le zéro de transmission situé en dessous de la fréquence centrale du filtre a une position différente de sa position théorique ;
- le zéro de transmission situé au dessus de la fréquence centrale du filtre correspond à sa position théorique.

L'origine de la différence de position du zéro de transmission provient des couplages parasites, couplages inter-résonateurs induits par les ouvertures d'iris.

Coefficient de réflexion : S_{11}

La réponse en réflexion de la figure VI.25b illustre :

- une proximité de la position fréquentielle des pôles obtenus sous simulations avec la réponse théorique ;
- un niveau d’adaptation maximal quasi-constant dans la bande passante.

Conclusion

Malgré la proximité des réponses fréquentielles simulées et des réponses théoriques, le filtre simulé n’est pas réglé. Néanmoins, après la fabrication du filtre en bande L, les vis de réglage permettront d’ajuster les réponses fréquentielles du filtre afin d’améliorer la précision du réglage.

VI.4.3 d) Résultats de la tenue en puissance dans le vide

La tenue en puissance dans le vide du filtre en bande L décrit par les résultats fréquentiels de la figure VI.24 est obtenue par le procédé de la section VI.3.3 b).

Le résultat obtenu sous le logiciel SPARK3D est illustré par la figure VI.26.

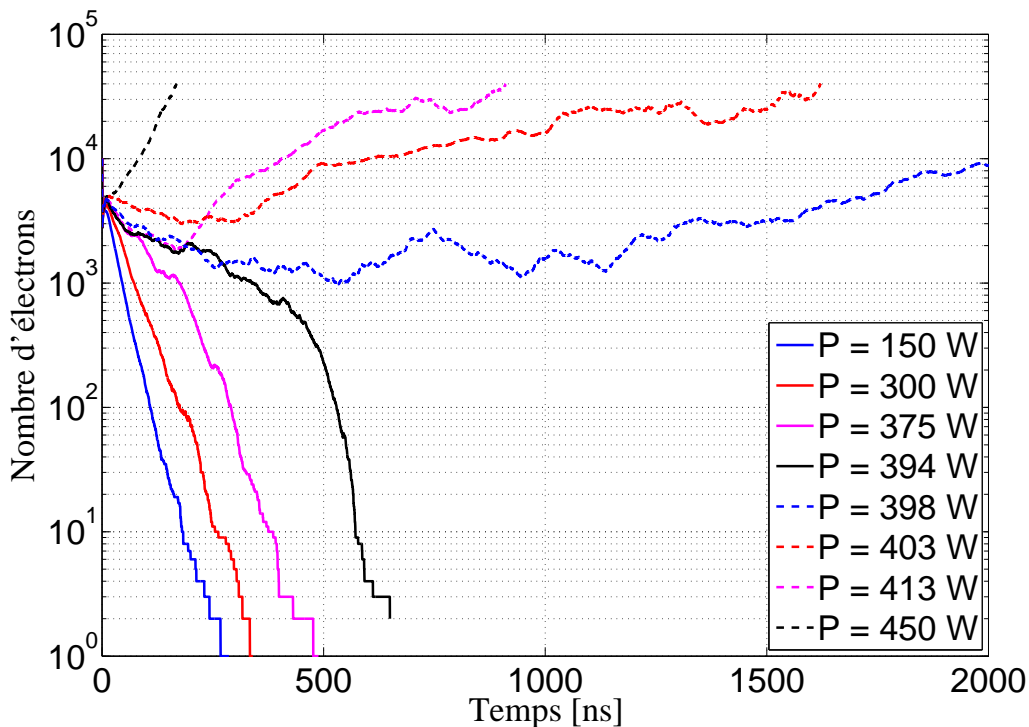


FIGURE VI.26 – Évolutions des populations d’électrons au sein du filtre en bande L en fonction du temps pour différentes valeurs de puissance dans le vide sous le logiciel SPARK3D à la fréquence $f = 1,54$ GHz

L’évolution des populations d’électrons au sein du filtre en bande L est décrit par deux comportements :

- une évolution strictement décroissante de la population d’électrons qui converge vers la valeur nulle : pas d’effet *multipactor* ;
- une évolution strictement croissante de la population d’électrons qui tend vers l’infini : effet *multipactor*.

La limite de la tenue de puissance dans le vide est alors obtenue pour une puissance minimale d’une évolution strictement croissante de la population d’électrons qui tend vers l’infini.

Par conséquent, la limite de la tenue en puissance P dans le vide du filtre argenté en bande L décrit par les résultats fréquentiels de la figure VI.24 est $P \approx 400W$.

La section suivante compare ainsi les performances du filtre simulé sous HFSS® par rapport au cahier des charges.

VI.4.3 e) Comparaison des résultats par rapport au cahier des charges

Le tableau VI.7 résume les caractéristiques du filtre en bande L simulé sous HFSS® et sous SPARK3D.

Critères	Cahier des charges	Filtre simulé	Validité
BP_r [%]	> 2,67	3,16	Oui
Pertes d'insertion IL [dB]	< 0,5	0,45	Oui
Isolation Tx [dB]	> 90	90	Oui
Adaptation [dB]	> 23	24,9	Oui
Variation des pertes d'insertion [dB]	< 0,2	0,2	Oui
Variation du TPG [ns]	< 13,5	17,5	Non
Puissance dans le vide [W]	> 100	400	Oui
Volume diplexeur [mm^3]	170 x 130 x 60	169,6 x 114,4 x 40	Oui
Diamètre accès [mm / mm]	5,36 / 1,64	5,36 / 1,64	Oui

TABLE VI.7 – Tableau comparatif des performances du filtre fabriqué en bande L par rapport au cahier des charges

Le filtre en bande L simulé répond aux critères fréquentiels et de tenue en puissance dans le vide avec une marge en puissance de 6 dB.

Le passage de la simulation électromagnétique à la fabrication du filtre nécessite alors de connaître la robustesse du filtre vis-à-vis des tolérances de fabrication.

VI.4.4 Tolérances de fabrication

VI.4.4 a) Simulateur de Monte-Carlo

Les valeurs des paramètres géométriques théoriques sont différentes de celles que nous obtenons en pratique. Cette différence est directement liée à une précision limitée des outils de fabrication. La précision de fabrication induit alors des tolérances au niveau des paramètres géométriques du composant. Par conséquent, ces tolérances géométriques possèdent une influence plus ou moins élevée sur les réponses fréquentielles du filtre étudié.

La connaissance de la précision de fabrication est alors indispensable afin de déterminer la dégradation des réponses fréquentielles. Une précision de fabrication élevée induit une dégradation réduite des résultats mais implique également un coût de fabrication élevé.

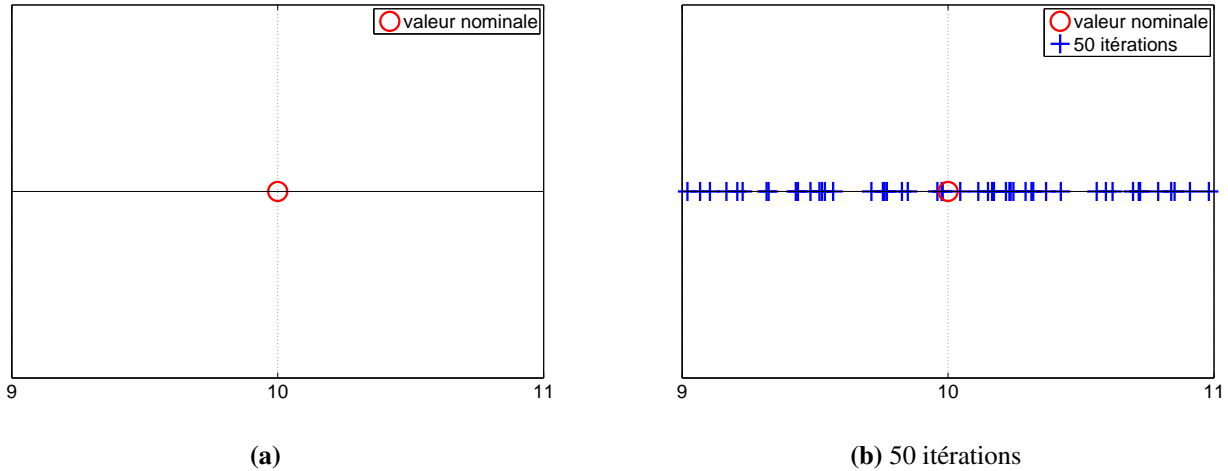


FIGURE VI.27 – Représentation de l’intervalle de dispersion pour une valeur nominale $a = 10$ et une tolérance de 10% (a), et représentation d’une dispersion aléatoire et uniforme sur l’intervalle $[9; 11]$

L’analyse de Monte-Carlo est une méthode visant à calculer une valeur numérique à partir de procédés aléatoires [66]. Cette analyse peut être employée afin de déterminer les sensibilités des paramètres géométriques d’un filtre. L’idée consiste alors à disperser aléatoirement, à l’aide d’une fonction de probabilité (uniforme, gaussienne, etc), les paramètres géométriques à partir d’une valeur nominale.

La figure VI.27 représente un exemple de dispersion aléatoire et uniforme pour une valeur nominale $a = 10$ et pour une tolérance de 10%.

La tolérance détermine l’intervalle de dispersion à partir de la valeur nominale (figure VI.27a). La figure VI.27 représente alors une dispersion aléatoire et uniforme sur l’intervalle $[9; 11]$ pour un nombre d’itérations égale à 50.

Les sensibilités du filtre en bande L sont alors étudiées dans la section suivante à l’aide de la méthode de Monte-Carlo.

VI.4.4 b) Description de l’analyse de Monte-Carlo du filtre en bande L

L’analyse de Monte-Carlo est utilisée pour évaluer les sensibilités des paramètres géométriques du filtre en bande L sur les réponses fréquentielles. Cette analyse peut s’effectuer à l’aide de l’outil *statistical* sous le logiciel HFSS®. À partir de cet outil, il est possible de sélectionner des paramètres géométriques constituant le filtre et d’y attribuer une tolérance de fabrication et une fonction de dispersion aléatoire.

La fonction de dispersion aléatoire représente la fonction d’erreur de l’outil de fabrication utilisé pour fabriquer le filtre. Cette fonction est généralement inconnue par le fabricant et donc par le concepteur. Par conséquent, la fonction de dispersion est souvent considérée comme une fonction de dispersion aléatoire et uniforme [66].

La connaissance de la précision de l’outil de fabrication est également nécessaire pour déterminer les tolérances de fabrication des paramètres géométriques. La précision de fabrication est justifiée dans la section VI.5.1 et est égale à $\pm 50 \mu m$ par face de fabrication.

En toute rigueur, l’analyse de Monte-Carlo doit être étudiée sur tous les paramètres géométriques constituant le filtre en bande L. Cette analyse complète n’est pas effectuée en raison d’une durée de simulation conséquente. Par conséquent, le choix de certains paramètres est réalisé en fonction de leur forte sensibilité supposée sur le champ électromagnétique au sein du filtre.

Les paramètres géométriques étudiés sont définis par :

- les largeurs des iris : l_{12}, l_{23}, l_{34} (figure VI.22) ;

- les longueurs des cylindres creux et pleins : L_1, L_2, L_3, L (figure VI.23);
- les rayons des cylindres pleins et creux : r_1, r_2 (figure VI.20);
- la position de l'ensemble bloc en rexolite et tige et la longueur de la tige : l_{tige}, L_{tige} (figure VI.21);
- la position des connecteurs TNC : l_{es} (figure VI.21).

Les choix de ces paramètres sont justifiés par les raisons suivantes :

- les largeurs des iris influencent les couplages électromagnétiques inter-résonateurs ;
- les longueurs des cylindres influencent les fréquences de résonance de chaque résonateur ;
- les rayons des cylindres pleins sont également choisis à cause de leur influence sur les fréquences des résonateurs ;
- les rayons externes des cylindres creux sont sélectionnés afin de déterminer les sensibilités des épaisseurs des cylindres creux ;
- la position de l'ensemble bloc en rexolite, tige et longueur de la tige influencent le coefficient de rétro-couplage ;
- la position des connecteurs TNC influence le couplage en entrée/sortie.

Le tableau VI.8 résume alors les valeurs des paramètres géométriques choisis et leurs tolérances de fabrication pour une précision fixée à $\pm 50 \mu m$.

Paramètre géométrique	Valeur nominale [mm]	Valeur minimale [mm]	Valeur maximale [mm]	Tolérance [%]
l_{12}	25,760	25,710	25,810	0,194
l_{23}	21,115	21,065	21,165	0,237
l_{34}	20,670	20,620	20,720	0,242
L_1	24,409	24,359	24,459	0,205
L_2	22,468	22,418	22,518	0,223
L_3	22,801	22,751	22,851	0,219
L	21,000	20,950	21,050	0,238
r_1	6,200	6,150	6,250	0,806
r_2	15,400	15,350	15,450	0,325
l_{tige}	20,300	20,250	20,350	0,246
L_{tige}	15,820	15,770	15,870	0,316
l_{es}	12,860	12,810	12,910	0,389

TABLE VI.8 – Tableau de valeurs des paramètres géométriques et des tolérances pour une précision de fabrication égale à $\pm 50 \mu m$

VI.4.4 c) Résultats de l'analyse

Les résultats de l'analyse liée au tableau VI.8 est effectué à l'aide de l'outil *statistical* sous le logiciel HFSS®. L'analyse a pour objectif d'étudier l'impact de l'évolution des paramètres géométriques choisis sur les réponses fréquentielles du filtre en bande L pour une précision de fabrication de $\pm 50 \mu m$.

L'évolution des paramètres géométriques est décomposée en six groupes :

- 1^{er} groupe : les largeurs d'iris l_{12}, l_{23} et l_{34} ;
- 2^{ème} groupe : les longueurs des cylindres L_1, L_2, L_3 et L ;
- 3^{ème} groupe : les rayons des cylindres pleins : r_1 et r_2 ;
- 4^{ème} groupe : la position de l'ensemble bloc en rexolite et tige et la longueur de la tige : l_{tige} et L_{tige} ;
- 5^{ème} groupe : la position des connecteurs TNC : l_{es} ;
- 6^{ème} groupe : tous les paramètres géométriques de l'analyse.

Chaque groupe de paramètres subit alors une analyse de Monte-Carlo pour une précision de fabrication de $\pm 50 \mu m$ et pour un nombre d'itérations de la fonction de dispersion aléatoire et uniforme égale à 50. Les résultats de cette analyse sont illustrés par les figures VI.28 et VI.29 représentant une évolution des réponses fréquentielles (en bleu clair) autour de la réponse nominale (en noir).

La tolérance de fabrication de $\pm 50 \mu m$ sur la totalité des paramètres géométriques étudiés (6^{ème} groupe) implique un décalage des réponses fréquentielles du filtre en bande L évalué à $\pm 6,5 MHz$ par rapport à la réponse nominale du filtre (figure VII.33f).

Le tableau VI.9 résume les influences des paramètres géométriques étudiés pour une précision de fabrication de $\pm 50 \mu m$ sur les fréquences de résonance et sur les couplages inter-résonateurs du filtre en bande L.

	Largeurs des iris	Longueurs des cylindres	Rayons des cylindres	Rétro-couplage	Connecteurs TNC
Fréquences de résonance	Faible	Fort	Fort	Faible	Faible
Couplages inter-résonateurs	Faible	Faible	Faible	Faible	Faible

TABLE VI.9 – Tableau comparatif des influences qualitatives des paramètres géométriques (iris, longueurs des cylindres) sur les fréquences de résonances et sur les couplages inter-résonateurs pour une précision de fabrication de $\pm 10 \mu m$

La précision de fabrication de $\pm 50 \mu m$ a un impact négligeable sur les largeurs des iris, la tige de rétro-couplage et la position des connecteurs TNC. Néanmoins, la précision de $\pm 50 \mu m$ est non négligeable sur les longueurs des cylindres et les rayons des cylindres. En effet, les longueurs des cylindres et les rayons des cylindres influencent directement la fréquence de résonance fondamentale et influencent faiblement les couplages inter-résonateurs.

Par conséquent, la présence de vis de réglage pour compenser le décalage fréquentiel au sein des cavités résonantes est alors justifiée par le fait que les fréquences de résonance sont très sensibles aux sensibilités de fabrication liées aux longueurs et aux rayons des cylindres. Par ailleurs, les couplages inter-résonateurs étant moins sensibles aux tolérances de fabrication par rapport aux fréquences de résonance, alors l'absence de vis de réglage au niveau des iris peut être tolérée. Enfin, la précision de fabrication a également un impact négligeable sur l'élément de rétro-couplage évitant ainsi l'insertion de vis de réglage du rétro-couplage.

VI.4.4 d) Influence des vis de réglage

La présence de vis de réglage est nécessaire pour compenser les éventuels défauts de fabrication liés à la précision de fabrication de $\pm 50 \mu m$ (figure VI.18).

Ainsi, six vis de réglage sont positionnées au sein du filtre en bande L afin de régler les fréquences de résonance de chaque cavité.

Afin de montrer l'utilité des vis de réglage, une configuration de filtre est choisie arbitrairement parmi les 50 itérations réalisées lors de l'analyse de Monte-Carlo sur la totalité des paramètres géométriques étudiés (figures VI.29e et VI.29f). À partir de la configuration sélectionnée, seules les longueurs des vis de réglage sont modifiées afin de régler les réponses fréquentielles du filtre choisi.

La figure VI.30 illustre ainsi la comparaison des réponses fréquentielles liées à la configuration du filtre choisie au sein des réponses de l'analyse Monte-Carlo (en bleu), avec les réponses fréquentielles de ce filtre réglé à l'aide des vis de réglage (en noir).

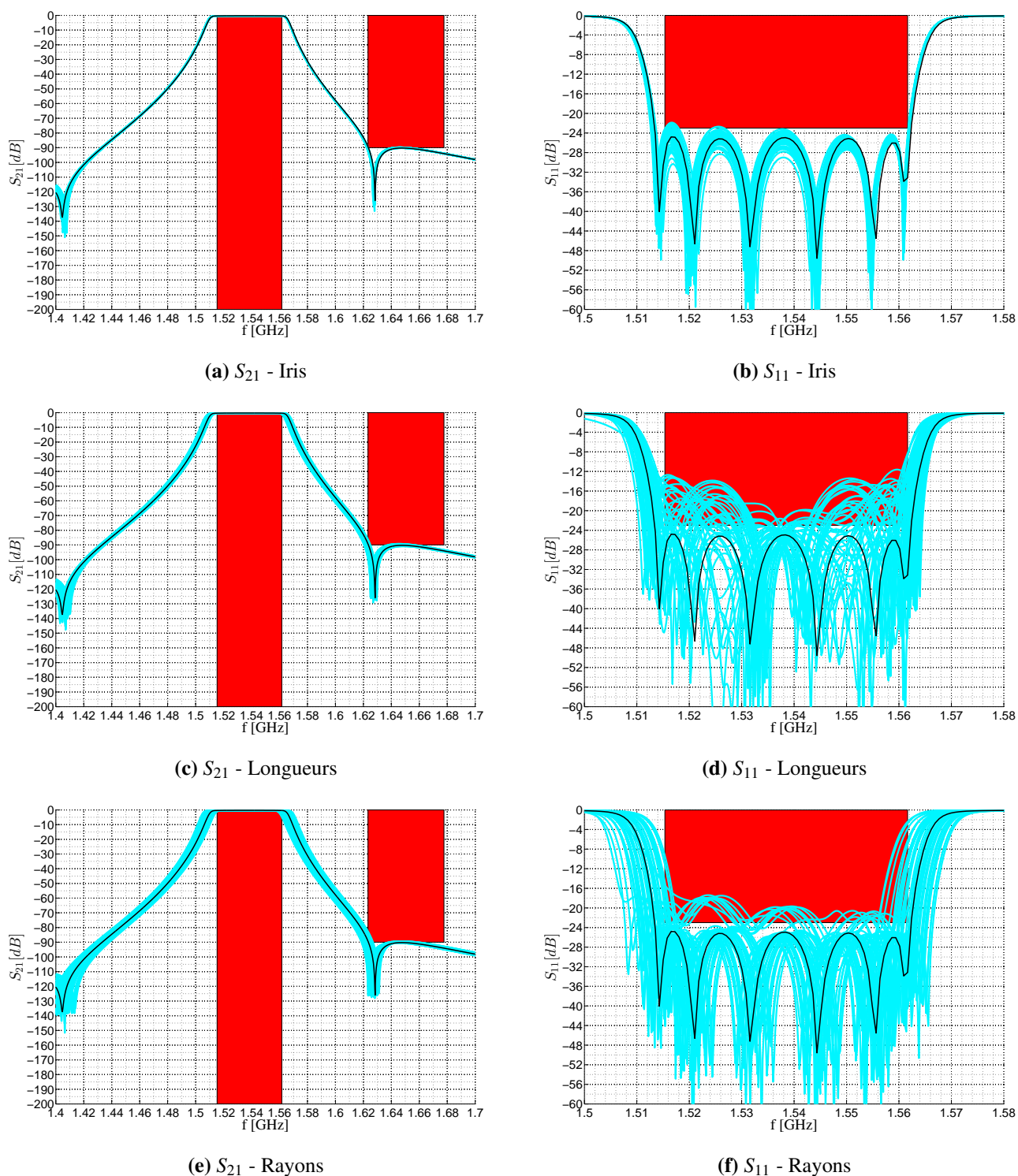


FIGURE VI.28 – Représentations des réponses fréquentielles en transmission S_{21} et en réflexion S_{11} du filtre en bande L subissant une analyse de Monte-Carlo (dispersion aléatoire et uniforme, 50 itérations, précision de fabrication de $\pm 50 \mu m$) sur les largeurs des iris, les longueurs des cylindres et les rayons des cylindres pleins et creux.

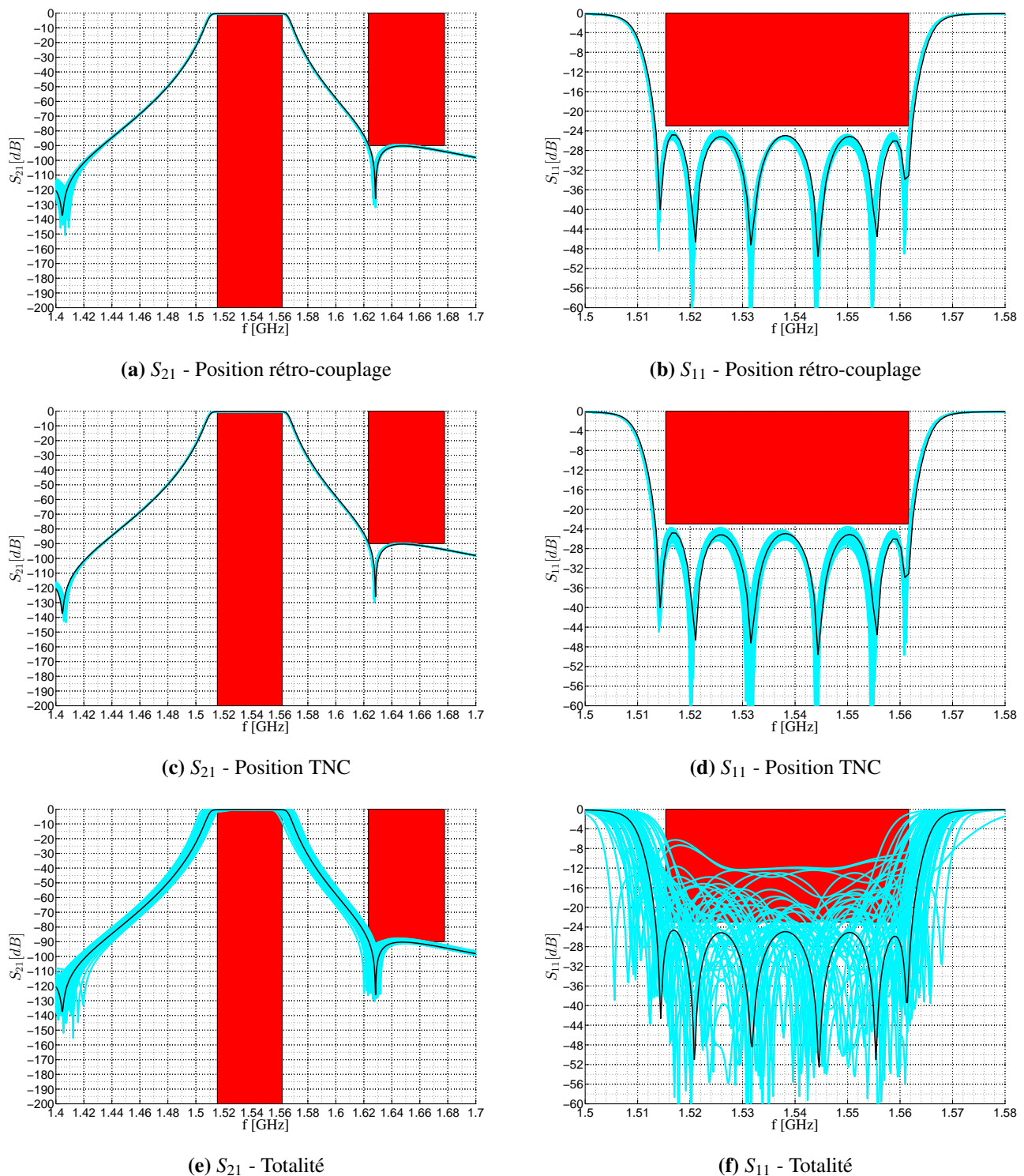


FIGURE VI.29 – Représentations des réponses fréquentielles en transmission S_{21} et en réflexion S_{11} du filtre en bande L subissant une analyse de Monte-Carlo (dispersion aléatoire et uniforme, 50 itérations, précision de fabrication de $\pm 50 \mu m$) sur la position du rétro-couplage et la longueur de la tige, la position des connecteurs TNC, et la totalité des paramètres géométriques étudiés.

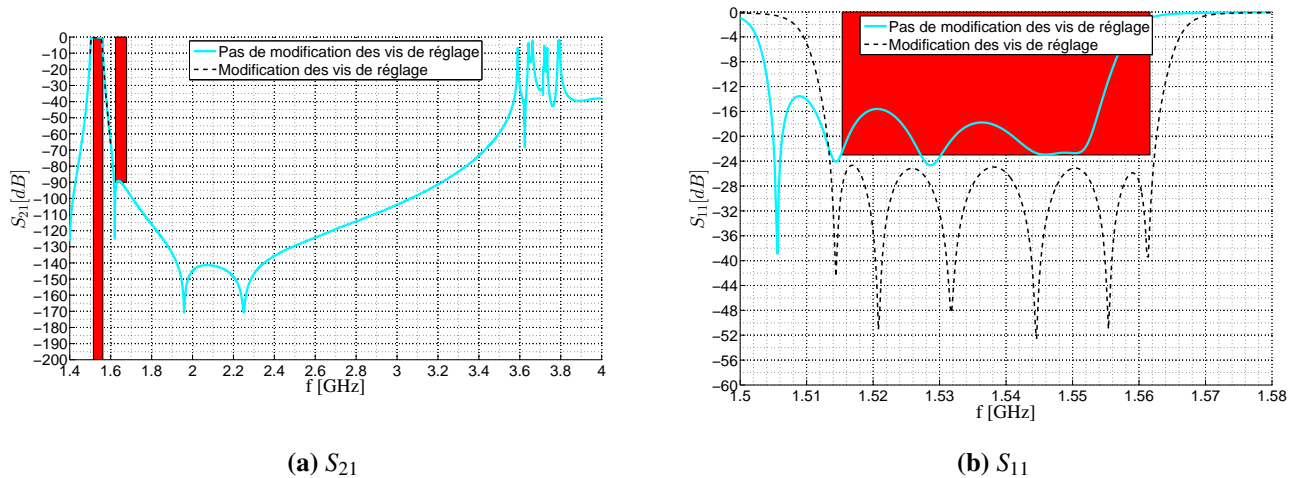


FIGURE VI.30 – Représentation des réponses fréquentielles en transmission S_{21} et en réflexion S_{11} d’une configuration du filtre en bande L parmi l’ensemble des réponses de l’analyse de Monte-Carlo sans modifier les vis de réglage (a), et représentation de ces réponses fréquentielles de ce filtre réglé en modifiant les vis de réglage (b).

Par conséquent, la figure VI.30 montre que la précision de fabrication de $\pm 50 \mu m$ implique un dérèglement du filtre qui peut être compensé par la modification des longueurs des vis de réglage au sein du filtre. Ainsi, l’emploi des vis de réglage permettent de régler le filtre en bande L et d’obtenir des réponses fréquentielles respectant le cahier des charges.

En conclusion, l’analyse de Monte-Carlo effectuée précédemment détermine la robustesse du filtre en bande L évaluée à $\pm 6,5 \text{ MHz}$ pour une précision de fabrication de $\pm 50 \mu m$. Par ailleurs, cette précision de fabrication implique des tolérances de fabrication pouvant être compensées par la modification des longueurs des vis de réglage afin de régler le filtre. Par conséquent, le design du filtre conçu en bande L est utilisé par la suite pour la fabrication.

VI.5 Fabrication du filtre

VI.5.1 Entreprise BREIZH USINAGE SERVICES

ST Industries [67] est une société mère de quatre entreprises bretonnes spécialisées dans la mécanique industrielle de précision :

- Armor Précision Méca - TREMUSON ;
- UCN MECA - CAVAN ;
- BREIZH USINAGE SERVICES - PLEYBEN et GUIPAVAS ;
- DECARMOR - TREGUEUX.

Les secteurs d’activités sont divers et sont représentés notamment par l’aéronautique, la défense, le ferroviaire, les télécommunications, etc. Le groupe ST Industries propose des services allant du prototype à la grande série, de la petite à la grande dimension, et pour tous matériaux (dont titane et composites).

L’évaluation de la conformité d’usinage du groupe ST Industries est certifiée par deux normes validées par le Bureau Veritas [68] :

- ISO 9001 : Fabrication de pièces pour l’industrie par décolletage et usinage de précision ;
- EN 9100 : Usinage de précision de pièces techniques, prototypes, dont titane pour l’industrie aéronautique, l’espace et la défense.

La fabrication du filtre en bande L est réalisée par l'entreprise BREIZH USINAGE SERVICES [69]. Le procédé de fabrication correspond au procédé de fraisage où l'enlèvement de matière sous forme de copeaux résulte de la combinaison de deux mouvements : la rotation de l'outil de coupe, d'une part, et l'avancée de la pièce à usiner.

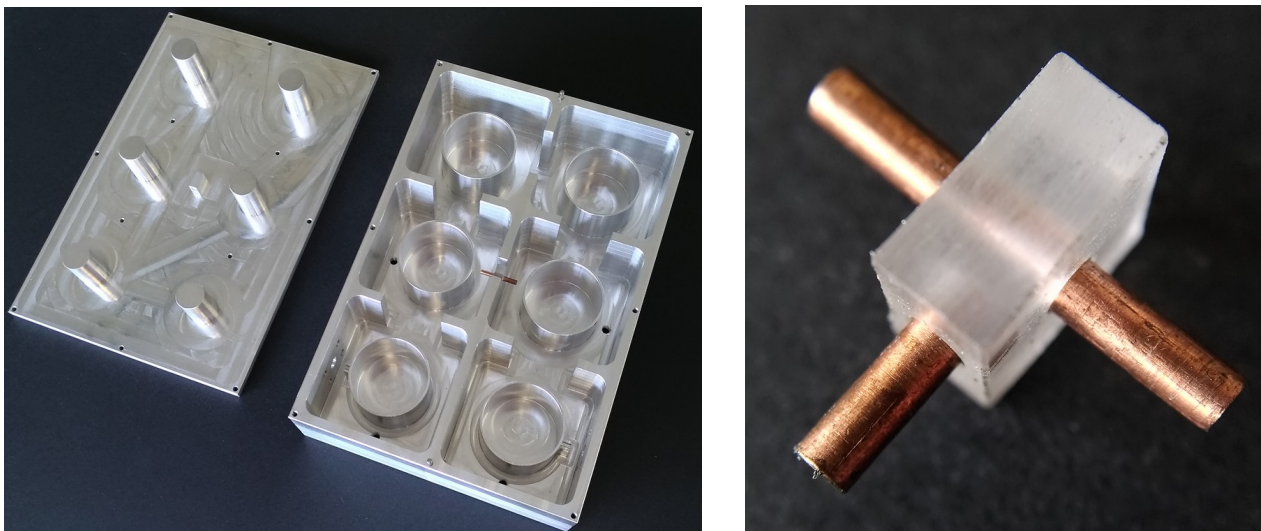
La précision de fabrication du filtre demandée au fabricant est de $\pm 50 \mu m$.

VI.5.2 Fabrication du corps/capot

VI.5.2 a) Introduction

La fabrication du filtre en bande L est réalisée par l'entreprise BREIZH USINAGE SERVICES à partir du design du filtre conçu sous HFSS® dont les performances électromagnétiques sont représentées par le tableau VI.7.

Le principe de fabrication consiste à usiner un bloc d'aluminium à l'aide d'une machine d'usinage de précision fixée à $\pm 50 \mu m$. L'étape d'usinage crée ainsi deux blocs d'aluminium appelés corps et capot (figure VI.31a), et une tige en cuivre positionnée au sein d'un bloc en rexolite usiné (figure VI.31b).



(a) Capot (à gauche) / corps (à droite)

(b) Élément de rétro-couplage

FIGURE VI.31 – Photographie du corps et du capot du filtre (a), et photographie de l'élément de rétro-couplage (b)

Le design de conception du filtre en bande L est décomposé en trois parties : un design du corps, un design du capot et un design lié à la tige de rétro-couplage. Les designs subissent alors quelques modifications afin de réaliser le filtre en bande L. Les modifications apportées par l'industriel sont décrites par la suite mais n'affectent pas le comportement fréquentiel du filtre.

Les étapes de fabrication du filtre sont décrites par la figure VI.32 et correspondent à :

- Étape 1 : fabriquer le corps et le capot du filtre en bande L en aluminium (figure VI.31a), et l'ensemble du bloc en rexolite et de la tige en cuivre ;
- Étape 2 : déposer une couche d'argent d'épaisseur de $5 \mu m$ sur le corps et le capot ;
- Étape 3 : assembler le filtre argenté.

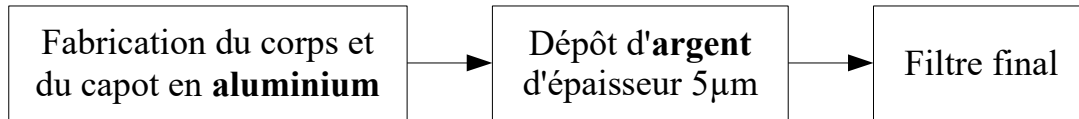


FIGURE VI.32 – Schéma des étapes de fabrication du filtre en bande L

Le dépôt d'argent est effectué afin d'augmenter le facteur de qualité du filtre en bande L car la conductivité de l'argent est supérieure à celle de l'aluminium. Par conséquent, les designs du corps et du capot sont modifiés en enlevant une épaisseur de $5 \mu\text{m}$ sur toutes les faces métalliques du corps et du capot. En revanche, la tige du rétro-couplage n'est pas argentée.

Les sections suivantes s'intéressent aux modifications complémentaires apportées par l'industriel sur le corps et le capot du filtre en bande L.

VI.5.2 b) Fabrication du corps

Le design de conception du corps du filtre subit quelques modifications de la part de l'industriel :

- un ajout de trous taraudés pour des vis M2 afin de fixer le capot sur le corps du filtre (un ajout de trous supplémentaires a été effectué par TAS afin d'optimiser le contact entre le corps et le capot) ;
- un ajout de huit trous taraudés pour des vis M3 afin de fixer les connecteurs TNC.

Une photographie du corps du filtre en bande L fabriqué est présentée par la figure VI.33.

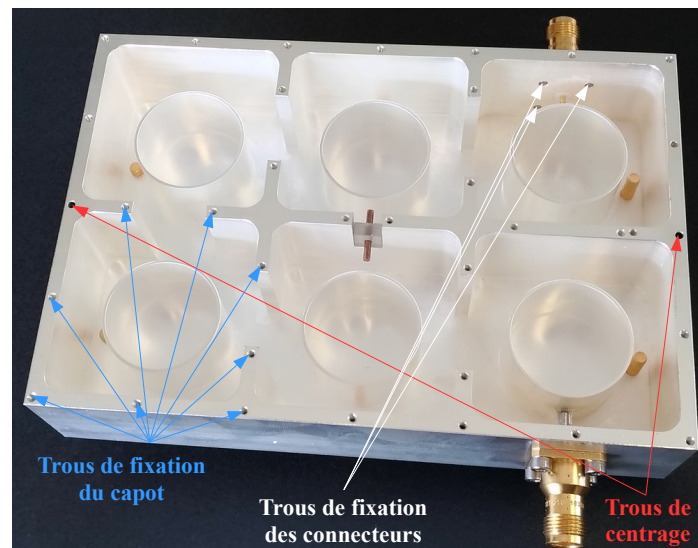


FIGURE VI.33 – Photographie du corps du filtre en bande L fabriqué

VI.5.2 c) Fabrication du capot

Le design de conception du capot du filtre subit également quelques modifications à travers l'ajout de trous non taraudés pour des vis M2 afin de fixer le capot sur le corps du filtre.

Une photographie du capot du filtre en bande L fabriqué est présentée par la figure VI.34.

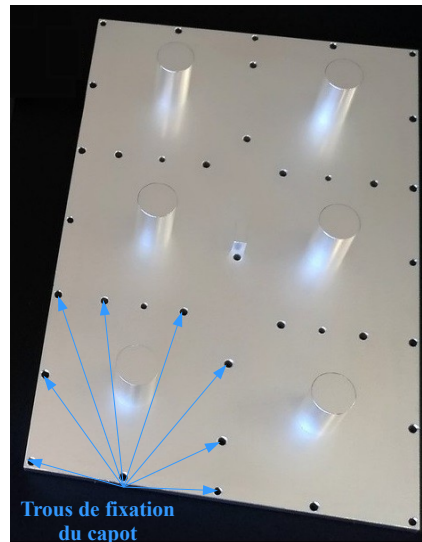


FIGURE VI.34 – Photographie du capot du filtre en bande L fabriqué

VI.5.2 d) Fabrication de la tige du rétro-couplage

Une photographie de la tige de rétro-couplage du filtre en bande L est présentée par la figure VI.35b.

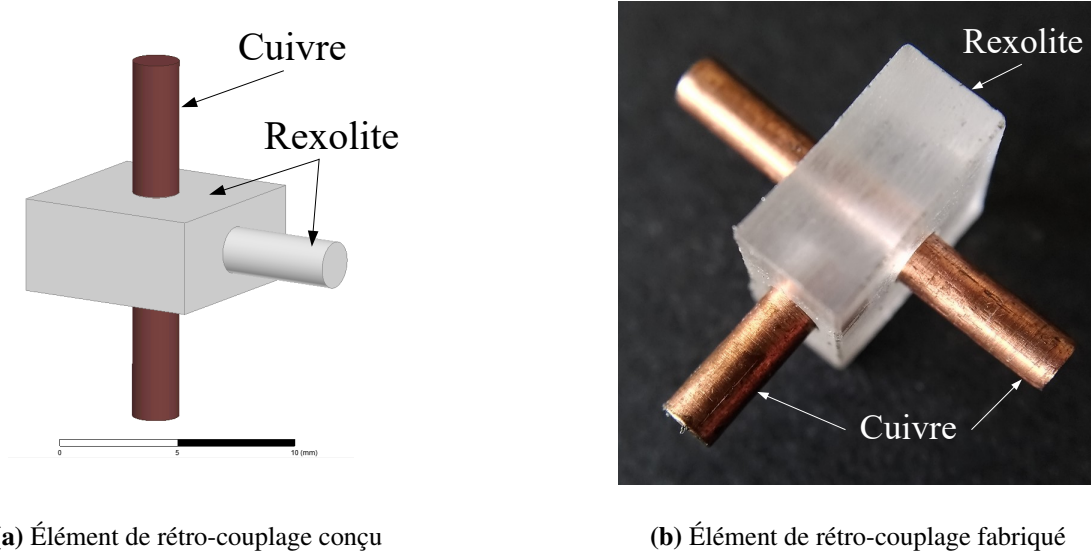


FIGURE VI.35 – Représentation de la conception de l'élément de rétro-couplage (a), et photographie de l'élément de rétro-couplage (b)

L'élément de rétro-couplage fabriqué ne correspond pas à l'élément de rétro-couplage conçu (figure VI.35a). En effet, la différence entre la conception et la fabrication de cet élément réside dans la nature de la tige de fixation du bloc en rexolite qui est en cuivre au lieu du matériau en rexolite.

Le défaut de fabrication réalisé induit ainsi une modification de la position des zéros de transmission de la réponse fréquentielle du filtre en bande L.

VI.5.3 Dépôt de la couche d'argent

Le dépôt d'argent sur le filtre fabriqué par BREIZH USINAGE SERVICES est effectuée par l'entreprise TAS-F.

L'étape du dépôt d'argent permet d'augmenter le facteur de qualité en déposant une couche d'argent de conductivité $\sigma = 55.10^6 S/m$ sur toutes les faces métalliques du filtre en aluminium possédant une conductivité $\sigma = 38.10^6 S/m$.

Une couche d'accroche est préalablement déposée sur le filtre fabriqué, puis une couche d'argent est déposée par dessus la couche d'accroche. La couche d'accroche est une couche intermédiaire afin de fixer l'argent sur l'aluminium.

L'épaisseur totale de la couche d'accroche et de la couche d'argent varie entre $5 \mu m$ et $20 \mu m$.

Le résultat de cette opération est illustré par la figure VI.36.

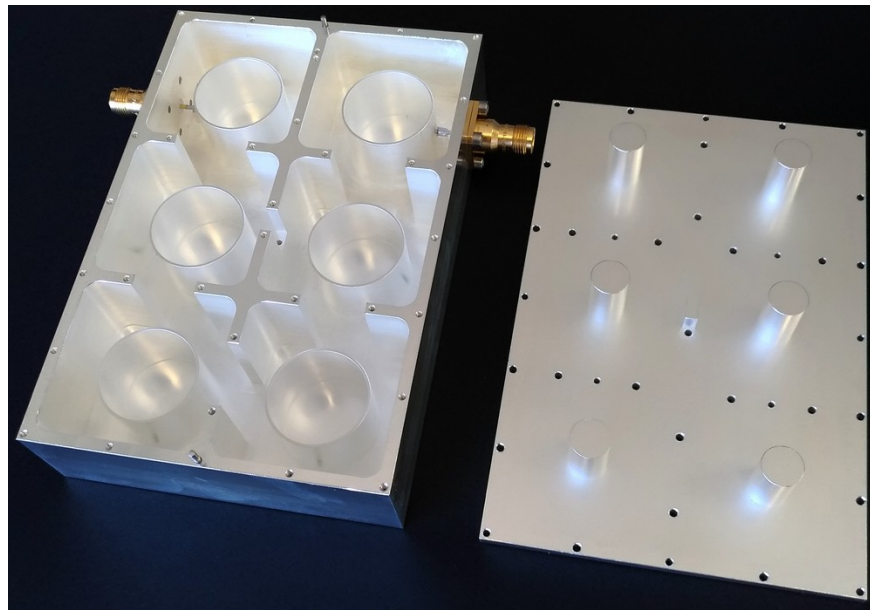


FIGURE VI.36 – Photographie du corps et du capot fabriqués et argentés

VI.5.4 Fixation des connecteurs

La fixation des deux connecteurs TNC sur le filtre en bande L fabriqué est réalisée par TAS-F.

La fixation des connecteurs TNC est réalisée par :

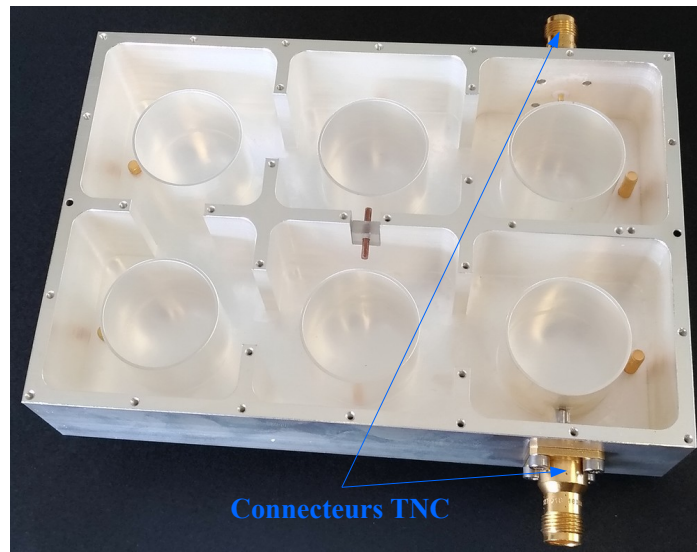
- la fixation des âmes des connecteurs TNC sur les cylindres creux effectuée par un brasage métallique ;
- la fixation des brides des connecteurs TNC sur le corps du filtre réalisée en insérant quatre vis M3 pour chaque bride.

La fixation des connecteurs TNC est représentée par la figure VI.37.

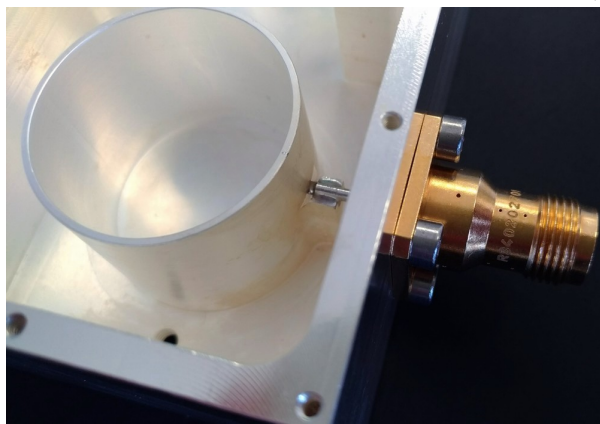
Le brasage des connecteurs TNC a été effectué en deux étapes :

- étape 1 : le brasage effectué étant trop éloigné de la conception, alors un second brasage a été effectué par dessus le premier (figures VI.37b et VI.37c) ;
- étape 2 : un deuxième brasage est réalisé afin de combler les trous lors de la première étape (figures VI.37d et VI.37e).

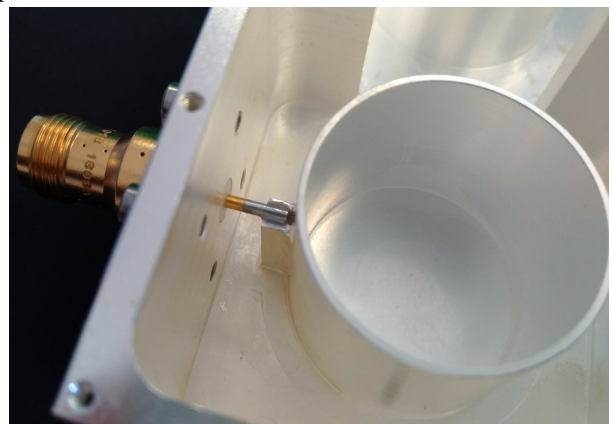
Même après l'étape 2, le brasage effectué est différent de la modélisation de la conception du filtre (figure VI.38). En effet, en raison d'absence de matière localisée sur les âmes des connecteurs, alors les couplages en



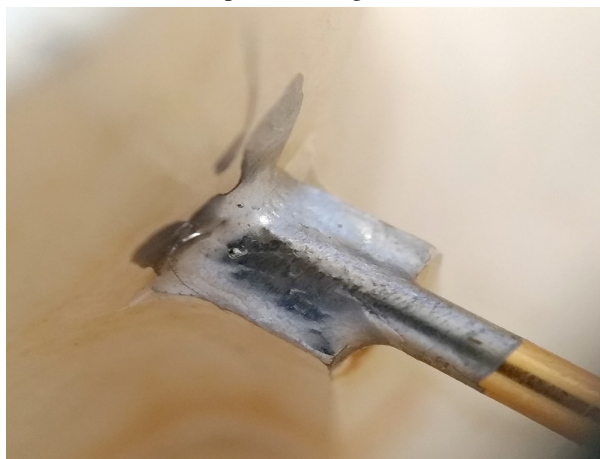
(a) Corps



(b) Étape 1 : Brasage accès 1



(c) Étape 1 : Brasage accès 2



(d) Étape 2 : Brasage accès 1 - zoom



(e) Étape 2 : Brasage accès 2 - zoom

FIGURE VI.37 – Photographies du filtre en bande L fabriqué et argenté constitué des connecteurs TNC (a), et photographies des âmes des connecteurs brasés (b-e)

entrée et en sortie sont inférieurs par rapport aux couplages théoriques impliquant une désadaptation du coefficient de réflexion.

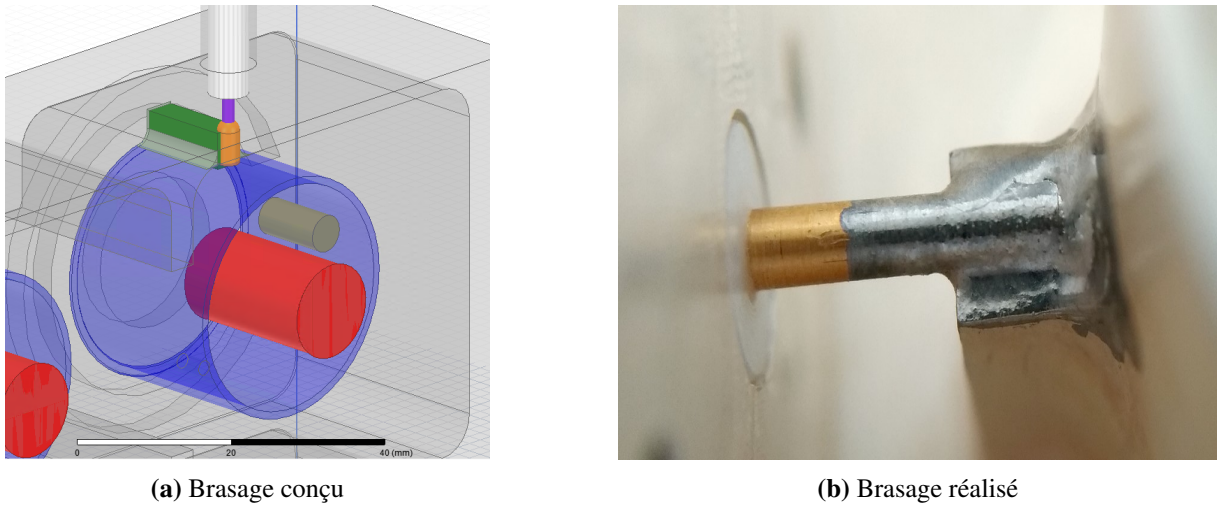


FIGURE VI.38 – Représentation de la conception du brasage de l’âme du connecteur TNC (a), et photographie du brasage effectué (b)

VI.6 Mesures et validations

VI.6.1 Mesures fréquentielles

Les mesures fréquentielles du filtre en bande L réalisées par TAS-F sont illustrées par la figure VI.39. Les résultats fréquentiels de la figure VI.39 montrent un respect du cahier des charges pour :

- la bande passante ;
- et un non respect pour :
- les pertes d’insertion ;
 - les variations des pertes d’insertion ;
 - les variations du TPG ;
 - la réjection ;
 - l’adaptation.

La section suivante s’intéresse à la mesure de la tenue en puissance dans le vide du filtre en bande L fabriqué.

VI.6.2 Mesure en puissance

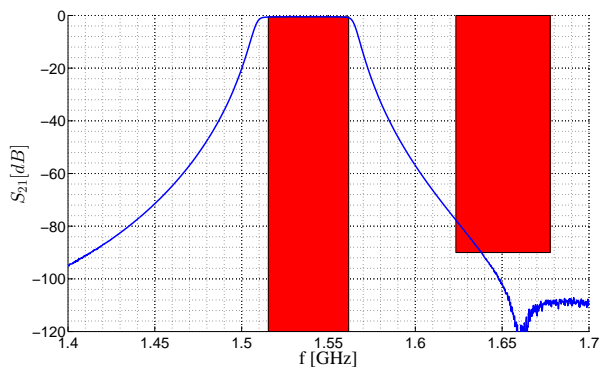
VI.6.2 a) Conditions de test

Les tests de détection de l’effet *multipactor* doivent respecter des conditions spécifiques en propreté, en pression et en température .

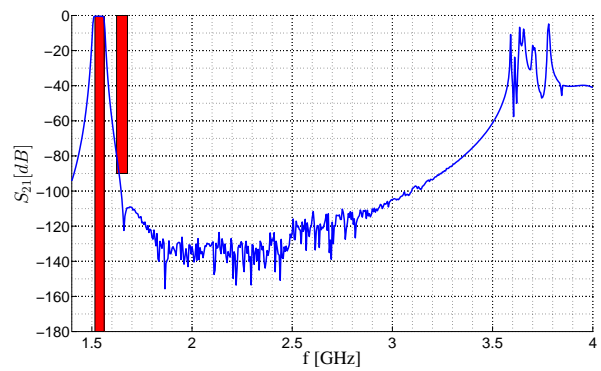
Propreté

La mesure de l’effet *multipactor* doit s’effectuer en respectant une propreté des particules atmosphériques de classe 8 selon la norme ISO 14644-1. Par conséquent, des précautions doivent être appliquées sur les surfaces du composant électronique et dans la salle blanche afin d’empêcher l’entrée de contaminants.

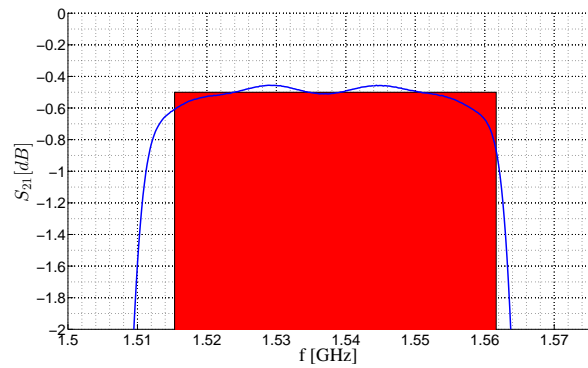
Pression



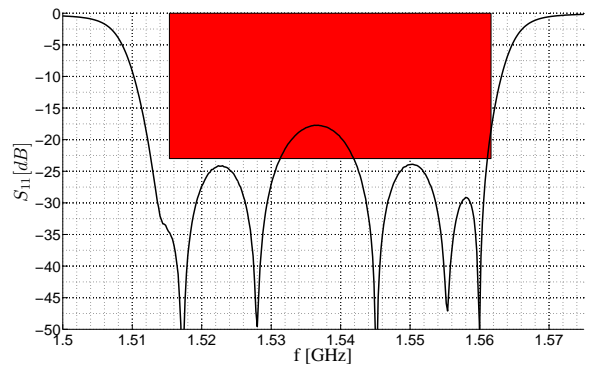
(a) Bande passante



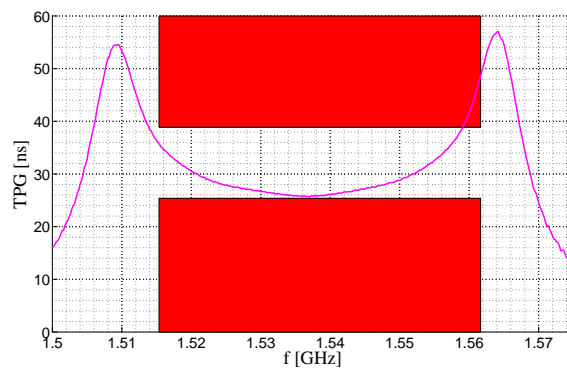
(b) Harmonique



(c) Pertes d'insertion



(d) Adaptation



(e) TPG

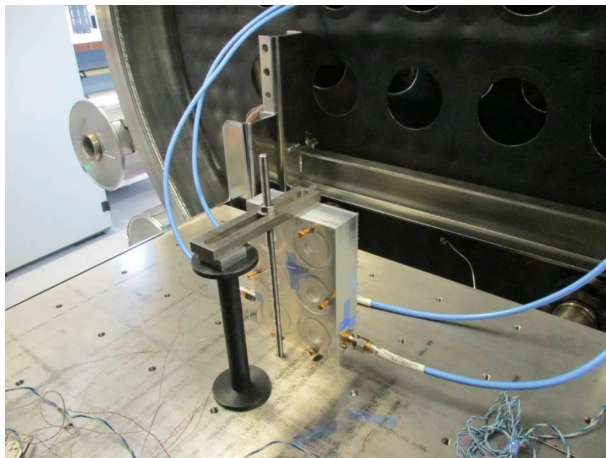
FIGURE VI.39 – Visualisations des réponses fréquentielles en transmission S_{21} en réflexion S_{11} et du temps de propagation de groupe TPG mesurées du filtre en bande L

Le test du claquage doit s'effectuer à des niveaux de pression inférieurs à 1,5 mPa dans les zones critiques du composant étudié. Ce niveau de pression peut être atteint en positionnant le composant au sein de la chambre à vide en contrôlant de façon continue la pression.

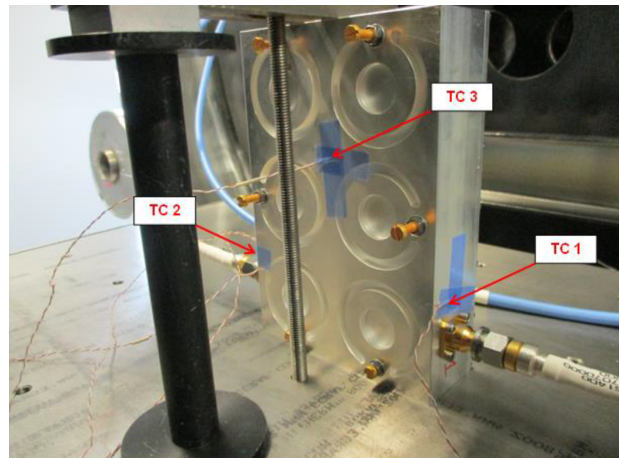
Température

Les conditions thermiques du composant lors de la mesure doivent être représentatives des conditions que le composant rencontre lors de son fonctionnement.

La température est également contrôlée de façon continue par trois capteurs de température TC 1, TC 2, et TC 3 décrits par la figure VI.40.



(a) Filtre en bande L sous test



(b) Capteurs de température

FIGURE VI.40 – Photographies du filtre en bande L sous test (a), photographie des capteurs de température (b)

VI.6.2 b) Alimentation du composant

Le signal en entrée du filtre en bande L lors de la mesure en puissance peut être une onde électromagnétique

- du type CW (*Continuous Wave*) d'amplitude et de fréquence constantes ;
- ou pulsée.

L'approche CW représente le pire cas d'alimentation du composant et permet de déterminer un seuil minimal de la tenue en puissance dans le vide en dessous duquel l'effet *multipactor* est absent. L'inconvénient majeur de cette alimentation conduit à une conception surévaluée du composant impliquant un encombrement surdimensionné et donc des coûts également plus élevés.

L'approche par impulsions peut être sélectionnée pour :

- une application du type radar ;
- éviter de surchauffer le composant modifiant sa température de fonctionnement ;
- réduire la consommation de la source.

VI.6.2 c) Sources d'excitation

Quel que soit le composant électronique étudié, même si les conditions de l'effet *multipactor* sont réunies, il est nécessaire de favoriser son apparition par une population d'électrons, appelée nuage d'électrons, localisée à l'endroit critique du composant susceptible de subir une décharge. Ainsi, le nombre et l'énergie des électrons induisent une probabilité qu'une décharge apparaisse.

Il existe différentes sources permettant d'instaurer le nuage d'électrons souhaité :

- source radioactive ;
- source ultra-violette ;
- canon à électron réglé.

Il est possible, pour certains composants, de combiner les sources afin d’augmenter le nuage d’électrons et ainsi augmenter la probabilité de l’apparition de la décharge.

VI.6.2 d) Source radioactive

La source radioactive est utilisée par Thales comme source d’excitation pour installer le nuage d’électrons. Le strontium 90 (Sr90) est souvent utilisé comme source d’émissions de radiation gamma. La source doit être positionnée à proximité de l’endroit critique du composant électronique afin de maximiser le nombre d’électrons injectés dans la zone de décharge.

Lorsque le composant électronique est fermé, la source radioactive rayonne à travers une ou plusieurs épaisseurs métalliques avant d’atteindre la zone de décharge. Par conséquent, l’énergie reçue au niveau de la zone de décharge décroît lorsque l’épaisseur des obstacles augmente.

Avantages

L’avantage principal de la source radioactive est le fait que le rayonnement gamma traverse les épaisseurs métalliques de n’importe quel composant électronique afin d’atteindre la zone de décharge, contrairement aux lampes ultra-violettes et aux canons à électrons. Néanmoins, il est conseillé d’avoir des épaisseurs métalliques inférieures à 1 mm afin d’obtenir une énergie d’électrons suffisante pour provoquer la décharge. Il est également conseillé de placer la source radioactive à 5 cm de la zone susceptible de subir la décharge.

Inconvénients

Outre la dangerosité de la source radioactive, l’énergie émise par cette source est faible (de l’ordre du MeV) comparée aux lampes ultra-violettes et aux canons à électrons.

VI.6.2 e) Banc de mesure

Le banc de mesure de puissance établi par Thales et utilisé pour déterminer la limite de la puissance *multipactor* du filtre en bande L est représenté par la figure VI.41.

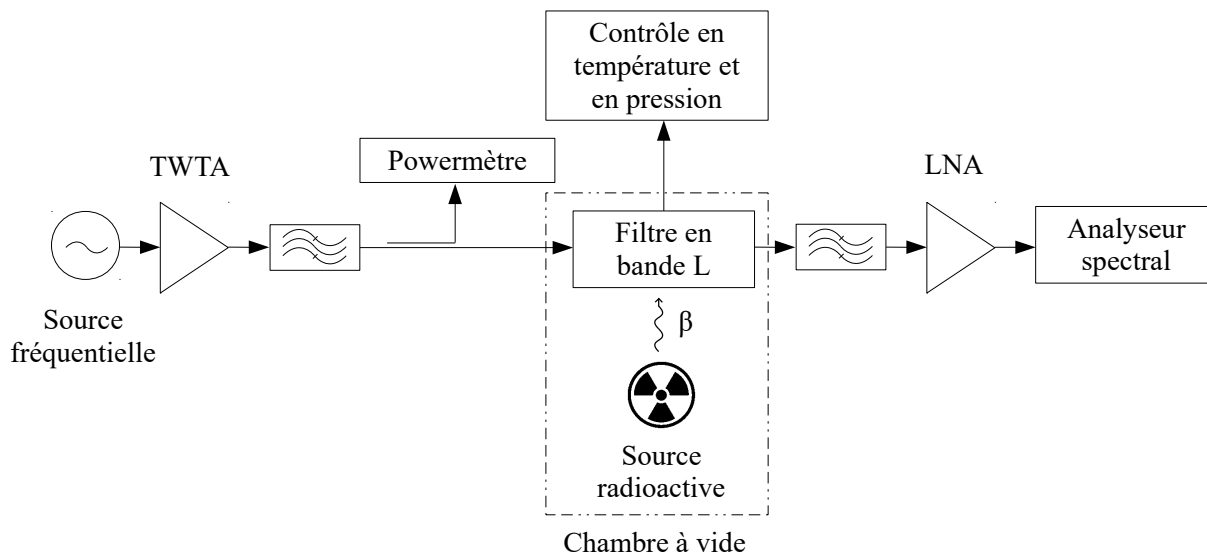


FIGURE VI.41 – Représentation du banc de mesure de puissance

Le principe du banc de mesure peut être décrit de la façon suivante :

- la source fréquentielle fournit un signal pulsé ou du type CW ;
- l'amplificateur TWTA permet d'augmenter la puissance du signal en sortie de la source fréquentielle afin d'atteindre des niveaux de puissance élevés ;
- un contrôle en puissance est effectué en entrée du filtre ;
- le filtre est placé dans une chambre à vide afin de respecter les conditions de test définies précédemment (en effectuant un contrôle continu de la température et de la pression) ;
- la source d'excitation utilisée est une source radioactive placée dans la chambre à vide ;
- un amplificateur à faible bruit LNA est placé en sortie du composant sous test ;
- le signal en sortie du LNA est ensuite envoyé vers un analyseur spectral.

Des filtres du type passe-bande placés en amont et en aval de la chambre à vide sont également utilisés pour le montage du banc afin de filtrer les harmoniques parasites des amplificateurs.

VI.6.2 f) Méthodes de détection de l'effet *multipactor*

Deux méthodes distinctes sont employées par TAS-F afin de déterminer l'effet *multipactor* :

- l'annulation de phase (*phase nulling*) ;
- la troisième harmonique (*3rd harmonic*).

La méthode d'annulation de phase est basée sur la puissance réfléchie en entrée du filtre en bande L sous test. Cette méthode est réalisée à partir d'un réseau d'adaptation de phase et d'amplitude couplé avec le montage précédent. Une fois le réseau d'adaptation réglé, les deux signaux produisent un zéro qui est sensible aux variations d'amplitude et de phase au sein du système. Une décharge *multipactor* créée ainsi un déséquilibre et une perte du zéro. La difficulté de cette méthode est le maintien de la position de ce zéro.

La seconde méthode de la troisième harmonique est liée à la troisième harmonique du filtre en bande L. Une décharge hyperfréquence entraîne l'augmentation de la puissance des fréquences harmoniques du filtre. Pour un fonctionnement optimal, les fréquences générées par l'amplificateur TWTA doivent être filtrées afin d'obtenir une détection optimale de la décharge.

Les deux méthodes de détection sont intégrées dans le banc de mesure décrit précédemment et définissent ainsi le banc de mesure utilisé par TAS-F (figure VI.42) pour la mesure du seuil de la tenue en puissance dans le vide du filtre en bande L.

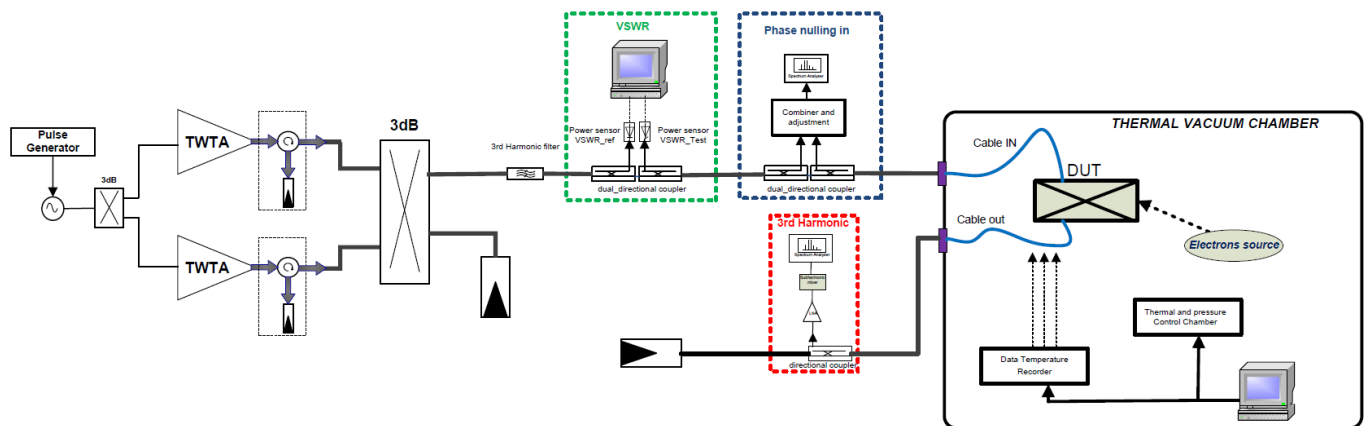


FIGURE VI.42 – Représentation du banc de mesure de puissance utilisé par TAS-F du filtre en bande L (*DUT* : *Device Under Test*)

En information complémentaire, le banc de test *multipactor* en bande L est limité par une puissance maximale $P^{max} = 450$ W.

VI.6.2 g) Résultats des mesures *multipactor*

Les mesures *multipactor* réalisées par TAS-F sont effectuées pour trois points fréquentiels distincts représentés sur la figure VI.43 : la fréquence centrale du filtre f_0 et les fréquences f_1^{TPG} et f_2^{TPG} liées aux maxima du Temps de Propagation de Groupe (TPG) du filtre en bande L.

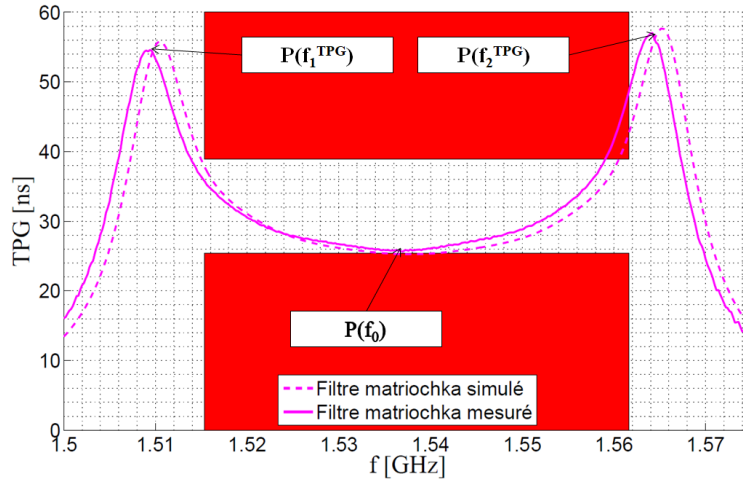


FIGURE VI.43 – Représentation des trois points fréquentiels sur le Temps de Propagation de Groupe du filtre en bande L utilisés pour les mesures *multipactor*

En remarque, les fréquences des pics du TPG f_1^{TPG} et f_2^{TPG} représentent les fréquences pour lesquelles le stockage d'énergie au sein du filtre est maximal. Par conséquent, ces deux fréquences sont les fréquences critiques pour lesquelles la tenue en puissance du filtre dans le vide est limitée. Par ailleurs, pour rappel, comme la tenue en puissance diminue lorsque la fréquence d'étude diminue pour un composant donné, alors le seuil de claquage liée à la fréquence du pic du TPG f_1^{TPG} doit être inférieur au seuil de claquage liée à la fréquence du pic du TPG f_2^{TPG} .

Les résultats simulés sous SPARK3D de la tenue en puissance dans le vide sont présentés ultérieurement dans la section VI.6.3 b) et sont comparés avec les mesures effectuées.

Les résultats de mesures de l'effet *multipactor* sont résumés dans le tableau VI.10.

Fréquences	f_1^{TPG}	f_0	f_2^{TPG}
Déclenchement	Oui	Non	Oui
Puissance mesurée P [W]	P = 398	$P > P^{max} = 450$	P = 442

TABLE VI.10 – Tableau récapitulatif des mesures *multipactor* du filtre en bande L

Aucun déclenchement *multipactor* n'est observable pour la fréquence centrale du filtre. La puissance du banc de mesure étant limitée par la puissance $P^{max} = 450$ W, alors la puissance de déclenchement à la fréquence centrale f_0 est supérieure à la puissance maximale du banc.

En revanche, le déclenchement *multipactor* est observable pour les fréquences critiques : f_1^{TPG} et f_2^{TPG} . Le déclenchement est obtenu à partir de la méthode de détection de l'annulation de phase. La méthode de détection de la troisième harmonique n'est pas concluante pour en déduire un déclenchement. Il est également possible de remarquer que la puissance du déclenchement *multipactor* $P(f_1^{TPG}) = 398$ W est bien inférieure à la puissance $P(f_2^{TPG}) = 442$ W.

En conclusion, la tenue en puissance dans le vide du filtre en bande L à la fréquence centrale f_0 est définie par $P(f_0) > 450$ W qui est supérieure par rapport à la puissance $P = 400$ W demandée (dont 6 dB de marge). Enfin, le filtre en bande L respecte une tenue en puissance dans le vide de 398 W au minimum sur toute sa bande passante.

VI.6.2 h) Résultats complémentaires

Suite aux mesures *multipactor* effectuées, des vérifications sont réalisées afin de vérifier le bon fonctionnement du filtre après ces tests en puissance.

La figure VI.44 illustre ainsi les réponses fréquentielles du filtre en bande L et les impacts des tests *multipactor* sur ce filtre.

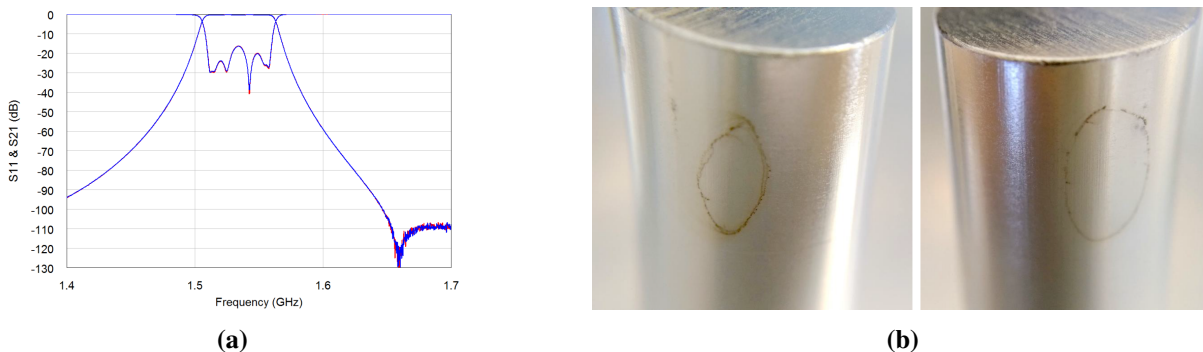


FIGURE VI.44 – Réponses fréquentielles du filtre en bande L avant (en bleu) et après (en rouge) les test de l’effet *multipactor* (a), photographies du filtre en bande L après les tests de l’effet *multipactor* (b)

Les réponses fréquentielles des coefficients de transmission S_{21} et de réflexion S_{11} du filtre en bande L après les mesures *multipactor* coïncident avec celles du filtre avant les tests *multipactor* (figure VI.44a).

L’inspection visuelle du filtre en bande L montre l’apparition d’irisations sur chaque cylindre plein localisées sur le même côté. Il n’existe également aucune irisation sur les cylindres creux. Ces irisations sont attribuées à un défaut de nettoyage du capot, lié à un résidu de séchage, et pourraient expliquer des dégazages observés lors du test *multipactor*.

Pour résumer, les mesures *multipactor* effectuées permettent de déterminer les seuils de claquage hyperfréquence du filtre en bande L sans dégradation des performances électriques du filtre.

VI.6.3 Comparaisons des mesures avec les simulations

VI.6.3 a) Comparaison fréquentielle

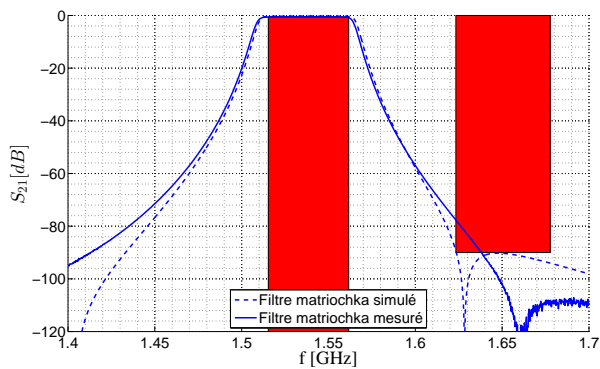
La figure VI.45 illustre la comparaison entre les mesures fréquentielles du filtre en bande L fabriqué et les simulations effectuées sous HFSS®.

Le non respect du cahier des charges est décrit par quatre observations :

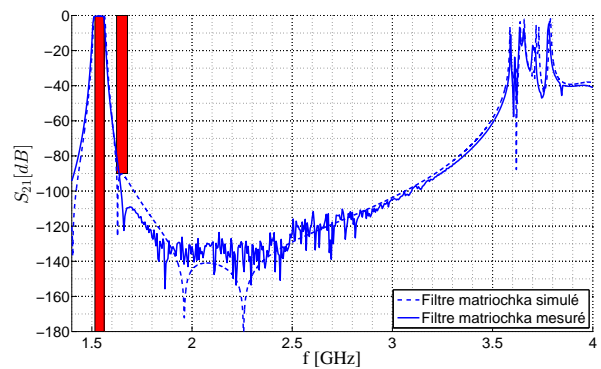
- les réponses fréquentielles mesurées du filtre en bande L présentent un décalage fréquentiel de 2 MHz vers les basses fréquences par rapport aux réponses fréquentielles simulées ;
- le zéro de transmission en amplitude mesuré est positionné à la fréquence $f = 1,66$ GHz au lieu de la fréquence $f = 1,63$ GHz ;
- les pertes d’insertion mesurées dans la bande passante du filtre sont supérieures par rapport aux pertes simulées ;
- une désadaptation du coefficient de réflexion est observable pour le filtre mesuré.

VI.6.3 b) Comparaison en puissance

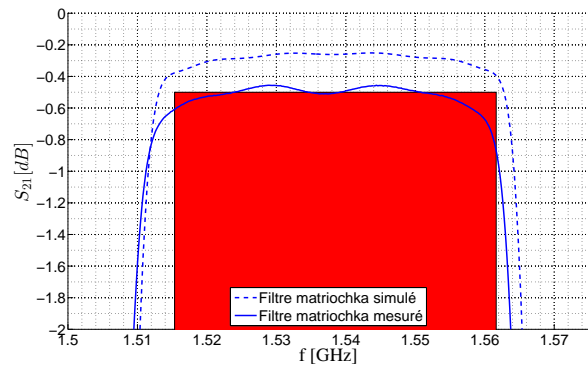
Les mesures de la tenue en puissance dans le vide du filtre en bande L sont comparées aux simulations de puissance effectuées sous SPARK3D.



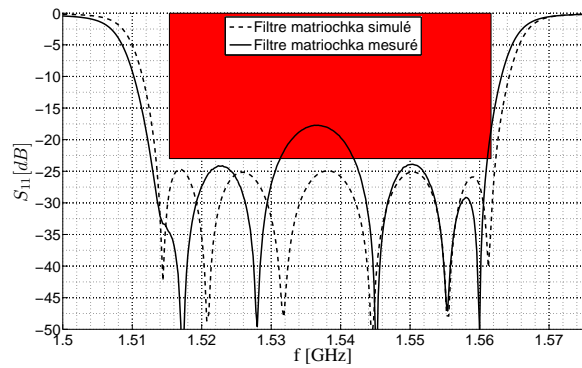
(a) Bande passante



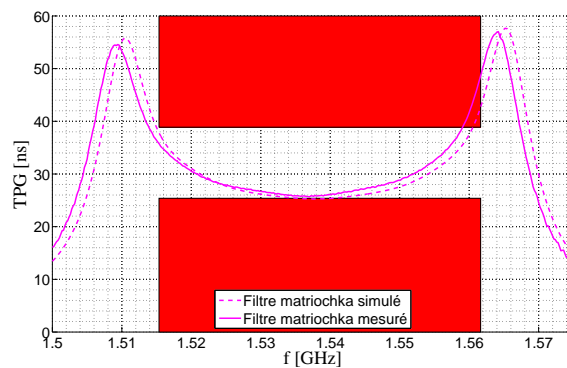
(b) Harmonique



(c) Pertes d'insertion



(d) Adaptation



(e) TPG

FIGURE VI.45 – Visualisations des réponses fréquentielles en transmission S_{21} , en réflexion S_{11} et du temps de propagation de groupe TPG simulées et mesurées du filtre en bande L

En remarque, le décalage fréquentiel des mesures du filtre en bande L par rapport aux simulations électromagnétiques est pris en compte pour les simulations de la tenue en puissance dans le vide. Ainsi, lors de la simulation en puissance, les fréquences f_0 et les fréquences f_1^{TPG} et f_2^{TPG} correspondent bien respectivement à la fréquence centrale et aux pics du TPG du filtre en bande L.

Le tableau VI.11 résume les mesures et les simulations de la tenue en puissance dans le vide du filtre en bande L.

Fréquences	f_1^{TPG}	f_0	f_2^{TPG}
Déclenchement	Oui	Non	Oui
Puissance mesurée P [W]	P = 398	$P > P^{max} = 450$	P = 442
Puissance simulée P [W]	P = 130	P = 400	P = 145

TABLE VI.11 – Tableau récapitulatif des mesures *multipactor* du filtre en bande L

Les simulations de la tenue en puissance sous SPARK3D déterminent un seuil de claquage inférieur par rapport aux seuils de claquage mesurés. En effet, les tenues en puissance présentent un rapport $398/130 \approx 442/145 \approx 3,06$ fois supérieur par rapport aux tenues en puissance simulées pour les fréquences pour lesquelles le phénomène *multipactor* est détecté (f_1^{TPG} et f_2^{TPG}).

En supposant que ce rapport soit également applicable à la fréquence centrale du filtre, alors la tenue en puissance du filtre dans le vide à cette même fréquence serait égale à $P(f_0) = 400 \times 3,06 \approx 1219$ W. Cette détection serait possible en utilisant des amplificateurs de puissance plus élevée par rapport à ceux du banc de mesure réalisé par TAS-F.

L'explication possible fournie par TAS-F entre les simulations et les mesures serait une non uniformité du dépôt de l'argent au sein du filtre en bande L favorisant ainsi l'augmentation du seuil de tenue en puissance dans le vide.

La seconde hypothèse serait que les mesures de puissance effectuées correspondraient à des mesures liées à des ordres *multipactor* plus élevés. Par conséquent, comme les simulations présentés correspondent au premier ordre de l'effet *multipactor*, alors il serait logique de constater une différence élevée entre les simulations (premier ordre) et les mesures (ordres élevés).

VI.6.4 Validation du cahier des charges

Le tableau VI.12 résume les caractéristiques du filtre en bande L fabriqué.

Critères	Cahier des charges	Filtre fabriqué	Validité
BP_r [%]	> 2,67	3,16	Oui
Pertes d'insertion IL [dB]	< 0,5	0,86	Non
Isolation Tx [dB]	> 90	77,6	Non
Adaptation [dB]	> 23	18	Non
Variation des pertes d'insertion [dB]	< 0,2	0,40	Non
Variation du TPG [ns]	< 13,5	23,5	Non
Puissance dans le vide en f_0 [W]	> 100	> 450	Oui
Volume diplexeur [mm^3]	170 x 130 x 60	169,6 x 114,4 x 40	Oui
Diamètre accès [mm / mm]	5,36 / 1,64	5,36 / 1,64	Oui

TABLE VI.12 – Tableau comparatif des performances du filtre fabriqué en bande L par rapport au cahier des charges

Le cahier des charges du filtre en bande L n'est pas respecté.

VI.6.5 Pistes d'amélioration des performances du filtre en bande L

Les pistes d'améliorations des performances électromagnétiques du filtre en bande L fabriqué par rapport aux simulations sont décrites par :

- Piste 1 : décalage fréquentiel ;
- Piste 2 : position du zéro de transmission ;
- Piste 3 : pertes d'insertion ;
- Piste 4 : désadaptation.

Piste 1

Les réponses en transmission et en réflexion du filtre en bande L mesuré doivent être décalées de 2 MHz vers les hautes fréquences.

Cette opération peut être effectuée en remplaçant les vis de réglage présentes par d'autres vis de longueurs plus longues. Cette opération a été réalisée mais présente une limite pour laquelle la sensibilité des vis n'existe plus.

Lors d'une éventuelle conception de ce filtre, une plus large sensibilité des vis de réglage doit être considérée par rapport à cette conception réalisée à travers les paramètres des vis de réglage (longueur, rayon, position).

Piste 2

La position du zéro de transmission peut être obtenue par deux méthodes complémentaires :

- le remplacement de la tige de support en cuivre par une tige en rexolite afin d'obtenir la conception souhaitée ;
- le remplacement de la tige en cuivre de rétro-couplage une tige de cuivre de longueur plus longue afin d'augmenter le coefficient de rétro-couplage.

Piste 3

Les pertes d'insertion peuvent être diminuées en concevant un filtre avec un facteur de qualité plus élevé. En effet, contrairement aux simulations, les mesures effectuées montrent que le critère de puissance n'est pas limitant par rapport au facteur de qualité. Par conséquent, il est possible de diminuer l'écart δ_1 , entre les cylindres pleins et creux, et de réaliser une minimisation du volume afin d'augmenter le facteur de qualité du filtre ce qui permettrait de conserver un volume du filtre quasiment équivalent mais avec un facteur de qualité plus élevé.

Piste 4

La désadaptation est liée à une modélisation des brasages différente par rapport aux brasages effectués.

L'ajout d'élément de réglage, tels des vis de réglage, peut être effectué sous réserve d'une non dégradation de la tenue en puissance du filtre.

VI.7 Comparaison avec l'état de l'art

VI.7.1 État de l'art des résonateurs en bande L

VI.7.1 a) État de l'art des résonateurs en bande L

Cette section s'intéresse aux performances de différents résonateurs volumiques à la fréquence fondamentale $f_0 = 1,65$ GHz, pour un facteur de qualité $Q_{c,f_0} = 5065$ et une conductivité $\sigma = 55.10^6 S.m^{-1}$:

- résonateur coaxial uniforme quart d'onde ;
- résonateur coaxial à sauts d'impédance ;
- résonateur à guide d'ondes rectangulaire ;
- résonateur à guide d'ondes circulaires ;

— résonateur matriochka à deux sections.

En remarque, chaque technologie de résonateur est minimisée en volume afin de comparer leurs performances en termes d'encombrement et de rejet de la première harmonique.

Résonateur coaxial uniforme quart d'onde

La conception théorique du résonateur coaxial uniforme quart d'onde en bande L à section circulaire est basée à partir de l'annexe A.

Une minimisation en volume du résonateur coaxial uniforme quart d'onde est effectuée, et les performances en volume V^{coax} et rejet de la première harmonique f_{r1}^{coax} du résonateur coaxial quart d'onde sont définis par :

$$V^{coax} = \pi R_1^2 L \qquad f_{r1}^{coax} = 3f_0$$

Par conséquent, le résonateur coaxial uniforme quart d'onde en bande L est défini par :

$$\begin{aligned} r_1 &= 4,232 \text{ mm} & V^{coax} &= 32,944 \text{ cm}^3 \\ R_1 &= 15,194 \text{ mm} & f_{r1}^{coax} &= 4,95 \text{ GHz} \\ L &= 45,423 \text{ mm} \end{aligned}$$

Résonateur coaxial à sauts d'impédance (SIR)

La conception théorique du résonateur coaxial à sauts d'impédance en bande L est basée à partir de l'annexe B.

Une minimisation en volume est également effectuée sur ce résonateur afin d'obtenir la configuration optimale en terme de volume en considérant les longueurs des cylindres identiques ($l_1 = l_2$).

Par conséquent, les caractéristiques du résonateur coaxial à sauts d'impédance sont définies par :

$$\begin{aligned} r_1 &= 5,213 \text{ mm} & V^{SIR} &= 49,764 \text{ cm}^3 \\ r_2 &= 5,231 \text{ mm} & f_{r1}^{SIR} &= 4,96 \text{ GHz} \\ R_2 &= 18,683 \text{ mm} \\ l_1 = l_2 &= 22,691 \text{ mm} \end{aligned}$$

Résonateur à guide d'ondes rectangulaire

La conception théorique du résonateur à guide d'ondes rectangulaire en bande L est basée à partir de l'annexe C.

Une minimisation en volume est également effectuée sur ce résonateur afin d'obtenir la configuration optimale en terme de volume. Par conséquent, les caractéristiques du résonateur à guide d'ondes rectangulaire du mode TE_{101} sont définies par :

$$\begin{aligned} a &= 127,844 \text{ mm} & V^{rect} &= 160,764 \text{ cm}^3 \\ b &= 9,777 \text{ mm} & f_{r1}^{rect} &= 2,81 \text{ GHz (mode } TE_{102}) \\ d &= 129,117 \text{ mm} \end{aligned}$$

Résonateur à guide d'ondes circulaire

La conception théorique du résonateur à guide d'ondes circulaire en bande L est basée à partir de l'annexe D.

Le résonateur circulaire présente un facteur de qualité minimal quelle que soit la fréquence fondamentale correspondant au mode de propagation TE_{111} ($p'_{11} = 1,8412$). Le facteur de qualité minimal est obtenu lorsque la condition suivante est respectée :

$$\frac{a}{d} \rightarrow 0$$

Par conséquent, le facteur de qualité minimal $Q_{c,f_{ml}}^{min}$ obtenu à la fréquence fondamentale $f_{111} = f_0 = 1,65$ GHz du mode TE_{111} pour une conductivité $\sigma = 55.10^6 S.m^{-1}$ est égale à :

$$Q_{c,f_{ml}}^{min} \left(\frac{a}{d} \rightarrow 0 \right) = 22483$$

Ainsi, il est impossible d'obtenir un résonateur à guide d'ondes circulaire à air à la fréquence fondamentale $f_0 = 1,65$ GHz pour une conductivité $\sigma = 55.10^6 S.m^{-1}$ possédant un facteur de qualité inférieur à $Q_{c,f_{ml}}^{min} = 22483$.

Résonateur matriochka à deux sections

Les performances du résonateur matriochka à deux sections sont définies par le tableau VI.5.

Comparaison

La figure VI.46 résume ainsi les performances en volume et en réjection de la première harmonique des différentes technologies de résonateurs étudiées à la fréquence fondamentale $f_0 = 1,65$ GHz, pour un facteur de qualité $Q_{c,f_0} = 5065$ et une conductivité $\sigma = 55.10^6 S.m^{-1}$.

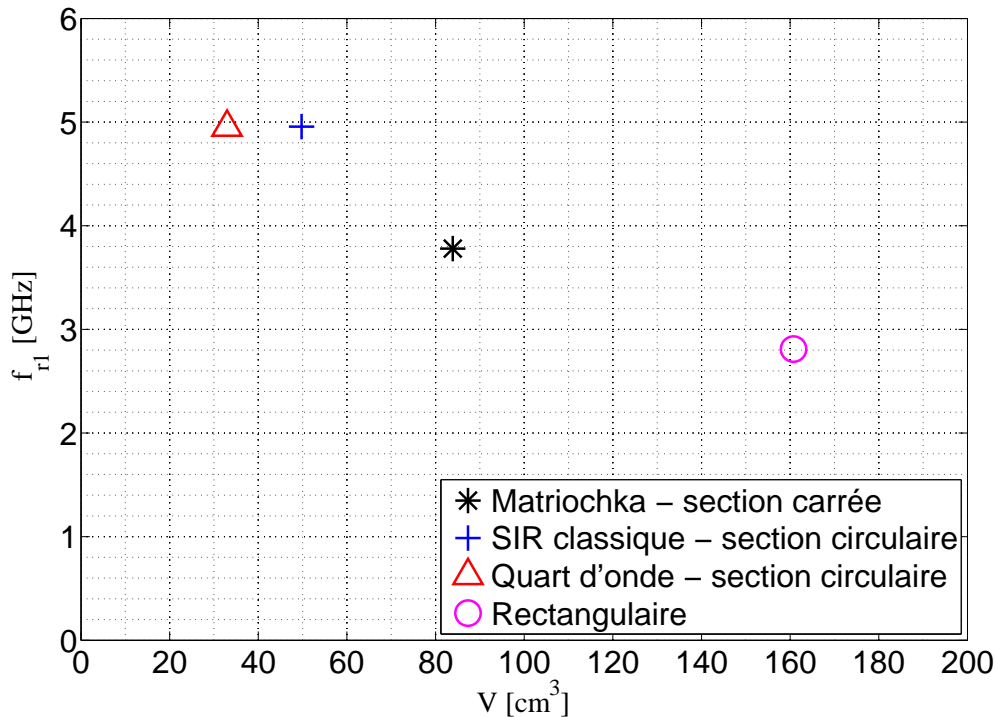


FIGURE VI.46 – Comparaison des volumes V et de la première harmonique f_{r1} pour différentes technologies de résonateurs volumiques minimisés en volume à la fréquence fondamentale $f_0 = 1,65$ GHz, pour un facteur de qualité $Q_{c,f_0} = 5065$ et une conductivité $\sigma = 55.10^6 S.m^{-1}$

Les résultats de la comparaison de la figure VI.46 met en relief deux constats :

- le résonateur à guide d'ondes rectangulaire possède est moins performant par rapport aux technologies volumiques présentées ;
- le résonateur coaxial uniforme quart d'onde à section circulaire est plus performant par rapport aux technologies volumiques présentées.

En résumé, les performances des technologies des résonateurs volumiques respectent les égalités suivantes :

$$V^{coax} < V^{SIR} < V^M < V^{rect}$$

$$f_{r1}^{coax} \approx f_{r1}^{SIR} > f_{r1}^M > f_{r1}^{rect}$$

Par conséquent :

- la technologie du résonateur rectangulaire est alors à exclure pour le cahier des charges du filtre en bande L en raison d'un encombrement trop élevé par rapport aux autres technologies.
- le résonateur matriochka conçu en bande L ne présente pas les meilleures performances en volume et en réjection de la première harmonique par rapport au résonateur coaxial uniforme quart d'onde à section circulaire.

La section suivante s'intéresse au facteur de forme des résonateurs pour les différentes technologies étudiées.

VI.7.1 b) Comparaisons des dimensions des résonateurs

La figure VI.47 illustre les dimensions des résonateurs pour différentes technologies de résonateurs volumiques minimisés en volume à la fréquence fondamentale $f_0 = 1,65$ GHz, pour un facteur de qualité $Q_{c,f_0} = 5065$ et une conductivité $\sigma = 55.10^6 S.m^{-1}$.

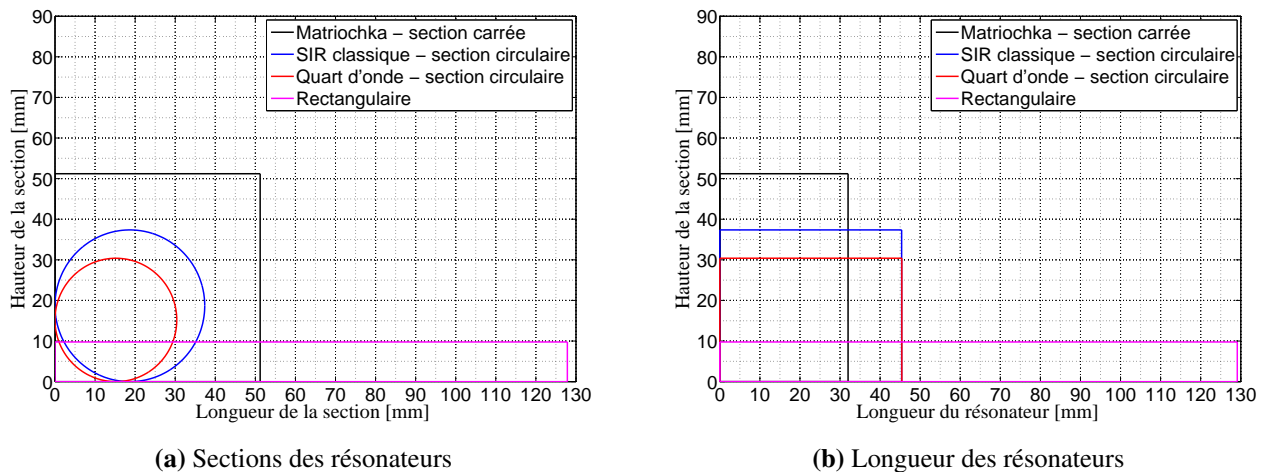


FIGURE VI.47 – Représentations des sections (a) et des longueurs (b) des résonateurs pour différentes technologies de résonateurs volumiques minimisés en volume à la fréquence fondamentale $f_0 = 1,65$ GHz, pour un facteur de qualité $Q_{c,f_0} = 5065$ et une conductivité $\sigma = 55.10^6 S.m^{-1}$

Les dimensions du filtre étant incluses dans les dimensions du diplexeur $170 \times 130 \times 60 \text{ mm}^3$, alors le cahier des charges du filtre d'ordre $N = 6$ en bande L est respecté pour une topologie 2×3 de résonateur :

- coaxial uniforme quart d'onde à section circulaire ;
- à sauts d'impédance à section circulaire ;
- résonateur matriochka à deux sections.

Le résonateur matriochka en bande L présente ainsi :

- une section du résonateur plus grande par rapport aux résonateurs SIR et coaxial uniforme (figure VI.47a) ;
- une longueur du résonateur la plus faible par rapport aux autres longueurs des technologies de résonateurs volumiques étudiés (figure VI.47b).

Une comparaison approfondie des performances entre le résonateur matriochka à deux sections et le résonateur uniforme quart d'onde est effectuée par la suite pour différentes valeurs de facteur de qualité.

VI.7.1 c) Résonateur matriochka à deux sections vs résonateur quart d'onde

Les résultats obtenus lors de la conception du résonateur matriochka à deux sections en bande L (section VII.3.2) sont utilisés pour comparer les performances de ce résonateur matriochka par rapport aux performances d'un résonateur coaxial uniforme quart d'onde.

La comparaison des deux technologies de résonateur est effectuée à travers l'utilisation de deux variables F_V et F_H définies par :

$$\forall \delta_1 > 0, F_V(\delta_1) = \frac{V^M(\delta_1) - V^{coax}}{V^{coax}}$$

$$\forall \delta_1 > 0, F_H(\delta_1) = \frac{f_{r1}^M(\delta_1) - f_{r1}^{coax}}{f_{r1}^{coax}}$$

avec V^M et f_{r1}^M (respectivement V^{coax} et f_{r1}^{coax}) le volume et la valeur de la première harmonique du résonateur matriochka à deux sections (respectivement du résonateur coaxial uniforme quart d'onde).

La configuration du résonateur quart d'onde est sélectionnée pour une impédance caractéristique égale à 77 Ohms de façon à minimiser également le volume.

Les évolutions des variables F_V et F_H sont illustrées par la figure VI.48 pour différentes valeurs de facteur de qualité du résonateur. La configuration du résonateur matriochka à deux sections en bande L est également représentée pour un facteur de qualité égale à 5065 (conductivité $\sigma = 55.10^6 S.m^{-1}$) et pour un rapport $\delta_1/R_2 = 0,36$.

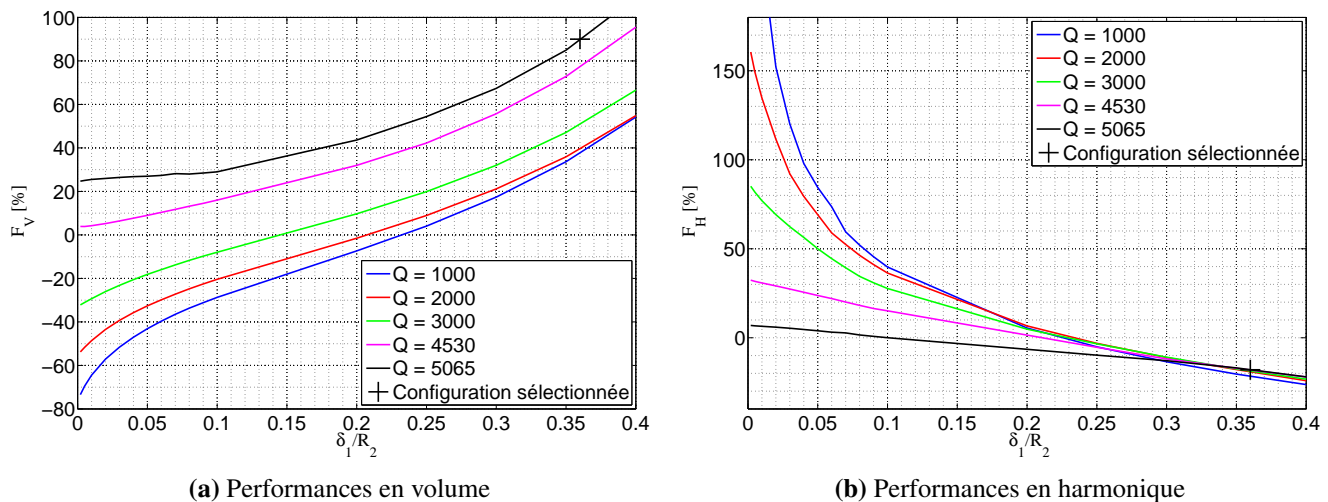


FIGURE VI.48 – Représentations des évolutions des variables F_V et F_H associées à la minimisation des volumes du résonateur matriochka à deux sections et du résonateur quart d'onde à la fréquence fondamentale $f_0 = 1,65$ GHz et pour une conductivité $\sigma = 55.10^6 S.m^{-1}$

La diminution du rapport δ_1/R_2 du résonateur matriochka à deux sections implique :

- une réduction du volume V^M du résonateur matriochka à deux sections par rapport au volume V^{coax} du résonateur quart d'onde qui est d'autant plus élevée que le facteur de qualité est faible (figure VI.48a);
- une augmentation du rejet de la première harmonique f_{r1}^M du résonateur matriochka à deux sections par rapport au rejet de la première harmonique f_{r1}^{coax} du résonateur quart d'onde qui est d'autant plus élevée que le facteur de qualité est faible (figure VI.48b).

La configuration sélectionnée pour le design du résonateur matriochka à deux sections à la fréquence fondamentale $f_0 = 1,65$ GHz et pour un facteur de qualité $Q = 5065$ (conductivité $\sigma = 55.10^6$ S/m) présente par rapport au résonateur coaxial uniforme quart d'onde :

- une augmentation du volume de $F_V = 90\%$;
- une diminution du rejet de la première harmonique $F_H = -18\%$.

Néanmoins, le résonateur matriochka à deux sections en bande L possède une flexibilité du rapport de forme par rapport au résonateur coaxial uniforme quart d'onde permettant de respecter les contraintes volumiques du cahier des charges.

VI.8 Conclusion

Le cahier des charges du filtre en bande L n'est pas respecté en dépit des mesures proches des simulations réalisées. En revanche, les priorités du cahier des charges sont respectées puisque :

- la tenue en puissance dans le vide du filtre est supérieure à 400 W (dont 6 dB de marge);
- l'encombrement du filtre est inclus dans le volume du duplexeur.

Il est possible de respecter ce cahier des charges en concevant un filtre respectant les recommandations décrites dans la partie VI.6.5.

L'intérêt de la configuration du résonateur matriochka décrite pour le filtre en bande L est de proposer :

- une alternative d'encombrement par rapport à l'état de l'art;
- une configuration de filtre pour le cahier des charges de l'application de navigation Galileo.

Chapitre VII

Conception et fabrication du filtre de réception en bande C

VII.1 Introduction

Le second objectif de la thèse est de produire un filtre en réception du type matriochka en bande C pour l'application de télémesure. Les modèles théoriques de la technologie matriochka permettent ainsi d'optimiser la conception du filtre pour :

- minimiser l'encombrement dans l'optique de réduire la taille du filtre ;
- augmenter le rejet des harmoniques afin de réduire le niveau des bruits parasites en réception du signal.

Le rejet des fréquences harmoniques par rapport à la fréquence fondamentale d'un filtre est essentiel pour une application sans fil afin de minimiser l'émission de l'application souhaitée dans les canaux fréquentiels adjacents du spectre fréquentiel.

À titre d'information, un filtre inter-digité existe déjà en bande C dont les performances en bande passante sont respectées mais possédant une réjection des harmoniques insuffisante par rapport au cahier des charges demandé. Par conséquent, la conception du filtre matriochka doit respecter les performances en bande passante en proposant une réduction de l'encombrement et une meilleure réjection des harmoniques par rapport au filtre inter-digité.

Les sections suivantes s'intéressent alors à la conception, à la fabrication et aux mesures effectuées sur le filtre matriochka en bande C fabriqué. Les comparaisons des différentes technologies de résonateurs sont également effectuées afin de montrer les limites de la technologie matriochka en bande C.

VII.2 Cahier des charges

VII.2.1 Cahier des charges initial

Les spécifications fournies par le CNES concernant le filtre dans la bande C sont les suivantes :

- filtre symétrique d'ordre $N = 6$;
- fréquence centrale $f_0 = 6,55$ GHz ;
- bande passante utile 500 MHz / $BP_r = 7,63\%$ / $6,3$ GHz $< f < 6,8$ GHz ;
- pertes d'insertion dans la bande passante : $S_{21}(6,3$ GHz $< f < 6,8$ GHz) $> - 0,3$ dB ;
- réjection : $S_{21}(f < 5,3$ GHz) < -80 dB et $S_{21}(7,8$ GHz $< f < 24$ GHz) $< - 80$ dB ;
- adaptation dans la bande utile : $S_{11}(6,3$ GHz $< f < 6,8$ GHz) $< - 23$ dB ;
- variation du TPG inférieure à 1 ns dans la bande passante.

La figure VII.2 représente le cahier des charges fréquentiel imposé par le CNES.

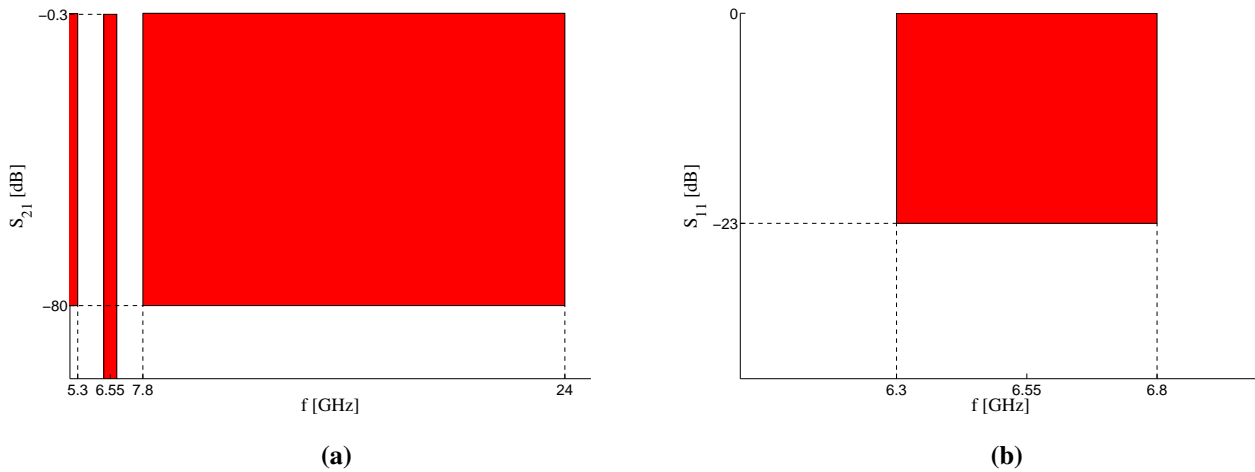


FIGURE VII.1 – Spécifications fréquentielles du filtre en bande C en transmission S_{21} (a) et en réflexion S_{11} (b)

Des spécifications complémentaires sont également fournies telles que :

- les six résonateurs doivent être disposés sur un même axe \vec{z} ;
- la longueur totale du filtre ne doit pas dépasser 79,04 mm ;
- les excitations en entrée/sortie sont du type coaxial et doivent être disposées de telle sorte à obtenir un angle de 90° avec l'axe \vec{z} .
- les dimensions des diamètres des excitations en entrée/sortie sont définies par des diamètres externe et interne respectivement égaux à 4,06 mm et à 1,27 mm ;
- la gamme de température est comprise entre $-30^\circ C$ et $70^\circ C$.

VII.2.2 Cahier des charges durci

Le cahier des charges fréquentiel défini précédemment est durci en raison de la présence du critère de température. Le matériau utilisé est l'aluminium pour les mêmes raisons citées dans le cas du filtre en bande L (densité de masse et prix moins élevés par rapport à l'invar).

Le coefficient de dilatation thermique CTE de l'aluminium est égale à $CTE = 23 \text{ ppm}/^\circ C$ et la gamme de température du filtre en fonctionnement est $[-30^\circ C, 70^\circ C]$.

Par conséquent, les gabarits sont durcis d'une valeur fréquentielle Δf telle que :

$$\begin{aligned} \Delta f &= f_0 \cdot CTE \cdot \Delta T \\ &= 6,55 \cdot 10^9 \times 23 \cdot 10^{-6} \times 130 \\ &= 15 \text{ MHz} \end{aligned}$$

Finalement, les gabarits fréquentiels du filtre en bande C sont alors durcis de $\pm \Delta f/2 = \pm 7,5 \text{ MHz}$ et la nouvelle bande passante relative est alors égale à $BP_r = 7,86\%$ (figure VII.2).

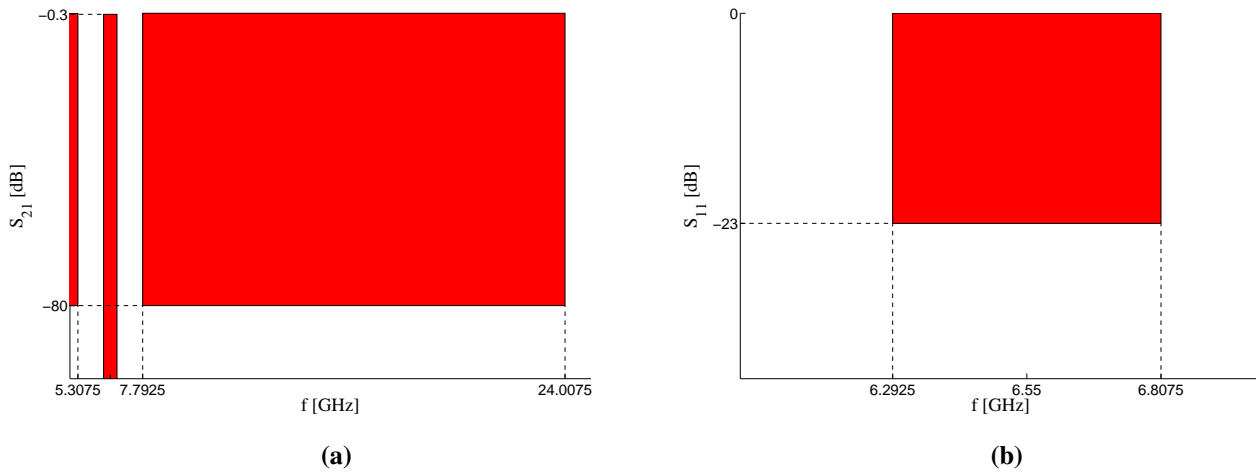


FIGURE VII.2 – Spécifications fréquentielles durcies du filtre en bande C en transmission S_{21} (a) et en réflexion S_{11} (b)

VII.3 Contraintes du cahier des charges

VII.3.1 Contraintes fréquentielles

VII.3.1 a) Ordre du filtre

Le cahier des charges fourni impose une conception du filtre en bande C d'ordre $N = 6$. La fonction de filtrage adoptée est la fonction de Tchebychev proposant un compromis entre l'ondulation dans la bande passante et la réjection du filtre (section V.2.3 a)).

Les gabarits fréquentiels fournis laissent ainsi une flexibilité de conception du filtre. En effet, la figure VII.3 montre les deux cas limites de conception du filtre pour une adaptation identique dans la bande utile, fixée à 23 dB, possédant des valeurs différentes de bandes passantes et de facteur de qualité tout en respectant le cahier des charges fréquentiel durci.

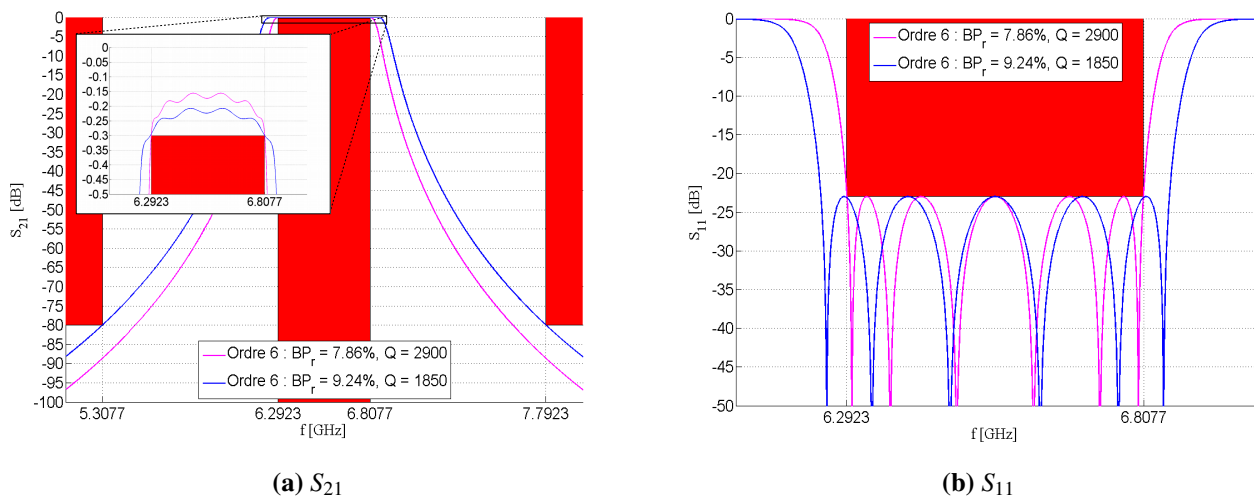


FIGURE VII.3 – Représentations des réponses en transmission S_{21} et en réflexion S_{11} d'un filtre d'ordre 6, de fréquence centrale $f_0 = 6.55$ GHz et d'une adaptation de 23 dB pour différentes valeurs de facteur de qualité Q et de bandes passantes relatives BP_r

La figure VII.3 présente les deux configurations limites du filtre en bande C telles que :

- 1^{er} cas : une bande passante relative $BP_r = 7,86\%$ et un facteur de qualité $Q = 2900$;
- 2nd cas : une bande passante relative $BP_r = 9,24\%$ et un facteur de qualité $Q = 1850$.

Dans l’optique de minimiser l’encombrement du filtre tout en respectant le cahier des charges fréquentiel durci, le choix de la conception du filtre ayant un facteur de qualité le plus faible est adopté.

Par conséquent, la réponse fréquentielle ayant une bande passante relative $BP_r = 9,24\%$ et un facteur de qualité $Q = 1850$ est privilégiée pour concevoir le filtre en bande C.

VII.3.1 b) Limites des coefficients de couplage

Le choix d’une configuration où la bande passante relative est la plus élevée a l’avantage principal de diminuer l’encombrement du filtre grâce à la réduction du facteur de qualité pour une adaptation et des pertes d’insertion fixées. Néanmoins, ce choix affecte les valeurs des coefficients de couplage qui augmentent avec la bande passante. Dans certaines situations, les couplages par iris peuvent être irréalisables lorsque les valeurs de couplage théoriques sont trop élevées (figure VII.4).

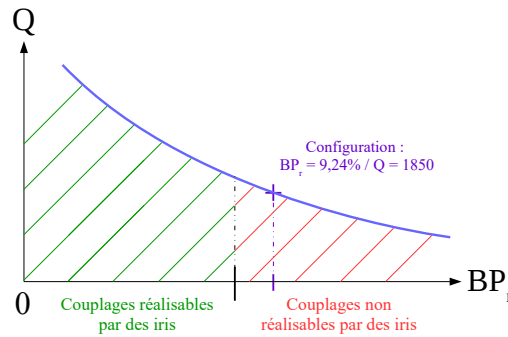


FIGURE VII.4 – Représentation schématique de l’évolution du facteur de qualité du filtre en fonction de la bande passante relative pour une adaptation et des pertes d’insertion données, et des couplages électromagnétiques réalisés par des iris.

La configuration du filtre choisie précédemment (adaptation de 23 dB, une bande passante relative de 9,24%, et un facteur de qualité de 1850) présente des coefficients de couplage légèrement trop élevés pour être réalisés par des iris en bande C.

La matrice de couplage liée à cette configuration est représentée par la matrice M suivante obtenue à l’aide de la section V.2.3 c) et la figure VII.4 illustre schématiquement la faisabilité du filtre.

$$M = \begin{bmatrix} 0 & 0,0457 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0,0457 & 0 & 0,0832 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0,0832 & 0 & 0,0584 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0,0584 & 0 & 0,0554 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0,0554 & 0 & 0,0584 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0,0584 & 0 & 0,0832 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,0832 & 0 & 0,0457 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,0457 & 0 \end{bmatrix} \quad (VII.1)$$

Par conséquent, afin de respecter la matrice de couplage, deux modifications sont appliquées sur le filtre afin d’augmenter les valeurs des coefficients de couplage produits par des iris :

- la première consiste à ouvrir entièrement les iris séparant les résonateurs 1 / 2 et 5 / 6 car les valeurs de couplage K_{12} et K_{56} sont les plus élevées ;
- la seconde consiste à rapprocher les cavités résonantes entre elles (figure VII.5).

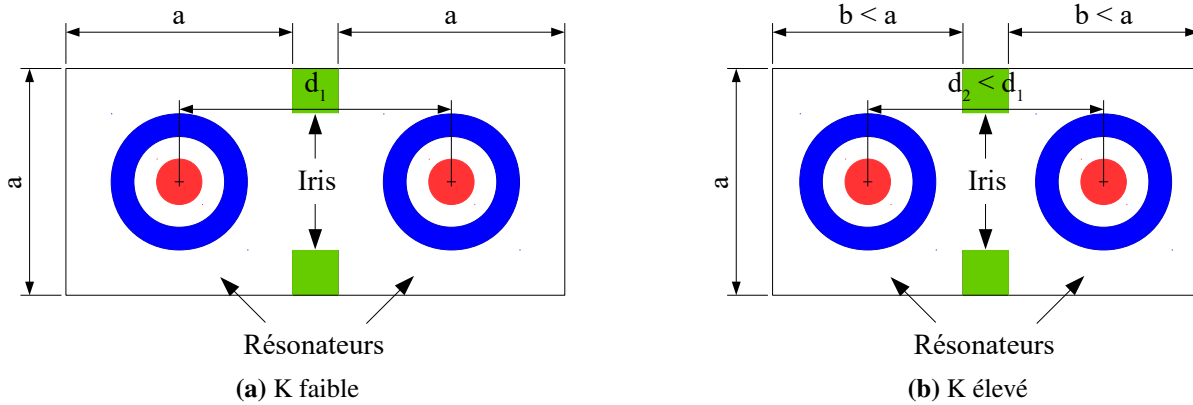


FIGURE VII.5 – Représentation schématiques de la modification du coefficient du couplage inter-résonateur K d'un filtre matriochka d'ordre $N = 2$ à iris

La seconde modification a pour inconvénient une légère dégradation des pertes d'insertion liée à la dégradation du facteur de qualité. Par conséquent, afin de compenser cette dégradation, une légère augmentation du facteur de qualité et de la bande passante est effectuée par rapport à la configuration précédente (adaptation de 23 dB, une bande passante relative de 9,24%, et un facteur de qualité de 1850).

Les pertes d'insertion (0,3 dB) et l'adaptation (23 dB) sont deux paramètres prioritaires à respecter par rapport à la réjection (80 dB). Par conséquent, la configuration choisie possède une adaptation de 23 dB, une bande passante relative $BP_r = 9,9\%$ et un facteur de qualité $Q = 2000$ (figure VII.6).

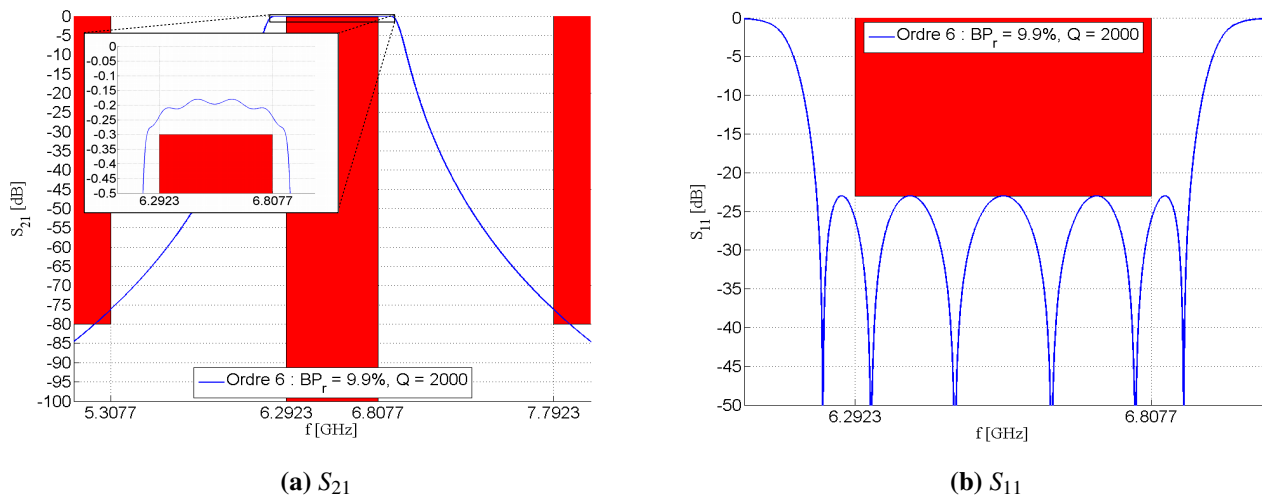


FIGURE VII.6 – Représentations des réponses en transmission S_{21} et en réflexion S_{11} d'un filtre d'ordre 6, de fréquence centrale $f_0 = 6,55$ GHz, d'une adaptation de 23 dB pour une valeur du facteur de qualité $Q = 2000$ et une bande passante relative $BP_r = 9,9\%$

La nouvelle configuration respecte le gabarit fréquentiel, excepté le réjection (76 dB au lieu de 80 dB). La dégradation de la réjection est une conséquence de l'augmentation de la bande passante pour diminuer les pertes

d'insertion. Une faible marge est prise au niveau des pertes d'insertion afin de compenser les pertes des connecteurs liées au téflon.

La configuration du filtre en bande C de bande passante relative $BP_r = 9,9\%$, d'adaptation de 23 dB et de facteur de qualité égale à 2000 est prise par la suite afin de déterminer sa conception.

VII.3.1 c) Topologie et matrice de couplage du filtre

La topologie imposée par le cahier des charges du filtre passe-bande symétrique d'ordre $N = 6$ sans rétro-couplage en bande C est illustrée par la figure VII.7.

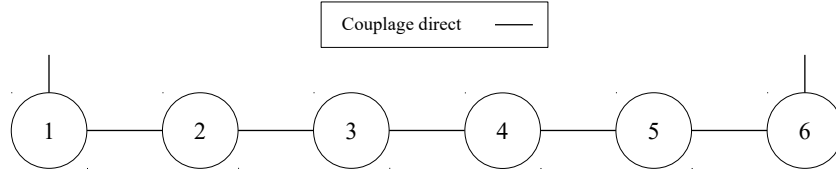


FIGURE VII.7 – Topologie du filtre en bande C

Les six résonateurs sont alignés sur un même axe et les excitations en entrée/sortie sont disposées de façon orthogonale à cet axe.

La représentation électrique du filtre en bande C symétrique est illustrée par la figure VII.8.

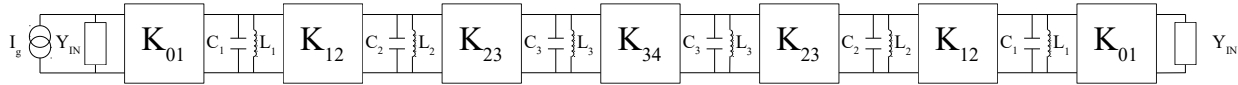


FIGURE VII.8 – Représentation électrique du filtre en bande C

Les inverseurs d'admittance modélisent les coefficients de couplage K_{01} , K_{12} , K_{23} et K_{34} et les résonateurs sont représentés par les capacités C_1 , C_2 et C_3 et les bobines L_1 , L_2 et L_3 .

Afin d'obtenir la matrice de couplage de Tchebychev associée au filtre passe-bande d'ordre $N = 6$ et respectant le cahier des charges durci en fréquence, les caractéristiques du filtre sont définies par :

- $BP_r = 9,9\%$;
- adaptation de 23 dB.

La matrice de couplage associée est alors exprimée par la matrice M suivante (section V.2.3 c) :

$$M = \begin{bmatrix} 0 & 0,0473 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0,0473 & 0 & 0,0891 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0,0891 & 0 & 0,0626 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0,0626 & 0 & 0,0594 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0,0594 & 0 & 0,0626 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0,0626 & 0 & 0,0891 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,0891 & 0 & 0,0473 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,0473 & 0 \end{bmatrix} \tag{VII.2}$$

Les valeurs fournies par cette matrice de couplage servent alors de référence pour le réglage du filtre en bande C.

VII.3.1 d) Configuration du filtre

Le filtre proposé en bande C est symétrique d'ordre $N = 6$ sans rétro-couplage et est constitué de :

- six résonateurs matriochkas à deux sections quasi-identiques ;
- deux excitations du type coaxial (couplage entrée/sortie : K_{01}) ;
- cinq iris (couplages inter-résonateur : K_{12}, K_{23}, K_{34}).

En remarque, le couplage K_{12} est obtenu à partir d'un iris entièrement ouvert.

La configuration du filtre est présentée sur la figure VII.9.

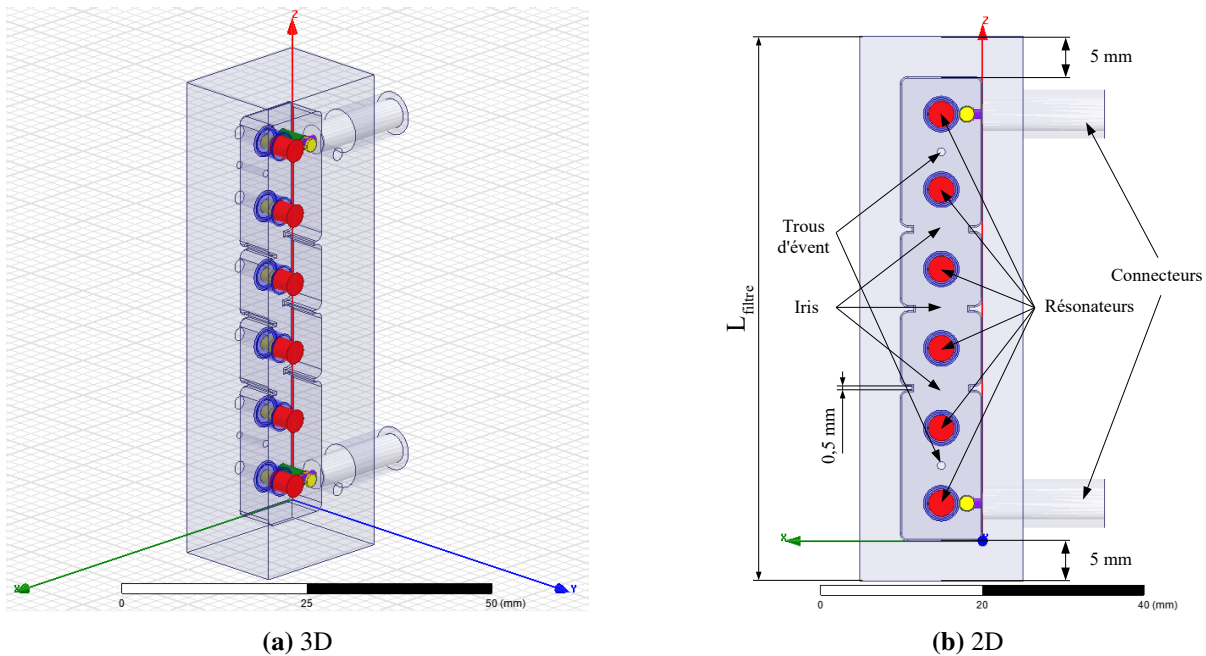


FIGURE VII.9 – Représentations du filtre en bande C

Les caractéristiques suivantes précisent la configuration du filtre :

- le milieu considéré au sein du filtre est le vide ;
- l'épaisseur du boîtier suivant la longueur du filtre L_{filtre} est égale à 5 mm afin d'insérer des vis du type M2 dans la matière ;
- l'épaisseur des parois formant les iris est égale à 0,5 mm. Cette valeur est un compromis entre la limite technologique de fabrication et le volume engendré par la présence des parois formant les iris ;
- les excitations entrée / sortie sont réalisées à l'aide de connecteurs SMA. Les diamètres des lignes coaxiales sont alors fixés à 4,06 mm x 1,27 mm et le diélectrique des connecteurs est en téflon caractérisé par une permittivité relative $\epsilon_r = 2,1$ et des tangentes de pertes $\tan(\delta) = 0,0002$;
- deux trous d'évent de rayon 1 mm sont également réalisés afin d'évacuer l'air du filtre lors de son passage de l'atmosphère vers l'espace.

VII.3.2 Contraintes volumiques

Les contraintes volumiques fournies par le cahier des charges permettent de déterminer certaines caractéristiques géométriques du résonateur matriochka à concevoir.

En remarque, le résonateur matriochka à deux sections considéré est caractérisé par une section carrée de demi-côté R_2 .

Demi-côté R_2

Les contraintes volumiques sont réduites à une seule contrainte suivant un seul axe : la longueur totale du filtre L_{filtre} ne doit pas dépasser la valeur de 79,04 mm. Par ailleurs, comme les épaisseurs des parois des iris sont égales à 0,5 mm et l'épaisseur du boîtier est égale à 5 mm, alors le demi-côté R_2 de chaque cavité résonante ne doit pas dépasser la valeur de 5,63 mm.

Facteur de qualité

La conception du filtre en bande C nécessite également un niveau de facteur de qualité élevé (section VII.3.1 b)). Par conséquent, un compromis existe entre :

- l'encombrement du filtre : $L_{\text{filtre}} < 79,04$ mm ;
- le facteur de qualité du filtre : $Q > 2000$.

Conductivité σ

Afin d'augmenter le facteur de qualité, une couche d'argent est déposée sur les parois du filtre après sa fabrication. La conductivité utilisée est alors égale à $\sigma = 45.10^6 S.m^{-1}$ à la fréquence $f_0 = 6,55$ GHz.

Épaisseur e_{c1}

En bande C, les épaisseurs des cylindres creux e_{c1} ont un impact non négligeable sur la valeur du facteur de qualité. Par conséquent, afin de minimiser cet impact, ces épaisseurs sont fixées à 0,2 mm. Cette valeur est un compromis entre la dégradation du facteur de qualité et la faisabilité de fabrication.

Conclusions

À partir des données précédentes :

$$R_2 < 5,63 \text{ mm}, Q > 2000, \sigma = 45.10^6 S.m^{-1}, e_{c1} = 0,2 \text{ mm}$$

il est possible de déterminer les paramètres géométriques restants du résonateur matriochka :

$$r_1, R_1, L, l_t$$

En remarque, l'utilisation d'iris de couplage électromagnétique au sein d'un filtre diminue la fréquence fondamentale de chaque résonateur (section V.3.3 a)). Par conséquent, la fréquence fondamentale du résonateur matriochka à deux sections est surélevée et est fixée à $f_0 = 7$ GHz par rapport à la fréquence fondamentale du cahier des charges égale à $f_0 = 6,55$ GHz.

La détermination des paramètres géométriques restants est obtenue en utilisant le programme de minimisation du volume du résonateur matriochka à deux sections pour une section carrée à la fréquence fondamentale $f_0 = 7$ GHz et pour une conductivité $\sigma = 45.10^6 S.m^{-1}$ (section IV.4.2). Les résultats de cette minimisation sont représentés sous formes d'abaques pour différentes valeurs de facteur de qualité du résonateur.

À partir des abaques de la figure VII.10, les paramètres restants peuvent être déterminés excepté l'écart δ_1 séparant le cylindre creux du cylindre plein. En effet, le choix de cette valeur fixe :

- le facteur de qualité (figure VII.10a) ;
- les valeurs des rayons r_1 et R_1 (figure VII.10b) ;
- les valeurs des longueurs L et l_t (figures VII.10c et VII.10d).

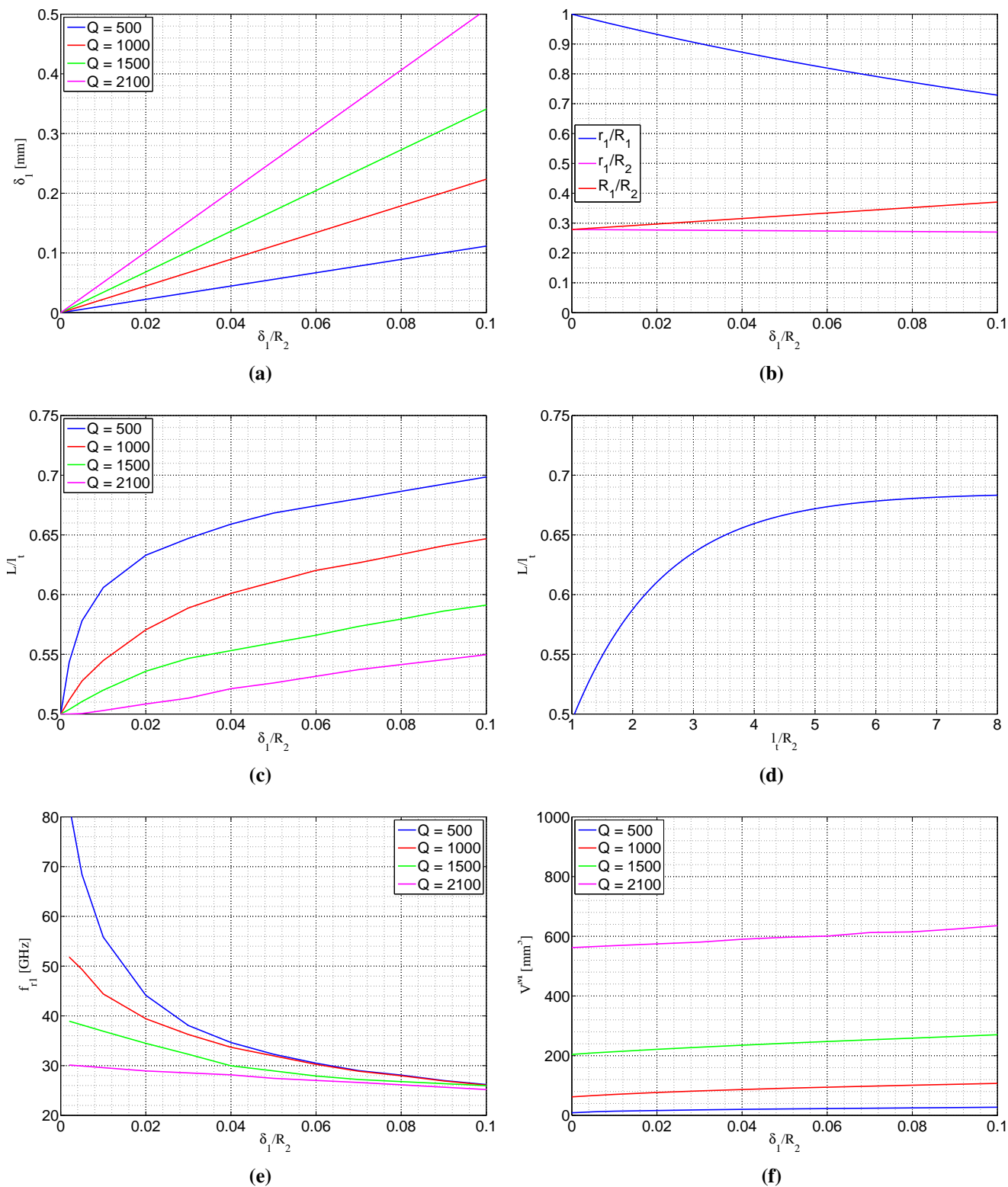


FIGURE VII.10 – Design optimal d'un résonateur matryoshka à deux sections à $f_0 = 7$ GHz et pour une conductivité $\sigma = 45.10^6 S.m^{-1}$

L'écart δ_1 est un degré de liberté de conception. En effet, lorsque la fréquence fondamentale et le facteur de qualité sont fixés, la diminution de cet écart implique une diminution du volume du résonateur et implique également une augmentation de la réjection de la première harmonique. Les faibles valeurs d'écart δ_1 sont alors à privilégier afin de bénéficier de ces deux avantages.

En remarque, la conception du résonateur matriochka à deux sections est établie de façon à minimiser le volume pour un facteur de qualité et une fréquence donnés. La valeur du rejet de la première harmonique est donc une conséquence de cette minimisation du volume. Dans ce cas, le rejet de la première harmonique obtenu n'est pas maximal.

La conception du filtre en bande C privilégie ainsi la minimisation du volume au détriment de la maximisation du rejet de la première harmonique. La section suivante s'intéresse alors au rejet de cette harmonique obtenu à partir du programme de minimisation du volume.

VII.3.3 Contraintes de la première harmonique

Le cahier des charges fourni nécessite une réjection de la première harmonique f_{r1} supérieure à 24 GHz. Ainsi, le choix de la réjection du filtre est basé sur le résultat de la minimisation du volume du résonateur matriochka à deux sections illustrée par la figure VII.10e représentant l'évolution de la première harmonique pour différentes valeurs d'écart δ_1 et de facteur de qualité.

Par conséquent, la valeur de la réjection de la première harmonique est respectée lorsque :

$$\forall Q, f_{r1} > 24 \text{ GHz} \implies \delta_1/R_2 < 0,1$$

La réjection de la première harmonique est d'autant plus élevée que l'écart δ_1 séparant le cylindre creux du cylindre plein est faible. Néanmoins, la précision de fabrication du filtre étant limitée, alors le paramètre d'écart est fixé arbitrairement à :

$$\forall Q, \delta_1 = 0,4 \text{ mm}$$

VII.4 Conception du filtre en bande C

VII.4.1 Design du résonateur en bande C

VII.4.1 a) Conception du résonateur matriochka à deux sections

Les contraintes fréquentielles et dimensionnelles du cahier des charges du résonateur en bande C à section carrée sont définies par :

$$\begin{array}{lll} f_0 = 7 \text{ GHz} & f_{r1} > 24 \text{ GHz} & \delta_1/R_2 < 0,1 \\ Q_{c,f_0}^{M,2} > 2000 & \delta_1 = 0,4 \text{ mm} & R_2 < 5,63 \text{ mm} \\ \sigma = 45.10^6 \text{ S.m}^{-1} & & e_{c1} = 0,2 \text{ mm} \end{array}$$

Par ailleurs, afin de compenser les pertes liées au téflon des connecteurs, le facteur de qualité du résonateur matriochka à deux sections est fixé arbitrairement à :

$$Q_{c,f_0}^{M,2} = 2100$$

Par conséquent, la réjection de la première harmonique est égale à $f_{r1} = 27,4$ GHz pour un écart $\delta_1 = 0,4$ mm et un facteur de qualité du résonateur $Q_{c,f_0}^{M,2} = 2100$.

Les paramètres géométriques du résonateur conçu en bande C sont résumées par le tableau VII.1 et illustrées par la figure VII.11 à partir des abaques de la figure VII.10.

Données initiales	Matriochka à deux sections
$f_0 = 7,00$ GHz	$r_1 = 1,395$ mm
$Q_{c,f_0}^{M,2} = 2100$	$R_1 = 1,800$ mm
$\delta_1 = 0,4$ mm	$r_2 = 2,000$ mm
$e_{c1} = 0,2$ mm	$R_2 = 5,100$ mm
$\sigma = 45 \cdot 10^6$ S.m ⁻¹	$l_\varepsilon = 2,505$ mm
	$L = 3,135$ mm

TABLE VII.1 – Tableau de valeurs caractérisants le résonateur matriochka à deux sections

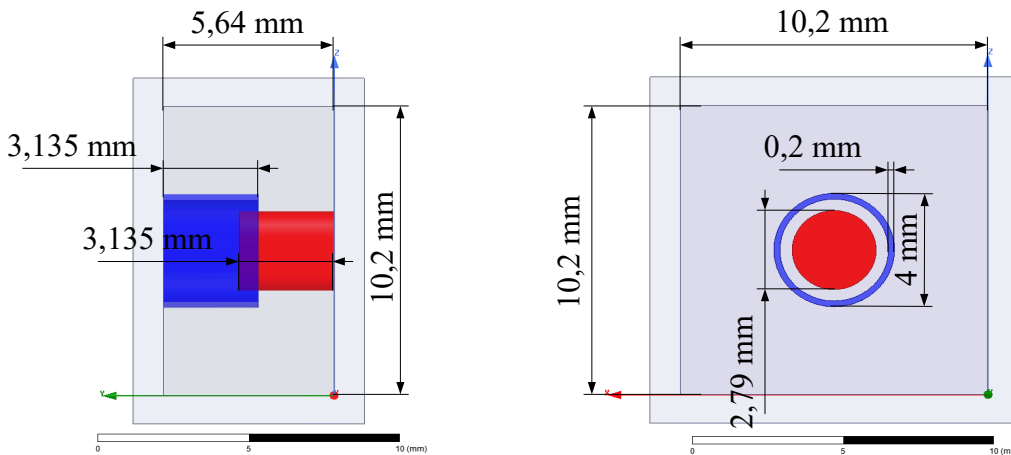


FIGURE VII.11 – Représentation du résonateur matriochka à deux sections

VII.4.1 b) Caractéristiques du résonateur

L'objectif de cette section est de modéliser électriquement les lignes coaxiales et les capacités parasites constituant le résonateur matriochka à deux sections du filtre en bande C décrit par le tableau VII.1.

La représentation électrique du résonateur matriochka à deux sections est alors illustrée par la figure VII.12.

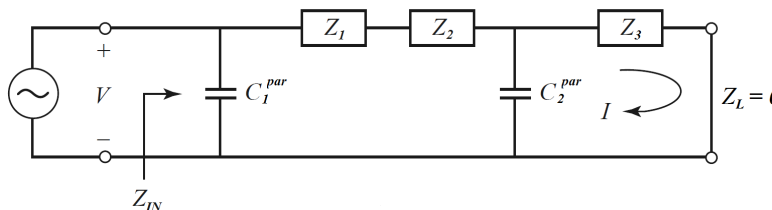


FIGURE VII.12 – Représentation de la modélisation électrique d'un résonateur matriochka à deux sections du filtre en bande C

Les caractéristiques électriques du résonateur matriochka à deux sections du filtre en bande C défini par le tableau VII.1 sont représentées par la figure VII.16b.

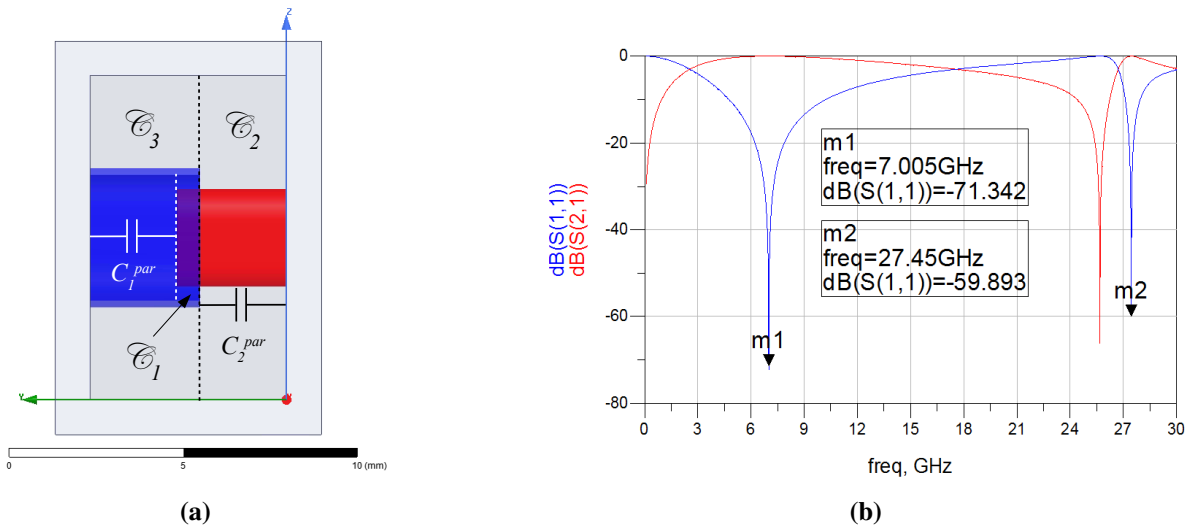


FIGURE VII.13 – Représentation électrique du résonateur matriochka à deux sections du filtre en bande C (a), et représentations des réponses fréquentielles du résonateur défini par le tableau VII.1

Les impédances caractéristiques et les constantes d’atténuation des trois lignes coaxiales sont déterminées à partir de la section III.1.2 et sont décrites par le tableau VII.2.

	Coaxial \mathcal{C}_1	Coaxial \mathcal{C}_2	Coaxial \mathcal{C}_3
Z_i [Ohms]	15,28	82,29	60,69
l_i [mm]	0,630	2,505	3,135
γ_i [m^{-1}]	$0,1642 + 146,71j$	$0,0215 + 146,71j$	$0,0222 + 146,71j$

TABLE VII.2 – Tableau de valeurs caractérisant les lignes coaxiales du résonateur matriochka à deux sections du filtre en bande C

Les valeurs des capacités parasites C_1^{par} et C_2^{par} du résonateur matriochka à deux sections sont déterminées à partir des sections III.5.2 e) et III.5.3 et sont égales à :

$$C_1^{par} = 0,1745 \text{ pF}$$

$$C_2^{par} \approx 0$$

VII.4.1 c) Comparaisons des lignes de champs électriques parasites

La précision des modélisations des capacités parasites C_1^{par} et C_2^{par} au sein du résonateur matriochka en bande C est évaluée à travers les lignes de champs électriques obtenues sous simulations électromagnétiques HFSS® du résonateur.

En remarque, l’influence de la capacité parasite C_2^{par} étant négligeable au sein du résonateur matriochka en bande C, alors seul le comportement électrique de la capacité parasite C_1^{par} est étudié au sein du résonateur.

Par conséquent, l’objectif premier est de comparer les lignes de champs électriques au sein du résonateur matriochka obtenues sous simulations HFSS® avec les lignes de champs liées à la capacité C_1^{par} modélisées dans la section III.5.2 a).

La figure VII.14 illustre ainsi les lignes de champs électriques obtenues sous HFSS® du résonateur matriochka à deux sections défini par le tableau VII.1 représentées dans le plan P de vecteur normal \vec{x} passant par les axes centraux des cylindres.

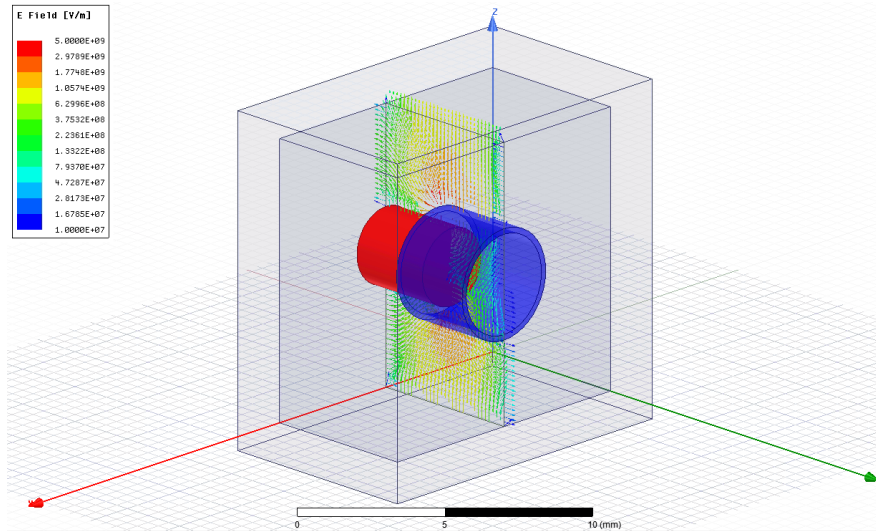


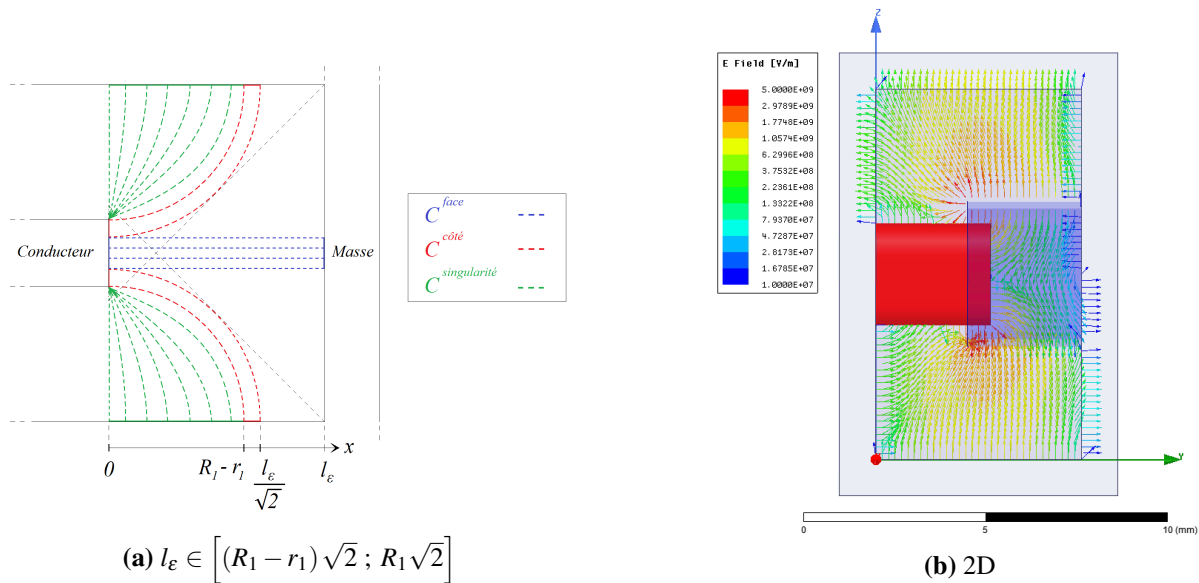
FIGURE VII.14 – Visualisation du champ électrique \vec{E} dans le plan P au sein du résonateur matryochka à deux sections en bande C

Les paramètres géométriques du résonateur définis par le tableau VII.1 impliquent le choix de la modélisation de la capacité parasite C_1^{par} . En effet, ce choix de la configuration parmi les cinq modélisations de la capacité C_1^{par} est basé sur la valeur $l_\epsilon = 2,505$ mm.

Par conséquent, la modélisation de la capacité C_1^{par} correspond au cas où :

$$l_\epsilon \in \left[(R_1 - r_1) \sqrt{2} ; R_1 \sqrt{2} \right] \implies l_\epsilon \in [0,573 \text{ mm} ; 2,546 \text{ mm}]$$

La figure VII.15 illustre ainsi la comparaison entre les lignes de champs électriques de la modélisation des lignes parasites et celles obtenues sous HFSS®.



(a) $l_\epsilon \in \left[(R_1 - r_1) \sqrt{2} ; R_1 \sqrt{2} \right]$

(b) 2D

FIGURE VII.15 – Représentation de la modélisation des lignes de champs électriques de la capacité C_1^{par} (a), et visualisations du champ électrique \vec{E} dans le plan P en 2D (b).

Les valeurs des capacités C^{face} , $C^{singularité}$ et $C^{côté}$ de la capacité C_1^{par} sont égales à :

$$C^{singularité} = 4,941.10^{-2} pF$$

$$C^{face} = 9,145.10^{-5} pF$$

$$C^{côté} = 1,251.10^{-1} pF$$

Par conséquent, la relation les capacités $C^{côté}$, $C^{singularité}$, C^{face} vérifient la relation suivante :

$$C^{côté} > C^{singularité} \gg C^{face}$$

La capacité C^{face} est alors négligeable par rapport aux capacités $C^{singularité}$ et $C^{côté}$. Les lignes des champs électriques modélisées relatives à la capacité C^{face} sont ainsi négligeables par rapport aux lignes de champs électriques relatives aux capacités $C^{singularité}$ et $C^{côté}$ (figure VII.15b).

Les résultats de la modélisation capacitive de C_1^{par} peuvent être confrontés aux simulations électromagnétiques effectuées sous HFSS® illustrées par la figure VII.15b. Il est alors possible de constater que les lignes de champs électriques relatives à la capacité $C^{côté}$ sont présentes et prédominantes par rapport aux lignes capacitives $C^{singularité}$ et aux lignes capacitives C^{face} .

La précision de la modélisation de la capacité C_1^{par} peut également être évaluée quantitativement à l'aide du tableau VII.2 caractérisant le résonateur matriochka en bande C. En effet, une comparaison peut être établie en prenant en compte ou non la capacité parasite C_1^{par} tel que :

- cas 1 : Coaxial ℓ_1 + Coaxial ℓ_1 + Coaxial ℓ_1 + C_1^{par} ;
- cas 2 : Coaxial ℓ_1 + Coaxial ℓ_1 + Coaxial ℓ_1 .

Les réponses fréquentielles relatives à la comparaison précédente sont illustrées par la figure VII.16.

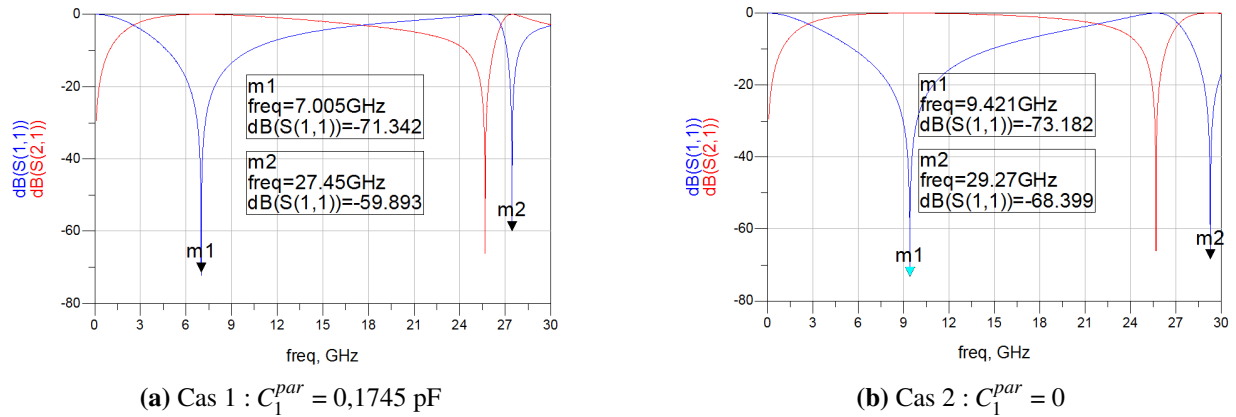


FIGURE VII.16 – Comparaison des réponses fréquentielles du résonateur matriochka en bande C avec (a) et sans (b) capacité parasite C_1^{par}

La fréquence fondamentale du résonateur matriochka en bande C sans prendre en compte la capacité C_1^{par} est égale à $f_0 = 9,42$ GHz entraînant une erreur relative de 34%.

Finalement, la modélisation analytique de la capacité C_1^{par} est une modélisation précise pour le cas du résonateur matriochka à deux sections en bande C.

VII.4.1 d) Vérification des modélisations fréquentielles et du facteur de qualité en bande C

La précision des modélisations fréquentielle et du facteur de qualité du résonateur matriochka à deux sections en bande C décrit par le tableau VII.1 est quantifiée par les valeurs obtenues sous simulations électromagnétiques HFSS®.

Le tableau VII.3 évalue ainsi les erreurs relatives des modélisations fréquentielles et du facteur de qualité du résonateur matriochka à deux sections en bande C par rapport aux simulations effectuées sous le logiciel HFSS®.

Paramètres	Modèles	HFSS®	Erreur relative
f_0 [GHz]	7,00	7,00	0%
$Q_{c,f_0}^{M,2}$	2100	2140	1,9%
f_{r1} [GHz]	27,5	25,7	7,0%

TABLE VII.3 – Tableau comparatif des erreurs relatives liées aux modélisations du résonateur matriochka à deux sections en bande C par rapport aux simulations HFSS®

Par conséquent, la modélisation de la fréquence fondamentale est précisément estimée, tandis que les modélisations du facteur de qualité à la fréquence fondamentale et de la première harmonique présentent des erreurs relatives non nulles.

VII.4.1 e) Limitation du coefficient de couplage

Les performances électriques du résonateur matriochka en bande C (facteur de qualité et réjection de la première harmonique) défini par le tableau VII.1 respectent le cahier des charges demandé.

L'étape suivante est alors de vérifier si ce résonateur peut être utilisé afin de respecter la matrice de couplage théorique (section VII.3.1 c) dans l'objectif de concevoir le filtre en bande C. Le coefficient de couplage inter-résonateur K_{12} étant le plus élevé parmi les coefficients constituant la matrice, alors sa détermination est nécessaire et est obtenue par la méthode décrite par la section V.3.1 b).

La figure VII.17 représente ainsi le principe et le résultat de la détermination du coefficient de couplage K_{12} à partir du filtre matriochka d'ordre deux basé sur le résonateur défini par le tableau VII.1.

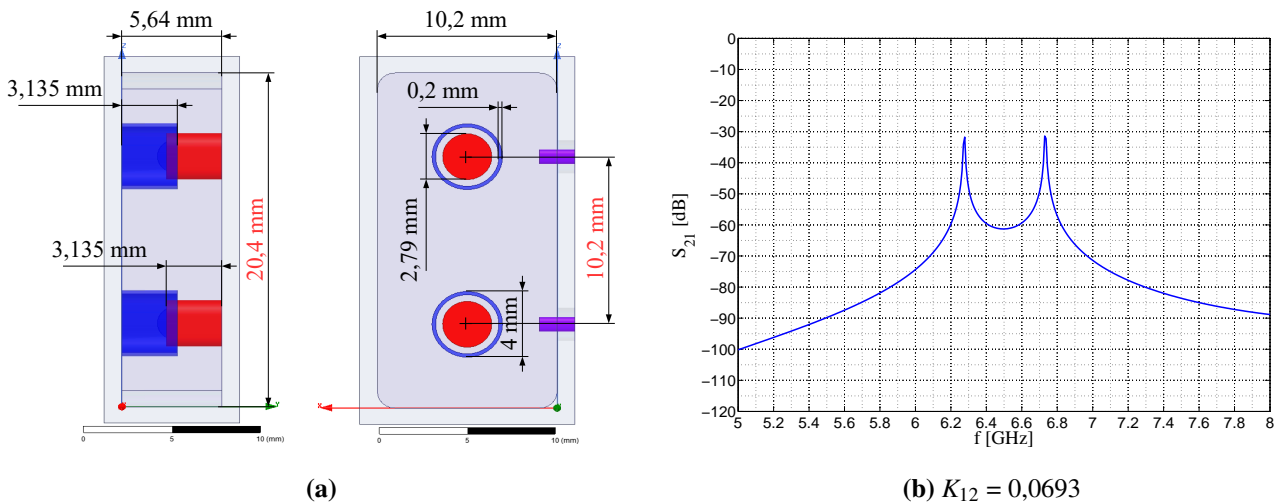


FIGURE VII.17 – Représentations du filtre matriochka d'ordre deux du tableau VII.1 (a), et détermination du coefficient de couplage K_{12} (b)

La figure VII.17a représente une ouverture totale de l’iris afin de maximiser le coefficient de couplage (première modification de la partie VII.3.1 b)). La valeur du coefficient de couplage K_{12} est alors égale à 0,0693, qui est inférieure à la valeur théorique 0,0891 du cahier des charges ($BP_r = 9,9\%$ / adaptation de 23 dB / $Q = 2000$).

Par conséquent, la configuration du résonateur décrite par le tableau VII.1 ne permet pas de respecter la matrice de couplage théorique.

Le respect du coefficient de couplage K_{12} est alors effectué en modifiant la section de la cavité résonnante (seconde modification de la partie VII.3.1 b)). L’objectif est donc de rapprocher les cylindres des deux cavités afin d’augmenter le coefficient de couplage inter-résonateur. Le résultat de cette modification transforme ainsi la section carrée du résonateur de côté $a = 10,2$ mm en section rectangulaire de longueur $a = 10,2$ mm et de largeur $c = 9,31$ mm (tableau VII.4).

La nouvelle configuration du résonateur est illustrée par la figure VII.18 et les paramètres géométriques du résonateur sont résumés dans le tableau VII.4 comprenant également les résultats obtenus sous HFSS®.

Matriochka à deux sections	Résultats HFSS®
$r_1 = 1,395$ mm $R_1 = 1,800$ mm $r_2 = 2,000$ mm $R_2 = 10,20$ mm $c = 9,310$ mm $l_\varepsilon = 2,505$ mm $L = 3,135$ mm	$f_0 = 7,2$ GHz $Q_{c,f_0}^{M,2} = 2080$ $f_{r1} = 25,7$ GHz

TABLE VII.4 – Tableau de valeurs des paramètres géométriques du résonateur matriochka à deux sections ayant subi une légère déformation

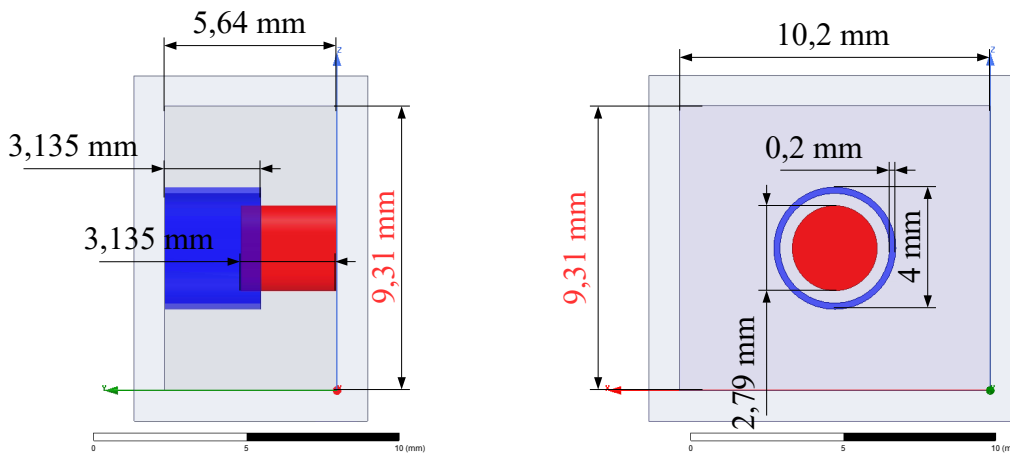


FIGURE VII.18 – Représentation du résonateur matriochka à deux sections

Le facteur de qualité du résonateur déformé est dégradé par rapport au résonateur sans déformation, mais il reste supérieur à 2000 ce qui permet de respecter le cahier des charges demandé ($BP_r = 9,9\%$ / adaptation de 23 dB / $Q = 2000$). De plus, le rejet de la première harmonique du résonateur déformé est identique à celle du résonateur à section carrée et respecte donc le cahier des charges demandé (> 24 GHz).

La figure VII.19 représente ainsi le filtre matriochka d’ordre deux défini par le tableau VII.4 et le résultat de la détermination du coefficient de couplage.

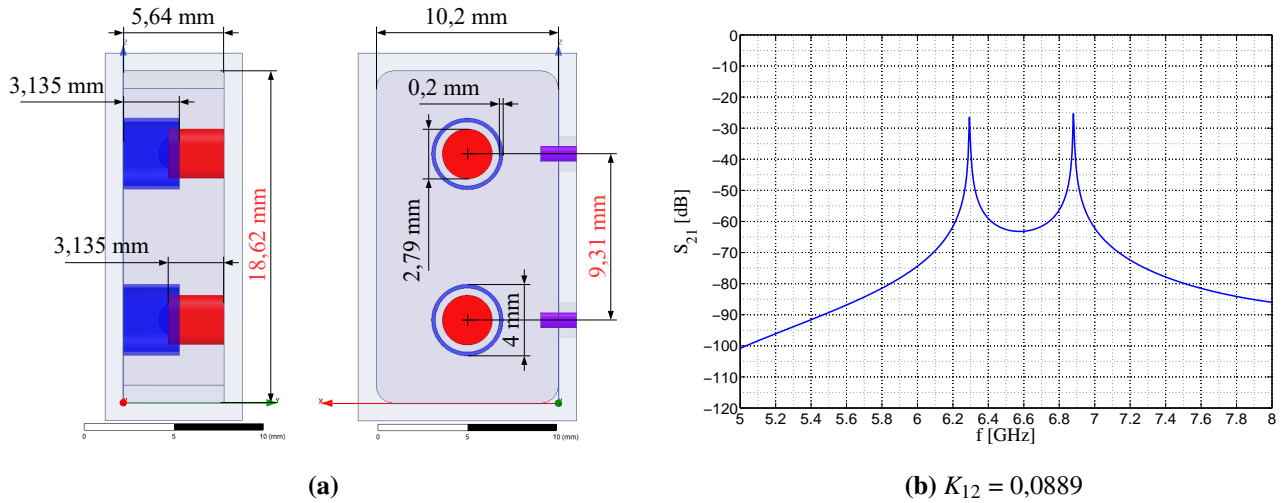


FIGURE VII.19 – Représentations du filtre matriochka d’ordre deux du tableau VII.4 (a), et détermination du coefficient de couplage K_{12} (b)

La valeur du coefficient de couplage inter-résonateur $K_{12} = 0,0889$ et correspond à la valeur théorique de la matrice de couplage du cahier des charges.

Par conséquent, la nouvelle configuration du résonateur matriochka à deux sections respecte :

- les performances électriques : $Q > 2000$, $f_{r1} > 24$ GHz ;
- la matrice de couplage : $BP_r = 9,9\%$, adaptation de 23 dB.

Finalement, le résonateur matriochka à deux sections décrit par le tableau VII.4 est utilisé par la suite pour concevoir le filtre en bande C.

VII.4.2 Design du filtre en bande C

VII.4.2 a) Conception

Le filtre conçu en bande C est symétrique d’ordre $N = 6$ sans rétro-couplage et est constitué de :

- six résonateurs matriochkas à deux sections quasi-identiques définis par le tableau VII.4 ;
- deux excitations du type coaxial (connecteurs SMA) ;
- de cinq iris.

La configuration du filtre est ainsi présentée sur la figure VII.20.

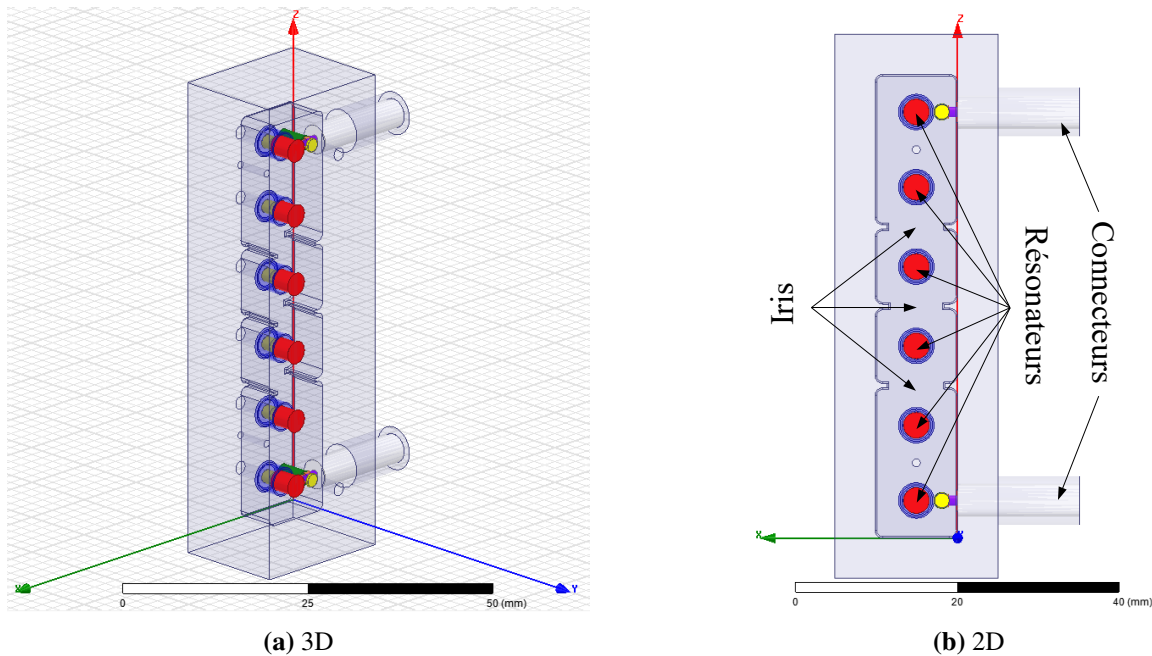


FIGURE VII.20 – Représentations du filtre en bande C

Le filtre illustré par la figure VII.20 présente également des modifications liées à :

- un ajout de deux plots métalliques ;
- une prise en considération de la dilatation thermique ;
- un ajout de congés ;
- une présence de huit vis de réglage.

Ces modifications sont nécessaires pour la fabrication du filtre et sont développées par la suite.

En remarque, le design de conception du filtre est utilisé par la suite pour manufacturer deux blocs métalliques appelés corps et capot illustrés par la figure VII.40.

VII.4.2 b) Plots

Les épaisseurs des cylindres creux des résonateurs matriochkas étant trop fines pour subir un brasage de métaux, alors il est impossible de réaliser une connexion physique des connecteurs SMA sur ces cylindres. La méthode employée pour réaliser un couplage électromagnétique en entrée/sortie à partir de connecteurs SMA consiste donc à reporter le brasage de l'âme du connecteur SMA sur un plot métallique (en vert) situé à proximité du cylindre creux (en bleu) (figure VII.21).

Par conséquent, deux plots métalliques sont alors positionnés dans les cavités résonantes 1 et 6 au sein du filtre matriochka en bande C.

Le couplage électromagnétique K_{01} dépend ainsi du positionnement et des caractéristiques géométriques du plot. Néanmoins, l'inconvénient majeur de cette technique est la dégradation du facteur de qualité par rapport à une connexion directe du connecteur sur le cylindre creux.

La proximité entre le plot de couplage et le cylindre creux étant élevée, alors le plot devient une pièce rapportée par rapport au reste du filtre. Par conséquent, le plot est fabriqué de façon indépendante au filtre et est ensuite rapporté au sein du filtre afin de respecter le design de conception.

Les deux plots subissent également une modification à leurs extrémités non connectées au filtre afin d'y insérer les âmes centrales des connecteurs coaxiaux (en violet).

Pour la fabrication du filtre en bande C, deux brasages sont effectués entre les âmes des connecteurs (en violet) et les plots (en vert) (figure VII.21).

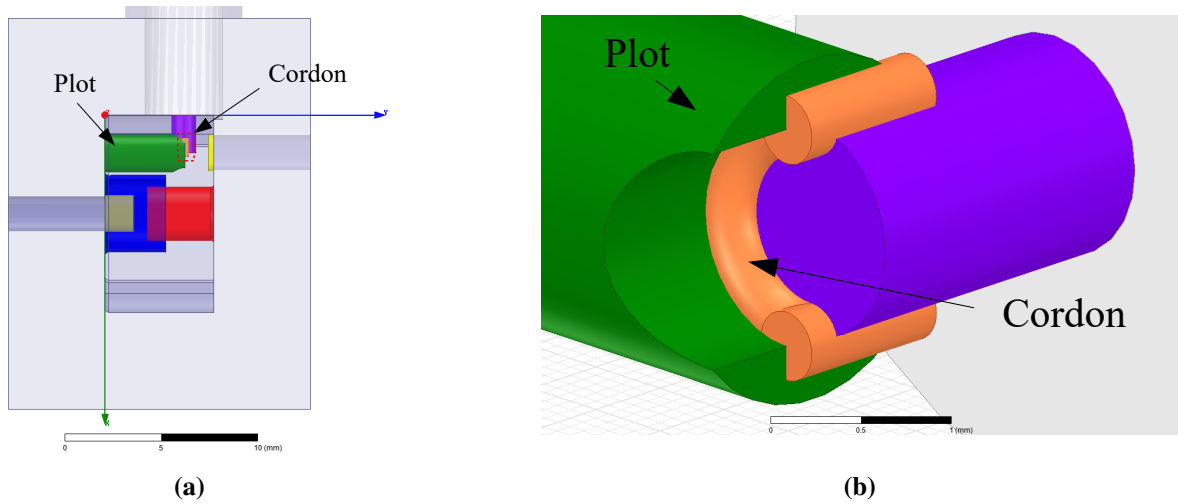


FIGURE VII.21 – Représentations du plot et du cordon de brasage du filtre en bande C

Le brasage est réalisé à partir d'un matériau d'apport établissant la liaison métallique qui est simulée sous forme de *cordon* (en orange) de rayon de 0,2 mm.

VII.4.2 c) Dilatation thermique

La position des connecteurs SMA en entrée/sortie du filtre définie par le paramètre géométrique l_{es} est le paramètre de réglage du coefficient de couplage K_{01} choisi pour régler les réponses fréquentielles du filtre.

Le design de conception du filtre en bande C montre que les bagues en téflon des connecteurs SMA « creusent » une partie du capot en aluminium (figure VII.22). Par conséquent, afin de tenir compte de la dilatation thermique des bagues en téflon, une « gorge » de dilatation est réalisée au niveau du capot. Cette gorge est alors un conduit dans lequel la bague de téflon s'allonge ou se rétracte selon la température de l'environnement.

Le rayon de la gorge est identique au diamètre externe du connecteur SMA égale à 2,03 mm et la longueur de la gorge est fixée à 0,2 mm.

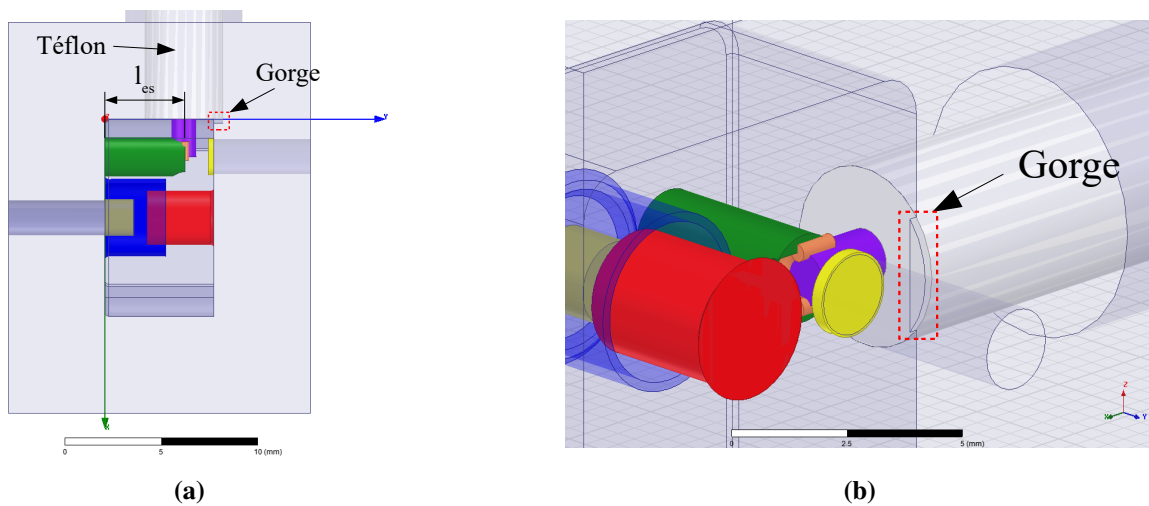


FIGURE VII.22 – Représentations des gorges du filtre en bande C

VII.4.2 d) Congés

Lors de la fabrication, le filtre en bande C est manufacturé à partir :

- d'un bloc d'aluminium ;
- d'une fraise contrôlée par une machine à haute précision de fabrication.

Les caractéristiques de la fraise illustrées par la figure VII.23 impliquent la présence de congés (arrondissement des coins) au sein des cavités du filtre.



FIGURE VII.23 – Représentations de la fraise du filtre en bande C

Les caractéristiques de la fraise fournies par l'industriel sont données par ses rayons égaux à 1 mm et à 0,2 mm. La présence des congés est alors prise en compte dans le design de conception du filtre afin d'obtenir des simulations électromagnétiques proches de la réalité (figure VII.24).

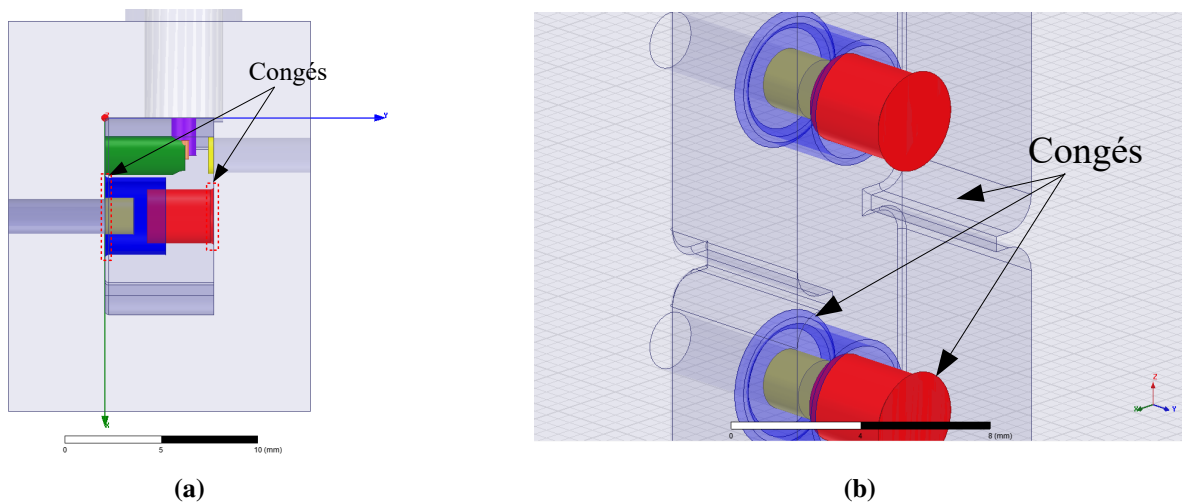


FIGURE VII.24 – Représentations des congés du filtre en bande C

Les congés sont localisés au niveau :

- des arêtes du corps du filtre ;
- des jonctions entre les cylindres creux et le corps ;
- des jonctions entre les cylindres pleins et le capot.

Les plots étant des pièces rapportées au filtre, alors ils ne subissent pas de congés.

VII.4.2 e) Vis de réglage

L'objectif des vis de réglage est de pouvoir régler les réponses fréquentielles du filtre en bande C après sa fabrication. Le réglage peut s'avérer nécessaire afin de compenser les éventuels défauts de fabrication. Par conséquent, huit vis de réglage sont présentes (en jaune sur la figure VII.25) et sont définies telles que :

- six vis de réglage sont positionnées en vis-à-vis des cylindres pleins pour régler les fréquences de résonance des résonateurs (figure VII.25a) ;
- deux vis de réglage sont positionnées en vis-à-vis des plots pour régler les couplages en entrée/sortie (figure VII.25b).

L'analyse des tolérances de fabrication effectuée dans la prochaine section VII.4.4 b) montre que la sensibilité liée à la fabrication des iris est négligeable par rapport à la sensibilité de fabrication des longueurs des cylindres. Par ailleurs, l'insertion des vis de réglage dégrade le facteur de qualité du filtre. Par conséquent, le design de conception du filtre en bande C ne présente aucune vis de réglage dans la région des iris.

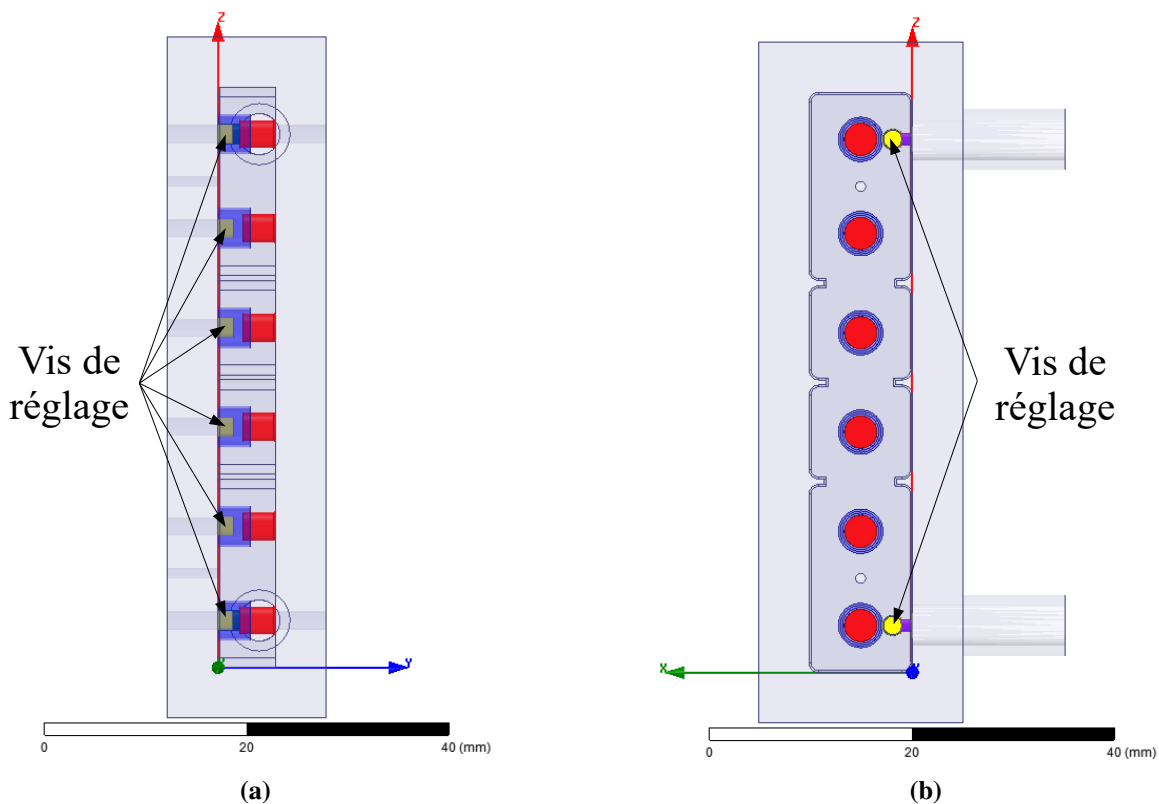


FIGURE VII.25 – Représentations des vis de réglage du filtre en bande C

Lors de la fabrication du filtre, les vis de réglage :

- sont réalisées en utilisant des vis M2 classiques [65] ;
- traversent les parois en aluminium du filtre.

VII.4.3 Réglage du filtre en bande C

VII.4.3 a) Principe du réglage fréquentiel

Le principe du réglage fréquentiel du filtre en bande C est identique à celui du filtre en bande L et consiste à modifier les paramètres géométriques liés aux :

- excitations entrée/sortie (couplages entrée/sortie);
- iris (couplages inter-résonateurs);
- résonateurs (fréquences de résonance).

Ces modifications influencent ainsi les coefficients de la matrice de couplage du filtre et des fréquences de résonance des cavités afin d'obtenir des réponses fréquentielles en simulation identiques aux réponses théoriques.

En raison de la symétrie du filtre d'ordre $N = 6$ et d'une ouverture totale des iris situés entre les résonateurs 1/2 et 5/6, le nombre de paramètres de réglage est égale à six.

Les six paramètres de réglage utilisés sont alors définis par :

- la position de la tige d'excitation l_{es} (contrôle du couplage entrée / sortie, figure VII.26b);
- les largeurs d'iris l_{23} et l_{34} (contrôle du couplage inter-résonateur, figure VII.27);
- les longueurs des cylindres pleins L_1 , L_2 et L_3 (contrôle des fréquences de résonance, figure VII.28).

Le réglage se passe alors en deux étapes :

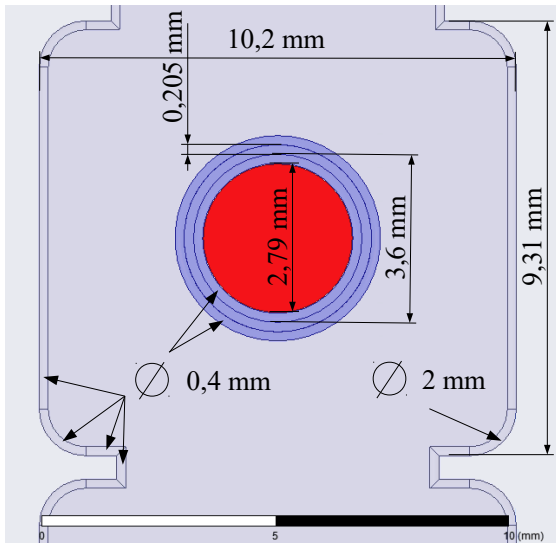
- un premier réglage grossier des paramètres géométriques est réalisé à partir des méthodes décrites précédemment par les sections V.3.1 a) et V.3.1 b);
- et un second réglage plus précis est effectué en modifiant légèrement les valeurs obtenues du réglage grossier à partir de l'outil *tuning* du logiciel HFSS®.

Les valeurs des paramètres de réglage déterminées sous HFSS® sont définies par :

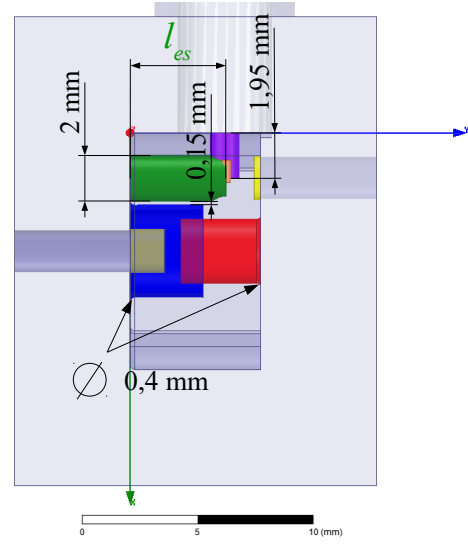
$$\begin{array}{ll}
 l_{es} = 4,080 \text{ mm} & L_1 = 3,459 \text{ mm} \\
 l_{23} = 7,135 \text{ mm} & L_2 = 3,154 \text{ mm} \\
 l_{34} = 6,890 \text{ mm} & L_3 = 3,183 \text{ mm}
 \end{array}$$

En remarque, le réglage fréquentiel du filtre est établi pour un positionnement arbitraire des huit vis de réglage en respectant le fait que la sensibilité fréquentielle des vis doit être supérieure ou égale aux limites maximales des sensibilités de fabrication (section VII.4.4 b)). Le positionnement des vis est vérifié dans la section VII.4.4 c) et permet ainsi de régler les réponses fréquentielles pour une limite maximale des sensibilités de fabrication.

Finalement, les figures VII.26, VII.27 et VII.27 illustrent le design de conception du filtre matriochka à deux sections en bande C.



(a)



(b)

FIGURE VII.26 – Représentation d'un résonateur matriochka à deux sections (a), représentation du filtre conçu en bande C dans le plan Oxy (b)

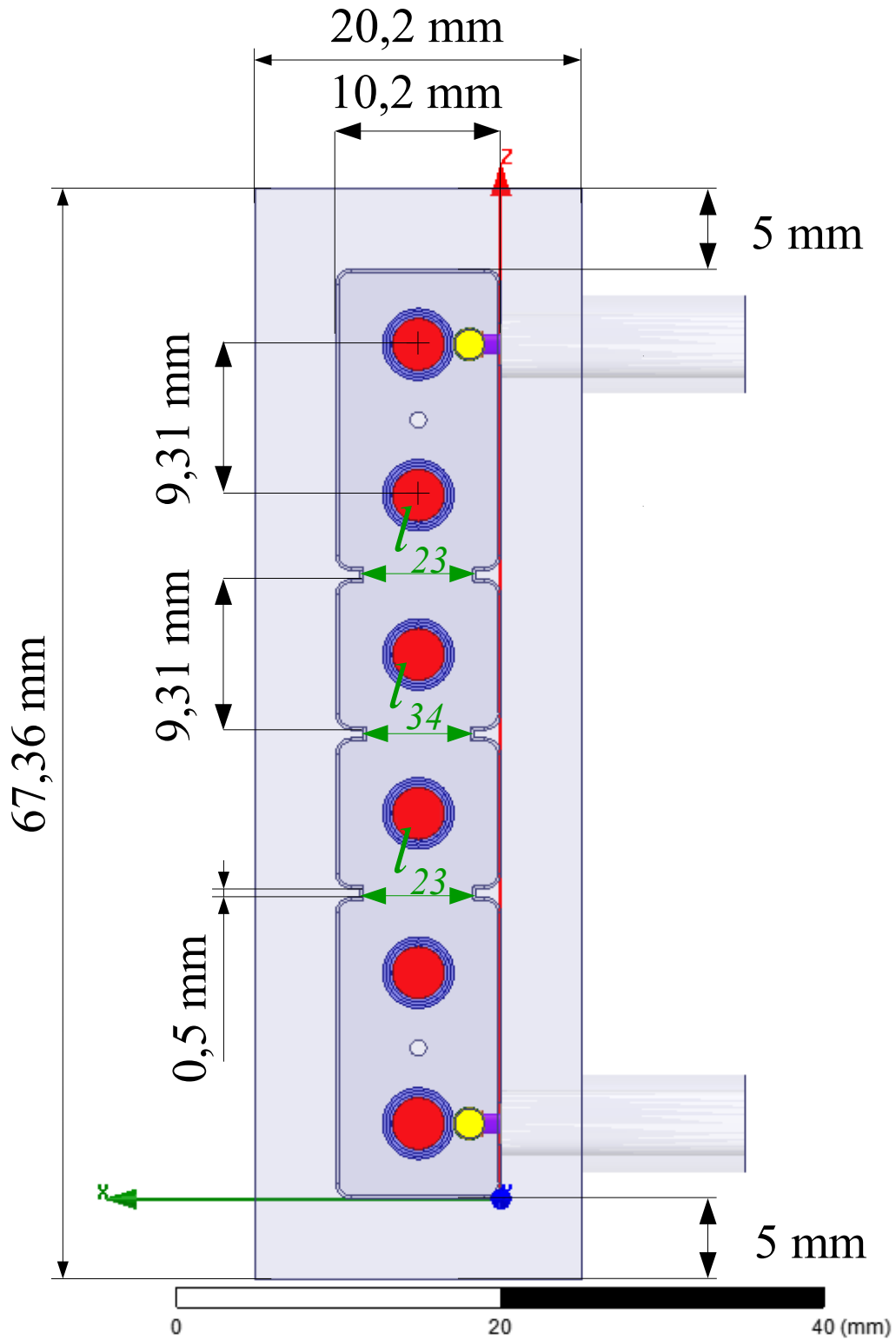


FIGURE VII.27 – Représentation du filtre conçu en bande C dans le plan Oxz

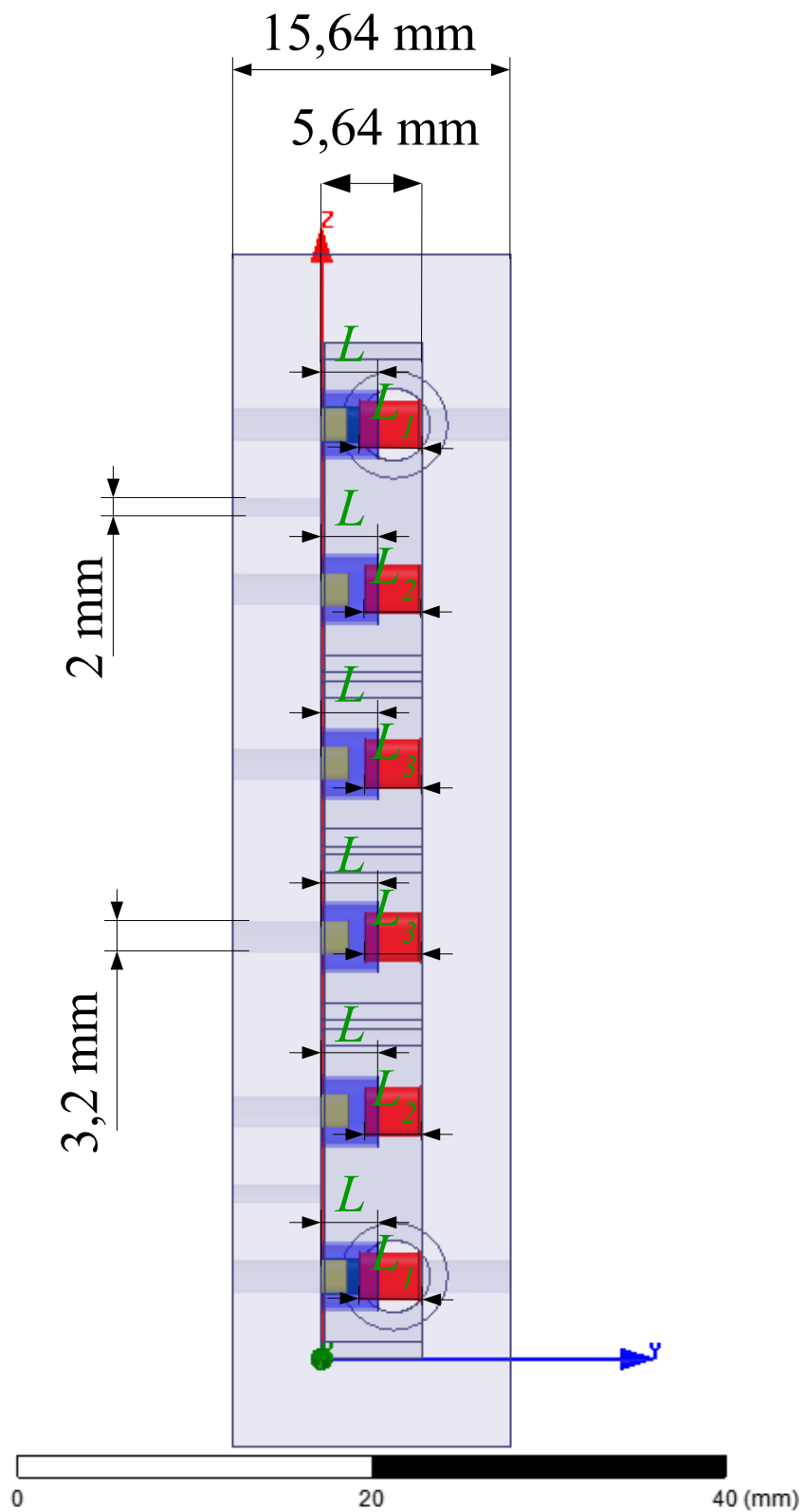


FIGURE VII.28 – Représentation du filtre conçu en bande C dans le plan Oyz

VII.4.3 b) Résultats fréquentiels

Les réponses en transmission et en réflexion du filtre conçu en bande C ainsi que le temps de propagation de groupe sont illustrées sur la figure VII.29.

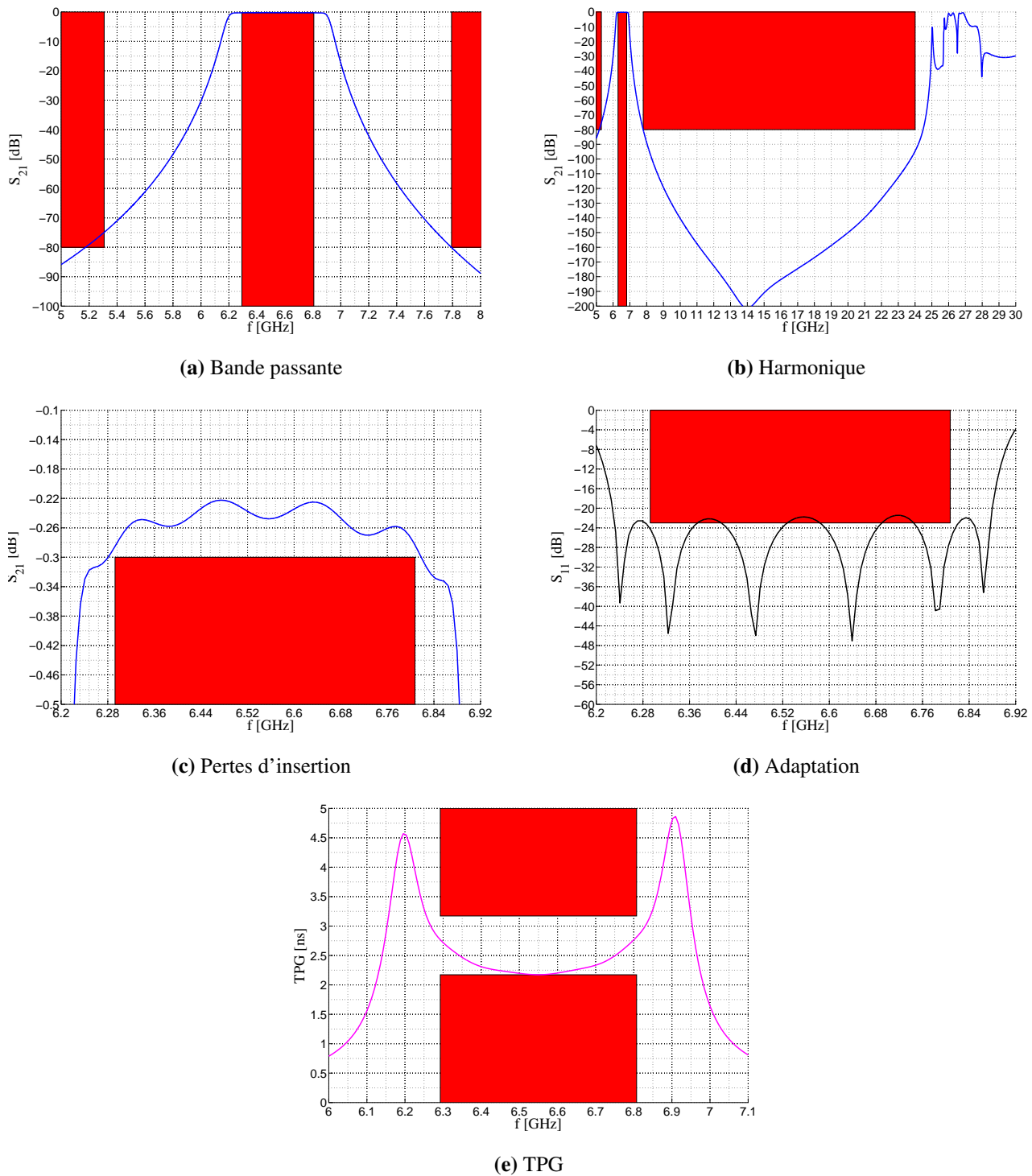


FIGURE VII.29 – Visualisations des réponses fréquentielles en transmission S_{21} , en réflexion S_{11} et du temps de propagation de groupe TPG associées au réglage du filtre en bande C effectué sous HFSS®

Les résultats fréquentiels de la figure VII.29 montrent un respect du cahier des charges pour :

- la bande passante ;
- le rejet de la première harmonique ;
- les pertes d’insertion ;
- les variations du TPG ;

et un non respect pour :

- la réjection
- l’adaptation.

VII.4.3 c) Précision du réglage du filtre simulé en bande C

Les réponses fréquentielles du filtre en bande C de la figure VII.29 sont comparées avec les réponses fréquentielles théoriques ($BP_r = 9,9\%$, $S_{11}(\text{bande}) < -23$ dB et $Q = 2000$) afin de vérifier qualitativement le réglage du filtre.

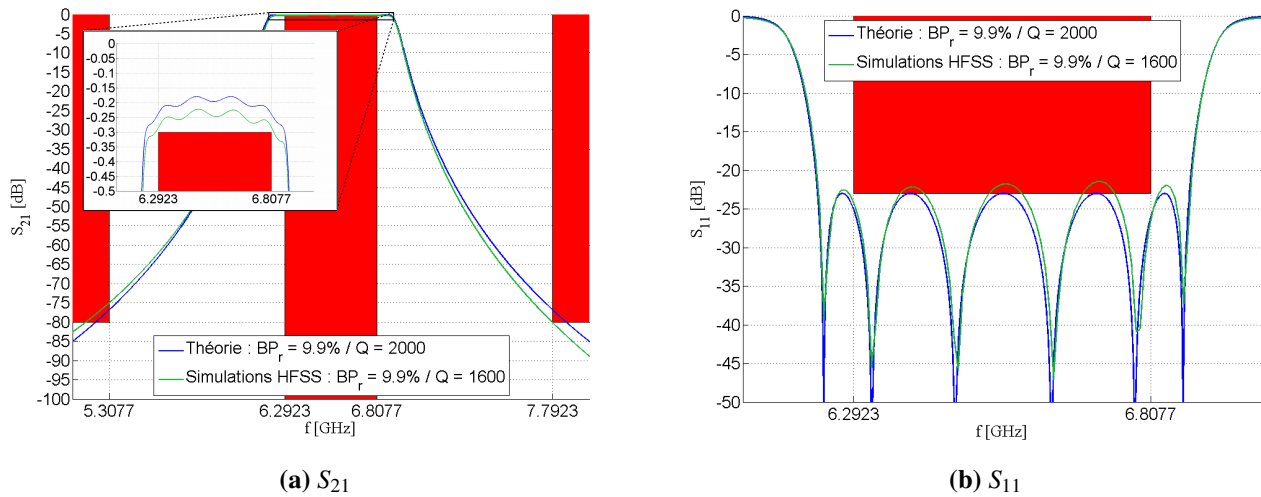


FIGURE VII.30 – Comparaison des réponses fréquentielles obtenues sous HFSS® du filtre en bande C avec les réponses théoriques

Coefficient de transmission : S_{21}

Les pertes d’insertion des simulations étant supérieures aux pertes théoriques et les bandes passantes étant identiques, alors la différence entre ces pertes d’insertion est directement liée à des niveaux de facteur de qualité différents. L’origine de cette différence provient des pertes du téflon des connecteurs SMA entraînant ainsi une dégradation du facteur de qualité de l’ordre de 400 (erreur relative égale à 25%) des réponses théoriques par rapport aux simulations. Par conséquent, la prise en compte des pertes des connecteurs au sein du filtre en bande C induit un facteur de qualité du filtre de l’ordre de 1600.

Par ailleurs, une légère dissymétrie existe au niveau de la réponse en transmission S_{21} simulée sous HFSS® par rapport à la réponse en transmission théorique.

En effet :

- à la fréquence $f = 5,3077$ GHz, la réponse en transmission simulée se situe au dessus de la réponse théorique ;
- à la fréquence $f = 7,7923$ GHz, la réponse simulée se situe en dessous de la réponse théorique.

Ce comportement est directement lié à des couplages parasites inter-résonateurs induits par les ouvertures d’iris (section V.3.5 d)).

Coefficient de réflexion : S_{11}

La réponse en réflexion de la figure VII.30b illustre :

- une proximité de la position fréquentielle des pôles obtenus sous simulations avec la réponse théorique ;
- un niveau d’adaptation maximal quasi-constant dans la bande passante.

Conclusion

Malgré la proximité des réponses fréquentielles simulées et des réponses théoriques, le filtre simulé n’est pas réglé. Néanmoins, après la fabrication du filtre en bande C, les vis de réglage permettront d’ajuster les réponses fréquentielles du filtre afin d’améliorer la précision du réglage.

La section suivante compare ainsi les performances du filtre simulé sous HFSS® par rapport au cahier des charges.

VII.4.3 d) Comparaison des résultats par rapport au cahier des charges

Le tableau VII.5 compare les caractéristiques du filtre en bande C simulé sous HFSS® avec celles du cahier des charges.

Critères	Cahier des charges	Filtre simulé	Validité
BP_r [%]	> 7,63	9,9	Oui
Pertes d’insertion IL [dB]	< 0,3	0,28	Oui
Réjection Tx [dB]	> 80	74,9	Non
Adaptation [dB]	> 23	21,5	Non
Première harmonique [GHz]	> 24	25	Oui
Variation du TPG [ns]	< 1	0,6	Oui
Longueur [mm]	< 79,04	67,36	Oui
Diamètre accès [mm / mm]	4,06 / 1,27	4,06 / 1,27	Oui

TABLE VII.5 – Tableau comparatif des performances du filtre simulé en bande C par rapport au cahier des charges

Malgré une réjection et une adaptation du filtre en bande C insuffisantes par rapport au cahier des charges, il a été convenu de fabriquer ce filtre.

Le passage de la simulation électromagnétique à la fabrication du filtre nécessite alors de connaître la robustesse du filtre vis-à-vis des tolérances de fabrication.

VII.4.4 Tolérances de fabrication

VII.4.4 a) Description de l’analyse de Monte-Carlo du filtre en bande C

L’analyse de Monte-Carlo est utilisée pour évaluer les sensibilités des paramètres géométriques du filtre en bande C sur les réponses fréquentielles. La connaissance de la précision de l’outil de fabrication est nécessaire pour déterminer les tolérances de fabrication des paramètres géométriques. La précision de fabrication est justifiée dans la section VII.5.1 et est égale à $\pm 10 \mu m$ par face de fabrication.

En toute rigueur, l’analyse de Monte-Carlo doit être étudiée sur tous les paramètres géométriques constituant le filtre en bande C. Cette analyse complète n’est pas effectuée en raison d’une durée de simulation conséquente. Par conséquent, le choix de certains paramètres est réalisé en fonction de leur forte sensibilité supposée sur le champ électromagnétique au sein du filtre.

Les paramètres géométriques étudiés sont définis par :

- les largeurs des iris : l_{23} , l_{34} (figure VII.27) ;

- les longueurs des cylindres creux : L_1, L_2, L_3 (figure VII.28);
- les longueurs des cylindres pleins : L (figure VII.28);
- les rayons des cylindres pleins : r_1 (figure VII.31a);
- les rayons externe des cylindres creux : r_2 (figure VII.31b);
- les rayons des plots : r .

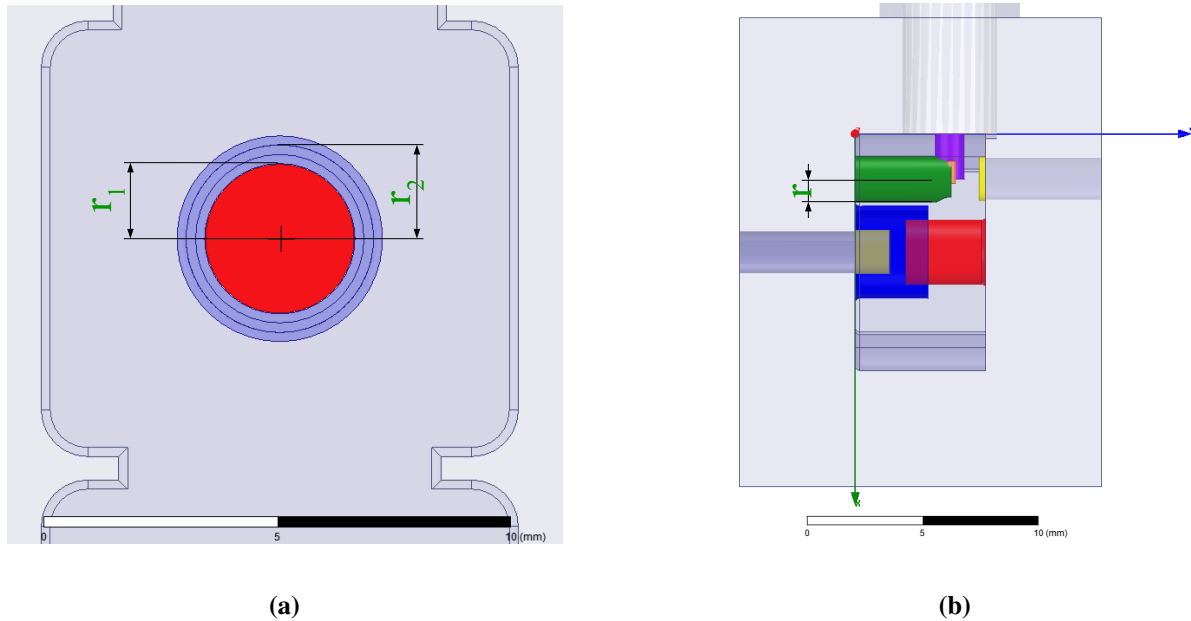


FIGURE VII.31 – Représentation des rayons des cylindres et des plots

Les choix de ces paramètres sont justifiés par les raisons suivantes :

- les largeurs des iris influencent les couplages électromagnétiques inter-résonateurs ;
- les longueurs des cylindres influencent les fréquences de résonance de chaque résonateur ;
- les rayons des cylindres pleins sont également choisis à cause d’une imbrication très rapprochée des cylindres pleins dans les cylindres creux ;
- les rayons externes des cylindres creux sont sélectionnés afin de déterminer les sensibilités des épaisseurs des cylindres creux ;
- les rayons des plots sont des paramètres à prendre en considération en raison de la proximité rapprochée des plots et des cylindres creux.

Le tableau VII.6 résume alors les valeurs des paramètres géométriques choisis et leurs tolérances de fabrication pour une précision fixée à $\pm 10 \mu m$.

Paramètre géométrique	Valeur nominale [mm]	Valeur minimale [mm]	Valeur maximale [mm]	Tolérance [%]
l_{23}	7,135	7,125	7,145	0,140
l_{34}	6,890	6,880	6,900	0,145
L_1	3,459	3,449	3,469	0,289
L_2	3,154	3,144	3,164	0,317
L_3	3,183	3,173	3,193	0,314
L	3,135	3,125	3,145	0,319
r_1	1,395	1,385	1,405	0,717
r_2	2,000	1,990	2,010	0,500
r	1,000	0,990	1,010	1,000

TABLE VII.6 – Tableau de valeurs des paramètres géométriques et des tolérances pour une précision de fabrication égale à $\pm 10 \mu m$

VII.4.4 b) Résultats de l'analyse

Les résultats de l'analyse liée au tableau VII.6 est effectué à l'aide de l'outil *statistical* sous le logiciel HFSS®. L'analyse a pour objectif d'étudier l'impact de l'évolution des paramètres géométriques choisis sur les réponses fréquentielles du filtre en bande C pour une précision de fabrication de $\pm 10 \mu m$.

L'évolution des paramètres géométriques est décomposée en six groupes :

- 1^{er} groupe : les largeurs d'iris l_{23} et l_{34} ;
- 2^{ème} groupe : les longueurs des cylindres L_1 , L_2 , L_3 et L ;
- 3^{ème} groupe : les rayons des cylindres pleins : r_1 ;
- 4^{ème} groupe : les rayons externe des cylindres creux : r_2 ;
- 5^{ème} groupe : les rayons des plots : r ;
- 6^{ème} groupe : tous les paramètres géométriques de l'analyse.

Chaque groupe de paramètres subit alors une analyse de Monte-Carlo pour une précision de fabrication de $\pm 10 \mu m$ et pour un nombre d'itérations de la fonction de dispersion aléatoire et uniforme égale à 50. Les résultats de cette analyse sont illustrés par les figures VII.32 et VII.33 représentant une évolution des réponses fréquentielles (en bleu clair) autour de la réponse nominale (en noir).

La tolérance de fabrication de $\pm 10 \mu m$ sur la totalité des paramètres géométriques étudiés (6^{ème} groupe) implique un décalage des réponses fréquentielles du filtre en bande C évalué à $\pm 60 MHz$ par rapport à la réponse nominale du filtre (figure VII.33f).

Le tableau VII.7 résume les influences des paramètres géométriques étudiés pour une précision de fabrication de $\pm 10 \mu m$ sur les fréquences de résonance et sur les couplages inter-résonateurs du filtre en bande C.

	Largeurs des iris	Longueurs des cylindres	Rayons des cylindres pleins	Rayons des cylindres creux	Rayons des plots
Fréquences de résonance	Faible	Fort	Fort	Faible	Faible
Couplages inter-résonateurs	Faible	Faible	Faible	Faible	Faible

TABLE VII.7 – Tableau comparatif des influences qualitatives des paramètres géométriques (iris, longueurs des cylindres) sur les fréquences de résonances et sur les couplages inter-résonateurs pour une précision de fabrication de $\pm 10 \mu m$

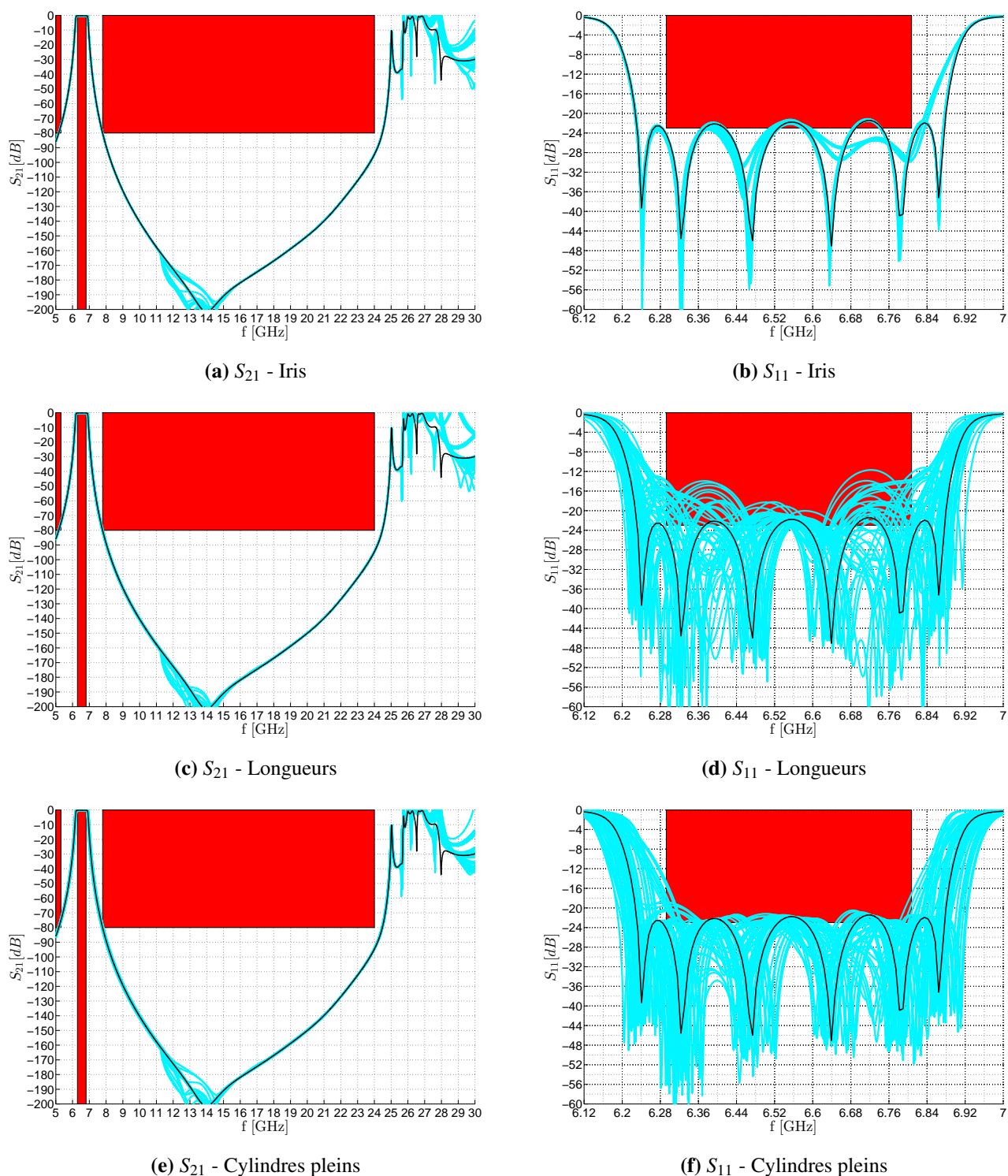


FIGURE VII.32 – Représentations des réponses fréquentielles en transmission S_{21} et en réflexion S_{11} du filtre en bande C subissant une analyse de Monte-Carlo (dispersion aléatoire et uniforme, 50 itérations, précision de fabrication de $\pm 10 \mu m$) sur les largeurs des iris, les longueurs des cylindres et les rayons des cylindres pleins.

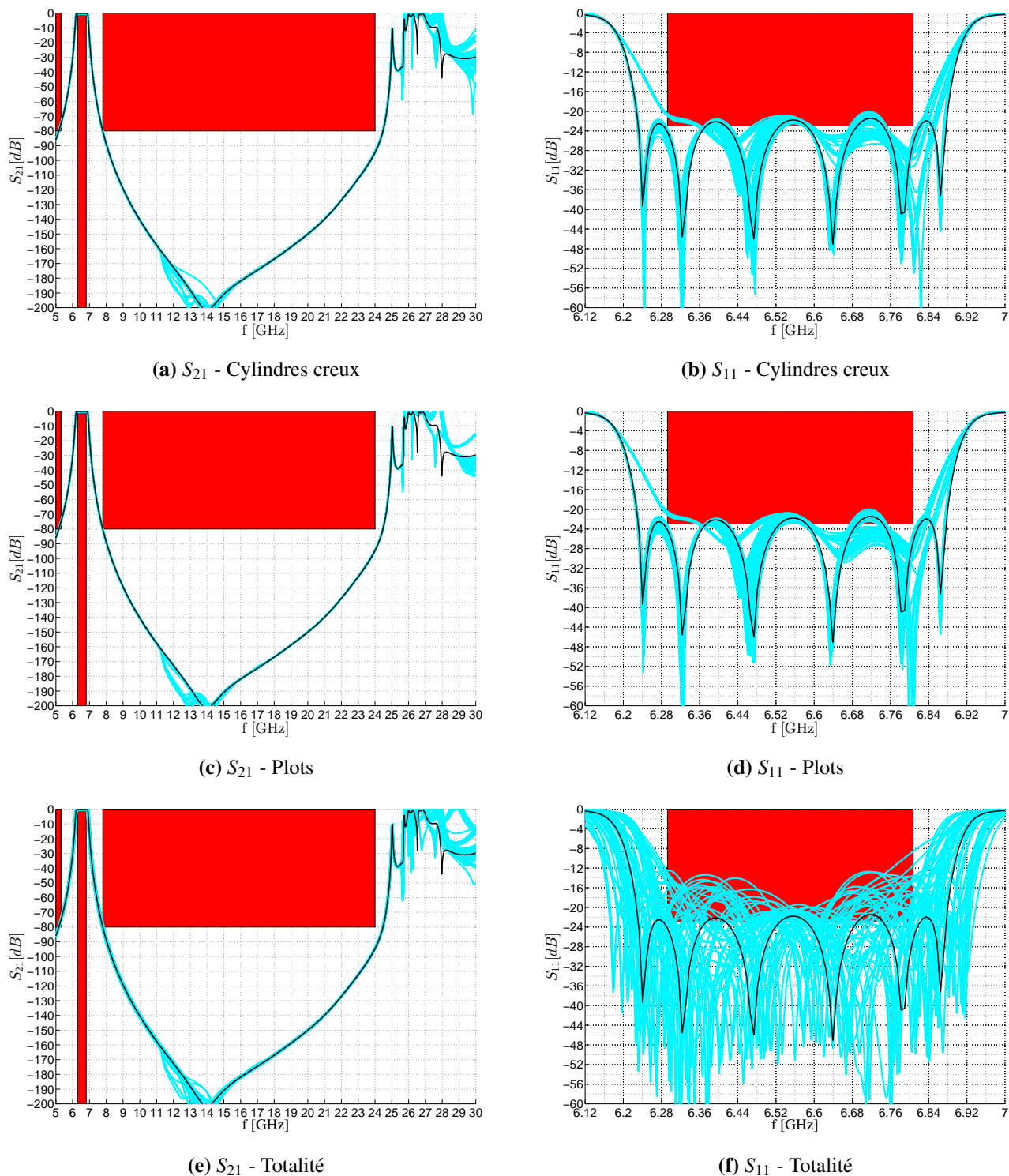


FIGURE VII.33 – Représentations des réponses fréquentielles en transmission S_{21} et en réflexion S_{11} du filtre en bande C subissant une analyse de Monte-Carlo (dispersion aléatoire et uniforme, 50 itérations, précision de fabrication de $\pm 10 \mu m$) sur les rayons des cylindres creux, les rayons des plots, et sur la totalité des paramètres géométriques étudiés.

La précision de fabrication de $\pm 10 \mu m$ a un impact négligeable sur les largeurs des iris, les rayons des cylindres creux et les rayons des plots. Néanmoins, la précision de $\pm 10 \mu m$ a des conséquences non négligeables sur les longueurs des cylindres et les rayons des cylindres pleins. En effet, les longueurs des cylindres et les rayons des cylindres pleins influencent directement la fréquence de résonance fondamentale et influencent faiblement les couplages inter-résonateurs.

Par conséquent, la présence de vis de réglage pour compenser le décalage fréquentiel au sein des cavités résonnantes est alors justifiée par le fait que les fréquences de résonance sont très sensibles aux sensibilités de fabrication liées aux longueurs des cylindres. Par ailleurs, les couplages inter-résonateurs étant moins sensibles aux tolérances de fabrication par rapport aux fréquences de résonance, alors l'absence de vis de réglage au niveau des iris peut être tolérée. Seules deux vis de réglage sont présentes en vis-à-vis des plots afin de compenser les éventuels défauts de fabrication (brasage, proximité des plots des cylindres creux).

VII.4.4 c) Influence des vis de réglage

La présence de vis de réglage est nécessaire pour compenser les éventuels défauts de fabrication liés à la précision de fabrication de $\pm 10 \mu m$ (figure VII.25).

Ainsi, huit vis de réglage sont positionnées au sein du filtre en bande C afin de régler :

- les fréquences de résonance de chaque cavité (six vis de réglage),
- les couplages entrée/sortie du filtre (deux vis de réglage).

Afin de montrer l'utilité des vis de réglage, une configuration de filtre est choisie arbitrairement parmi les 50 itérations réalisées lors de l'analyse de Monte-Carlo sur la totalité des paramètres géométriques étudiés (figures VII.33e et VII.33f). À partir de la configuration sélectionnée, seules les longueurs des vis de réglage sont modifiées afin de régler les réponses fréquentielles du filtre choisi.

La figure VII.34 illustre ainsi la comparaison des réponses fréquentielles liées à la configuration du filtre choisie au sein des réponses de l'analyse Monte-Carlo (en bleu), avec les réponses fréquentielles de ce filtre réglé à l'aide des vis de réglage (en noir).

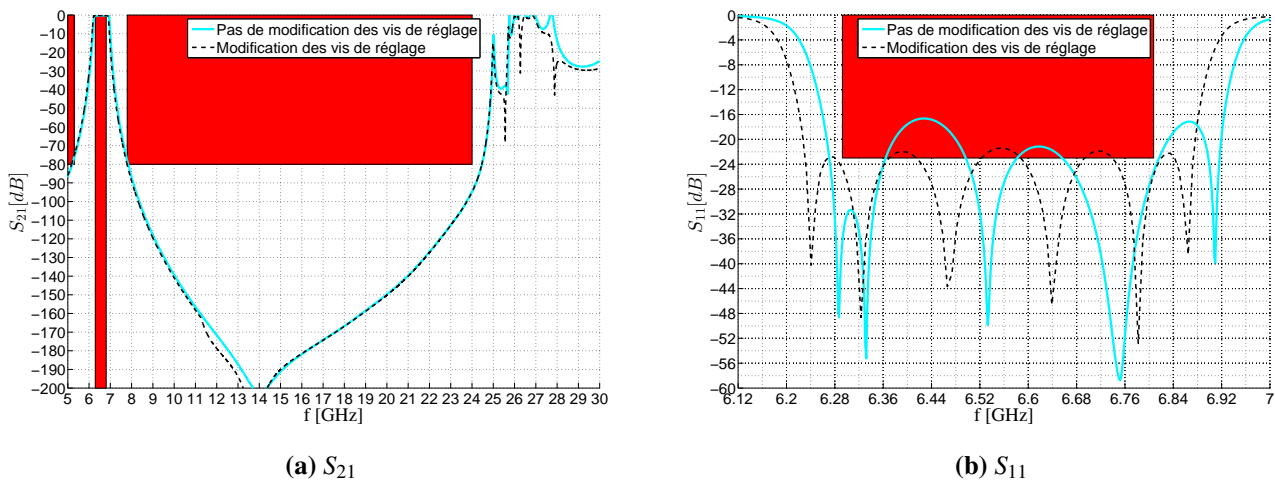


FIGURE VII.34 – Représentation des réponses fréquentielles en transmission S_{21} et en réflexion S_{11} d'une configuration du filtre en bande C parmi l'ensemble des réponses de l'analyse de Monte-Carlo sans modifier les vis de réglage (a), et représentation de ces réponses fréquentielles de ce filtre réglé en modifiant les vis de réglage (b).

Par conséquent, la figure VII.34 montre que la précision de fabrication de $\pm 10 \mu m$ implique un dérèglement du filtre qui peut être compensé par la modification des longueurs des vis de réglage au sein du filtre.

En conclusion, l'analyse de Monte-Carlo effectuée précédemment détermine la robustesse du filtre en bande C évaluée à ± 60 MHz pour une précision de fabrication de ± 10 μm . Par ailleurs, cette précision de fabrication implique des tolérances de fabrication pouvant être compensées par la modification des longueurs des vis de réglage afin de régler le filtre. Par conséquent, le design du filtre conçu en bande C est utilisé par la suite pour la fabrication.

VII.5 Fabrication du filtre

VII.5.1 Entreprise VUILLERMOZ PHILIPPE

La fabrication du filtre en bande C est réalisée par l'entreprise VUILLERMOZ PHILIPPE [70]. Située dans le Jura, l'entreprise est spécialisée dans la fabrication de pièces micro-usinées. Le marché de l'entreprise est essentiellement orienté vers la bijouterie (boîtier de montre, plaque commémorative, médaille, etc). Néanmoins, des pièces unitaires peuvent être réalisées comme des filtres hyperfréquences.

Les performances de fabrication de l'entreprise sont mises en valeur par :

- une réalisation de pièces de quelques dixièmes de millimètres ;
- une tolérance de fabrication pouvant aller jusqu'à ± 1 μm ;
- un état de surface de 0,08 μm .

Les faibles dimensions géométriques composant le filtre en bande C posent un problème de fabrication pour un usinage classique. Les difficultés de réalisation de ce filtre résident notamment dans l'obtention de cylindres creux d'épaisseurs de 0,2 mm. L'entreprise VUILLERMOZ PHILIPPE a les compétences nécessaires pour résoudre ce problème en utilisant des machines à haute précision.

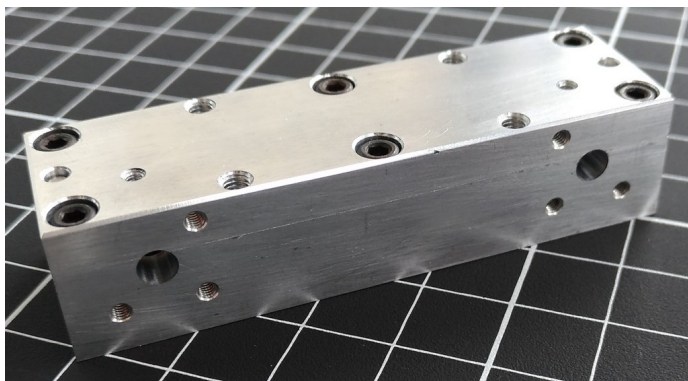
La précision de fabrication du filtre demandée au fabricant est de ± 10 μm .

VII.5.2 Fabrication du corps/capot

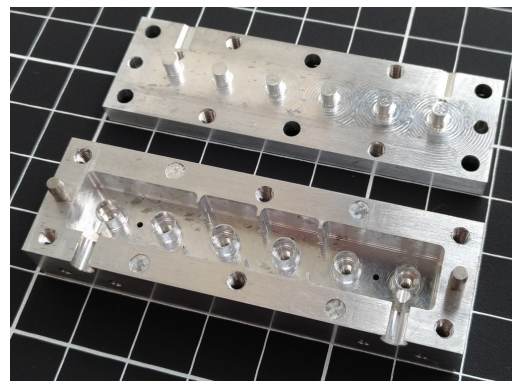
VII.5.2 a) Introduction

La fabrication du filtre en bande C est réalisée par l'entreprise VUILLERMOZ PHILIPPE à partir du design du filtre conçu sous HFSS® dont les performances électromagnétiques sont représentées par le tableau VII.5.

Le principe de fabrication consiste à usiner un bloc d'aluminium du type Fortal®-7075 [71] à l'aide d'une machine d'usinage de précision fixée à ± 10 μm . L'étape d'usinage crée ainsi deux blocs d'aluminium appelés corps et capot (figure VII.40).



(a) Filtre en bande C



(b) Corps (en bas) / capot (en haut)

FIGURE VII.35 – Photographies du filtre en bande C fabriqué (a), et photographies du corps et du capot du filtre (b)

Le design de conception du filtre en bande C est alors décomposé en deux parties : un design du corps et un design du capot. Les deux designs subissent alors quelques modifications afin de réaliser le filtre en bande C. Les modifications apportées par l'industriel sont décrites par la suite mais n'affectent pas le comportement fréquentiel du filtre.

Les étapes de fabrication du filtre sont décrites par la figure VII.36 et correspondent à :

- Étape 1 : fabriquer le corps et le capot du filtre en bande C en aluminium Fortal®-7075 (figure VII.40) ;
- Étape 2 : déposer une couche d'argent d'épaisseur de $5\ \mu\text{m}$ sur le corps et le capot ;
- Étape 3 : assembler le filtre argenté.

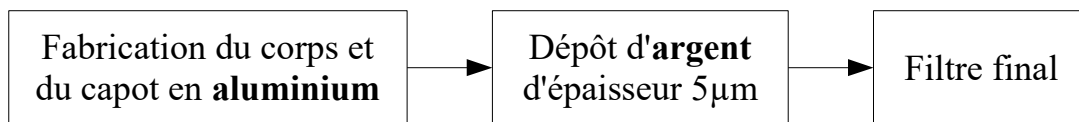


FIGURE VII.36 – Schéma des étapes de fabrication du filtre en bande C

Le dépôt d'argent est effectué afin d'augmenter le facteur de qualité du filtre en bande C car la conductivité de l'argent est supérieure à celle de l'aluminium. Par conséquent, les designs du corps et du capot sont modifiés en enlevant une épaisseur de $5\ \mu\text{m}$ sur toutes les faces métalliques du corps et du capot.

Les sections suivantes s'intéressent alors aux modifications complémentaires apportées par l'industriel sur le corps et le capot du filtre en bande C.

VII.5.2 b) Fabrication du corps

Le design de conception du corps du filtre subit quelques modifications de la part de l'industriel :

- un ajout de deux goupilles de centrage afin d'aligner le capot par rapport au corps ;
- un ajout de six trous taraudés pour des vis M2 afin de fixer le capot sur le corps du filtre ;
- un ajout de quatre trous taraudés pour des vis M2 afin de fixer les connecteurs SMA.

Une photographie du corps du filtre en bande C fabriqué est illustré par la figure VII.37.

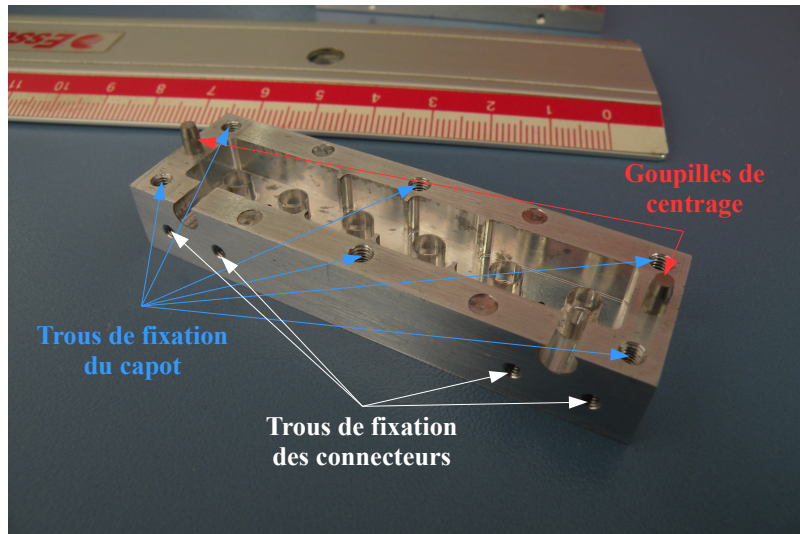


FIGURE VII.37 – Photographie du corps du filtre en bande C fabriqué

VII.5.2 c) Fabrication du capot

Le design de conception du capot du filtre subit également quelques modifications :

- deux trous non taraudés pour insérer les goupilles de centrage du corps ;
- six trous non taraudés pour des vis M2 afin de fixer le capot sur le corps du filtre ;
- deux trous taraudés pour des vis M2 afin de fixer les connecteurs SMA ;
- quatre trous taraudés pour extraire le capot du corps (processus d’usinage).

Une photographie du capot du filtre en bande C fabriqué est illustrée par la figure VII.38.

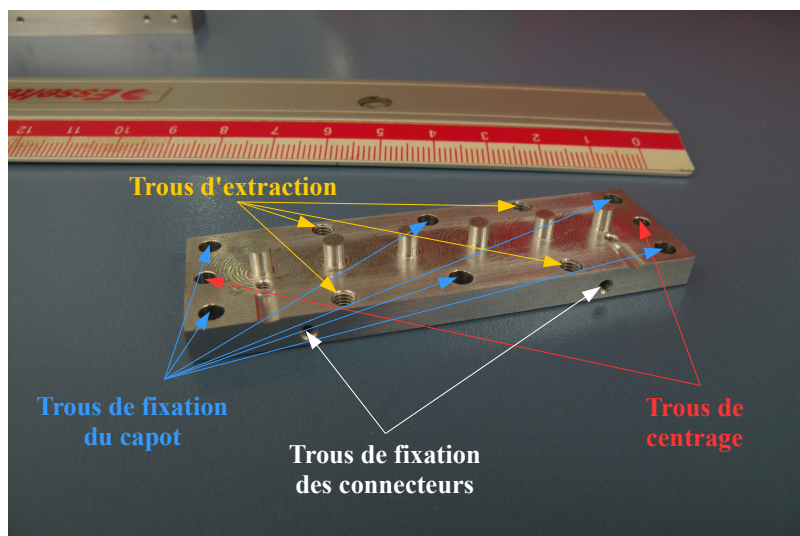


FIGURE VII.38 – Photographie du capot du filtre en bande C fabriqué

VII.5.2 d) Conclusion

La validation des fabrications du corps et du capot du filtre est effectuée par l'entreprise VUILLERMOZ PHILIPPE à l'aide de trois appareils de mesures :

- l'appareil MMT MITUTOYO STRATO APEX ;
- l'appareil de vision MITUTOYO sans contact ;
- l'appareil de palpation tridimensionnelle WENZEL.

L'objectif est de vérifier que l'ensemble des dimensions géométriques du corps et du capot soit compris dans l'intervalle de tolérance de fabrication fixé à $\pm 10 \mu m$.

Un rapport de contrôle est ainsi produit à l'issue de cette vérification sur une partie de l'ensemble des paramètres géométriques. La qualité de fabrication est reflétée essentiellement à travers la mesure des épaisseurs des cylindres creux qui respectent la valeur théorique de 0,2 mm.

Les conclusions de ce rapport sont donc positives et valident la qualité de fabrication du filtre en bande C réalisée par l'entreprise VUILLERMOZ PHILIPPE.

VII.5.3 Dépôt de la couche d'argent

Le dépôt d'argent sur le filtre fabriqué par VUILLERMOZ PHILIPPE est effectuée par l'entreprise Thales Alenia Space France.

L'étape du dépôt d'argent permet d'augmenter le facteur de qualité en déposant une couche d'argent de conductivité $\sigma = 45.10^6 S/m$ sur toutes les faces métalliques du filtre en aluminium qui possède une conductivité inférieure à $\sigma = 38.10^6 S/m$.

Une couche d'accroche est préalablement déposée sur le filtre fabriqué, puis une couche d'argent est déposée par dessus la couche d'accroche. La couche d'accroche est une couche intermédiaire afin de fixer l'argent sur l'aluminium. L'épaisseur totale de la couche d'accroche et de la couche d'argent est évaluée à $5 \mu m$.

Le résultat de cette opération est illustrée par la figure VII.39.

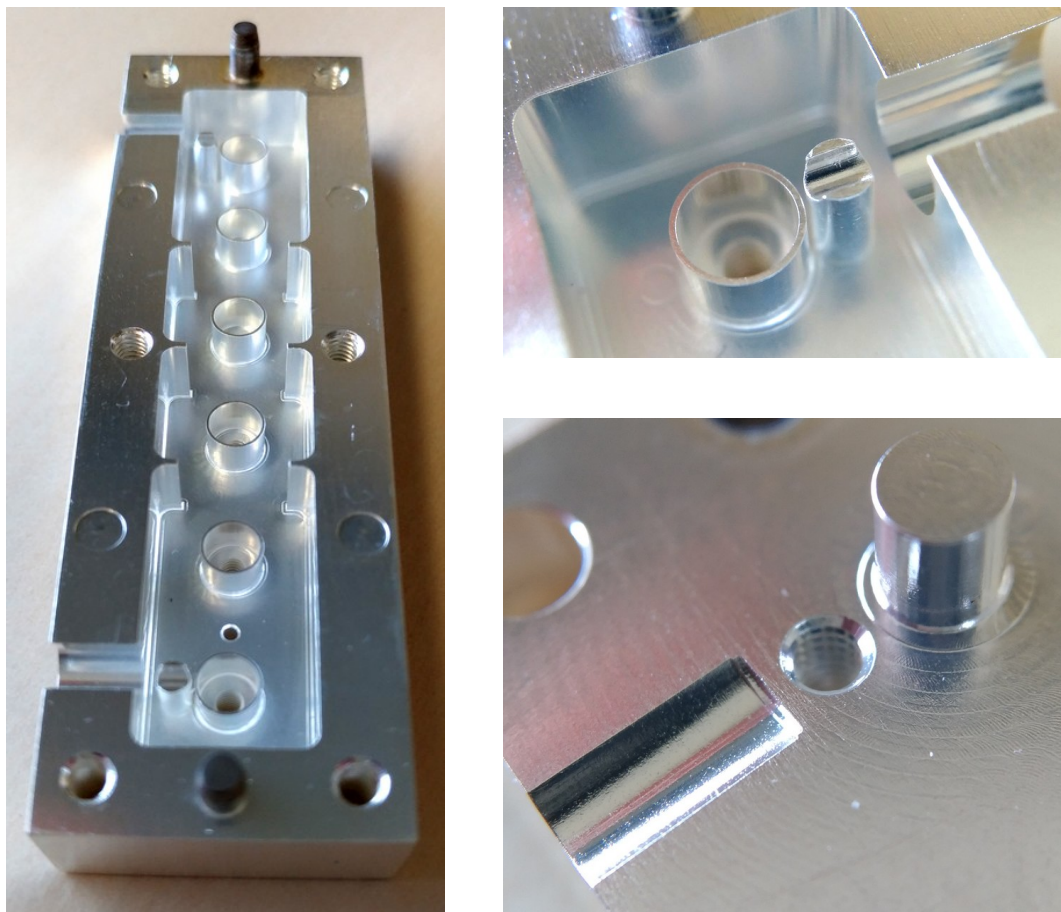


FIGURE VII.39 – Photographies du filtre en bande C argenté : corps du filtre à gauche, zoom du corps en haut à droite et zoom du capot en bas à droite.

VII.5.4 Fixation des connecteurs

La fixation des deux connecteurs SMA sur le filtre en bande C fabriqué est réalisée par TAS-F.

La fixation des connecteurs SMA est réalisée par :

- la fixation des âmes des connecteurs SMA sur les plots de couplage ;
- la fixation des brides des connecteurs SMA sur le corps du filtre.

La fixation des âmes des connecteurs SMA est entreprise par :

- un collage de l'âme du premier connecteur SMA sur le plot de couplage à l'aide colle dédiée aux applications hyperfréquences ;
- un brasage de l'âme du second connecteur SMA sur le plot de couplage.

La fixation des brides des connecteurs est réalisée en insérant trois vis M2 pour chaque bride.

La fixation des connecteurs SMA est représentée par la figure VII.40.

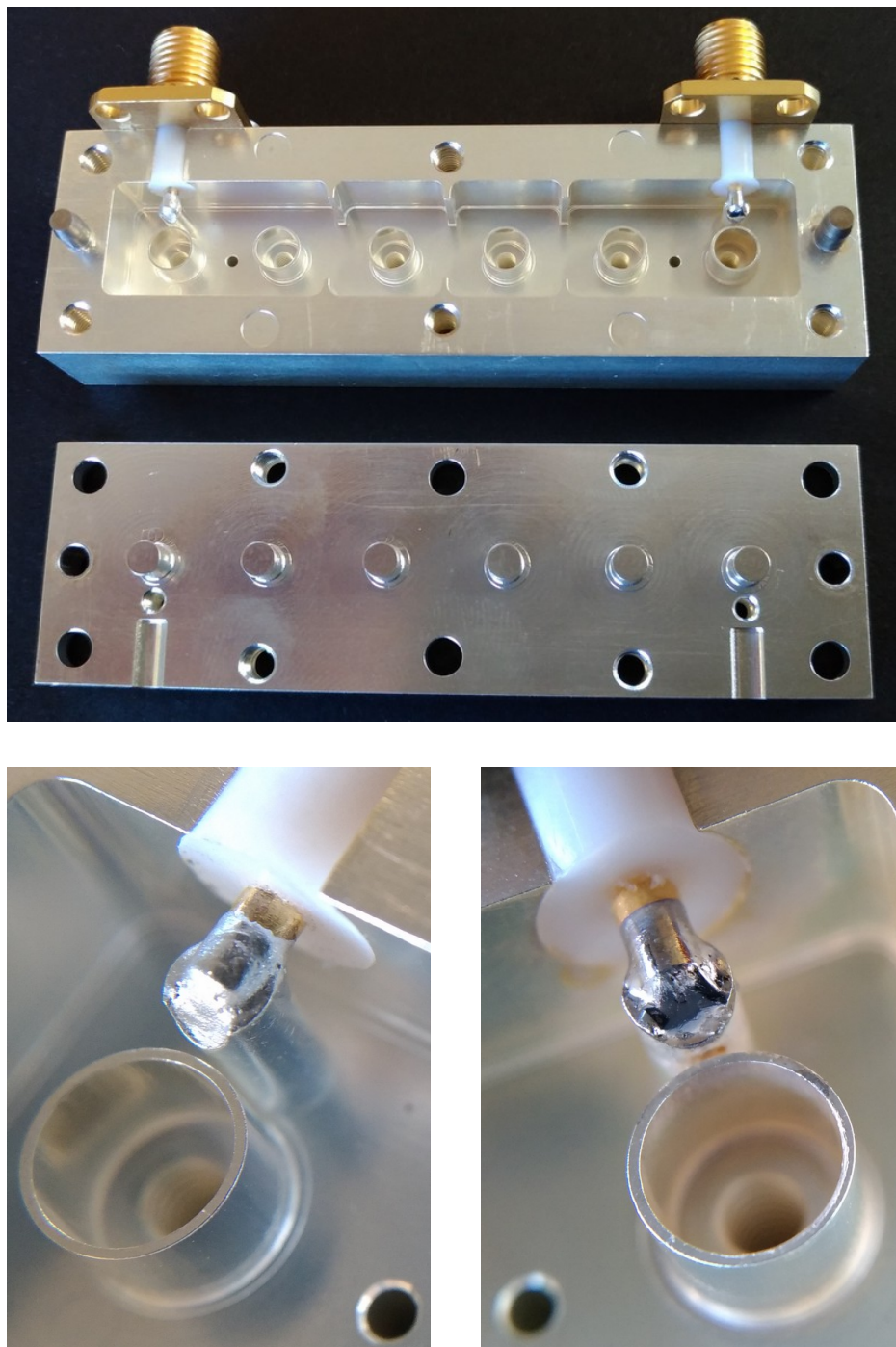


FIGURE VII.40 – Photographies du filtre en bande C fabriqué et argenté avec les connecteurs SMA en haut, et photographies des âmes des connecteurs collée en bas à gauche et brasée en bas à droite

VII.6 Mesures et validations

VII.6.1 Mesures fréquentielles

Les mesures fréquentielles du filtre en bande C réalisées par TAS-F sont illustrées par la figure VII.41.

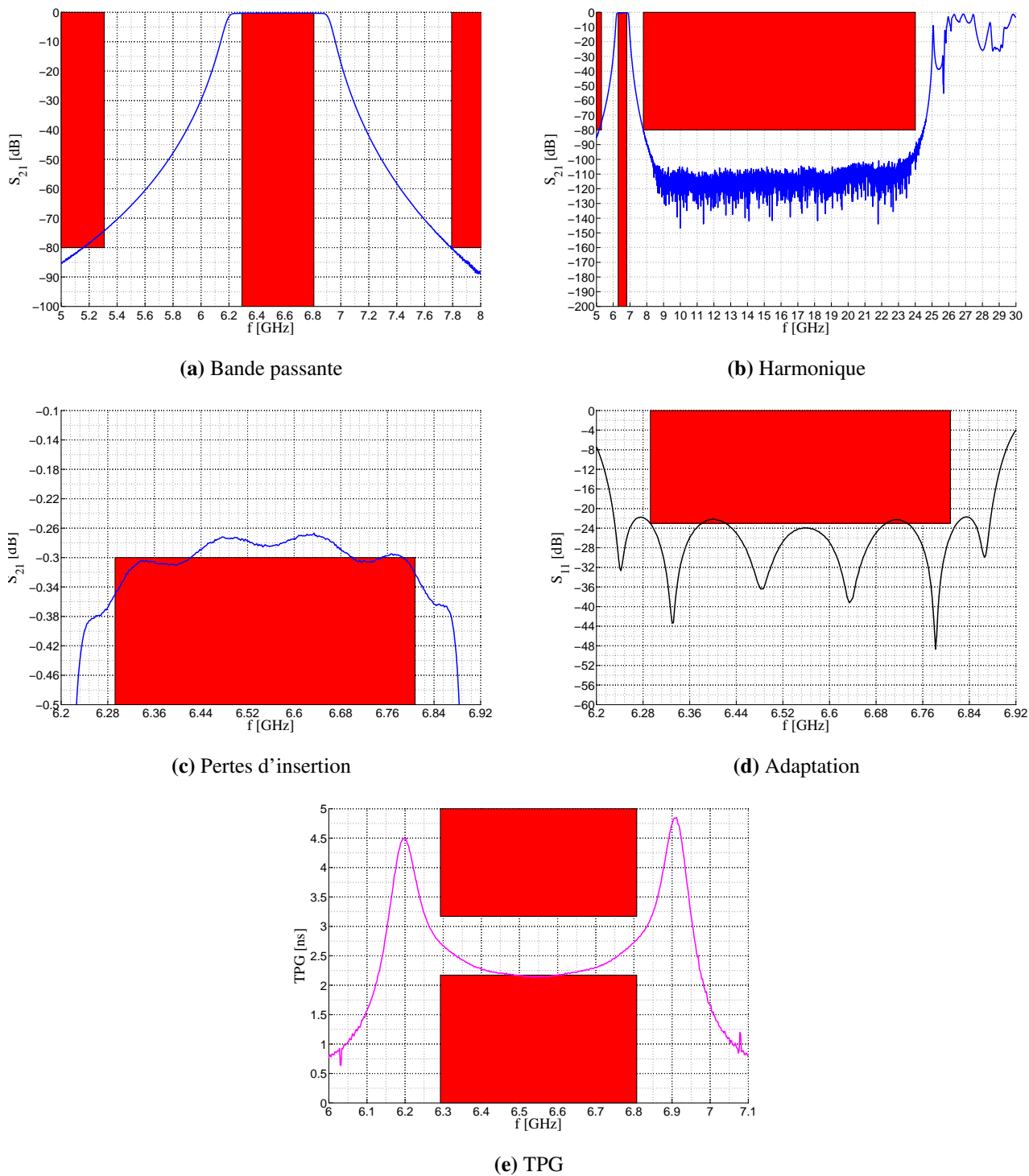


FIGURE VII.41 – Visualisations des réponses fréquentielles en transmission S_{21} , en réflexion S_{11} et du temps de propagation de groupe TPG mesurées du filtre en bande C

Les sections suivantes s'intéressent aux comparaisons des réponses fréquentielles mesurées du filtre fabriqué par rapport :

- aux simulations ;
- au cahier des charges.

VII.6.2 Comparaison des mesures avec les simulations

La figure VII.42 compare les mesures du filtre en bande C fabriqué avec les simulations effectuées sous HFSS®.

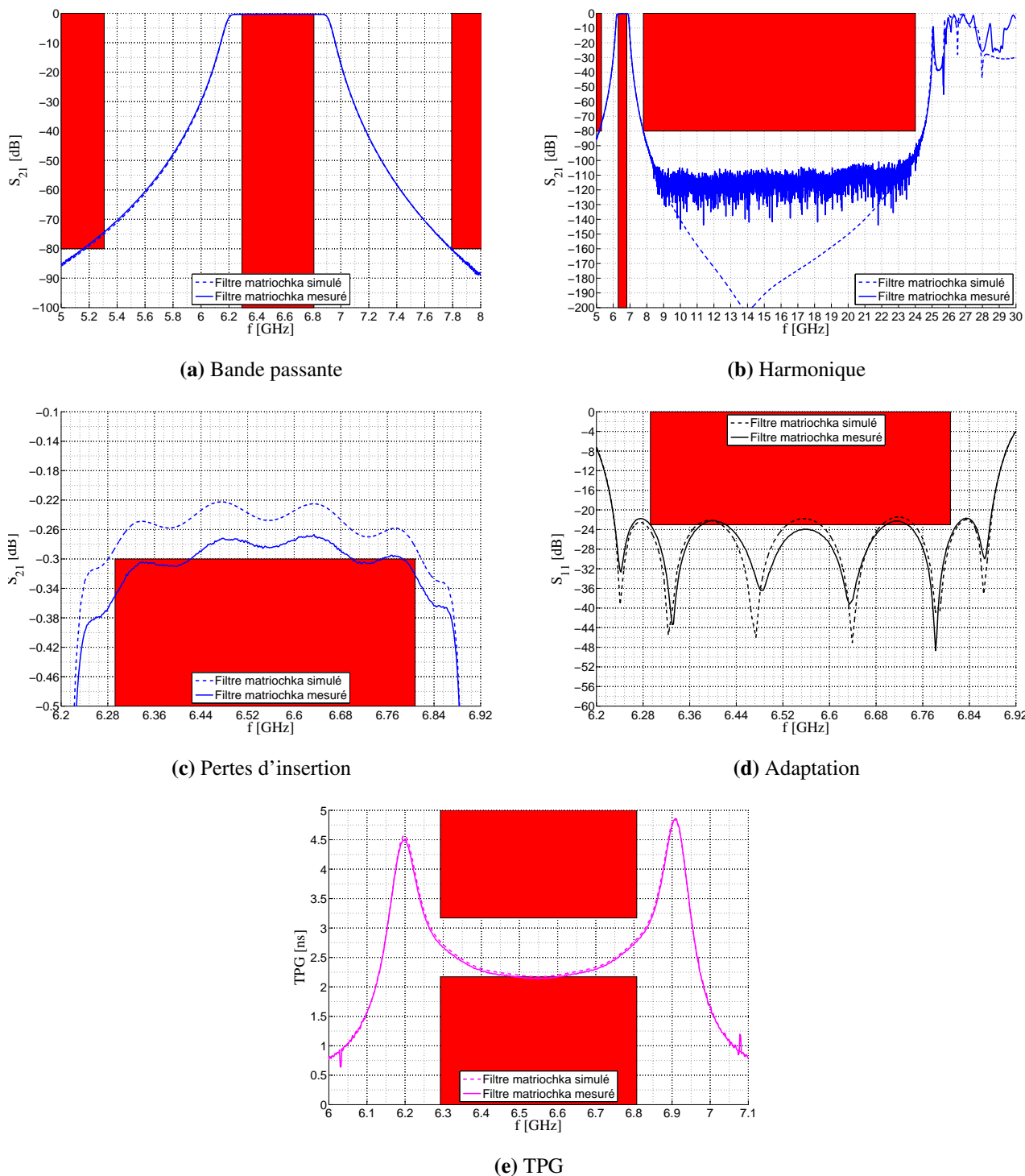


FIGURE VII.42 – Visualisations des réponses fréquentielles en transmission S_{21} et en réflexion S_{11} simulées et mesurées du filtre en bande C

La différence principale entre les mesures et les simulations concerne les pertes d’insertion du filtre en bande C. En effet, les mesures révèlent un niveau de pertes plus élevé par rapport aux simulations provenant vraisemblablement :

- d’une valeur de pertes du téflon sous-estimée en simulation ($\tan(\delta) = 0,0002$);
- d’une conductivité de l’argent surestimée en simulation ($\sigma = 45.10^6$ S/m).

Le résultat de la rétro-simulation montre un facteur de qualité du filtre fabriqué en bande C égal à 1350 correspondant à une dégradation de 250 par rapport aux simulations.

VII.6.3 Validation du cahier des charges

Le tableau VII.8 résume les caractéristiques du filtre en bande C fabriqué.

Critères	Cahier des charges	Filtre fabriqué	Validité
BP_r [%]	> 7,63	9,9	Oui
Pertes d’insertion IL [dB]	< 0,3	0,35	Non
Réjection Tx [dB]	> 80	74,3	Non
Pertes en réflexion [dB]	> 23	22,1	Non
Première harmonique [GHz]	> 24	25	Oui
Variation du TPG [ns]	< 1	0,6	Oui
Longueur [mm]	< 79,04	67,36	Oui
Diamètre accès [mm / mm]	4,06 / 1,27	4,06 / 1,27	Oui

TABLE VII.8 – Tableau comparatif des performances du filtre fabriqué en bande C par rapport au cahier des charges

Le cahier des charges du filtre en bande C fabriqué n’est pas respecté puisque les critères en défaut sont :

- les pertes d’insertion ;
- la réjection ;
- les pertes en réflexion.

Les pertes d’insertion et le rejet de la première harmonique sont deux critères prioritaires du cahier des charges. Le rejet de la première harmonique étant respecté, alors seules les pertes d’insertion ne sont pas respectées.

VII.6.4 Pistes d’amélioration des performances du filtre en bande C

Les pistes d’amélioration des performances électromagnétiques du filtre en bande C sont basées principalement sur l’augmentation du facteur de qualité. En effet, cette augmentation induit :

- une diminution des pertes d’insertion ;
- une augmentation de la réjection.

Quelques pistes sont détaillées par la suite sur l’amélioration du facteur de qualité du filtre.

Piste 1

La première piste d’amélioration du filtre consiste à augmenter le facteur de qualité des résonateurs.

L’augmentation du facteur de qualité du résonateur implique ainsi une augmentation de son encombrement. Cette augmentation implique un éloignement des cavités entre elles diminuant le niveau de couplage inter-résonateur $K_{12} = K_{56}$ qui est limitant dans la conception de ce filtre. Par conséquent, le respect de la matrice de couplage est appliqué en effectuant une déformation supplémentaire des cavités résonantes afin de rapprocher les cavités. Finalement, ce rapprochement des cavités est nécessaire pour obtenir le coefficient de couplage souhaité mais il dégrade le facteur de qualité (figure VII.43).

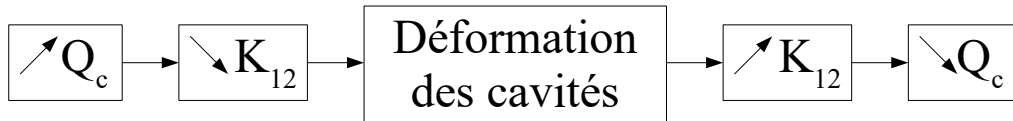


FIGURE VII.43 – Représentation schématique du compromis facteur de qualité Q_c du résonateur vs coefficient de couplage inter-résonateur K_{12}

L'étude de la matrice de couplage du filtre en fonction de la dégradation du filtre doit être analysée de façon détaillée afin de déterminer le triplet optimal (bande passante relative, adaptation, facteur de qualité).

Piste 2

La seconde piste envisageable d'amélioration du facteur de qualité consiste à enlever les plots de couplage et à braser directement les âmes des connecteurs SMA sur les cylindres creux. Pour réaliser cette opération, il faut augmenter localement les épaisseurs des deux cylindres creux situés en entrée/sortie.

L'étude de la dégradation du facteur de qualité en fonction de l'augmentation de l'épaisseur du cylindre creux doit être analysée de façon approfondie et doit être comparée par rapport à la dégradation du facteur de qualité liée aux caractéristiques du plot de couplage (position, rayon).

VII.7 Comparaison avec l'état de l'art

VII.7.1 État de l'art des résonateurs en bande C

VII.7.1 a) État de l'art des résonateurs en bande C

Cette section s'intéresse aux performances de différents résonateurs volumiques à la fréquence fondamentale $f_0 = 7$ GHz, pour un facteur de qualité $Q_{c,f_0} = 2100$ et une conductivité $\sigma = 45 \cdot 10^6 S \cdot m^{-1}$:

- résonateur coaxial uniforme quart d'onde ;
- résonateur coaxial à sauts d'impédance ;
- résonateur à guide d'ondes rectangulaire ;
- résonateur à guide d'ondes circulaires.

En remarque, chaque technologie de résonateur est minimisée en volume afin de comparer leurs performances en termes d'encombrement et de rejet de la première harmonique.

Résonateur coaxial uniforme quart d'onde

La conception théorique du résonateur coaxial uniforme quart d'onde en bande C à section circulaire est basée à partir de l'annexe A.

Une minimisation en volume du résonateur coaxial uniforme quart d'onde est effectuée, et les performances en volume V^{coax} et rejet de la première harmonique f_{r1}^{coax} du résonateur coaxial quart d'onde sont définis par :

$$V^{coax} = \pi R_1^2 L \qquad f_{r1}^{coax} = 3f_0$$

Par conséquent, le résonateur coaxial uniforme quart d'onde en bande C est défini par :

$$\begin{aligned} r_1 &= 0,942 \text{ mm} & V^{coax} &= 0,385 \text{ cm}^3 \\ R_1 &= 3,381 \text{ mm} & f_{r1}^{coax} &= 21 \text{ GHz} \\ L &= 10,707 \text{ mm} \end{aligned}$$

Résonateur coaxial à sauts d'impédance (SIR)

La conception théorique du résonateur coaxial à sauts d'impédance en bande C est basée à partir de l'annexe B.

Une minimisation en volume est également effectuée sur ce résonateur afin d'obtenir la configuration optimale en terme de volume dans le cas où les longueurs des cylindres sont identiques ($l_1 = l_2$). Par conséquent, les caractéristiques du résonateur coaxial à sauts d'impédance sont définies par :

$$\begin{aligned} r_1 &= 1,145 \text{ mm} & V^{SIR} &= 0,556 \text{ cm}^3 \\ R_1 &= 1,149 \text{ mm} & f_{r1}^{SIR} &= 21,03 \text{ GHz} \\ R_2 &= 4,105 \text{ mm} \\ l_1 &= l_2 = 5,349 \text{ mm} \end{aligned}$$

Résonateur à guide d'ondes rectangulaire

La conception théorique du résonateur à guide d'ondes rectangulaire en bande C est basée à partir de l'annexe C.

Une minimisation en volume est également effectuée sur ce résonateur afin d'obtenir la configuration optimale en terme de volume. Par conséquent, les caractéristiques du résonateur à guide d'ondes rectangulaire du mode TE_{101} sont définies par :

$$\begin{aligned} a &= 29,219 \text{ mm} & V^{rect} &= 1,975 \text{ cm}^3 \\ b &= 2,148 \text{ mm} & f_{r1}^{rect} &= 10,82 \text{ GHz (mode } TE_{102}) \\ d &= 31,474 \text{ mm} \end{aligned}$$

Résonateur à guide d'ondes circulaire

La conception théorique du résonateur à guide d'ondes circulaire en bande C est basée à partir de l'annexe D.

Le résonateur circulaire présente un facteur de qualité minimal quelle que soit la fréquence fondamentale correspondant au mode de propagation TE_{111} ($p'_{11} = 1,8412$). Le facteur de qualité minimal est obtenu lorsque la condition suivante est respectée :

$$\frac{a}{d} \longrightarrow 0$$

Par conséquent, le facteur de qualité minimal $Q_{c,f_{mnl}}^{min}$ obtenu à la fréquence fondamentale $f_{111} = f_0 = 7 \text{ GHz}$ du mode TE_{111} pour une conductivité $\sigma = 45.10^6 S.m^{-1}$ est égal à :

$$Q_{c,f_{mnl}}^{min} \left(\frac{a}{d} \longrightarrow 0 \right) = 9870$$

Ainsi, il est impossible d'obtenir un résonateur à guide d'ondes circulaire à air à la fréquence fondamentale $f_0 = 7 \text{ GHz}$ pour une conductivité $\sigma = 45.10^6 S.m^{-1}$ possédant un facteur de qualité inférieur à $Q_{c,f_{mnl}}^{min} = 9870$.

Comparaison

La figure VII.44 résume ainsi les performances en volume et en réjection de la première harmonique des différentes technologies de résonateurs étudiées à la fréquence fondamentale $f_0 = 7 \text{ GHz}$, pour un facteur de qualité $Q_{c,f_0} = 2100$ et une conductivité $\sigma = 45.10^6 S.m^{-1}$.

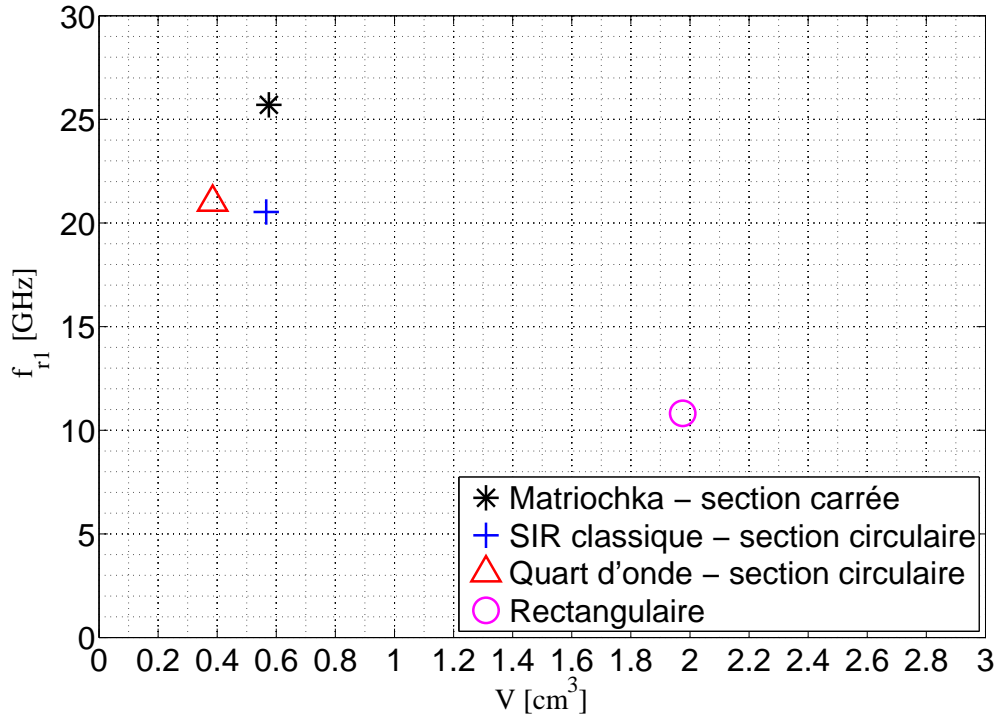


FIGURE VII.44 – Comparaison des volumes V et de la première harmonique f_{r1} pour différentes technologies de résonateurs volumiques minimisés en volume à la fréquence fondamentale $f_0 = 7$ GHz, pour un facteur de qualité $Q_{c,f_0} = 2100$ et une conductivité $\sigma = 45.10^6 S.m^{-1}$

Le résonateur à guide d'ondes rectangulaire possède des performances (volume et réjection de la première harmonique) inférieures par rapport aux technologies volumiques présentées.

Le résonateur coaxial à sauts d'impédance classique à section circulaire présente un encombrement quasi-identique par rapport à l'encombrement du résonateur matriochka à deux sections. En revanche, le résonateur SIR possède une réjection de la première harmonique inférieure à celle de la technologie matriochka. Par conséquent, la technologie matriochka est à privilégier par rapport au résonateur SIR classique.

Le résonateur coaxial uniforme quart d'onde à section circulaire présente les meilleures performances en termes d'encombrement. Néanmoins, ce résonateur ne peut pas respecter les performances en réjection de la première harmonique puisque $f_{r1}^{coax} = 3f_0 = 21$ GHz < 24 GHz.

Le résonateur matriochka à deux sections est la seule technologie de résonateur volumique minimisée en volume présentant les meilleures performances en termes de réjection de la première harmonique. Le choix de cette technologie pour remplir le cahier des charges du filtre en bande C est alors justifié par rapport aux technologies existantes.

En résumé, les performances des technologies des résonateurs volumiques respectent les relations suivantes :

$$V^{coax} < V^M \approx V^{SIR} < V^{rect}$$

$$f_{r1}^M > f_{r1}^{coax} > f_{r1}^{SIR} > f_{r1}^{rect}$$

La section suivante s'intéresse au facteur de forme des résonateurs pour les différentes technologies étudiées.

VII.7.1 b) Comparaisons des dimensions des résonateurs

La figure VII.45 illustre les dimensions des résonateurs pour différentes technologies de résonateurs volumiques minimisés en volume à la fréquence fondamentale $f_0 = 7$ GHz, pour un facteur de qualité $Q_{c,f_0} = 2100$ et une conductivité $\sigma = 45.10^6 S.m^{-1}$.

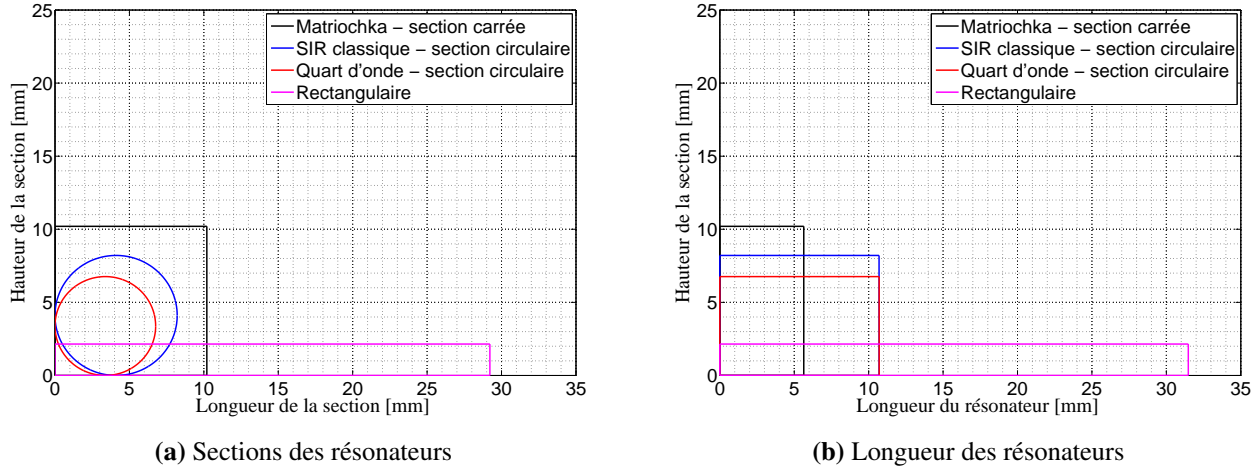


FIGURE VII.45 – Représentations des sections (a) et des longueurs (b) des résonateurs pour différentes technologies de résonateurs volumiques minimisés en volume à la fréquence fondamentale $f_0 = 7$ GHz, pour un facteur de qualité $Q_{c,f_0} = 2100$ et une conductivité $\sigma = 45.10^6 S.m^{-1}$

Le résonateur matriochka en bande C présente ainsi :

- une section du résonateur plus grande par rapport au résonateur SIR et coaxial uniforme (figure VII.45a);
- une longueur du résonateur la plus faible par rapport aux autres longueurs des technologies de résonateurs volumiques étudiées (figure VII.45b).

Une comparaison approfondie des performances entre le résonateur matriochka à deux sections et le résonateur uniforme quart d'onde est effectuée par la suite pour différentes valeurs de facteur de qualité.

VII.7.1 c) Résonateur matriochka deux sections vs résonateur quart d'onde

Les résultats obtenus lors de la conception du résonateur matriochka à deux sections en bande C (section VII.3.2) sont utilisés pour comparer les performances de ce résonateur matriochka par rapport aux performances d'un résonateur coaxial uniforme quart d'onde.

La comparaison des deux technologies de résonateur est effectuée à travers l'utilisation de deux variables F_V et F_H définies par :

$$\forall \delta_1 > 0, F_V(\delta_1) = \frac{V^M(\delta_1) - V^{coax}}{V^{coax}}$$

$$\forall \delta_1 > 0, F_H(\delta_1) = \frac{f_{r1}^M(\delta_1) - f_{r1}^{coax}}{f_{r1}^{coax}}$$

avec V^M et f_{r1}^M (respectivement V^{coax} et f_{r1}^{coax}) le volume et la valeur de la première harmonique du résonateur matriochka à deux sections (respectivement du résonateur coaxial uniforme quart d'onde).

La configuration du résonateur quart d'onde est sélectionnée pour une impédance caractéristique égale à 77 Ohms de façon à minimiser également le volume.

Les évolutions des variables F_V et F_H sont illustrées par la figure VII.46 pour différentes valeurs de facteur de qualité du résonateur. La configuration du résonateur matriochka à deux sections en bande C est également représentée pour un facteur de qualité de 2100 (conductivité $\sigma = 45.10^6 S.m^{-1}$) et pour un rapport $\delta_1/R_2 = 0,078$.

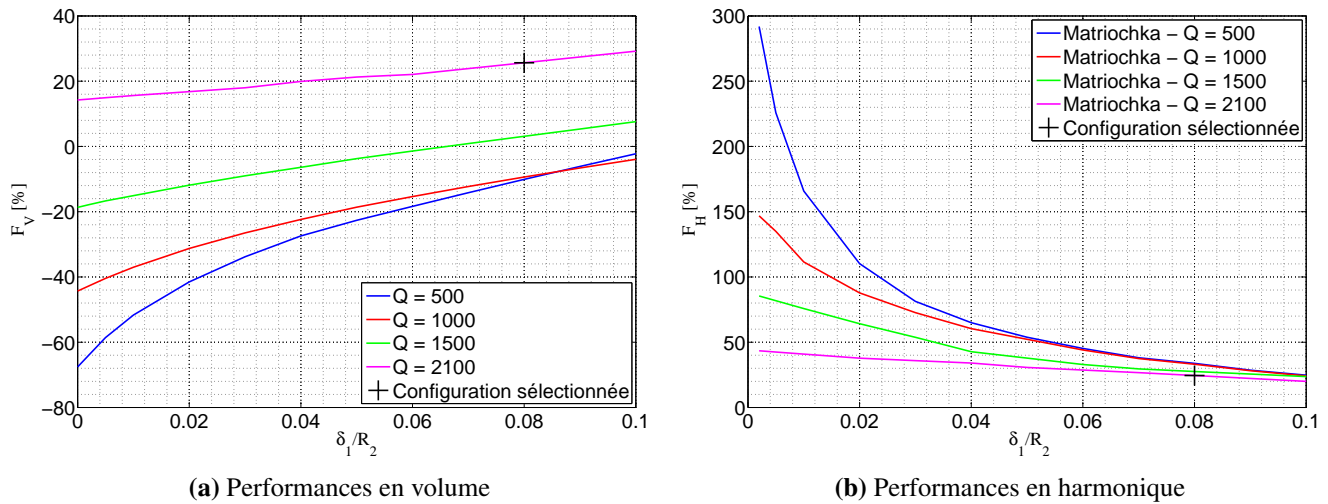


FIGURE VII.46 – Représentations des évolutions des variables F_V et F_H associées à la minimisation des volumes du résonateur matriochka à deux sections et du résonateur quart d'onde à la fréquence fondamentale $f_0 = 7$ GHz et pour une conductivité $\sigma = 45.10^6 S.m^{-1}$

La diminution du rapport δ_1/R_2 du résonateur matriochka à deux sections implique :

- une réduction du volume V^M du résonateur matriochka à deux sections par rapport au volume V^{coax} du résonateur quart d'onde qui est d'autant plus élevée que le facteur de qualité est faible (figure VII.46a) ;
- une augmentation du rejet de la première harmonique f_{r1}^M du résonateur matriochka à deux sections par rapport au rejet de la première harmonique f_{r1}^{coax} du résonateur quart d'onde qui est d'autant plus élevée que le facteur de qualité est faible (figure VII.46b).

La configuration sélectionnée pour le design du résonateur matriochka à deux sections à la fréquence fondamentale $f_0 = 7$ GHz et pour un facteur de qualité $Q = 2100$ (conductivité $\sigma = 45.10^6 S/m$) présente par rapport au résonateur coaxial uniforme quart d'onde :

- une augmentation du volume de $F_V = 25,6\%$;
- une augmentation du rejet de la première harmonique $F_H = 24,5\%$.

VII.7.2 Comparaisons du filtre bande C vs inter-digité

L'état de l'art possède un exemple supplémentaire de filtre volumique en bande C : ce filtre conçu par TAS-F est un filtre inter-digité en bande C de même topologie que celle du filtre matriochka étudié dans ce rapport. Par conséquent, les performances électromagnétiques et l'encombrement du résonateur inter-digité sont comparés avec ceux du filtre matriochka d'ordre 6 en bande C.

La figure VII.47 compare les réponses fréquentielles mesurées des filtres fabriqués en technologies matriochka et inter-digité.

Le tableau VII.9 regroupe les caractéristiques principales des deux filtres fabriqués en bande C.

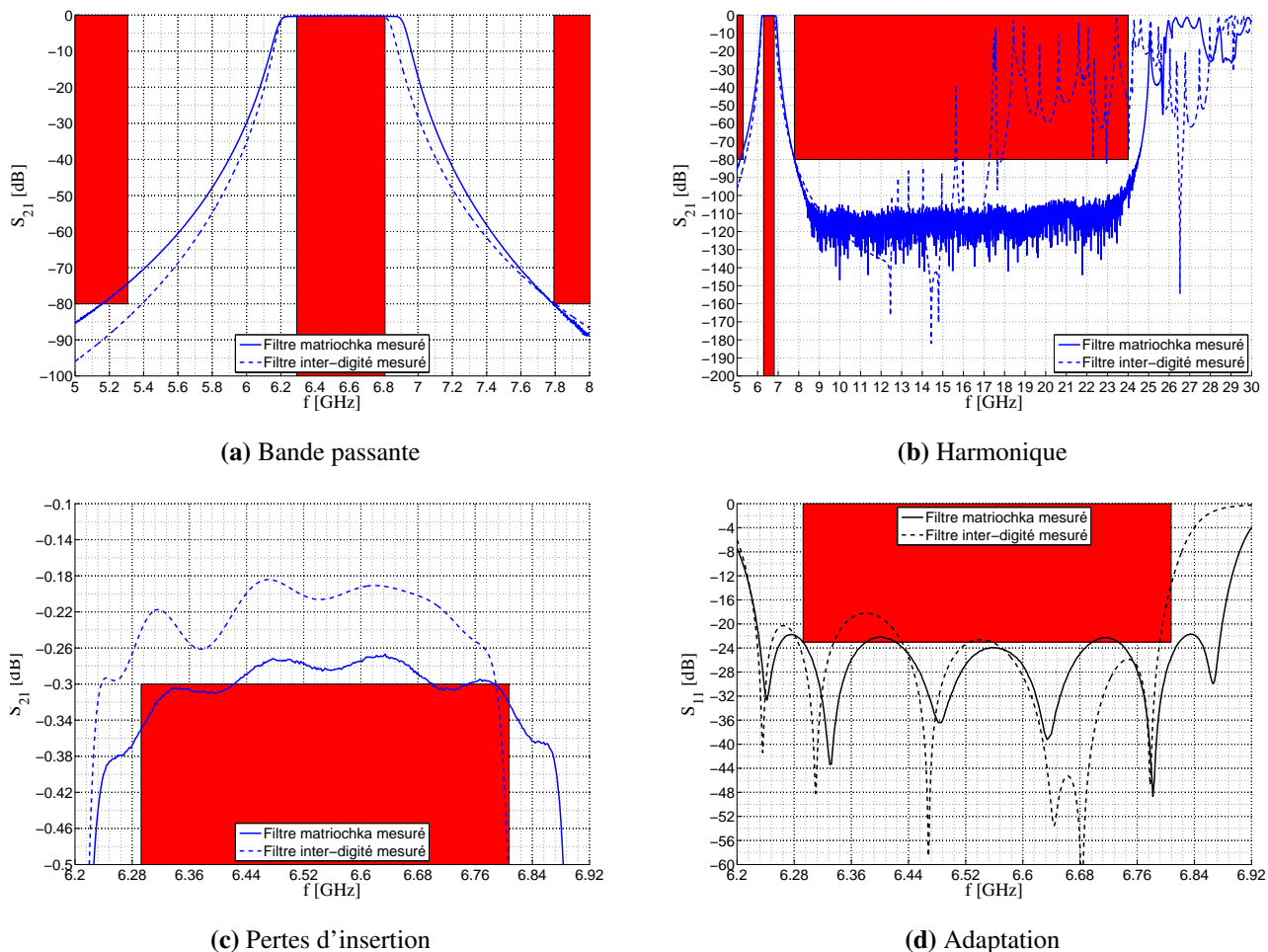


FIGURE VII.47 – Visualisations des réponses fréquentielles en transmission S_{21} et en réflexion S_{11} mesurées du filtre en bande C fabriqué et du filtre interdigité

Critères	Filtre fabriqué	Filtre inter-digité
BP_r [%]	9,9	8,8
Facteur de qualité à f_0	1350	2250
Pertes en réflexion [dB]	22,1	18
Première harmonique [GHz]	25	12,5
Dimensions [mm x mm x mm]	57,36 x 10,2 x 5,64	79 x 11,7 x 10
Volume [cm^3]	3,30	9,24

TABLE VII.9 – Tableau comparatif des performances du filtre fabriqué en bande C par rapport au filtre inter-digité

En remarque, les volumes fournis par le tableau VII.9 correspondent aux volumes internes englobant le vide de chaque filtre.

Le filtre inter-digité présente une réjection fréquentielle supérieure par rapport au filtre matriochka en raison d'une bande passante relative plus faible et d'un facteur de qualité plus élevé.

Les performances de réjection de la première harmonique du filtre inter-digité ne sont pas respectées. En effet, l'utilisation de résonateurs quart d'onde implique une réjection de la première harmonique $f_{r1} = 3f_0 = 20$ GHz, alors que le filtre inter-digité présente une harmonique (ou fréquence parasite) à 12,5 GHz.

En conclusion, le filtre matriochka présente ainsi deux principaux avantages par rapport au filtre inter-digité :

- un encombrement divisé par 2,8 ;
- un rejet de la première harmonique multiplié par 2.

En remarque, la réduction de l'encombrement 2,8 est à relativiser avec l'encombrement du filtre matriochka obtenu pour un facteur de qualité de 1350 qui est inférieur au facteur de qualité du filtre inter-digité correspondant à 2250.

VII.8 Conclusion

Le facteur de qualité du résonateur matriochka à deux sections en bande C est insuffisant pour répondre à la fois aux critères des pertes d'insertion et du rejet des harmoniques. Par conséquent, le cahier des charges du filtre en bande C n'est pas respecté malgré des mesures fréquentielles du filtre fabriqué en bande C proches des simulations électromagnétiques.

Néanmoins, l'intérêt majeur du résonateur matriochka à deux sections en bande C par rapport à l'état de l'art est une meilleure réjection de la première harmonique pour une fréquence fondamentale et un facteur de qualité donnés.

Conclusion

La thèse développe des innovations théoriques afin de répondre aux contraintes drastiques fournies par le Centre National d'Études Spatiales en collaboration avec Thales Alenia Space France. Ces innovations contribuent à l'optimisation des bilans de liaison en fournissant deux filtres performants et peu encombrants pour des applications satellitaires de navigation et de télémétrie.

La conception des deux filtres du type matriochka est basée sur un socle théorique développé au cours de la thèse. En effet, l'innovation première est le développement de formules analytiques permettant de prédire le comportement de l'onde électromagnétique au sein d'un résonateur matriochka à deux sections à l'aide de deux modèles :

- Modèle 1 : modélisation fréquentielle établie à partir de trois lignes de transmission et de deux capacités ;
- Modèle 2 : modélisation du facteur de qualité.

La véracité des deux modèles est mise en valeur à travers des comparaisons effectuées entre des simulations électromagnétiques sous HFSS® et ces modèles mathématiques. Ces comparaisons induisent des erreurs relatives de l'ordre de 2-4% en moyenne prouvant ainsi la précision des modélisations du comportement de cette onde électromagnétique au sein du résonateur matriochka à deux sections.

La seconde innovation théorique est une optimisation des paramètres géométriques du résonateur matriochka à deux sections. Cette optimisation est basée sur les deux modèles analytiques afin de minimiser le volume du résonateur pour une fréquence et un facteur de qualité donnés. En raison des modèles analytiques complexes notamment au niveau des modélisations des deux capacités, un programme numérique est établi sous MATLAB® afin de trouver cette configuration géométrique du volume minimal.

Par conséquent, l'étude théorique du résonateur matriochka à deux sections, basée sur la configuration du volume minimal, aboutit à six conclusions :

- Conclusion 1 : l'étude a mis en valeur la présence d'un degré de liberté pour la conception du résonateur matriochka à deux sections correspondant à l'écart séparant le cylindre plein du cylindre creux ;
- Conclusion 2 : pour une fréquence et un facteur de qualité donnés, il existe une unique configuration du résonateur matriochka à deux sections permettant de minimiser le volume ;
- Conclusion 3 : pour une fréquence et un facteur de qualité donnés, la diminution de cet écart implique une diminution du volume du résonateur, une élévation du rejet de la première harmonique et une diminution de la tenue en puissance dans le vide ;
- Conclusion 4 : pour une fréquence de résonance donnée, il existe une unique configuration géométrique du résonateur matriochka à deux sections permettant de maximiser le facteur de qualité. L'étude montre que pour cette configuration géométrique, le facteur de qualité maximal décroît lorsque la fréquence de résonance augmente ;
- Conclusion 5 : pour une fréquence et un facteur de qualité donnés, la technologie matriochka propose une alternative d'encombrement par rapport au résonateur coaxial uniforme quart d'onde ;
- Conclusion 6 : pour un facteur de qualité donné, l'encombrement du résonateur matriochka à deux sections par rapport au résonateur coaxial uniforme quart d'onde est d'autant plus faible que la fréquence de résonance l'est également.

L'étude analytique du résonateur matriochka à deux sections est alors un socle théorique solide pour répondre aux cahiers des charges afin de synthétiser deux filtres matriochkas volumiques dans les bandes de fréquences L et C pour des applications satellitaires.

Le tableau VII.10 résume les caractéristiques des filtres conçus et fabriqués en technologie matriochka dans les bandes de fréquences L et C mises en relief avec les cahiers des charges et l'état de l'art.

	Filtre en bande L	Filtre en bande C
Application	Application de navigation pour les satellites Galileo	Application de télémétrie
Conception	Minimisation du volume du résonateur et optimisation en puissance	Minimisation du volume
Fabrication	BREIZH USINAGE SERVICES avec une précision de $\pm 50 \mu m$	VUILLERMOZ PHILIPPE avec une précision de $\pm 10 \mu m$
Résultats	Proximité entre les simulations et les mesures fréquentielles	Proximité entre les simulations et les mesures fréquentielles
Intérêts	Proposer un filtre répondant au cahier des charges car aucun existant dans l'état de l'art et calibrer des appareils de mesure de puissance	Diminution du volume par trois et augmentation du rejet de la première harmonique par deux du filtre matriochka fabriqué en bande C par rapport à l'état de l'art
Cahier des charges	Non validé	Non validé

TABLE VII.10 – Tableau caractéristique des deux filtres fabriqués en technologie matriochka en bande de fréquences L et C

En conclusion, la technologie matriochka à deux sections offre une alternative de conception de filtres par rapport à l'état de l'art pour des performances identiques. En effet, la conception d'un filtre matriochka en transmission bénéficie d'une alternative d'encombrement par rapport à l'état de l'art, tandis que la conception d'un filtre en réception bénéficie à la fois d'une réduction du volume et d'une augmentation du rejet des harmoniques. Enfin, la conception de filtres matriochkas à deux sections en hautes fréquences présente des limitations en facteur de qualité par rapport à l'état de l'art mais peut avoir un intérêt pour les réjections des harmoniques.

Bibliographie

- [1] « Centre national d'études spatiales, cnes ». <https://cnes.fr/fr>.
- [2] « Thales alenia space france, tas-f ». <https://www.thalesgroup.com/fr/global/activities/espace>.
- [3] « Laboratoire en sciences et techniques de l'information, de la communication et de la connaissance, lab - sticc ». <https://www.labsticc.fr/en/index/>.
- [4] « Brest métropole ». <https://www.brest.fr/>.
- [5] H. AOUIDAD, E. RIUS, J.-F. FAVENNEC, A. MANCHEC et Y. CLAVET, « Uhf second order bandpass filters based on miniature two-section sir coaxial resonators », *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 8, no. 8, p. 1187–1196, 2016.
- [6] « Agence nationale des fréquences ». <https://www.anfr.fr/accueil/>.
- [7] « Autorité de régulation des communications électroniques et des postes ». <https://www.arcep.fr/>.
- [8] « Contrôle supérieur de l'audiovisuel ». <http://www.csa.fr/>.
- [9] « Wikipedia ». [https://fr.wikipedia.org/wiki/Galileo_\(syst%C3%A8me_de_positionnement\)](https://fr.wikipedia.org/wiki/Galileo_(syst%C3%A8me_de_positionnement)).
- [10] « Orbitale hochtechnologie bremen ». <https://www.ohb-system.de>.
- [11] « Airbus group ». <http://www.airbus.com/>.
- [12] « Union européenne, ue ». https://europa.eu/european-union/index_fr.
- [13] « European spatial agency, esa ». <http://www.esa.int/ESA>.
- [14] « Liaison télémesure/télécommande ». http://spot4.cnes.fr/spot4_fr/tm_tc.htm.
- [15] D. M. POZAR, *Microwave engineering*. John Wiley & Sons, 2009.
- [16] R. E. COLLIN, *Foundations for microwave engineering*. John Wiley & Sons, 2007.
- [17] G. MATTHAEI, L. YOUNG et E. JONES, *Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures*. No. vol. 1 de Artech House microwave library, McGraw-Hill, 1964.
- [18] W. S. WAI, W. X. HU et C. Q. XIN, « Uwb bandpass filter with upper-stopband improvement using slot-embedded short-circuited stub », in *Microwave Conference Proceedings (APMC), 2011 Asia-Pacific*, p. 1658–1661, IEEE, 2011.
- [19] B. A et C. W, « Low power factor line resonator », déc. 28 1937. US Patent 2,103,515.
- [20] Q. ZHANG et Y. LU, « Synthesis of wide-band bandpass filters with quarter-wavelength resonators », in *Microwave Conference, 2009. APMC 2009. Asia Pacific*, p. 2037–2040, IEEE, 2009.
- [21] S. BULJA, F. PIVIT et E. DOUMANIS, « Dielectric powder loaded coaxial-cavity filters », in *Radio and Wireless Symposium (RWS), 2017 IEEE*, p. 117–120, IEEE, 2017.
- [22] M. MAKIMOTO et S. YAMASHITA, « Bandpass filters using parallel coupled stripline stepped impedance resonators », *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 28, no. 12, p. 1413–1417, 1980.
- [23] H. LIU, P. WEN, H. JIANG et Y. HE, « Wideband and low-loss high-temperature superconducting bandpass filter based on metamaterial stepped-impedance resonator », 2016.

- [24] K. DA XU et J. AI, « Compact microstrip quad-band bandpass filter using stub-loaded sirs », in *2015 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, vol. 3, p. 1–3, IEEE, 2015.
- [25] S. YAMASHITA et M. MAKIMOTO, « The q-factor of coaxial resonators partially loaded with high dielectric constant microwave ceramics », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 31, no. 6, p. 485–488, 1983.
- [26] G. B. STRACCA et A. PANZERI, « Unloaded q-factor of stepped-impedance resonators », *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 34, no. 11, p. 1214–1219, 1986.
- [27] M. I. NAWAZ, Z. HUILING et M. KASHIF, « Substrate integrated waveguide (siw) to microstrip transition at x-band », in *Proceedings of the 2014 International Conference on Circuits, Systems and Control*.
- [28] B. GAO, L.-S. WU et J.-F. MAO, « Flat-passband substrate integrated waveguide filter with resistive couplings », *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 62, p. 1–10, 2016.
- [29] M. NINIC, B. JOKANOVIC et P. MEYER, « Reconfigurable multi-state composite split-ring resonators »,
- [30] H. AOUIDAD, E. RIUS, J.-F. FAVENNEC, A. MANCHEC et Y. CLAVET, « Filtre accordable à résonateurs coaxiaux matriochka à deux sections », in *XIXèmes Journées Nationales Microondes*, 2015.
- [31] M. D. HICKLE, J. LI, D. PSYCHOGIOU et D. PEROULIS, « A high-performance pathway : A 0.95/2.45-ghz switched-frequency bandpass filter using commercially available rf mems tuning elements », *Microwave Magazine, IEEE*, vol. 17, no. 3, p. 34–41, 2016.
- [32] S. DEY et S. K. KOUL, « Reliability analysis of ku-band 5-bit phase shifters using mems sp4t and spdt switches », *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 63, no. 12, p. 3997–4012, 2015.
- [33] M. PERLMUTTER et L. ROBIN, « High-performance, low cost inertial mems : A market in motion ! », in *Position Location and Navigation Symposium (PLANS), 2012 IEEE/ION*, p. 225–229, IEEE, 2012.
- [34] U. SHAH, M. STERNER et J. OBERHAMMER, « Analysis of linearity deterioration in multidevice rf mems circuits », *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 61, no. 5, p. 1529–1535, 2014.
- [35] C. SCHUSTER, A. WIENS, M. SCHÜSSLER, C. KOHLER, J. BINDER et R. JAKOBY, « Hairpin bandpass filter with tunable center frequency and tunable bandwidth based on screen printed ferroelectric varactors », in *Microwave Conference (EuMC), 2016 46th European*, p. 1425–1428, IEEE, 2016.
- [36] D. JUNG et K. CHANG, « Tunable dual-band bandpass filter using piezoelectric transducer (pet) », in *USNC-URSI Radio Science Meeting (Joint with AP-S Symposium), 2017*, p. 13–14, IEEE, 2017.
- [37] F. CERVERA et J. HONG, « High rejection, self-packaged low-pass filter using multilayer liquid crystal polymer technology », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, no. 12, p. 3920–3928, 2015.
- [38] A. V. ZAKHAROV, « Unconventional connection of ferroelectric capacitors to resonators in tunable filters », in *Antenna Theory and Techniques (ICATT), 2017 XI International Conference on*, p. 301–304, IEEE, 2017.
- [39] R. DE PAOLIS, S. PAYAN, M. MAGLIONE, G. GUEGAN et F. COCCETTI, « Ferroelectric mim capacitors for compact high tunable filters », in *Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF), 2015 IEEE 15th Topical Meeting on*, p. 70–72, IEEE, 2015.
- [40] K. CHEN, H. H. SIGMARSSON et D. PEROULIS, « Power handling of high-q evanescent-mode tunable filter with integrated piezoelectric actuators », in *Microwave Symposium Digest (MTT), 2012 IEEE MTT-S International*, p. 1–3, IEEE, 2012.
- [41] H. FATEMI, B. HARRINGTON, H. ZENG, J. CARLISLE et R. ABDOLVAND, « 50-terminated 900mhz monolithic lateral-extensional piezoelectric filters on ultrananocrystalline diamond », in *Micro Electro Mechanical Systems (MEMS), 2011 IEEE 24th International Conference on*, p. 744–747, IEEE, 2011.
- [42] D. JIANG, H. CHEN et W. LUO, « Tunable microwave filter using highly anisotropic liquid crystals », in *Communication Problem-Solving (ICCP), 2015 IEEE International Conference on*, p. 565–568, IEEE, 2015.

- [43] M. SHEN, Y. HUANG et Z. SHAO, « A tunable microstrip dual-mode bandpass filter based on liquid crystal technology », in *Communication Problem-Solving (ICCP), 2015 IEEE International Conference on*, p. 464–466, IEEE, 2015.
- [44] B. KUANG, I. HARWARD, R. CAMLEY et Z. CELINSKI, « On-wafer band-stop and band-pass microwave filters based on ferromagnetic resonance », in *Magnetics Conference, 2005. INTERMAG Asia 2005. Digests of the IEEE International*, p. 547–548, IEEE, 2005.
- [45] H.-M. ZHOU, Z.-L. XIA et J.-H. DENG, « The research of dual-tunable magnetoelectric microwave filters : Numerical simulation of the magnetoelectric microwave filters based on theoretical model of electric tuning ferromagnetic resonance », in *Communications and Mobile Computing (CMC), 2011 Third International Conference on*, p. 258–261, IEEE, 2011.
- [46] G. SRINIVASAN, A. TATARENKO et M. BICHURIN, « Electrically tunable microwave filters based on ferromagnetic resonance in ferrite-ferroelectric bilayers », *Electronics Letters*, vol. 41, no. 10, p. 596–598, 2005.
- [47] G. M. REBEIZ, K. ENTESARI, I. C. REINES, S.-J. PARK, M. A. EL-TANANI, A. GRICHENER et A. R. BROWN, « Tuning in to rf mems », *IEEE microwave magazine*, vol. 10, no. 6, 2009.
- [48] « Ghassen chaabane ». <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-01503944/document>.
- [49] « Faulhaber ». <https://www.faulhaber.com/>.
- [50] P. T. FARNSWORTH, « Television by electron image scanning », *Journal of the Franklin Institute*, vol. 218, no. 4, p. 411–444, 1934.
- [51] J.-S. CHANG, P. A. LAWLESS et T. YAMAMOTO, « Corona discharge processes », *IEEE Transactions on plasma science*, vol. 19, no. 6, p. 1152–1166, 1991.
- [52] J. R. M. VAUGHAN, « Multipactor », *IEEE Transactions on electron devices*, vol. 35, no. 7, p. 1172–1180, 1988.
- [53] C. VICENTE, M. MATTES, D. WOLK, B. MOTTET, H. HARTNAGEL, J. MOSIG et D. RABOSO, « Multipactor breakdown prediction in rectangular waveguide based components », in *Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International*, p. 4–pp, IEEE, 2005.
- [54] « Ecss ». <http://ecss.nl/standard/ecss-e-20-01a-rev-1-multipaction-design-and-test-1-march-2013/>.
- [55] « Spark3d ». <http://www.fest3d.com/spark3d.php>.
- [56] CONSTABLE, « Analytical and numerical simulation of multipactor within a helical resonant filter », 2017.
- [57] A. AL-MUDHAFAR, J. PUECH, C. MIQUEL-ESPANYA, D. RABOSO, H. HARTNAGEL, E. CONSORTIUM *et al.*, « Everest simulation campaign results on multipactor effect using cst particle studio tm », in *Antennas and Propagation (EuCAP), 2014 8th European Conference on*, p. 1464–1468, IEEE, 2014.
- [58] J. H. GONZÁLEZ, D. R. GARCÍA-BAQUERO, C. ERNST, D. SCHMITT, V. E. B. ESBERT, B. G. MARTÍNEZ, M. T. CALDUCH et C. V. QUILES, « Optimized multipactor-resistant wedge-shaped waveguide bandpass filters », *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 41, no. 8, p. 2135–2144, 2013.
- [59] I. ARREGUI, F. TEBERIO, I. ARNEDO, A. LUJAMBIO, M. CHUDZIK, D. BENITO, T. LOPETEGI, R. JOST, F.-J. GORTZ, J. GIL *et al.*, « High-power low-pass harmonic filters with higher-order », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, no. 12, p. 4376–4386, 2013.
- [60] M. SAGAWA, M. MAKIMOTO et S. YAMASHITA, « A design method of bandpass filters using dielectric-filled coaxial resonators (short papers) », *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 33, no. 2, p. 152–157, 1985.
- [61] K. SUZUKI, « Parasitic capacitance of submicrometer mosfet's », *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 46, no. 9, p. 1895–1900, 1999.
- [62] W. ZHAO, X. LI, S. GU, S. H. KANG, M. M. NOWAK et Y. CAO, « Field-based capacitance modeling for sub-65-nm on-chip interconnect », *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 9, p. 1862–1872, 2009.

- [63] I. H. ZABALWAI, « A generalized chebyshev channelizing filter », *International journal of circuit theory and applications*, vol. 13, no. 1, p. 37–45, 1985.
- [64] « Radiall ». <https://www.radiall.com/>.
- [65] « Wikipedia ». https://fr.wikipedia.org/wiki/Filetage_m%C3%A9trique.
- [66] X.-P. CHEN et K. WU, « Substrate integrated waveguide filters : Design techniques and structure innovations », *IEEE Microwave Magazine*, vol. 15, no. 6, p. 121–133, 2014.
- [67] « Groupe st industries ». <https://stindustries.fr/>.
- [68] « Bureau veritas ». <http://www.bureauveritas.fr/>.
- [69] « Breizh usinage services ». <https://stindustries.fr/>.
- [70] « Vuillermoz philippe ». <https://www.vuillermoz-sa.com>.
- [71] « Allega ». <http://www.allega.ch/f/plaques-laminees/>.
- [72] C. HALLET, J.-F. FAVENNEC, É. RIUS, J. BÉNÉDICTO, L. CARPENTIER et D. PACAUD, « Optimization of an air filled compact re-entrant coaxial resonator for a c-band bandpass filter », *IEEE Access*, 2018.

Postface

La thèse a donné lieu à l'écriture de deux communications :

- Conférence ESA/ESTEC, Noordwijk, Pays-BAS : *Optimized Compact Coaxial Filters for Space Applications in L-band* ;
- Publication IEEE Access [72] : *Optimization of an Air Filled Compact Re-Entrant Coaxial Resonator for a C-band Bandpass Filter*.

Les perspectives envisagées de la thèse sont :

- une modélisation de l'ensemble des fréquences harmoniques puisque la modélisation fréquentielle du résonateur matriochka à deux sections effectuée ne prend pas en compte les fréquences de résonance liées aux cylindres creux et pleins ;
- une étude et optimisation des fréquences des zéros de transmission liées au résonateur matriochka à deux sections ;
- une optimisation des paramètres géométriques du résonateur matriochka à deux sections afin de déterminer la configuration optimale du résonateur pour maximiser le rejet de la première harmonique ;
- une optimisation de la tenue en puissance dans le vide sur la répartition du champ électromagnétique au sein du résonateur matriochka à deux sections : l'optimisation en puissance effectuée dans la thèse est une optimisation du premier ordre liée à une optimisation des écarts entre deux plaques métalliques pour une fréquence donnée et pour des longueurs identiques des cylindres pleins et creux ;
- un développement des formules analytiques pour un résonateur matriochka à trois sections afin d'en déterminer ses limites par rapport à un résonateur matriochka à deux sections ;
- une optimisation des paramètres géométriques du résonateur matriochka à n section afin de déterminer la configuration optimale du résonateur pour minimiser l'encombrement du résonateur, et la configuration optimale pour maximiser le rejet de la première harmonique ;
- un approfondissement des dispositifs d'accords en termes d'agilité fréquentielle et de bande passante.

Cinquième partie

Annexes

Annexe A

Résonateur coaxial uniforme quart d'onde à section circulaire

Le résonateur coaxial uniforme quart d'onde à section circulaire est un tronçon de ligne coaxiale terminée par un court circuit et un circuit ouvert (CC - CO) (figure B.1).

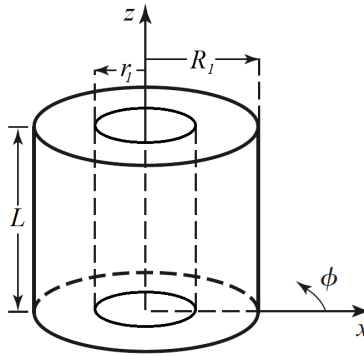


FIGURE A.1 – Schéma d'un résonateur coaxial quart d'onde à air à section circulaire (CC - CO)

Le mode de propagation fondamental est le mode TEM de fréquence de résonance fondamentale f_0 et de facteur de qualité Q_{c,f_0} définis par :

$$f_0 = \frac{c}{4L}$$
$$Q_{c,f_0} = \sqrt{\pi f_0 \mu \sigma} \frac{\text{Ln} \left(\frac{R_1}{r_1} \right)}{\frac{1}{r_1} + \frac{1}{R_1}}$$

La première harmonique $f_{r_1}^{coax}$ du mode fondamental du résonateur est égale à :

$$f_{r_1}^{coax} = 3f_0$$

Le transfert d'énergie est optimal lorsque :

$$\frac{r_1}{R_1} = \alpha = 0,2785$$

Par conséquent, le résonateur coaxial uniforme quart d'onde à section circulaire défini par un tronçon de ligne coaxiale de longueur L, une âme centrale de rayon r_1 et un blindage de rayon R_1 , définis par :

$$R_1 = -\frac{Q_{c,f_0}}{2\sqrt{\pi f_0 \mu \sigma}} \frac{1 + \alpha}{\alpha \text{Ln}(\alpha)} \quad r_1 = \alpha.R_1 \quad L = \frac{c}{4f_0}$$

Annexe B

Résonateur à sauts d'impédance

Le résonateur coaxial uniforme quart d'onde à saut d'impédances à section circulaire est une somme de tronçons de ligne coaxiale terminée par un court circuit et un circuit ouvert (CC - CO). Un exemple de résonateur SIR est illustré par la figure B.1 pour deux tronçons de lignes coaxiales.

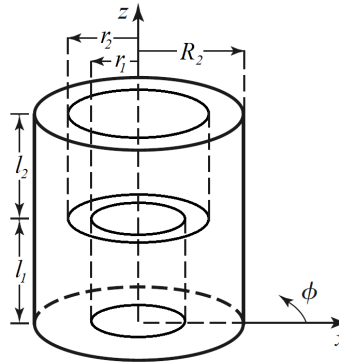


FIGURE B.1 – Schéma d'un résonateur coaxial uniforme quart d'onde à saut d'impédances à section circulaire (CC - CO)

Le mode de propagation fondamental est le mode TEM de fréquence de résonance fondamentale f_0 et de facteur de qualité Q_{c,f_0} définis par :

$$f_0 \text{ solution de l'équation : } \tan(\beta l_1) \tan(\beta l_2) = \frac{Z_2}{Z_1}$$

$$Q_{c,f_0} = 2\sqrt{\pi f_0 \mu \sigma} \frac{A_1 \text{Ln}\left(\frac{R_2}{r_1}\right) + A_2 B_2 \text{Ln}\left(\frac{R_2}{r_2}\right)}{A_1 \text{Ln}\left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_1}\right) + A_2 B_2 \text{Ln}\left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_2}\right) + 4\beta \left[\text{Ln}\left(\frac{R_2}{r_1}\right) + B_1 \text{Ln}\left(\frac{r_2}{r_1}\right) \right]}$$

avec Z_1 et Z_2 les impédances caractéristiques des lignes du résonateur SIR définies par :

$$Z_1 = \frac{\eta}{2\pi} \text{Ln}\left(\frac{R_2}{r_1}\right) \qquad Z_2 = \frac{\eta}{2\pi} \text{Ln}\left(\frac{R_2}{r_2}\right)$$

et :

$$A_1 = 2\beta l_1 + \sin(2\beta l_1) \qquad A_2 = 2\beta l_2 - \sin(2\beta l_2)$$

$$B_1 = \cos^2(\beta l_1) \qquad B_2 = \frac{\cos^2(\beta l_1)}{\sin^2(\beta l_2)}$$

Annexe C

Résonateur à guide d'ondes rectangulaire

Le résonateur rectangulaire est un guide d'onde fermé à ses extrémités (CC - CC) (figure C.1).

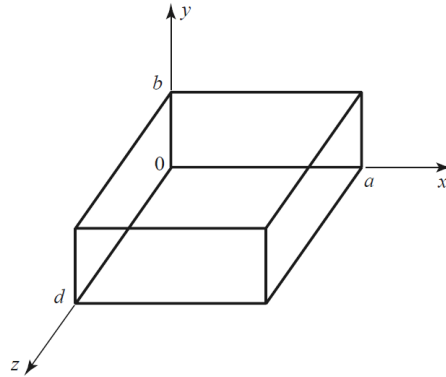


FIGURE C.1 – Schéma d'un résonateur rectangulaire fermé (CC - CC)

Les modes de propagation sont des modes TE_{mnl} et TM_{mnl} de fréquence de coupure f_{mnl} et de facteur de qualité $Q_{c,f_{mnl}}$ définis par :

$$f_{mnl} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r\mu_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{l\pi}{d}\right)^2}$$

$$Q_{c,f_{mnl}} = \frac{b\eta_0(k_0ad)^3}{2\pi^2R_S} \frac{1}{2l^2a^3b + 2bd^3 + l^2a^3d + ad^3}$$

avec :

- le nombre d'onde $k = \frac{2\pi f_0}{c}$;
- l'impédance de l'air $\eta_0 = 377$ Ohms ;
- la résistivité $R_S = \sqrt{\frac{\pi f \mu_0}{\sigma}}$.

Le mode de propagation fondamental est le mode TE_{101} lorsque :

$$b < a < d$$

Par conséquent, lorsque la fréquence fondamentale f_0 , le facteur de qualité Q_{c,f_0} et la conductivité σ sont fixés, alors les dimensions géométriques du résonateur a, b et d sont déterminées en utilisant les formules suivantes :

$$a > \frac{\pi}{k} \quad d = \frac{\pi}{\sqrt{k^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}} \quad b \text{ est obtenu lorsque } Q_{c,f_{mnl}} = Q_{c,f_0}$$

Annexe D

Résonateur à guide d'ondes circulaire

Le résonateur circulaire est un guide d'onde cylindrique fermé à ses extrémités (CC - CC) (figure D.1).

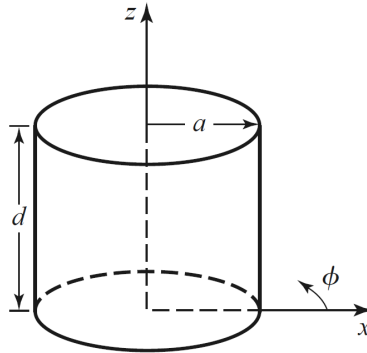


FIGURE D.1 – Schéma d'un résonateur circulaire fermé (CC - CC)

Le résonateur circulaire présente des modes de propagation du type TE et TM de fréquence de coupure f_{nml} et de facteur de qualité $Q_{c,f_{nml}}$ définis pour le mode TE par :

$$f_{nml} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r\mu_r}} \sqrt{\left(\frac{p'_{nm}}{a}\right)^2 + \left(\frac{l\pi}{d}\right)^2}$$

$$Q_{c,f_{nml}} = \frac{ad\eta(ka)^3}{4R_S(p'_{nm})^2} \frac{1 - \left(\frac{n}{p'_{nm}}\right)^2}{\frac{ad}{2} \left[1 + \left(\frac{\beta an}{(p'_{nm})^2}\right)^2 \right] + \left(\frac{\beta a^2}{p'_{nm}}\right)^2 \left(1 - \frac{n^2}{(p'_{nm})^2}\right)}$$

et pour le mode TM par :

$$f_{nml} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r\mu_r}} \sqrt{\left(\frac{p_{nm}}{a}\right)^2 + \left(\frac{l\pi}{d}\right)^2}$$

$$Q_{c,f_{nml}} = \frac{ad\eta(ka)^3}{4R_S(p_{nm})^2} \frac{1 - \left(\frac{n}{p_{nm}}\right)^2}{\frac{ad}{2} \left[1 + \left(\frac{\beta an}{(p_{nm})^2}\right)^2 \right] + \left(\frac{\beta a^2}{p_{nm}}\right)^2 \left(1 - \frac{n^2}{(p_{nm})^2}\right)}$$

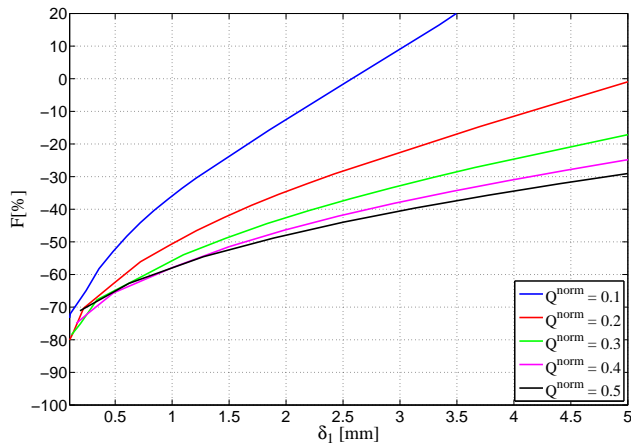
avec

- $\beta = \frac{l\pi}{d}$;
- p_{nm} la m-ième racine de la fonction de Bessel J_n ;
- p'_{nm} la m-ième racine de la fonction de Bessel J'_n .

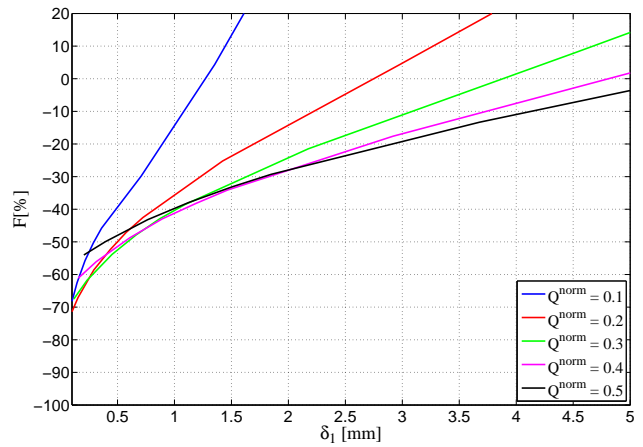
Le mode fondamental du résonateur circulaire est le mode TE_{111} ou bien le mode TM_{010} selon la valeur du rapport a/d .

Annexe E

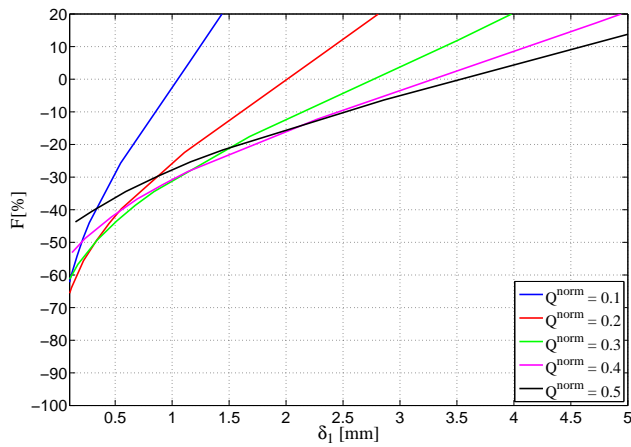
Abaques



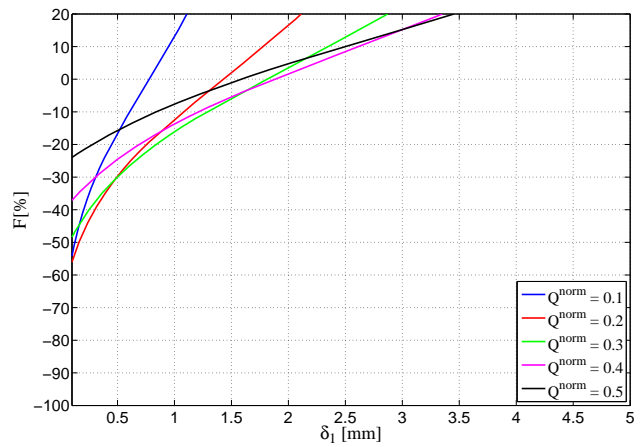
(a) $f_0 = 0.1$ GHz



(b) $f_0 = 0.3$ GHz



(c) $f_0 = 0.5$ GHz



(d) $f_0 = 1$ GHz

FIGURE E.1 – Évolution du facteur F pour différentes fréquences fondamentales f_0 et pour différentes valeurs du facteur de qualité normalisé Q^{norm} ($Q^{norm} = Q_{c,f_0}^{M,2}/\sqrt{\sigma}$)

Sixième partie

Publications scientifiques

Received July 21, 2018, accepted August 17, 2018, date of publication September 24, 2018, date of current version October 17, 2018.

Digital Object Identifier 10.1109/ACCESS.2018.2870903

Optimization of an Air Filled Compact Re-Entrant Coaxial Resonator for a C-Band Bandpass Filter

CHRISTOPHE HALLET¹, JEAN-FRANÇOIS FAVENNEC¹, (Member, IEEE),
ÉRIC RIUS¹, (Senior Member, IEEE), JESSICA BÉNÉDICTO¹,
LUDOVIC CARPENTIER², (Member, IEEE), AND DAMIEN PACAUD³

¹Lab-STICC, 29238 Brest, France

²Centre spatial de Toulouse, 31401 Toulouse, France

³Thales Alenia Space, 31100 Toulouse, France

Corresponding author: Christophe Hallet (christophe.hallet@univ-brest.fr)

This work was supported by the Centre National d'Études Spatiales (CNES).

ABSTRACT This paper proposes an enhanced model for a re-entrant coaxial resonator and analyzes the capacitance behavior between its different sections and the Q -factor, for which mathematical expressions are derived. This model makes it possible to carry out a geometric optimization to minimize the volume of a compact coaxial resonator. Theoretical conclusions are compared with electromagnetic simulations and an optimized symmetrical six-pole re-entrant coaxial resonator bandpass filter prototype is designed and fabricated to illustrate the optimization.

INDEX TERMS re-entrant coaxial resonator, SIR, C-band filter, frequency model, Q -factor model, optimization.

I. INTRODUCTION

Most fields of activity such as telecommunications, defense, and spatial technologies require small, low-cost microwave filters with high Q -factors and wide spurious-free performances. Furthermore, as reported in the literature, coaxial cavities with high Q -factors, capacitive loading at the input of the resonators to reduce their volume, and Stepped Impedance Resonators (SIR) [1] have wide spurious-free performances.

Compact coaxial resonators are based on coaxial cavities using the concept of re-entrant coaxial lines, introduced by Cohn [2], to establish couplers. Other re-entrant line configurations have been developed to design filters to create transmission zeros above the passband [3]. Thanks to its three re-entrant coaxial lines of the compact resonator described in [4], two SIR effects are established, inducing a reduction of the resonator's volume offering additional degrees of freedom for form factors compared with a uniform quarter-wave coaxial resonator.

The configuration of the compact re-entrant coaxial resonator described in [4] can be used to increase the first harmonic frequency, but is inefficient for obtaining a high quality factor. A better resonator configuration for a high quality factor and a wide spurious-free performance for BTS applications are presented in [5]. To demonstrate the

potential of this compact resonator, the present paper develops numerical and analytical models of the resonant frequency, open end capacitance, and quality factor. From these models, the resonator's volume can be minimized while keeping the same advantages as in [5]. From this optimization, a symmetrical six-pole filter was fabricated in the C-band.

The development of a frequency model and Q -factor model of the compact resonator are presented in Section II. Using these models, Section III then focuses on the optimization of this resonator so as to reduce its volume. The last Section IV then presents the design of a C-band compact coaxial filter, simulations and experimental data.

II. MODEL OF THE RE-ENTRANT COAXIAL RESONATOR

A. DESCRIPTION OF THE RE-ENTRANT COAXIAL RESONATOR

Fig. 1 illustrates a re-entrant coaxial resonator based on three re-entrant coaxial lines that create three coaxial transmission lines, C_1 , C_2 , and C_3 , of lengths l_1 , l_2 , and l_3 , and characteristic impedances Z_1 , Z_2 , and Z_3 , respectively, defined by

$$Z_1 = \frac{\eta_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} Ln\left(\frac{R_1}{r_1}\right) \quad (1a)$$

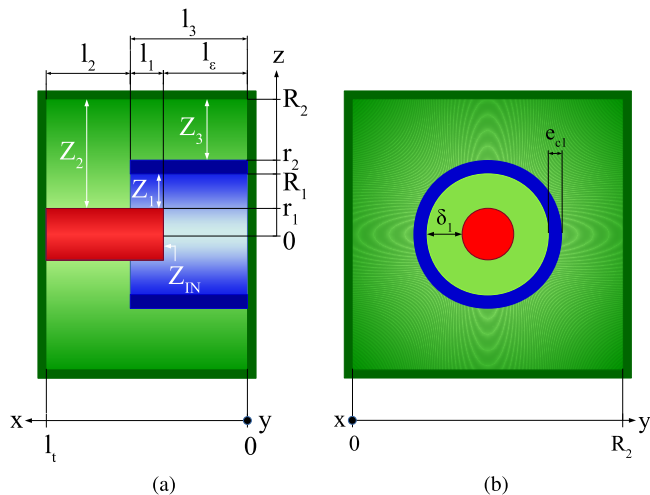


FIGURE 1. Structure of a re-entrant coaxial resonator. (a) Front view 1 - cross section. (b) Front view 2 - cross section.

$$Z_2 = \frac{\eta_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \text{Ln} \left(s \frac{R_2}{r_1} \right) \quad (1b)$$

$$Z_3 = \frac{\eta_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \text{Ln} \left(s \frac{R_2}{r_2} \right) \quad (1c)$$

where, ϵ_r is the relative dielectric constant of the material, η_0 is the vacuum impedance, where the parameter s is defined by

$$s = \begin{cases} 1, & \text{for a circular section of radius } R_2 \\ 1.079, & \text{for a square section of half side } R_2 \end{cases}$$

The TEM signal propagation undergoes two SIR effects defined as $M_{12} = Z_2/Z_1$ and $M_{23} = Z_3/Z_2$ as well as a capacitive effect due to the capacitance C_{cap} defined by the matrix

$$\begin{bmatrix} A_{cap} & B_{cap} \\ C_{cap} & D_{cap} \end{bmatrix}_{cap} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jC_{IN}\omega & 1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

with

$$\omega = \beta c_0 / \sqrt{\epsilon_r}$$

$$\beta = \sqrt{\epsilon_r} \cdot 2\pi / \lambda_0$$

where, λ_0 is the wavelength in free space, c_0 is the light celerity in vacuum.

The frequency model of the re-entrant coaxial resonator (Fig. 2) is based on the ABCD-matrix defined by

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{res} = \begin{bmatrix} A_{cap} & B_{cap} \\ C_{cap} & D_{cap} \end{bmatrix}_{cap} \times \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix}_1 \times \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix}_2 \times \begin{bmatrix} A_3 & B_3 \\ C_3 & D_3 \end{bmatrix}_3 \quad (3)$$

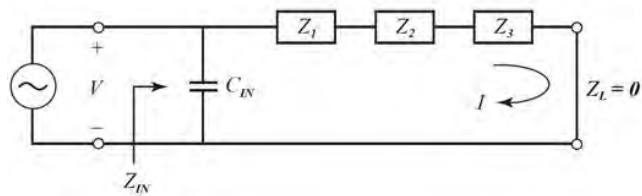


FIGURE 2. Electrical model of a re-entrant coaxial resonator.

where the ABCD-matrix of the lossless transmission line C_i is defined by

$$\forall i \in \llbracket 1; 3 \rrbracket, \begin{bmatrix} A_i & B_i \\ C_i & D_i \end{bmatrix}_i = \begin{bmatrix} \cos(\theta_i) & jZ_i \sin(\theta_i) \\ j\sin(\theta_i) / Z_i & \cos(\theta_i) \end{bmatrix} \quad (4)$$

with l_i , the physical length of the i -th transmission line.

From Eq. 5 and Eq. 6, the resonant frequencies of the re-entrant coaxial resonator are calculated using the input impedance, Z_{IN} , with the shorted end of the resonator, Z_L , equal to zero.

$$Z_{IN} = \frac{A \cdot Z_L + B}{C \cdot Z_L + D} = \frac{B}{D} \quad (5)$$

where B and D are defined by

$$B = j \prod_{i=1}^3 \cos(\beta l_i) \{ (Z_1 \tan(\beta l_1) + Z_2 \tan(\beta l_2)) + Z_3 \tan(\beta l_3) [1 - (Z_1/Z_2) \tan(\beta l_1) \tan(\beta l_2)] \}$$

$$D = \prod_{i=1}^3 \cos(\beta l_i) \{ [(1 - (Z_2/Z_1) \tan(\beta l_1) \tan(\beta l_2)) - Z_3 \tan(\beta l_3) ((\tan(\beta l_1)/Z_1) + (\tan(\beta l_2)/Z_2))] - (C_{IN}\omega) [Z_3 \tan(\beta l_3) (1 - (Z_1/Z_2) \tan(\beta l_1) \tan(\beta l_2)) + (Z_1 \tan(\beta l_1) + Z_2 \tan(\beta l_2))] \}$$

Consequently, from the analytical expression of the input impedance Z_{IN} , the first zero of Eq. 6 can be found numerically as well as the first resonance, f_0 , of the compact coaxial resonator.

$$1/Z_{IN}(r_1, R_1, r_2, R_2, l_1, l_2, l_3, C_{IN}) = 0 \quad (6)$$

Equation Eq. 6 shows that the input impedance Z_{IN} depends on geometrical parameters and the capacitance C_{IN} . Hence, a model of the capacitance C_{IN} is needed to obtain the first resonance f_0 of the resonator.

The parasitic inductance from the shorted end of the inner cylinders and the parasitic capacitance from the open end of the hollow cylinder are not studied in this paper.

B. MODEL OF THE CAPACITANCE C_{IN}

The behavior of the capacitance C_{IN} of the compact coaxial resonator can be described using three capacitance models of the inner cylinder of radius r_1 :

- C^{plate} : capacitance between parallel surfaces;
- C^{fringe} : capacitance from the sidewall of the inner cylinder to another perpendicular surface [6];

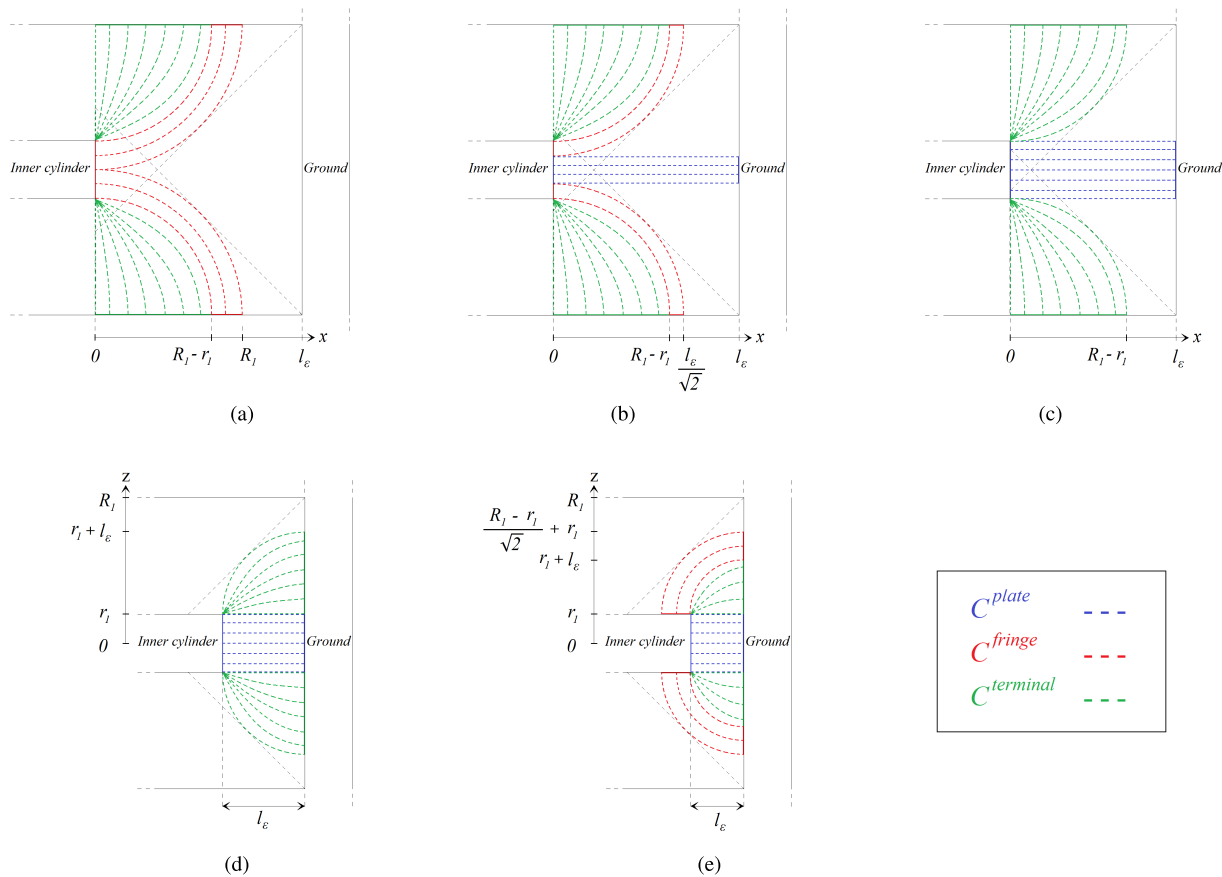


FIGURE 3. Electrical field of the capacitance C_{IN} for different lengths l_ϵ . (a) $R_1\sqrt{2} < l_\epsilon \leq l_3$. (b) $(R_1 - r_1)\sqrt{2} < l_\epsilon \leq R_1\sqrt{2}$. (c) $R_1 - r_1 < l_\epsilon \leq (R_1 - r_1)\sqrt{2}$. (d) $R_1 - r_1 < l_\epsilon \leq (R_1 - r_1)\sqrt{2}$. (e) $0 < l_\epsilon \leq \frac{R_1 - r_1}{\sqrt{2}}$.

- $C^{terminal}$: capacitance from the corner of the inner cylinder to other surfaces [7].

Depending on the length l_ϵ separating the input of the open end cylinder from the ground, five different configurations of the capacitance C_{IN} can be identified: when the distance l_ϵ is low, the electrical field is concentrated between the open end and the ground, and when the distance l_ϵ is higher, the electrical field is more concentrated between the inner cylinder and the hollow cylinder (Fig. 3). Consequently, each configuration gives different values of the capacitances C^{plate} , C^{fringe} and $C^{terminal}$.

In order to simplify the notations of the capacitance C^{fringe} , the function f [6] is defined by Eq. 7.

$$\forall K \in]1; +\infty], f(K) = \text{Ln} \left(K^{2K^2} \cdot (K^2 - 1)^{1-K^2} \right) \quad (7)$$

The capacitance C_{IN} is then determined by Eq. 8, as shown at the bottom of this page, where the dielectric constant ϵ is defined by

$$\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$$

where ϵ_0 is the dielectric constant in vacuum.

Hence, a solver is used to find the first resonant frequency of the re-entrant coaxial resonator from Eq. 6.

C. UNLOADED - Q_0

The unloaded Q_0 factor is determined to optimize the parameters of the re-entrant coaxial resonator as follows:

$$Q_0 = \frac{Q_c}{1 + Q_c \tan \delta} \quad (9)$$

$$C_{IN} = \begin{cases} 4\epsilon r_1 + \epsilon \frac{\pi r_1^2}{l_\epsilon} + (2r_1\epsilon) \cdot f(K), & 0 < l_\epsilon \leq \frac{R_1 - r_1}{\sqrt{2}} \text{ and } K = \frac{\frac{R_1 - r_1}{\sqrt{2}} + r_1}{r_1 + l_\epsilon} \\ 4\epsilon r_1 + \epsilon \frac{\pi r_1^2}{l_\epsilon}, & \frac{R_1 - r_1}{\sqrt{2}} < l_\epsilon \leq (R_1 - r_1)\sqrt{2} \\ 4\epsilon r_1 + \epsilon \frac{\pi}{l_\epsilon} \left(R_1 - \frac{l_\epsilon}{\sqrt{2}} \right)^2 + (2R_1\epsilon) \cdot f(K), & (R_1 - r_1)\sqrt{2} < l_\epsilon \leq R_1\sqrt{2} \text{ and } K = \frac{l_\epsilon}{(R_1 - r_1)\sqrt{2}} \\ 4\epsilon r_1 + (2R_1\epsilon) \cdot f(K), & R_1\sqrt{2} < l_\epsilon \leq l_3 \text{ and } K = \frac{R_1}{R_1 - r_1} \end{cases} \quad (8)$$

where $\tan d$ is the material dielectric loss tangent, and Q_c is the ohmic resonator quality factor, which can be calculated by solving the electromagnetic field of the TEM mode [8], [9]:

$$Q_c = \frac{2}{\delta} \{A_1 B_1 \text{Ln}(R_1/r_1) + A_2 B_2 \text{Ln}(sR_2/r_1) + A_3 \text{Ln}(sR_2/r_2)\} / \{A_1 B_1 (1/R_1 + 1/r_1) + A_2 B_2 (1/(sR_2) + 1/r_1) + A_3 (1/(sR_2) + 1/r_2) + 4\beta [\text{Ln}(sR_2/r_2) + B_2 \text{Ln}(sR_2/r_1) + B_3 \text{Ln}(r_2/R_1)]\} \quad (10)$$

where δ is the skin depth and

$$A_1 = 2\beta l_1 - \sin(2\beta l_1) \quad B_1 = \frac{\cos^2(\beta l_1)}{\sin^2(\beta l_1)}$$

$$A_2 = 2\beta l_2 + \sin(2\beta l_2) \quad B_2 = \frac{\cos^2(\beta l_2)}{\cos^2(\beta l_2)}$$

$$A_3 = 2\beta l_3 + \sin(2\beta l_3) \quad B_3 = \cos^2(\beta l_3)$$

III. C-BAND COMPACT RE-ENTRANT RESONATOR

A. OPTIMIZATION PROGRAM

Knowing the geometrical parameters of the compact coaxial resonator, the first resonant frequency, f_0 , and the quality factor, Q_0 , are calculated using Eq. 6 and Eq. 10. However, in order to design a resonator, the values of f_0 and Q_0 are given and the geometrical parameters need to be determined. Because of the complex formulation of the capacitance expression, a numerical program was developed to solve this problem.

From specified data, the program is described by an initialization, and while and for loops defined by six steps:

1) The specified data are given by the first resonant frequency f_0 , the quality factor Q_0 , the conductivity σ , and the thickness of the hollow cylinder $e_{c1} = r_2 - R_1$.

2) The initialization is based on a set of given parameters: r_1 , r_2 and l_t . The determination of the last parameters, R_2 and L , are realized in the case where the capacitance C_{IN} is neglected ($C_{IN} = 0$). Firstly, defining the conditions of the transmission line lengths by Eq. 11 and Eq. 12, the length L can be determined using Eq. 6 and Eq. 10.

$$l_1 + l_2 = l_3 = L \quad (11)$$

$$l_2 + l_3 = l_t \quad \text{with } l_1 \geq 0 \quad (12)$$

The radius R_2 of the resonator section and the quality factor Q of the numerical program are then initialized from 10.

3) In order to obtain a $Q = Q_0$ convergence, a while loop is realized on the parameter Q , and so :

$$\left. \begin{array}{l} \text{if } Q < Q_0 \\ \text{if } Q > Q_0 \end{array} \right\} \text{then } (Q_0/Q)R_2 \rightarrow R_2$$

From Eq. 6 and without neglecting the capacitance C_{IN} , the parameter L is updated and so, the resonator's volume is calculated for the set of given parameters r_1 , r_2 and l_t .

4) At the end of each while loop, the resonator's volume is saved for each set of values (r_1 , R_1 , r_2 , R_2 , L , l_t).

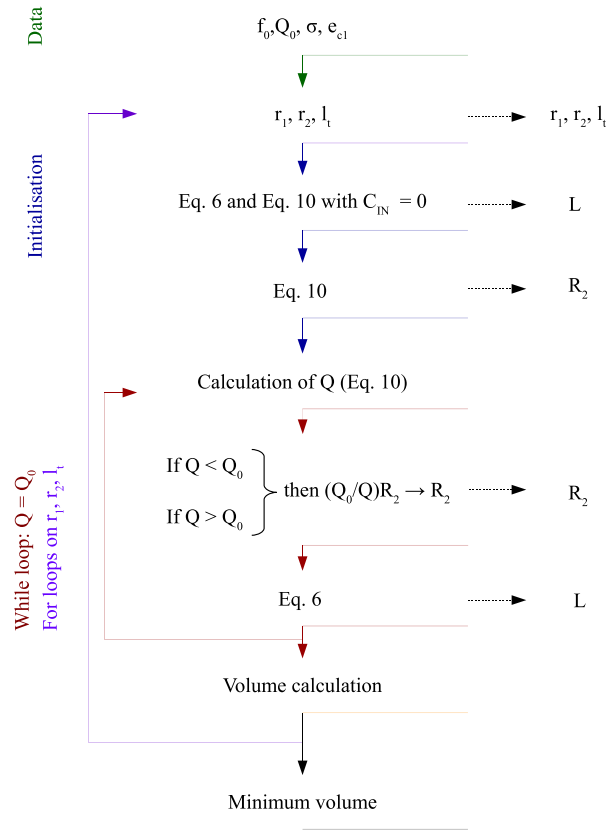


FIGURE 4. Schema of the numerical program.

5) A for loop is realized by changing the set of parameters r_1 , r_2 and l_t . The parameters L and R_2 are then updated from steps 2) and 3), and a new volume is calculated.

6) Lastly, the minimum volume of the resonator is selected from the saved volumes.

The numerical program can optimize the six parameters (r_1 , R_1 , r_2 , R_2 , L , l_t) of the compact coaxial resonator for a given fundamental frequency f_0 and a given quality factor Q_0 in order to minimize the resonator's volume.

B. RESONATOR OPTIMIZATION

The C-band resonator design was realized at the fundamental frequency $f_0 = 7$ GHz and a conductivity of $\sigma = 45.10^6 S/m$. The resonator cylinder lengths were given by 11 and Eq. 12, the relative permittivity was equal to unity, the section of the resonator was square, and the thickness corresponded to $e_{c1} = 0.2$ mm.

The minimization volume of the C-band resonator was realized from the numerical program described previously for different values of the quality factor. The results of the optimization, based on the distance $\delta_1 = R_1 - r_1$, are illustrated in Fig. 5.

Fig. 5a shows how, first of all, when the frequency f_0 and quality factor Q_0 are given and when the distance δ_1 is arbitrarily imposed, the radius R_2 can be determined. Furthermore, increasing the radius R_2 involves increasing the

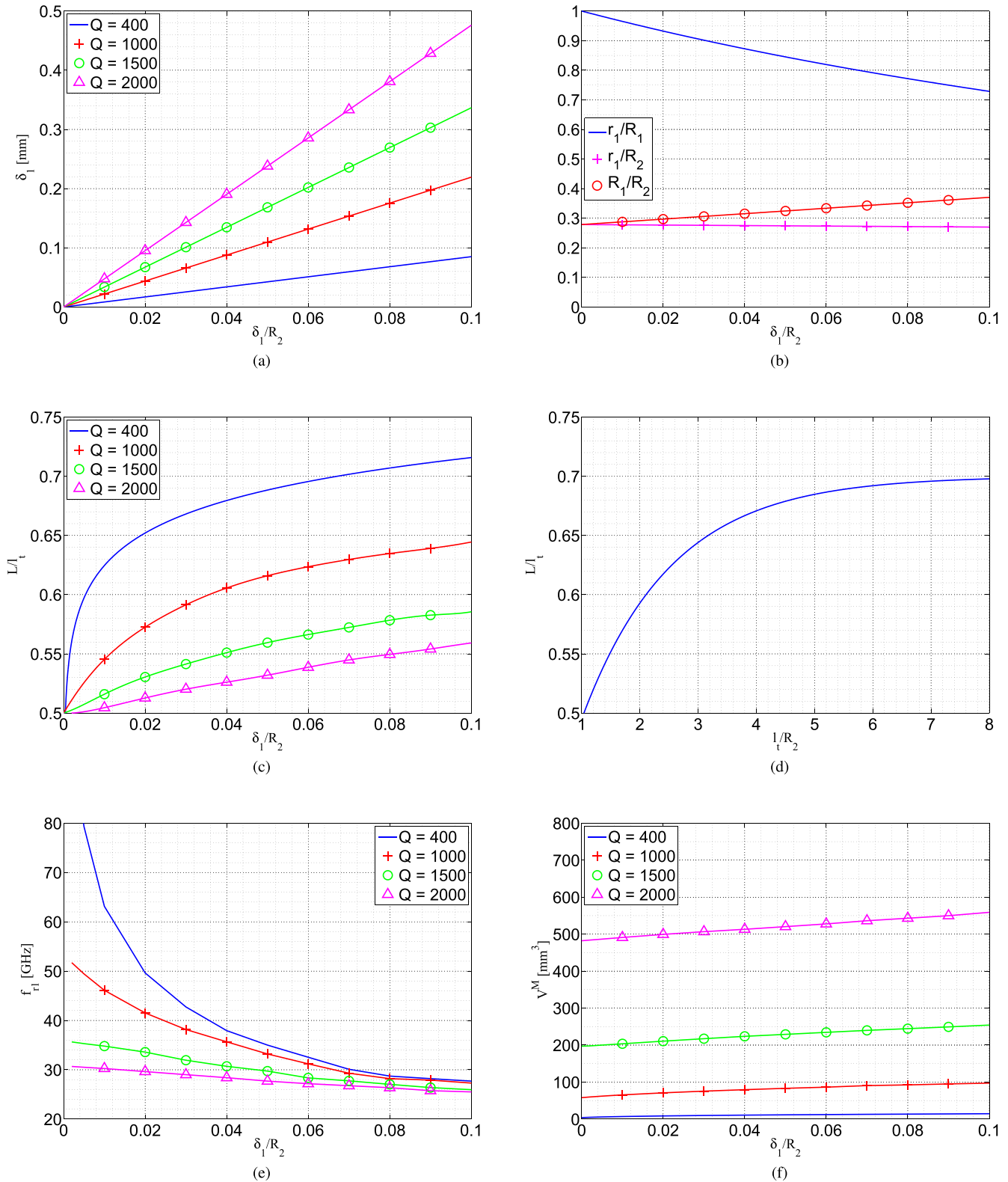


FIGURE 5. Q-factor optimization of a re-entrant coaxial resonator at $f_0 = 7$ GHz for $\sigma = 45.10^6 S/m$.

quality factor Q_0 for a distance δ_1 and a frequency f_0 . This quality factor increase is directly linked to the increasing of the stocked electromagnetic field.

Then, when the radius R_2 is determined, the other radii r_1 and R_1 of the inner cylinders can be found for any quality factor value (Fig. 5b). These evolutions are

represented by

$$R_1 = 0.28R_2 + 0.92\delta_1 \quad (13a)$$

$$r_1 = 0.28R_2 - 0.085\delta_1 \quad (13b)$$

From these relations, when the distance δ_1 is equal to zero ($r_1 = R_1$), the compact coaxial resonator becomes a half-wavelength coaxial resonator and the optimal radius ratio r_1/R_2 becomes equal to 0.28, involving a characteristic impedance of 77 Ohms.

The total length l_t of the compact coaxial resonator and the length L of the inner cylinders can be determined using Fig. 5c and Fig. 5d. From Fig. 5c, when the ratio δ_1/R_2 is given, an increase of the quality factor involves a decrease of the ratio L/l_t , and the quality factor reaches a maximum when the ratio L/l_t is equal to 0.5. This minimum ratio corresponds to the limit of the compact coaxial resonator, i.e., the length l_1 is equal to zero and $l_2 = l_3$.

For a fundamental frequency and quality factor, a degree of freedom exists for the compact coaxial resonator design, which is the distance δ_1 separating the inner cylinder from the hollow cylinder. This distance δ_1 influences the first harmonic f_{r1} : the lower the distance, the higher the first harmonic (Fig. 5e). Furthermore, for a fundamental frequency and quality factor, the optimization means that for each value of δ_1 , there is a single group of parameters (r_1, R_1, R_2, L, l_t), which minimizes the compact coaxial resonator's volume V^M (Fig. 5f). In this case, an overall volume exists for the resonator when the distance δ_1 approaches to zero.

Thanks to the frequency and the quality factor models, therefore, the minimization of the re-entrant coaxial resonator volume can be realized for any fundamental frequency f_0 and quality factor Q_0 , and this minimization depends directly on the δ_1 value.

C. COMPARISON WITH A UNIFORM COAXIAL RESONATOR

In order to show the potential of the re-entrant coaxial resonator technology, the factor F , representing the degree of miniaturization of the compact coaxial resonator compared with a uniform quarter-wavelength coaxial resonator, is defined by

$$\forall \delta_1 > 0, F(\delta_1) = \frac{V^M(\delta_1) - V^{coax}}{V^{coax}} \quad (14)$$

where V^{coax} is the uniform quarter-wavelength coaxial resonator volume. The two resonator technologies can be compared with minimized volumes at the frequency $f_0 = 7$ GHz, i.e., the configuration of the coaxial resonator is given for a characteristic impedance equal to 77 Ohms, and the re-entrant coaxial resonator volume depends on the optimization of the development work in Section III.

The compact coaxial resonator volume is determined from Fig. 5f and compared with the uniform quarter-wavelength coaxial volume. This comparison is illustrated in Fig. 6, which represents the evolution of the re-entrant coaxial resonator volume compared with the uniform quarter

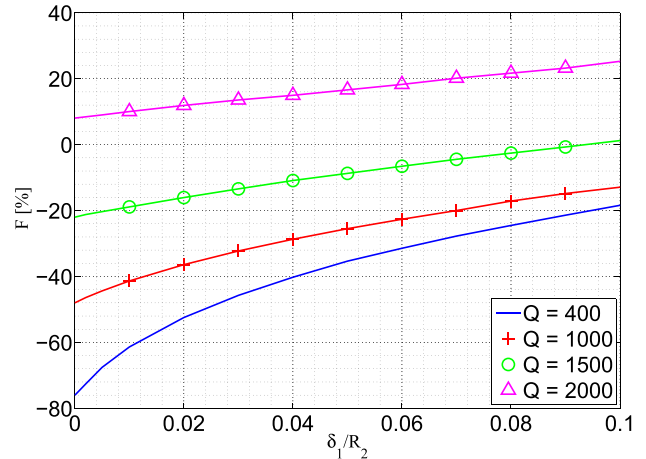


FIGURE 6. Evolution of the F factor at $f_0 = 7$ GHz for $\sigma = 45.10^6$ S/m.

wavelength coaxial resonator volume by the F-factor, as a function of the distance δ_1 . This comparison shows an evolution of this F-factor for several quality factor values at the frequency $f_0 = 7$ GHz. Consequently, the F-factor decreases as the distance δ_1 decreases.

The first harmonic frequency of the compact coaxial resonator illustrated in Fig. 5e is superior to the first harmonic frequency of the quarter-wavelength coaxial resonator, which is equal to $3f_0 = 21$ GHz.

Consequently, the decrease in the re-entrant coaxial resonator volume compared with the uniform quarter wavelength coaxial resonator volume is possible without degrading the quality factor for a given fundamental frequency. Furthermore, the lower the distance separating the inner cylinder from the hollow cylinder, the higher the decrease in the re-entrant coaxial resonator volume and the higher the first harmonic value.

IV. C-BAND COMPACT COAXIAL FILTER

A. C-BAND FILTER SPECIFICATIONS

In order to show the potential of re-entrant resonator technology, a symmetrical six-pole bandpass Tchebychev filter was designed and manufactured to operate in C-band. The filter specifications were a fundamental frequency $f_0 = 6.55$ GHz, a relative bandpass $BP_r = 9.9\%$, insertion losses $IL \leq 0.3$ dB, a return loss superior to 23 dB and a first harmonic frequency $f_{r1} > 24$ GHz. Fig. 7 illustrates the filter specifications within the band near the fundamental frequency.

The direct couplings were realized by irises and the coupling matrix M of the filter was

$$M = \begin{bmatrix} 0 & K_{IN} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ K_{IN} & 0 & K_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & K_{12} & 0 & K_{23} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & K_{23} & 0 & K_{34} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & K_{34} & 0 & K_{23} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & K_{23} & 0 & K_{12} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & K_{12} & 0 & K_{IN} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & K_{IN} & 0 \end{bmatrix}$$

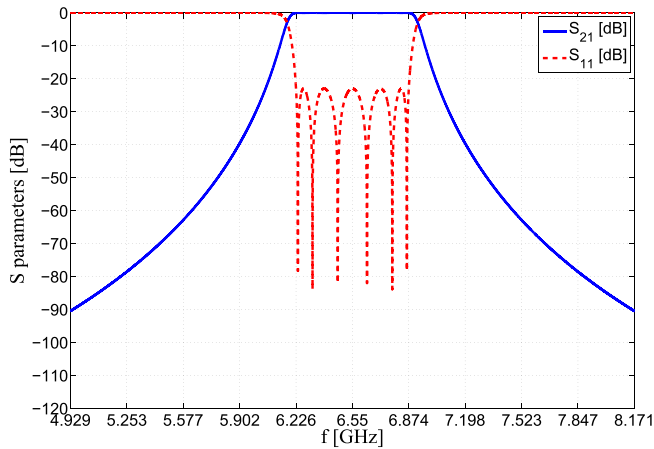


FIGURE 7. Ideal frequency responses of the C-band filter.

with $K_{IN} = 0.0473$, $K_{12} = 0.0891$, $K_{23} = 0.0626$ and $K_{34} = 0.594$.

To respect the insertion losses specification without modifying the bandpass or the return losses, the filter needed a quality factor of about 2000.

B. RESONATOR DESIGN

In order to minimize the compact coaxial filter volume, the resonator design was based on the optimization method developed in Section III. The resonator design was set at a fundamental frequency f_0 equals to 7 GHz instead of 6.55 GHz because the use of a coupling iris allows a decrease of the fundamental frequency of each resonator.

The quality factor Q_0 of the resonator was set at 2000 and the conductivity σ of the metallization was equal to $45.10^6 S.m^{-1}$, realized by silver plating. The distance δ_1 separating the inner cylinder from the hollow cylinder was fixed at 0.24 mm in order to increase the first harmonic frequency up to 24 GHz. Furthermore, to minimize the resonator volume, the thickness e_{c1} of the hollow cylinder corresponded to 0.2 mm.

TABLE 1. Characteristic values of the re-entrant coaxial resonator vs HFSS® Results.

Initial data	Compact resonator	HFSS® Results
$f_0 = 7.00$ GHz	$r_1 = 1.306$ mm	$f_0^{HFSS} = 6.97$ GHz
$Q_0 = 2000$	$R_1 = 1.544$ mm	$Q_0^{HFSS} = 2070$
$\delta_1 = 0.238$ mm	$r_2 = 1.744$ mm	$f_{r1}^{HFSS} = 25.7$ GHz
$\sigma = 45.10^6 S.m^{-1}$	$R_2 = 4.761$ mm	
$e_{c1} = 0.2$ mm	$l_\epsilon = 2.690$ mm	
	$L = 3.042$ mm	

Based on the results of the optimization detailed in Section III, the geometrical parameters of the re-entrant coaxial resonator are given in Table 1, where the capacitance C_{IN} is obtained from Fig. 3. The electrical characteristics of the three transmission lines of the re-entrant coaxial resonator are given in Table 2.

TABLE 2. Electrical characteristics of the re-entrant coaxial resonator with $C_{IN} = 0.1755$ pF.

	Coaxial C_1	Coaxial C_2	Coaxial C_3
Z_i [Ohms]	10.04	82.13	64.78
l_i [mm]	0.352	2.69	3.042
β_i [rad/m]	146.71	146.71	146.71

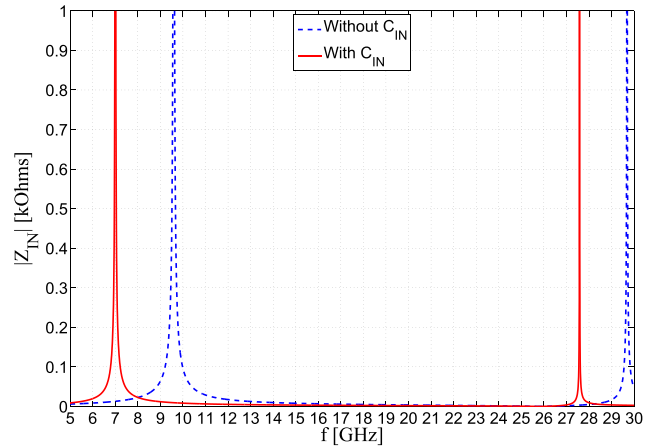


FIGURE 8. Impedance Z_{IN} .

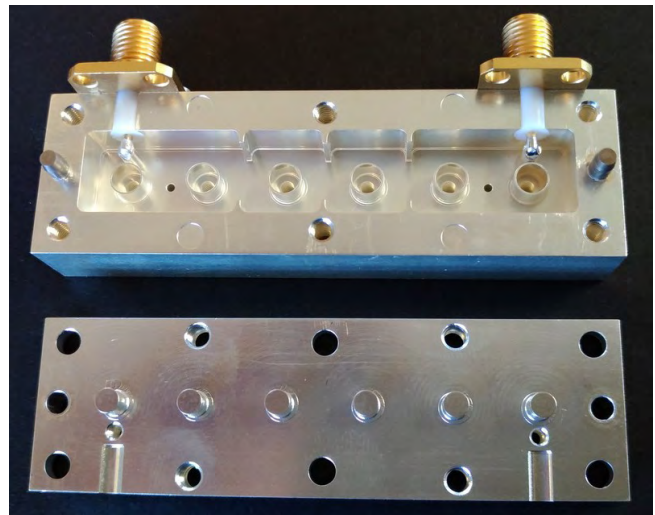
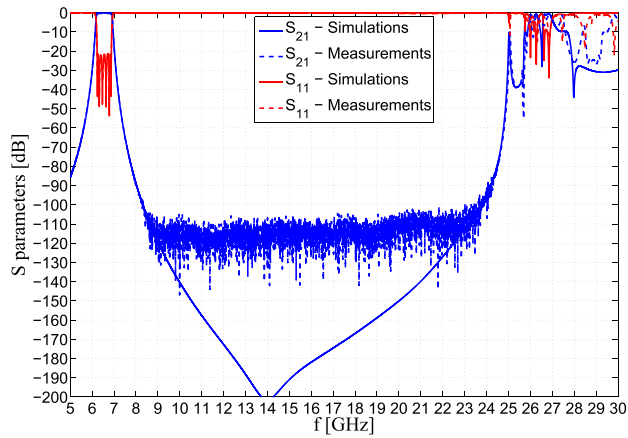


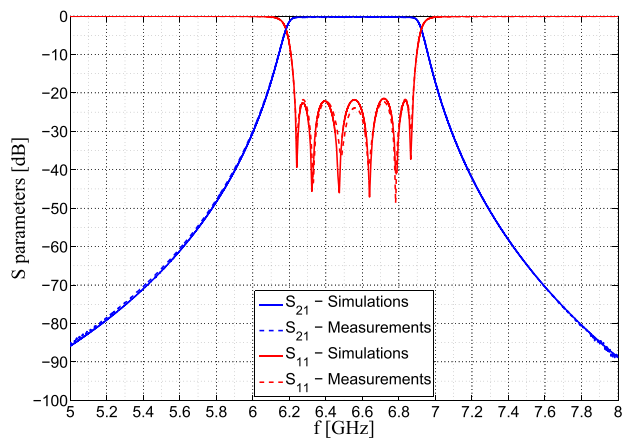
FIGURE 9. C-band filter.

The impedance Z_{IN} of the compact resonator is illustrated in Fig. 8 and shows that the frequency model of the re-entrant coaxial resonator depends on the model of the parasitic capacitance C_{IN} . Indeed, the frequency model of the resonator without the influence of the capacitance C_{IN} leads to a relative error of 37% for the fundamental frequency $f_0 = 7$ GHz.

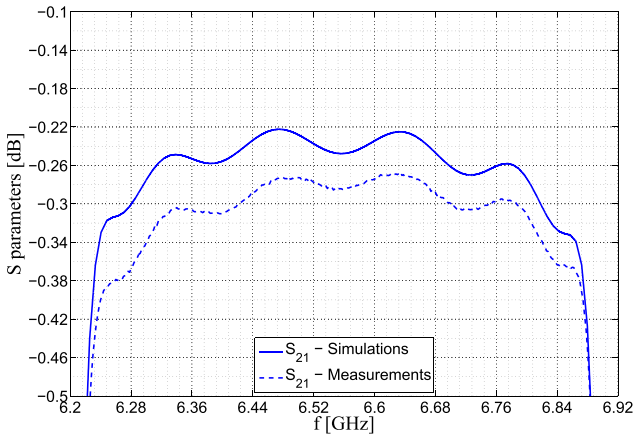
The accuracy of the frequency and quality factor models is presented in Table 1. Indeed, an electromagnetic simulation carried out with the HFSS® software lead to similar results about the fundamental frequency and the quality factor as the initial data. Consequently, the frequency and quality factor models are accurate models of the re-entrant coaxial resonator in C-band. Hence, the parasitic inductance from the closed end of the inner cylinders and the parasitic capacitance



(a)



(b)



(c)

FIGURE 10. C-band filter measurements.

from the open end of the hollow cylinder can be ignored in this case.

The re-entrant coaxial resonator design produces HFSS® results corresponding to a fundamental frequency of $f_0 = 6.97$ GHz, a quality factor of $Q_0 = 2070$ and a first harmonic frequency of $f_{r1} = 25.7$ GHz. Consequently, this resonator configuration of physical length $\lambda/12.5$ was used to design the C-band filter.

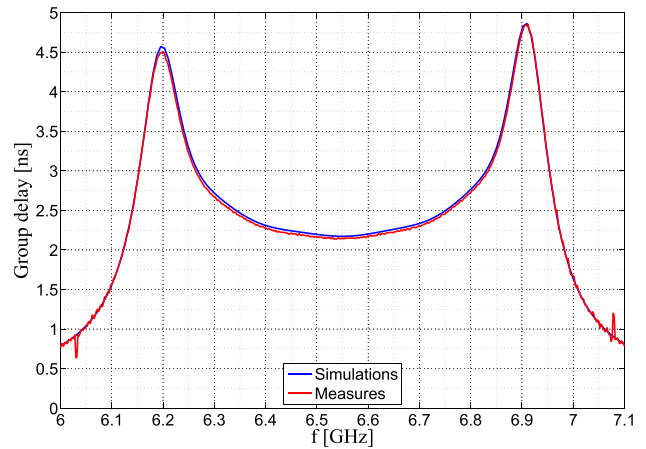


FIGURE 11. Group delay measurements.

C. FILTER DESIGN AND RESULTS

The C-band filter design was based on the re-entrant coaxial resonator configuration described in Table 1. Furthermore, the Tchebychev coupling matrix was respected adjusting the iris lengths separating the resonators, with the six resonators arranged along the same axis (Fig. 9). Eight tuning screws were placed within the manufactured filter to influence the resonant frequencies of the cavities and the coupling coefficient K_{01} .

The results of the electromagnetic measurements of the C-band filter are compared to the HFSS® simulations in Fig. 10, showing that the measurements and simulations of the transmission coefficient S_{21} are close. Indeed, the measured fundamental frequency, relative bandpass, and first harmonic frequency correspond to the simulated ones (Fig. 10a). Nevertheless, the insertion losses of the manufactured filter were higher than those predicted by the simulations. This difference was due to the underestimation of the losses of the filter's SMA connectors in the simulations (Fig. 10c).

The return losses results are different between the measurements and the simulations because the coupling coefficient K_{01} is superior to the coefficient of the theoretical coupling matrix (Fig. 10b). Despite the use of tuning screws to ensure this coupling coefficient, the soldering of the SMA connectors strongly influences the coupling coefficient.

Furthermore, the group delay measurement is also similar to the simulation. Consequently, the variations of the group delay in the band of the manufactured filter are equal to 0.6 ns.

Ultimately, the experimental responses of the manufactured filter were close to the simulated and theoretical responses.

V. CONCLUSION

A minimization of the re-entrant coaxial resonator volume was realized in C-band from analytical and numerical models of the resonant frequency and the quality factor. This resonator optimization was used to manufacture a six-pole filter in C-band. The C-band filter measurements were close to

the simulations, showing a higher wide spurious-free performance and offering a different form factor from a uniform quarter-wavelength coaxial resonator.

ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank the company VUILLERMOZ PHILIPPE for manufacturing the filter.

REFERENCES

- [1] M. Makimoto and S. Yamashita, "Bandpass filters using parallel coupled stripline stepped impedance resonators," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. MTT-28, no. 12, pp. 1413–1417, Dec. 1980.
- [2] S. B. Cohn, "The re-entrant cross section and wide-band 3-dB hybrid couplers," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. MTT-11, no. 4, pp. 254–258, Jul. 1963.
- [3] E. Musonda and I. C. Hunter, "Microwave bandpass filters using re-entrant resonators," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 63, no. 3, pp. 954–964, Mar. 2015.
- [4] H. Aouidad, E. Rius, J.-F. Favennec, A. Manchec, and Y. Clavet, "UHF second order bandpass filters based on miniature two-section SIR coaxial resonators," *Int. J. Microw. Wireless Technol.*, vol. 8, no. 8, pp. 1187–1196, 2016.
- [5] E. Doumanis, S. Bulja, and D. Kozlov, "Compact coaxial filters for BTS applications," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 27, no. 12, pp. 1077–1079, Dec. 2017.
- [6] K. Suzuki, "Parasitic capacitance of submicrometer MOSFET's," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 46, no. 9, pp. 1895–1900, Sep. 1999.
- [7] W. Zhao, X. Li, S. Gu, S. H. Kang, M. M. Nowak, and Y. Cao, "Field-based capacitance modeling for sub-65-nm on-chip interconnect," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 56, no. 9, pp. 1862–1872, Sep. 2009.
- [8] S. Yamashita and M. Makimoto, "The Q-factor of coaxial resonators partially loaded with high dielectric constant microwave ceramics," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. MTT-31, no. 6, pp. 485–488, Jun. 1983.
- [9] M. Sagawa, M. Makimoto, and S. Yamashita, "A design method of bandpass filters using dielectric-filled coaxial resonators (short papers)," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. MTT-33, no. 2, pp. 152–157, Feb. 1985.



CHRISTOPHE HALLET was born in Rennes, France, in 1991. He received the Diploma degree in telecommunications from the Engineer School, Institut National des Sciences Appliquées, Rennes, in 2015. He is currently pursuing the Ph.D. degree with the University of Brest. His research interests include the modeling and the conception of filters, and the study of the multipactor effect of filters for spatial applications.



JEAN-FRANÇOIS FAVENNEC received the Ph.D. degree in electronics from the University of Brest, Brest, France, in 1990. He received the Accreditation to Supervise Research (HDR) in 2016. He became an Assistant Professor with the École Nationale d'Ingénieurs de Brest, Plouzané, France, in 1991. He essentially teaches electromagnetic theory and microwaves. He currently conducts research with the Laboratoire en Sciences et Techniques de l'Information, de la

Communication et de la Connaissance, Université de Bretagne Occidentale, Brest. His current research interests include the modeling and design of passive devices for microwave applications and are mainly focused on filters.



ÉRIC RIUS (SM'15) spent several months at Singapore as a Visiting Professor at Nanyang Technological University. He is currently a Professor with the University of Brest. He is also the Vice Head of the Lab-STICC UMR CNRS 6285. His research conducted at the Lab-STICC concerns the design of microwave passive devices for centimetric and millimetric wave applications. He is involved in many projects with the two French agencies ANR and CNES, and companies, such

as Thales Alénia Space. He supervised over 20 Ph.D. students and several post-docs. He participated in over 90 Ph.D. jury defenses and 10 HDR jury defenses. In 2013, he was appointed by the European Microwave Association as a European Microwave Lecturer. In 2010, he was the TPC Chair of the 40th edition of the European Microwave Conference (over 5000 attendees). He has h-number 20, over 1800 citations, and most cited paper with 230 citations.



JESSICA BÉNÉDICTO received the Ph.D. degree in physics from the University of Blaise Pascal, Clermont-Ferrand, France, in 2013. During her Ph.D., she investigated the potential of metallo-dielectric multilayers, flat lens with sub-wavelength resolution, and non locality in metals. In 2013, she held a post-doctoral position at the Fresnel Institute, Marseille, France. The fields of applications were hybrid magnetic-electric dielectric scatterer near-field and far-field analyses.

In 2015, she became an Assistant Professor with the Lab-STICC Laboratory, Brest, France. Her research interests are focused on the modeling and design of passive devices for microwave applications.



LUDOVIC CARPENTIER received the Ph.D. degree in electrical engineering from the University of Limoges, France, in 2012. He is currently a Research and Development Engineer with the French Space Agency (CNES), Toulouse, France, where he is involved in microwave passive components area.



DAMIEN PACAUD was born in France, in 1971. In 2001, he received the Ph.D. degree in Applied Mathematics and Scientific Computing from the University of Bordeaux 1, France. In 1996, he joined the CEG Center to develop powerful electromagnetic numerical techniques. In 2000, he joined IEEA, Paris, to develop RF software. Since 2001, he has been in charge of filters and multiplexers studies and developments for spatial applications at Thales Alénia Space, Toulouse, France. His main area of interest concerns optimization and computer-aided design processes for novel passive microwave products.

...

Optimized Compact Coaxial Filters for Space Applications in L-band

Christophe HALLET*, Jean-François FAVENNEC†, Éric RIUS*, Jessica BÉNÉDICTO* and Ludovic CARPENTIER‡

*Université de Brest, CNRS, UMR 6285 Lab-STICC,
6 Avenue Victor le Gorgeu, CS 93837, 29238 Brest Cedex, France
Email: christophe.hallet@univ-brest.fr, eric.rius@univ-brest.fr, jessica.benedicto@univ-brest.fr

†ENIB - École Nationale d'Ingénieurs de Brest,
945 Avenue du Technopôle, 29280 Plouzané, France
Email: favennec@enib.fr

‡CNES - Centre National d'Études Spatiales,
18 Avenue Edouard Belin, 31400 Toulouse, France
Email: Ludovic.Carpentier@cnes.fr

Abstract—A compact coaxial cavity study is proposed in L-band for space applications. First, the study describes the evolution of the quality factor from this resonator in L-band. Then, the multipactor effect is examined from two pole filter simulations in order to find the optimal configuration to maximize the output power in vacuum.

Index Terms—Coaxial cavity, L-band resonator, optimization, multipactor, output power.

I. INTRODUCTION

Space applications need small microwave filters with high Q-factor and wide spurious free performance. However, the filter compactness involves a low power handling in vacuum which is an inconvenient for telecommunications transmitters.

This paper describes a resonator based on re-entrant lines [1] and stepped impedance resonators [2] in order to increase the compactness and the superior spurious-free performance. This resonator has been used for compactness for BTS applications [3], for UHF applications [4], for transmission zero [5], and for tunability [6]. In order to evaluate the compactness impact on the power handling, a study of a L-band resonator is realized to optimize the power handling in vacuum.

A description of the compact coaxial resonator and a study in L-band are realized in the Section II. The Section III describes the theoretical principle of the multipactor phenomenon, then shows the optimization of the power handling for the L-band resonator configuration from simulations, and finally gives some analytical models to compare with the power simulations.

II. COMPACT COAXIAL FILTER STRUCTURE

A. Principle

The compact coaxial resonator is illustrated by Fig. 1. The resonator is based on a square cavity of half side $2R_2$

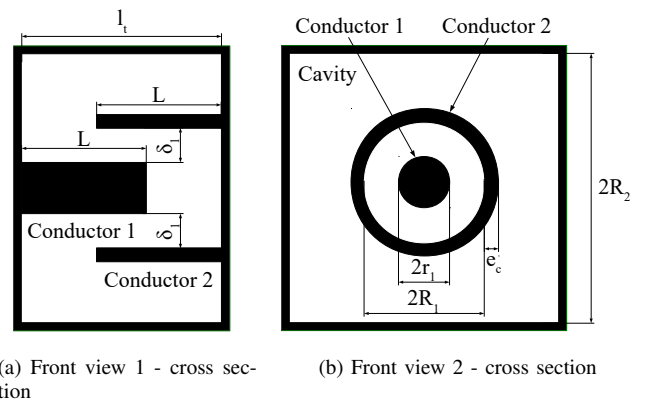


Fig. 1. Description of the compact coaxial resonator.

and length l_t . Two conductors of length L , inverse parallel configurations, are introduced inside this cavity: the first inner cylinder conductor of radius r_1 is located inside the second hollow cylinder of radius R_1 and of thickness e_c . The inner cylinder is separated to the second cylinder by the gap δ_1 .

An equivalent circuit model of this resonator is proposed in [3] and shows that this resonator offers wide spurious free performance. However, only the fundamental frequency is considered in order to study the multipactor effect of this resonator.

The next section focuses on an example of a compact coaxial resonator in L-band studying the evolution of the parameter δ_1 to change the frequency fundamental f_0 of this resonator.

B. L-band study

The electrical performance of the vacuum filled resonator in L-band is analyzed for the geometrical parameters $R_2 = 50$ mm, $l_t = 28$ mm, $e_c = 1$ mm, $L = 19$ mm and $r_1 = 6$ mm and for a silver conductivity $\sigma = 55.10^6 S/m$. The last geometrical parameter δ_1 separating the hollow cylinder from the inner cylinder varies from 1 mm to 17 mm in order to change the fundamental frequency, and the study is realized from the electromagnetic software HFSS®.

The evolution results of the parameter δ_1 are illustrated by the Fig. 2a and show that the increasing of the distance δ_1 involves the increasing of the fundamental frequency f_0 . Indeed, when the distance δ_1 varies from 1 mm to 17 mm, the frequency f_0 increases from 0,83 GHz to 2,3 GHz. This evolution is described in [4] and allows to reduce the electrical length of the resonator when the distance δ_1 is low.

Furthermore, the evolution of the quality factor Q_0 at the frequency f_0 is illustrated by Fig. 2b and shows that the increasing of the distance δ_1 until $\delta_1 = 7$ mm involves an increasing of the quality factor, and then a decreasing of the quality factor when the distance δ_1 increases. So, the maximum quality factor Q_0 is equal to 5030 at the frequency 1,63 GHz for the studied parametric configuration.

Consequently, the evolution of the distance δ_1 separating the hollow cylinder from the inner cylinder allows to change the fundamental frequency f_0 and the quality factor Q_0 . Hence, the next section describes the power handling in vacuum from this evolution of δ_1 realizing power two pole filter simulations.

III. MULTIPACTOR EFFECT

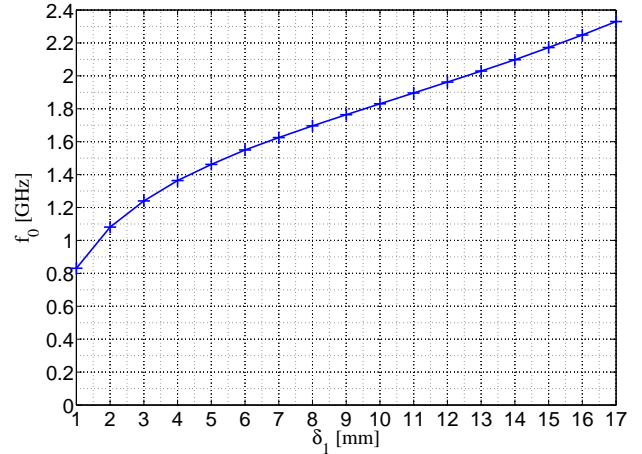
A. Multipactor theory

The multipactor effect [7] is microwave breakdown discharge occurring in vacuum conditions caused by the formation of an electron avalanche. This avalanche originates due to the release of secondary electrons when high energy electron collide with the device metallic walls. The main consequence of the multipactor is the erosion of the walls, and the multipactor results in the appearance of an electron plasma which decreases the component output power increasing its return loss, heating up the walls, etc. Furthermore, if the multipactor conditions are respected for a long time, walls outgassing increases the pressure inside the component and a corona discharge can appear and destroy the component.

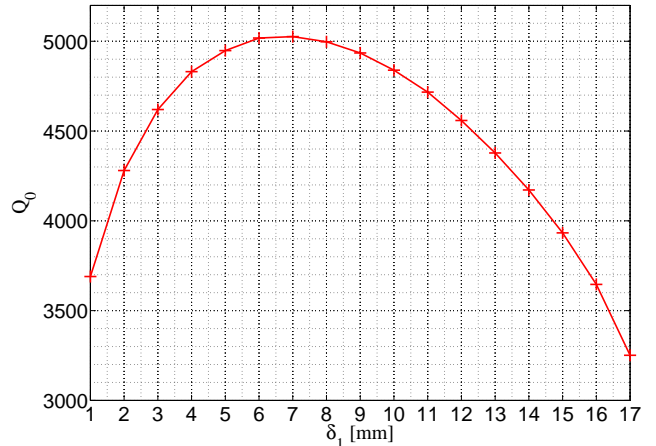
The principle of the multipactor effect can be described by two metallic plates separated by a distance d , driven by a peak RF voltage V_{RF} at the frequency f . The breakdown discharge is the consequence of many impacts of electrons within the two plates. When an electron undergoes an impact on a metallic plate, so two cases exist:

- the electron undergoes a reflection on the metallic plate;
- or secondary emissions of electrons can be generated.

The impact of the electron on a metallic plate is represented by the ratio δ defined by



(a)



(b)

Fig. 2. f_0 and Q_0 according to δ_1 and for $\sigma = 55.10^6 S/m$.

$$\delta = \frac{\text{number of emitted secondary electrons}}{\text{one electron impact}} \quad (1)$$

Hence, a ratio δ inferior to the unity involves a mix of backscattered and true secondary electrons, while a ratio superior to the unity involves the first electron generates secondary emission electrons which represents the multipactor phenomenon. Consequently, the minimization of the multipactor effect is realized for values of the ratio δ inferior to the unity.

Furthermore, the multipactor conditions correspond to the number of emitted secondary electrons, the propagation direction and the impact angle which depend on the kinetic energy E_p at the impact and of the impact angle on the metallic plate. A model is proposed in [7] and modified in [8] based on several experimental measures and depends on material characteristics described by

- δ_{max} maximum secondary emission coefficient;
- E_m incident electron energy for δ_{max} ;

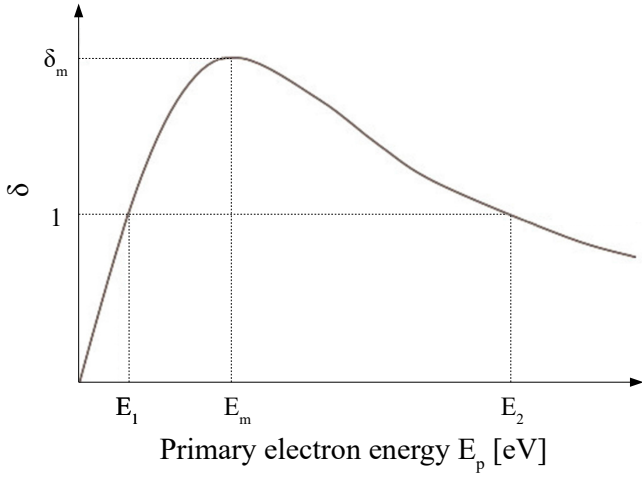


Fig. 3. Second emission Yield δ vs the primary electron energy E_p for a given metallic material

- E_1 lowest incident electron energy at $\delta = 1$;
- E_2 highest incident electron energy at $\delta = 1$.

Fig. 3 illustrates the evolution of the secondary emission yield δ depending the impact electron energy for a given metallic material (copper, aluminium, silver, gold, etc). The values of the material characteristics (δ_{max} , E_m , E_1 , E_2) can be found in European Cooperation for Space Standardization [9].

The result of this multipactor phenomenon for the two metallic plates involves an evolution of the limit tension V_{RF} which depends on the product frequency $f \times$ distance d . Theoretical curves of the evolution of the tension V_{RF} can be found in different material from the ECSS tool [9]. A two silver plates example is illustrated by Fig. 4 representing the evolution of the tension V_{RF} depending on the product frequency $f \times$ distance d for different modes of the multipactor. Furthermore, the multipactor boundary defined by ECSS represents the minimum tension V_{RF} for each product $f \times d$, and so this limit corresponds to the power limit in vacuum for the two metallic plates.

In practice, the determination of the device output power in vacuum is realized by simulation tools like Power In Cell (PIC) of the software CST [10], the software SPARK3D [11], or others. SPARK3D is used in the next section in order to investigate the multipactor effect for the compact coaxial resonator described in Section II.

B. Multipactor optimization in L-band

A study is realized to determinate the multipactor limits of the compact coaxial resonator. This work is based on the evolution of the distance δ_1 separating the inner cylinder from the hollow cylinder from the L-band resonator configuration of the Section II.

For each given distance δ_1 , a two pole symmetrical filter is designed (Fig. 5). The inter-resonator coupling is realized by iris and the input/output connectors are SMA connectors.

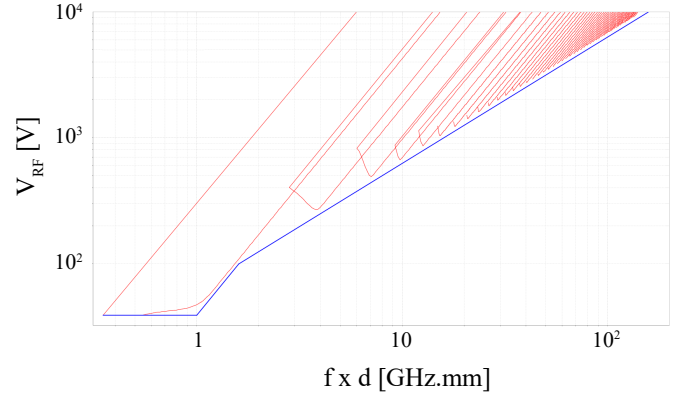


Fig. 4. Evolution of the tension V_{RF} vs the product $f \times d$ for silver plates from ECSS tool: theoretical curves (red), ECSS boundary (blue)

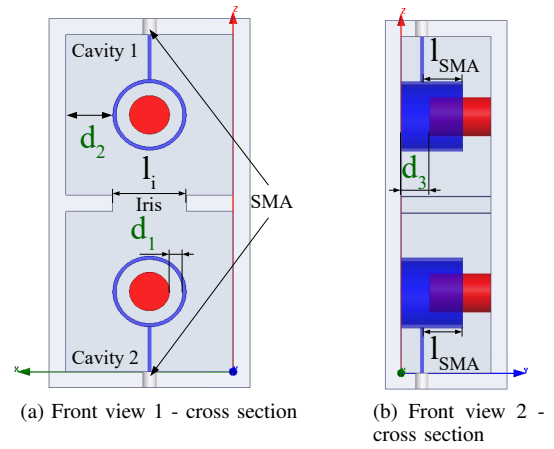


Fig. 5. Two pole symmetrical filter configuration.

As the evolution of the distance δ_1 involves a modification of the inter-coupling value of the filter, so the relative bandwidth is imposed to $BP_r = 2\%$ and return loss is superior to 20 dB (Fig. 6). Consequently, the iris length l_i and the coaxial connector position l_{SMA} are adjusted for each designed filter.

As the theoretical multipactor results proves the output power modification when the distance separating two metallic walls changes, so the evolution of the distance δ_1 involves a change of the output power of the filter. Consequently, in order to determinate the distance of the compact coaxial resonator which limits the output power, three distances are defined by

- $d_1 = \delta_1$ separating the inner conductor 1 from the hollow conductor 2;
- $d_2 = R_2 - R_1 - e_c$ separating the conductor 2 from the ground;
- $d_3 = l_t - L$ separating the conductor 1 from the ground, and separating the conductor 2 from the ground.

Consequently, the analysis based on the increasing of the distance δ_1 involves the increasing of the distance d_1 and the decreasing of the distance d_2 . The distance d_3 is constant and equals to 9 mm from the L-band resonator configuration of

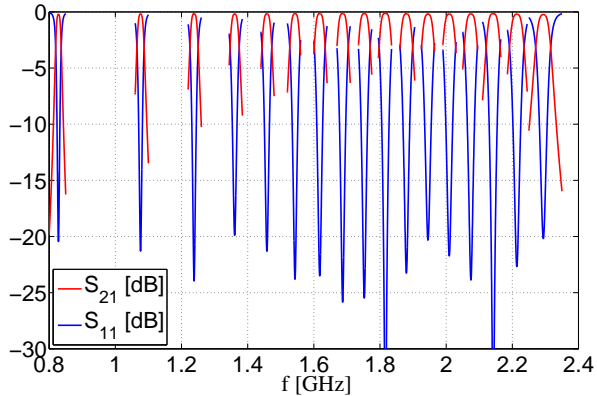


Fig. 6. Frequency results for an evolution of the distance δ_1

TABLE I
DISTANCE VALUES

d_1 [mm]	1	2	3	4	5	6	7	8	9
d_2 [mm]	17	16	15	14	13	12	11	10	9
d_3 [mm]	9	9	9	9	9	9	9	9	9
d [mm]	1	2	3	4	5	6	7	8	9
d_1 [mm]	...	10	11	12	13	14	15	16	17
d_2 [mm]	...	8	7	6	5	4	3	2	1
d_3 [mm]	...	9	9	9	9	9	9	9	9
d [mm]	...	8	7	6	5	4	3	2	1

the Section II. Hence, the minimum distance d representing the minimum distance separating two metallic walls of the compact coaxial resonator is defined by

$$d = \min \{d_1, d_2, d_3\} = \min \{d_1, d_2\} \quad (2)$$

Consequently, the limit of the filter output power corresponds to the minimum distance d , i.e. the minimum distance among the distances d_1 and d_2 .

The filter electromagnetic simulations are realized from the software HFSS® and these simulation results are imported in the multipactor software SPARK3D in order to determine the limit of the power handling in vacuum for each designed filter. The filter designs are realized for different values of the distances d_1 , d_2 and d_3 given by the Table I.

From the software SPARK3D, the output power simulations are realized for the silver material, i.e. $\delta_{max} = 2.22$, $E_m = 165$ eV, $E_1 = 30$ eV and $E_2 = 5000$ eV.

The simulation results of the impact of the evolution distance d_1 on the output power of the two pole filter are illustrated by Fig. 7. These results show an increasing, then a decreasing of the output power passing by a maximum when the distance d_1 increases. Indeed, the increasing of the distance d_1 involves an exponential increasing of the filter output power until reach a maximum equals to 500 W when the distance d_1 is equal to 10 mm. From this maximum, the increasing of the

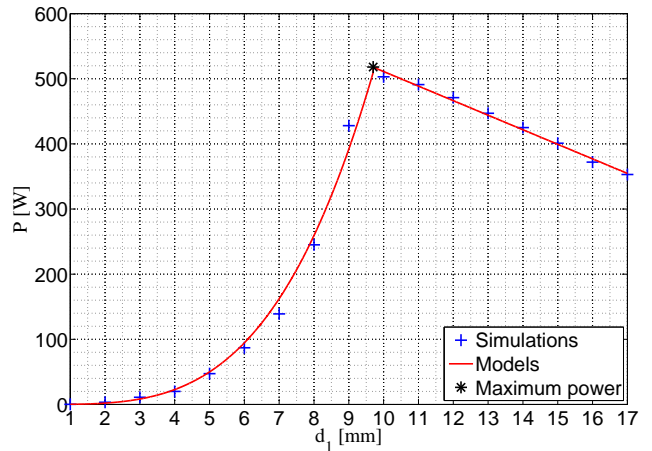


Fig. 7. Evolution of the output power P vs the distance d_1

distance d_1 (i.e. the decreasing of the distance d_2) involves a linear decreasing of the filter output power.

Consequently, two conclusions based on the multipactor simulation results are described by

- the exponential increasing of the output power comes from the increasing of the distance d_1 because the distance d_1 is inferior to the distance d_2 ;
- the linear decreasing comes from the decreasing of the distance d_2 because the distance d_2 is inferior to the distance d_1 .

Consequently, the multipactor effect appears in the compact coaxial resonator where the distance separating two metallic conductors is the lowest for the L-band resonator configuration. Hence, an optimal configuration of the compact coaxial resonator exists to maximize the output power of the filter in vacuum when all the distances separating two metallic conductors are approximatively equal.

C. Filter output power model

In this section, analytical models are proposed in order to describe the power evolution depending on the product frequency $f_0 \times d$, where f_0 is the fundamental frequency of the designed filter and d the minimum distance defined by Eq. 2. This power evolution is carried out from the simulations of the previous section and is illustrated by Fig. 7 and Fig. 8.

The influence of the minimum distance d is separated in two evolutions by

- the evolution of the distance d_1 corresponding to the exponential increasing of the output power when the distance d_1 is inferior to the distance d_2 (Eq. 3);
- and the evolution of the distance d_2 corresponding to the linear power when the distance d_2 is inferior to the distance d_1 (Eq. 4).

For each evolution, an analytical model is proposed and is defined by

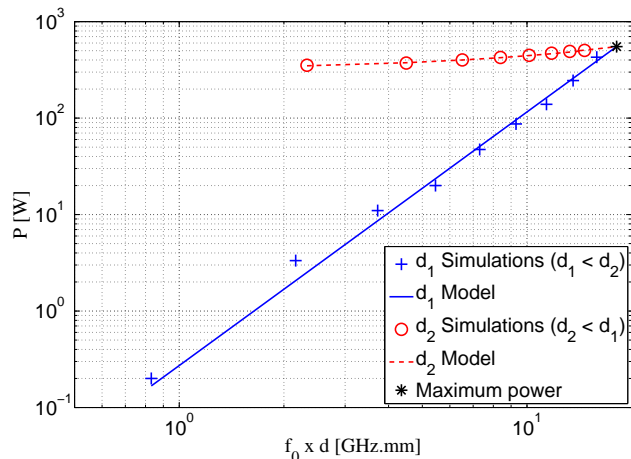


Fig. 8. Output power evolution vs the product frequency $f_0 \times$ distance d

$$\forall d_1 < d_2, P(f_0 d_1) = 0.27 (f_0 d_1)^{2.63} \quad [W] \quad (3)$$

and

$$\forall d_2 < d_1, P(f_0 d_2) = 12.8 (f_0 d_2) + 320 \quad [W] \quad (4)$$

The exponential and linear models approximatively correspond to the power two pole filter simulations. Consequently, by interpolation, these models are used to find the maximum power which is approximatively equal to 520 W for a distance $d_1 = 9.7$ mm.

IV. CONCLUSION

Simulations have been realized for the compact coaxial resonator and show an unique configuration of this resonator which maximize the output power in vacuum. Accurate analytical models have been established and confirm the optimal configuration to maximize the power handling of the L-band filter. Finally, a compromise exists between the quality factor and the output power for the studied L-band configuration resonator.

ACKNOWLEDGMENT

This work would like to thank the CNES and TAS (Thales Alenia Space) for the discussions.

REFERENCES

- [1] S. B. Cohn, "The re-entrant cross section and wide-band 3-db hybrid couplers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 11, no. 4, pp. 254–258, 1963.
- [2] W. S. Wai, W. X. Hu, and C. Q. Xin, "Uwb bandpass filter with upper-stopband improvement using slot-embedded short-circuited stub," in *Microwave Conference Proceedings (APMC), 2011 Asia-Pacific*. IEEE, 2011, pp. 1658–1661.
- [3] E. Doumanis, S. Bulja, and D. Kozlov, "Compact coaxial filters for bts applications," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2017.
- [4] H. Aouidad, E. Rius, J.-F. Favennec, A. Manchec, and Y. Clavet, "Uhf second order bandpass filters based on miniature two-section sir coaxial resonators," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 8, no. 8, pp. 1187–1196, 2016.

- [5] E. Musonda and I. C. Hunter, "Microwave bandpass filters using re-entrant resonators," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, no. 3, pp. 954–964, 2015.
- [6] H. Aouidad, E. Rius, J.-F. Favennec, A. Manchec, and Y. Clavet, "Filtre accordable à résonateurs coaxiaux matriochka à deux sections," in *XIXèmes Journées Nationales Microondes*, 2015.
- [7] J. R. M. Vaughan, "Multipactor," *IEEE Transactions on electron devices*, vol. 35, no. 7, pp. 1172–1180, 1988.
- [8] C. Vicente, M. Mattes, D. Wolk, B. Mottet, H. Hartnagel, J. Mosig, and D. Raboso, "Multipactor breakdown prediction in rectangular waveguide based components," in *Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International*. IEEE, 2005, pp. 4–pp.
- [9] ECSS, <http://ecss.nl/standard/ecss-e-20-01a-rev-1-multipaction-design-and-test-1-march-2013/>.
- [10] CST, <https://www.cst.com/>.
- [11] SPARK3D, <http://www.fest3d.com/spark3d.php>.

Titre : Étude et réalisation de filtres matriochkas pour des applications spatiales

Mots clés : résonateur coaxial ré-entrant, SIR, modèle fréquentiel, modèle du facteur de qualité, optimisation, filtres en bande L et C.

Résumé : Le résonateur matriochka est conçu à partir de résonateurs coaxiaux ré-entrants créant ainsi des sauts d'impédances (SIR). La thèse développe alors des innovations théoriques sur la technologie matriochka en proposant des modèles analytiques précis sur le comportement fréquentiel et du facteur de qualité du résonateur.

Les modélisations mettent en relief l'existence de degrés de liberté au sein du résonateur matriochka induisant une flexibilité du rapport de forme du résonateur. Les degrés de liberté créent ainsi une multitude de configurations du résonateur matriochka pour une fréquence fondamentale et un facteur de qualité donnés. Par conséquent, une optimisation en volume est réalisée pour concevoir deux filtres en bande L et C afin de minimiser leur encombrement.

Une étude de la tenue en puissance dans le vide est également effectuée pour le filtre en bande L. Une méthode conjointe d'optimisation de la tenue en puissance et de minimisation en volume est alors proposée pour ce filtre.

Ainsi, les modélisations et les optimisations sont employées afin de concevoir et de fabriquer deux filtres hyperfréquences. Le premier est un filtre de transmission en bande L conçu pour l'application de navigation Galileo qui propose une alternative d'encombrement et une tenue en puissance dans le vide élevée. Enfin, le second est un filtre de réception en bande C conçu, fabriqué et mesuré pour l'application de télémétrie qui propose de meilleures performances en réjection et un volume réduit par rapport à l'existant.

Finalement, la technologie matriochka est une alternative de résonateur par rapport à l'état de l'art en proposant, selon les configurations, un rejet élevé des harmoniques et un volume réduit pour une fréquence fondamentale et un facteur de qualité donnés.

Title : Conception and fabrication of matriochka filters for spatial applications

Keywords : re-entrant coaxial resonator, SIR, frequency model, Q-factor model, optimization, C-band and L-band filters

Abstract: The matriochka resonator is based on re-entrant coaxial Stepped Impedance Resonator (SIR). So, the thesis develops theoretical innovations on the matriochka technology offering accurate analytical models on the frequency and the quality factor behaviors of the resonator.

The models prove the existence of degrees of freedom within the matriochka resonator which allows to get different form factors of the resonator. The degrees of freedom create many configurations of the matriochka resonator for a fundamental frequency and a quality factor. Consequently, a volume optimization is realized to design a L-band filter and a C-band filter.

A multipactor study is also carried out for the L-band filter. So, a joint optimization method of the multipactor and the volume minimization is proposed for this filter.

Thus, the models and optimisations are used in the order to to design and fabricate the microwave filters. The first one is a transmission L-band filter for the navigation application Galileo which offers a volume alternative and a high power in the vaccum. Then, the second one is a reception C-band filter for the telemetry application which offers wide spurious free-performance and a low volume compared to the state of the art.

Finally, for a frequency and a quality factor and depending on the configurations, the matriochka technology offers an alternative of the resonator volume, and it offers a wide spurious free-performance and a low volume compared to the state of the art.