



HAL
open science

Etude de filtres hyperfréquences compacts à basse fréquence

Loïc Thépaut

► **To cite this version:**

Loïc Thépaut. Etude de filtres hyperfréquences compacts à basse fréquence. Electronique. Université de Bretagne occidentale - Brest, 2017. Français. NNT : 2017BRES0024 . tel-01716425

HAL Id: tel-01716425

<https://theses.hal.science/tel-01716425>

Submitted on 23 Feb 2018

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

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



université de bretagne
occidentale

UNIVERSITE
BRETAGNE
LOIRE

THÈSE / UNIVERSITÉ DE BRETAGNE OCCIDENTALE

sous le sceau de l'Université Bretagne Loire

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE BRETAGNE OCCIDENTALE

Mention : Electronique

École Doctorale SICMA

présentée par

Loïc Thépaut

Préparée au Lab-STICC, CNRS UMR 6285

Laboratoire des Sciences et Techniques de

l'Information, de la Communication et de la

Connaissance, 6, avenue Le Gorgeu 29238 Brest

Cedex 3

Etude de filtres hyperfréquences compacts à basse fréquence

Thèse soutenue le 08/03/2017

devant le jury composé de :

Philippe FERRARI

Pr., IMEP-LAHC, INP Grenoble, Grenoble / *Président, Rapporteur*

Serge VERDEYME

Pr., Xlim, Université de Limoges, Limoges / *Rapporteur*

Jean CHAZELAS

Dr., Directeur Technique, Thales Systèmes Aéroportés, Elancourt

Françoise MAHE

Dr., Thales Systèmes Aéroportés, Brest

Rémi SEGALEN

Ing., Thales Systèmes Aéroportés, Brest

Cédric QUENDO

Pr., Lab-STICC, Université de Bretagne Occidentale, Brest / *Directeur de Thèse*

Benjamin POTELON

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

Mathieu CARIOU

Dr., Open Factory, Université de Bretagne Occidentale, Brest

Ce projet a bénéficié du
soutien financier de :

THALES

et de :

anrt
association nationale
recherche technologie

Remerciements

Ce travail a été réalisé dans le cadre d'une collaboration entre Thales Systèmes Aéroportés de Brest et le Laboratoire des Sciences et Techniques de l'information, de la Communication et de la Connaissance.

Je voudrais tout d'abord remercier Monsieur Serge Verdeyme, Professeur à l'université de Limoges, et Monsieur Philippe Ferrari, professeur à l'université de Grenoble, d'avoir accepté de rapporter mes travaux de recherche.

Je tiens à remercier Monsieur Jean Chazelas, Directeur Technique de Thales Systèmes Aéroportés pour sa participation à mon jury de thèse et pour son approche industrielle de mon travail.

Je tiens à exprimer mes sincères remerciements à Madame Françoise Mahé et Monsieur Rémi Ségalen, Ingénieurs à Thales Systèmes Aéroportés pour leurs apports scientifiques, industriels et pour nos nombreux échanges enrichissants. J'adresse également mes remerciements à mes collègues de Thales Systèmes Aéroportés pour l'accueil qu'ils m'ont fait, l'aide qu'ils m'ont apporté et les échanges que nous avons eu.

J'exprime toute ma reconnaissance envers mon équipe encadrante du Lab-STICC :

Merci à Cédric Quendo, Professeur à l'UBO et directeur de thèse, pour sa maîtrise du domaine du filtrage, son recul sur le sujet, ses compétences théoriques de synthèses et son investissement.

Merci à Benjamin Potelon, Maître de conférence à l'UBO, pour sa disponibilité, ses connaissances et ses nombreuses discussions diverses et variées.

Je remercie également l'ensemble de mes collègues, enseignants, administratifs pour l'aide qu'ils m'ont apporté pendant ces 3 années.

Je remercie tout particulièrement Mathéo pour sa générosité et son humour... Et également Gendal, La Mel, July Paola Nino Cortes de la Hoya, Sarah, Younes, Toni, Adrien, Ruben, Fabien, Luc, Vas, Madhi, Nathan, Norbert et Mohammad. Et merci aussi aux plus anciens, Rozy, Annaig, Noham et Azar.

Enfin un grand merci à ma famille et à Anne-Sophie pour son soutien !

Table des Matières

Table des Figures	7
Introduction générale	12
Chapitre 1 Les filtres passe-bande RF	16
Introduction	16
11. Les technologies de filtres compacts.....	18
Introduction	18
111. Les technologies planaires.....	18
1111. Technologie microruban	19
1112. Technologie coplanaire	20
1113. Technologie triplaque	20
112. La technologie à éléments localisés.....	21
113. Les technologies BAW et SAW	21
114. Conclusion	22
12. Les solutions compactes en technologie planaire	22
121. Les solutions technologiques.....	23
1211. Substrat forte permittivité diélectrique	23
1212. Technologie multicouche.....	23
122. Les solutions topologiques	24
1221. Structures périodiques.....	24
1222. Eléments semi-localisés	25
123. Structure périodiques à éléments réactifs	26
13. Les résonateurs planaires	27
131. Etat de l'art	27
132. Méthode de comparaison de résonateurs.....	29
133. Description du Résonateur à Saut d'Impédance (SIR).....	30

14. Les topologies de filtres planaires	32
141. Filtres en épingle (Hairpin)	33
142. Filtres à stubs $\lambda g/4$	33
143. Filtres interdigités	34
144. Filtres combine	35
145. Filtres à résonateurs en boucle ouverte.....	36
Conclusion.....	37
Bibliographie du chapitre 1	38
Chapitre 2 Etude et modélisation du Résonateur Multi-Sections	44
Introduction	44
21. Description du Résonateur Multi-Sections	45
22. Etude comportementale.....	45
221. Influence des paramètres N, K et $R\theta$ sur la compacité.....	46
2211. Paramètre N	46
2212. Paramètre K	47
2213. Paramètre $R\theta$	50
23. Modélisation des effets.....	51
231. Modélisation de l'effet « saut d'impédance »	51
2311. Etude théorique de l'effet « saut d'impédance »	52
232. Modélisation de l'effet « saut d'impédance avec discontinuités de jonction »	60
233. Modélisation de l'effet « stubs périodiques ».....	61
2331. Etude théorique de l'effet « stubs périodiques ».....	63
234. Modélisation de l'effet « stubs périodiques avec discontinuités de jonction »	66
235. Modélisation de l'effet « stubs périodiques avec discontinuités de jonction et couplages »	68
236. Etude fréquentielle du Résonateur Multi-Sections.....	70
24. Perspective d'amélioration du Résonateur Multi-Sections	72

241. Amélioration topologique.....	72
241. Optimisation de l'effet « stubs périodiques » par ajout d'éléments	76
Conclusion.....	79
Bibliographie du chapitre 2	80
Chapitre 3 Etude et modélisation de filtres à Résonateurs Compacts	82
Introduction	82
31. Le filtre interdigité	83
Introduction	83
311. Synthèse et conception par des abaques	83
312. Modélisation	88
313. Simulations et mesures	90
314. Perspectives d'amélioration.....	96
32. Le filtre Combliné à Couplage Electrique (ECC)	104
Introduction	104
321. Synthèse du filtre Combliné à Couplage Electrique.....	105
322. Modélisation d'un filtre ECC d'ordre 3	108
3221. Filtre ECC avec inductance localisée	108
3222. Filtre ECC avec inductance semi-localisée.....	110
323. Conception et réalisation du filtre ECC avec Résonateurs Multi-Sections	111
Conclusion.....	114
Bibliographie du chapitre 3	115
Conclusion générale et perspectives	116

Table des Figures

Figure 1 : Illustration de l'utilisation du spectre EM.....	12
Figure 2 : Diagramme fonctionnel d'un récepteur bande basse.....	13
Figure 3 : Pertes d'insertion des technologies de résonateurs en fonction de l'encombrement.....	18
Figure 4 : Vue en coupe d'une ligne microruban (a) et de la carte des champs électrique et magnétique (b).....	19
Figure 5 : Filtre « Hairpin » en technologie microruban.....	19
Figure 6 : Vue en coupe d'une ligne coplanaire (a) et de la carte des champs électrique et magnétique (b).....	20
Figure 7 : Vue en coupe d'une ligne triplaque (a) et de la carte des champs électrique et magnétique (b).....	20
Figure 8 : Filtre en technologie à éléments localisés.....	21
Figure 9 : Schéma de principe d'un filtre SAW.....	22
Figure 10 : Les technologies adaptées en fonction de la fréquence de travail.....	22
Figure 11 : Filtre d'ordre 3 en technologie PCB [11] (a), Filtre d'ordre 2 en technologie LTCC [14] (b).....	24
Figure 12 : Filtre passe bande PSIRR (Periodic Stepped-Impedance Ring Resonator) et les réponses de la simulation EM et de la mesure [17].....	24
Figure 13 : Eléments semi-localisés : inductance en spirale (a), inductance en méandre (b), capacité de découplage (c) et capacité interdigitée (d).....	25
Figure 14 : Vue en coupe d'une ligne coplanaire avec barreaux métalliques (a) et de la carte du champ électrique (b).....	27
Figure 15 : Schéma d'un résonateur quart d'onde chargé par un C.C. connecté en parallèle sur une ligne transmission.....	28
Figure 16 : Réponse du paramètre S21 d'un résonateur quart d'onde chargé par un C.C.....	28
Figure 17 : Schéma d'un résonateur quart d'onde chargé par un Court-Circuit.....	29
Figure 18 : Réponse de la partie réelle du paramètre S11 d'un résonateur quart d'onde.....	30
Figure 19 : Schéma d'un résonateur SIR.....	31
Figure 20 : Approximation en éléments localisés d'un résonateur à éléments distribués.....	32
Figure 21 : Schéma d'un filtre en épingle d'ordre 2.....	33
Figure 22 : Schéma d'un filtre à stubs d'ordre 2.....	33
Figure 23 : Schéma d'un filtre interdigité d'ordre 2.....	34
Figure 24 : Schéma d'un filtre combline d'ordre 2.....	35
Figure 25 : Schéma d'un filtre à résonateurs en boucle ouverte d'ordre 2.....	36
Figure 26 : Schéma du Résonateur Multi-Sections.....	45

Table des Figures

Figure 27 : Schéma du Résonateur UIR à N sections	46
Figure 28 : Rapport de compacité d'un résonateur UIR en fonction de N.....	46
Figure 29 : Schéma du résonateur SIR	47
Figure 30 : Rapport de compacité d'un résonateur SIR (2 sections) en fonction de K.....	47
Figure 31 : Rapport de compacité d'un Résonateur Multi-Sections en fonction de N	48
Figure 32 : Rapport de compacité d'un Résonateur Multi-Sections en fonction de N sections paires	48
Figure 33 : Rapport de compacité d'un Résonateur Multi-Sections en fonction de N et de K.....	49
Figure 34 : Schéma d'un couplage entre 2 Résonateurs Multi-Sections avec un $R\theta$ de 0,25	50
Figure 35 : Rapport de compacité d'un Résonateur Multi-Sections en fonction de N et de $R\theta$ pour $K=0,25$	50
Figure 36 : Schéma du modèle électrique « saut d'impédance » pour $N = 2$	51
Figure 37 : Réponse de la partie réelle du paramètre S_{11} d'un résonateur SIR pour $K = 0,25$	51
Figure 38 : Rapport de compacité d'un Résonateur Multi-Sections et du modèle « saut d'impédance » en fonction de N pour $K = 0,25$	52
Figure 39 : Schéma d'un résonateur à 4 sections.....	52
Figure 40 : Schéma d'une ligne de transmission et de sa représentation matricielle	54
Figure 41 : Schéma d'une ligne de transmission et de sa représentation matricielle à l'ordre N.....	54
Figure 42 : Schéma d'une section de lignes à saut d'impédance et de sa représentation matricielle.....	57
Figure 43 : Rapport de compacité du modèle « saut d'impédance » et de la théorie « saut d'impédance » pour $N \rightarrow \infty$ en fonction K	59
Figure 44 : Schéma du modèle « saut d'impédance avec discontinuités » pour $N = 4$	60
Figure 45 : Rapport de compacité d'un Résonateur Multi-Sections et du modèle « saut d'impédance avec discontinuité de jonction » en fonction de N pour $K = 0,25$	61
Figure 46 : Schéma du modèle « stubs périodiques » pour $N = 10$	61
Figure 47 : Schéma de 3 sections d'un Résonateur Multi-Sections.....	62
Figure 48 : Rapport de compacité d'un Résonateur Multi-Sections en fonction de N et Z_c pour $K = 0,25$	62
Figure 49 : Rapport de compacité d'un Résonateur Multi-Sections et du modèle « stub périodique » en fonction de N pour $K = 0,25$	63
Figure 50 : Schéma d'une section du modèle « stubs périodiques » (a), la représentation matricielle d'une ligne Z_{c1} (b) et la représentation matricielle d'un stub (c).....	64
Figure 51 : Schéma du modèle « stubs périodiques avec discontinuités de jonctions » pour $N = 10$	66
Figure 52 : Rapport de compacité d'un Résonateur Multi-Sections et du modèle « stubs périodiques avec discontinuités de jonctions » en fonction de N pour $K = 0,25$	66

Figure 53 : Visualisation du champ E du Résonateur Multi-Sections pour 10 sections (a), 20 sections (b) et 40 sections (c).....	67
Figure 54 : Schéma d'une cellule d'un Résonateur Multi-Sections.....	68
Figure 55 : Rapport de compacité d'un Résonateur Multi-Sections et de la mise en cascade des simulations EM d'une cellule en fonction de N pour $K = 0,25$	68
Figure 56 : Schéma du modèle « stubs périodiques avec discontinuités et couplages » pour $N = 20$	68
Figure 57 : Rapport de compacité d'un Résonateur Multi-Sections et du modèle « stub périodique avec discontinuités et couplages » en fonction de N pour $K = 0,25$	69
Figure 58 : Rapport de compacité d'un Résonateur Multi-Sections en fonction de N pour $K = 0,25$ séparé en 4 zones de modélisation.....	70
Figure 59 : Rapport de compacité d'un Résonateur Multi-Sections en fonction de N et de la fréquence de résonance pour $K = 0,25$	71
Figure 60 : Design du résonateur UIR 55 Ohms de référence (a), du Résonateur 60-Sections (b), du Résonateur 38-Sections avec une partie inductive (c), du Résonateur 38-Sections progressives avec une partie inductive (d) et du Résonateur 60-Sections en forme Yagi (e)	73
Figure 61 : Réponse de la partie réelle du paramètre S11 du résonateur UIR 55 Ohms et d'un Résonateur 60-Sections.....	74
Figure 62 : Réponse de la partie réelle du paramètre S11 du résonateur UIR 55 Ohms et d'un Résonateur 38-Sections avec une partie inductive.....	74
Figure 63 : Réponse de la partie réelle du paramètre S11 du résonateur UIR 55 Ohms et d'un Résonateur 38-Sections progressives avec une partie inductive.....	75
Figure 64 : Réponse de la partie réelle du paramètre S11 du résonateur UIR 55 Ohms et d'un Résonateur 60-Sections Yagi.....	75
Figure 65 : Design du résonateur UIR 35 Ohms de référence (a), du Résonateur 60-Sections avec des rubans de masse (b), du Résonateur 38-Sections avec une partie inductive et des rubans de masse (c) et du Résonateur 38-Sections avec une partie inductive et des vias (d).....	76
Figure 66 : Réponse de la partie réelle du paramètre S11 du résonateur UIR 35 Ohms et d'un Résonateur 60-Sections avec des rubans de masse	77
Figure 67 : Réponse de la partie réelle du paramètre S11 du résonateur UIR 35 Ohms et d'un Résonateur 38-Sections avec une partie inductive et des rubans de masse.....	77
Figure 68: Réponse de la partie réelle du paramètre S11 du résonateur UIR 27 Ohms et d'un Résonateur 38-Sections avec une partie inductive et des vias entre stubs	78
Figure 69 : Schéma de 2 lignes couplées à 4 ports	85
Figure 70 : Paramétrage des variables W1, W2 et S12.....	85
Figure 71 : Schéma ADS pour les impédances paires Zoe	86

Table des Figures

Figure 72 : Schéma ADS pour les impédances paires Zoo.....	86
Figure 73 : Abaque du rapport des largeurs $W2/W1$ en fonction des impédances paires Zoe et des 2 paramètres physiques $W1$ et $W12$	87
Figure 74 : Abaque du rapport des largeurs $W2/W1$ en fonction des impédances paires Zoo et des 2 paramètres physiques $W1$ et $W12$	87
Figure 75 : Rapport de compacité d'un Résonateur Multi-Sections et des modèles en fonction de N pour $K = 0,25$ et $R\theta = 0,25$	88
Figure 76 : Une partie du schéma électrique du filtre interdigité avec des Résonateurs 32-Sections d'ordre 3 ...	89
Figure 77 : Masque du filtre interdigité avec des Résonateurs 32-Sections d'ordre 3.....	89
Figure 78 : Réponses de la simulation EM et du modèle électrique.....	90
Figure 79 : Masque du filtre interdigité avec UIR ordre 5.....	91
Figure 80 : Réponses de la simulation et de la mesure du filtre interdigité avec UIR.....	91
Figure 81 : Représentation 3D du filtre et une photo prise au-dessus du filtre triplaqué lors de la mesure sous pointes coaxiales.....	92
Figure 82 : Masque du filtre interdigité avec SIR ordre 5	92
Figure 83 : Réponses de la simulation et de la mesure du filtre interdigité avec UIR	93
Figure 84 : Masque du filtre interdigité avec Résonateurs 66-Sections ordre 5	94
Figure 85 : Réponses de la simulation et de la mesure du filtre interdigité avec Résonateurs 66-Sections.....	94
Figure 86 : Schéma du Résonateur 60-Sections avec des rubans de masse et de la réponse de la partie réelle du paramètre $S11$	95
Figure 87 : Réponses électriques mesurées des filtres interdigités ordre 5 avec UIR, SIR et Résonateurs 66-Sections.....	95
Figure 88 : Photo du filtre interdigité avec Résonateurs 66-Sections après avoir supprimé la couche supérieure du triplaqué.....	96
Figure 89 : Masque du filtre interdigité avec UIR ordre 3.....	97
Figure 90 : Réponses de la simulation et de la mesure du filtre interdigité avec UIR.....	97
Figure 91 : Masque du filtre interdigité à base de Résonateurs 260-Sections d'ordre 3.....	98
Figure 92 : photo du filtre interdigité à base de Résonateurs 260-Sections d'ordre 3	98
Figure 93 : Réponses de la simulation et de la mesure du filtre interdigité avec Résonateurs 260-Sections.....	98
Figure 94 : Réponses de simulation EM du filtre interdigité avec Résonateurs 260-Sections en fonction de l'épaisseur du cuivre.....	99
Figure 95 : photo du filtre interdigité à base de Résonateurs 260-Sections d'ordre 5	100

Table des Figures

Figure 96 : Réponses de la simulation et de la mesure du filtre interdigité à base de Résonateur 260-Sections d'ordre 5	100
Figure 97 : Vue en coupe du filtre interdigité replié.....	101
Figure 98 : Illustration 3D du filtre interdigité replié avec UIR ordre 3.....	102
Figure 99 : Réponses des mesures de filtres à UIR sans repliement et avec repliement.....	102
Figure 100 : Illustration 3D du filtre interdigité replié à base de Résonateurs 260-Sections d'ordre 3.....	103
Figure 101 : Réponses électriques mesurées de filtres à base de Résonateurs 260-Sections sans repliement et avec repliement.....	103
Figure 102 : Prototype passe-bas d'un filtre de Tchebycheff d'ordre N.....	105
Figure 103 : Prototype passe-bas avec inverseurs d'admittance d'un filtre de Tchebycheff d'ordre N	106
Figure 104 : Prototype passe-bande avec inverseurs d'admittance d'un filtre de Tchebycheff d'ordre N	106
Figure 105 : Un inverseur d'admittance et son équivalence circuit.....	106
Figure 106 : Prototype passe-bande avec couplage capacitif d'un filtre de Tchebycheff d'ordre N	107
Figure 107 : Prototype passe-bande d'un filtre de Tchebycheff d'ordre N en lignes de transmission	107
Figure 108 : Schéma du filtre Combliné à Couplage Electrique (ECC) d'ordre N.....	107
Figure 109 : Schéma du filtre Combliné à Couplage Electrique (ECC) d'ordre 3	108
Figure 110 : Schéma électrique du filtre ECC avec inductance localisée (a) et la réponse de la simulation du filtre (b).....	109
Figure 111 : Schéma électrique du filtre ECC avec inductance semi-localisée (a) et la réponse de la simulation du filtre (b).....	111
Figure 112 : Masque du filtre ECC avec Résonateur 160-Sections ordre 3	112
Figure 113 : Photo du filtre ECC avec Résonateur 160-Sections ordre 3.....	112
Figure 114 : Réponses de la simulation et de la mesure du filtre ECC avec Résonateurs 160-Sections	112
Figure 115 : Photo du filtre ECC avec Résonateur 160-Sections ordre 5.....	113
Figure 116 : Réponses de la simulation et de la mesure du filtre ECC avec Résonateur 160-Sections ordre 5	113

Introduction générale

En 1888, Heinrich Hertz (1857 – 1894) démontre l'existence des ondes électromagnétiques (EM) prédites par James Clerk Maxwell (1831 – 1879). A présent, les ondes EM occupent une place très importante dans les échanges d'information et les demandes en termes de performances et d'intégration des systèmes de télécommunications ne cessent d'augmenter.

Au cours des dernières décennies, l'utilisation du spectre fréquentiel s'est élargie. Malgré la montée en fréquence des systèmes de télécommunications, le spectre fréquentiel présenté en Figure 1 reste très encombré jusqu'à quelques Gigahertz. Afin d'éviter les problèmes de transmission, des contraintes drastiques ont été imposées aux systèmes d'émission/réception, notamment sur les fonctions de filtrage du signal utile.

Le domaine fréquentiel le plus encombré est représenté par la bande fréquentielle indiquée en Figure 1. En effet, c'est à ces fréquences que le compromis entre les débits de transmission et la propagation du signal est le meilleur. L'intégration de systèmes de télécommunications pour ces fréquences nécessite la réduction des dimensions de chaque fonction élémentaire de la chaîne d'émission/réception (antennes, filtres, amplificateurs, etc.).

La conception de filtres compacts et performants constitue un grand défi dans cette bande fréquentielle. Dans le cas de récepteurs multi-bandes présentés en Figure 2, l'utilisation de plusieurs filtres (dédiés à chaque bande de fréquences, ou ensemble de canaux de réception) consomment une surface importante. Nous notons que la solution de filtres accordables implique des performances électriques faibles.

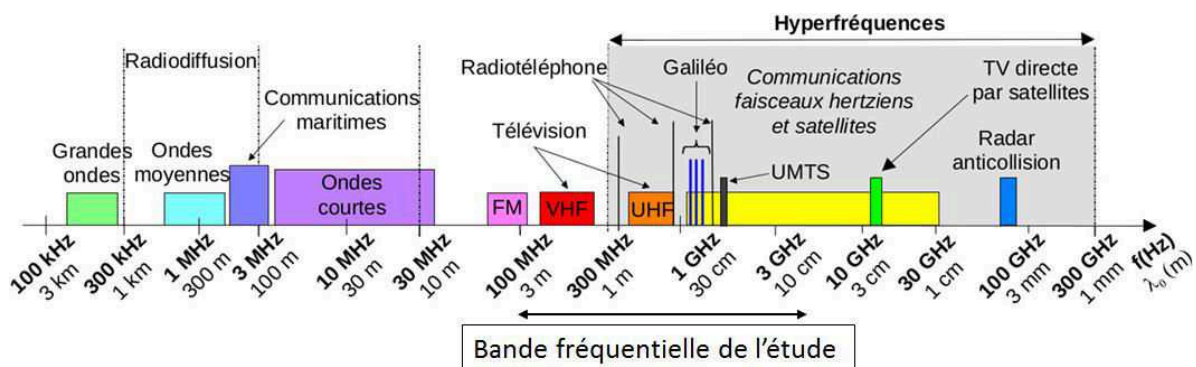


Figure 1 : Illustration de l'utilisation du spectre EM

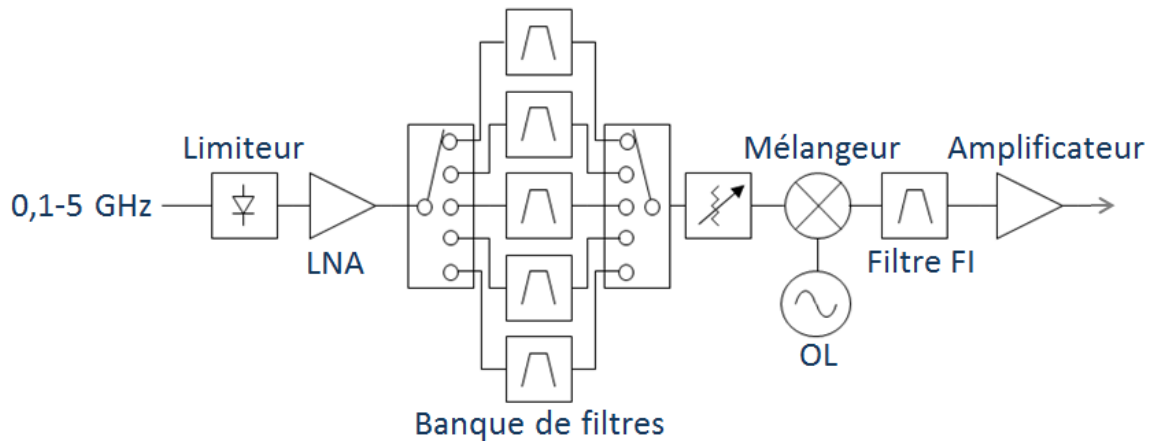


Figure 2 : Diagramme fonctionnel d'un récepteur bande basse

Notre étude s'oriente donc vers des solutions en technologie distribuées qui seront adaptées aux fréquences basses. Il existe de nombreuses topologies de filtres passe-bande (Interdigité, Combliné...) et chacune a ses propriétés (encombrement, décalage du 1^{er} harmonique...). La fonction de filtrage passe-bande est composée d'éléments résonants et de couplage entre ces éléments résonants à la fréquence centrale. Ces éléments résonants, appelés résonateurs, sont des éléments encombrants du filtre et il serait donc judicieux de réduire leur taille. Nous pouvons noter que la topologie de résonateur SIR (Stepped Impedance Resonator) est une solution pour diminuer la longueur des résonateurs.

La problématique de nos travaux de recherche est de trouver une solution de filtrage compacte large bande pour des fréquences basses.

Le premier chapitre traite des solutions de compacité en basse fréquence. D'une part l'aspect technologique est abordé afin de trouver le meilleur compromis entre les performances électriques et la compacité. D'autre part, nous abordons l'aspect topologique permettant d'améliorer la compacité tout en étant compatible avec les technologies évoquées précédemment.

Le deuxième chapitre est dédié à l'étude de résonateurs compacts. En effet, les résonateurs distribués sont des éléments encombrants d'un filtre. La topologie SIR composée de 2 sections permet de réduire la longueur des résonateurs. Le principe est d'étendre cette solution vers un nombre de sections plus important. Cette solution innovante de résonateurs appelée Résonateurs Multi-Sections est proposée pour réduire l'encombrement des résonateurs. Les résonateurs compacts développés seront ensuite intégrés dans une topologie de filtre. Ainsi, les études effectuées en amont de ces résonateurs permettront de réduire l'encombrement global du filtre.

Le dernier chapitre est dédié à l'étude et à la modélisation de filtres passe-bande compacts à base de Résonateurs Multi-Sections. La première topologie de filtre étudiée est le filtre interdigité. La compacité intrinsèque de cette topologie de filtre est améliorée avec l'apport des Résonateurs Multi-Sections. De plus, nous présentons une solution compacte en technologie multicouche complémentaire aux filtres à Résonateur Multi-Sections. La deuxième topologie de filtre est une topologie inspirée de la topologie de filtre combine. Cette nouvelle topologie appelée Combliné à Couplage Electrique (ECC) permet d'utiliser les avantages des Résonateurs Multi-Sections pour avoir un filtre compact en basses fréquences.

Chapitre 1 Les filtres passe-bande RF

Introduction

La société Thales Systèmes Aéroportés (TSA) fait partie des acteurs majeurs dans le domaine des chaînes d'émission/réception notamment en matière de récepteurs large-bande. Les performances de ces chaînes sont un critère important pour la compétitivité des systèmes de télécommunications. Afin d'être le plus concurrentiel possible, Thales Systèmes Aéroportés oriente ses recherches vers des solutions innovantes. Les besoins sont axés sur l'intégration des fonctions des récepteurs large-bande.

Le filtrage est une fonction importante dans les récepteurs car elle permet de conserver le signal utile et d'atténuer les signaux indésirables. Les contraintes peuvent être plus ou moins importantes en fonction de la bande fréquentielle de travail. Ici, nous allons nous intéresser au domaine des basses fréquences (< 5 GHz).

A ces fréquences, le principal inconvénient des filtres en technologie planaire est leur encombrement. En effet, les filtres sont dimensionnés en fonction de leur longueur d'onde donc plus la fréquence est faible plus les filtres sont de grande dimension. Cette loi physique impose de trouver d'autres solutions pour améliorer la compacité des filtres planaires.

Les récepteurs large-bande intègrent plusieurs filtres de présélection, de largeur de bande inférieure à une octave, avec un recouvrement entre filtres. Cette architecture conduit à un nombre minimal de filtres large bande.

En technologie planaire, la périodicité de la réponse électrique du filtre est un inconvénient majeur. D'autant plus, lorsque les applications sont large-bande. En absolu, la fréquence de la remontée du premier harmonique est alors très proche de la fréquence du fondamental.

Par ailleurs, nous pourrions utiliser les filtres à éléments localisés qui sont les plus appropriés en très basses fréquences et qui d'autre part sont intrinsèquement très compacts. Cependant, les performances des condensateurs et inductances qui composent ces filtres sont directement liées à la fréquence de travail. Plus précisément, au-delà de quelques gigahertz, nous pouvons nous attendre à une dégradation notable de leurs performances électriques. De

plus, la réalisation et l'intégration de ces filtres est plus complexe que les filtres en technologie planaire.

La première partie présente une liste non-exhaustive de technologies de filtres compacts en basse fréquence.

La deuxième partie est consacrée aux solutions de compacité en technologie planaire. Nous présentons les solutions technologiques dans un premier temps puis les solutions topologiques dans un second temps.

La troisième partie s'intéresse à la notion de résonance dans le domaine du filtrage. Les performances électriques et les dimensions des filtres sont liées à celles des résonateurs qui les composent. Nous présentons une méthode de comparaison des résonateurs afin d'étudier leurs performances.

La quatrième partie présente plusieurs topologies compactes de filtres planaires large-bande. Les topologies sont différenciées par leurs encombrements et leurs performances électriques.

11. Les technologies de filtres compacts

Introduction

Il existe un nombre important de technologies qui ont chacune leurs avantages et leurs inconvénients. La technologie d'un filtre hyperfréquence est choisie en fonction des performances électriques, de l'encombrement et du coût de fabrication. L'ordre d'importance de ces critères dépend de l'environnement du système de télécommunication. Il est alors nécessaire de faire un compromis entre ces trois critères pour répondre au mieux à l'application.

Les performances électriques et l'encombrement des filtres hyperfréquences sont directement liés aux résonateurs qui les composent. A basse fréquence, quelques solutions technologiques de résonateurs sont présentées en Figure 3. Nous observons deux grandes familles de technologies qui sont les technologies à éléments localisés et les technologies planaires.

La Figure 3 montre la comparaison des technologies de résonateurs en fonction de leurs tailles et de leurs pertes d'insertion. Il apparait un compromis à faire entre ces technologies de résonateurs. En effet, les pertes d'insertion sont inversement proportionnelles à l'encombrement.

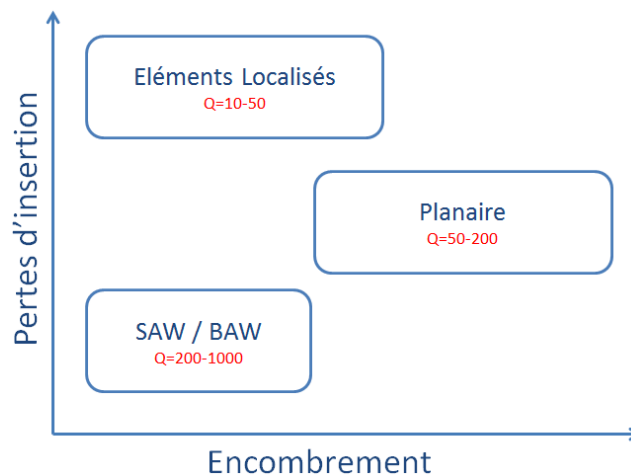


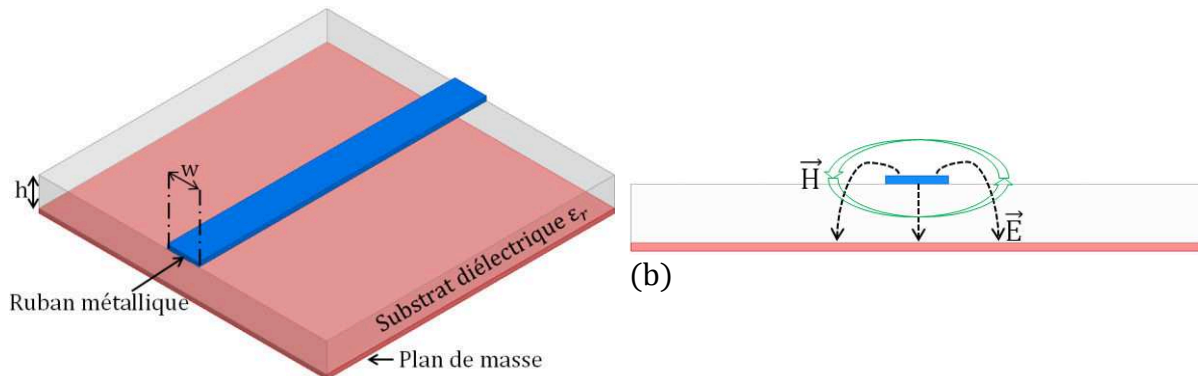
Figure 3 : Pertes d'insertion des technologies de résonateurs en fonction de l'encombrement

11.1. Les technologies planaires

Les technologies planaires sont constituées d'un ou plusieurs substrats diélectriques comportant des rubans et des plans de masse métallisés. Les modes de propagation sont les modes TEM ou quasi-TEM. La souplesse des réalisations et la facilité des interconnexions

entre les fonctions font que ces technologies sont les plus utilisées dans le filtrage hyperfréquence. Les technologies planaires peuvent être divisées en plusieurs procédés de réalisation (microruban, coplanaire, triplaque...). Ces technologies sont principalement utilisées en hautes fréquences, pour des raisons de compacité, de coût de fabrication et de reproductibilité.

1111. Technologie microruban



(a)

Figure 4 : Vue en coupe d'une ligne microruban (a) et de la carte des champs électrique et magnétique (b)

La technologie microruban (Figure 4) est très répandue dans les applications hyperfréquences car elle offre une grande simplicité de réalisation. Cette technologie est composée d'un ruban métallique sur une face du substrat et d'un plan de masse sur l'autre face. L'onde se propage dans un milieu inhomogène (air et substrat diélectrique) donc le mode fondamental de propagation est un mode quasi-TEM. La grande souplesse de cette technologie permet de réaliser de nombreuses topologies de filtres différentes [1]. Cependant, la réalisation de courts-circuits est compliquée car la jonction entre le ruban métallique et le plan de masse est effectuée par des trous métallisés. Les trous métallisés sont des sources d'effets parasites et la précision du perçage engendre des dispersions supplémentaires. Cependant, de nombreuses topologies de filtres ont été étudiées pour éviter de réaliser des trous métallisés (Figure 5).

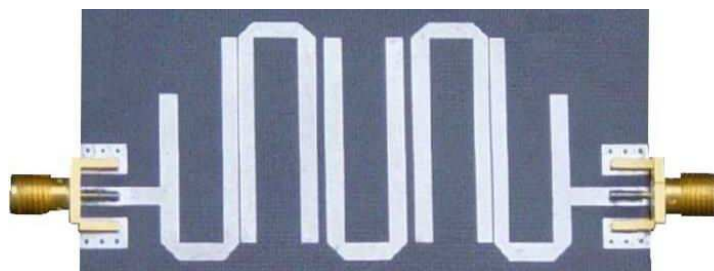
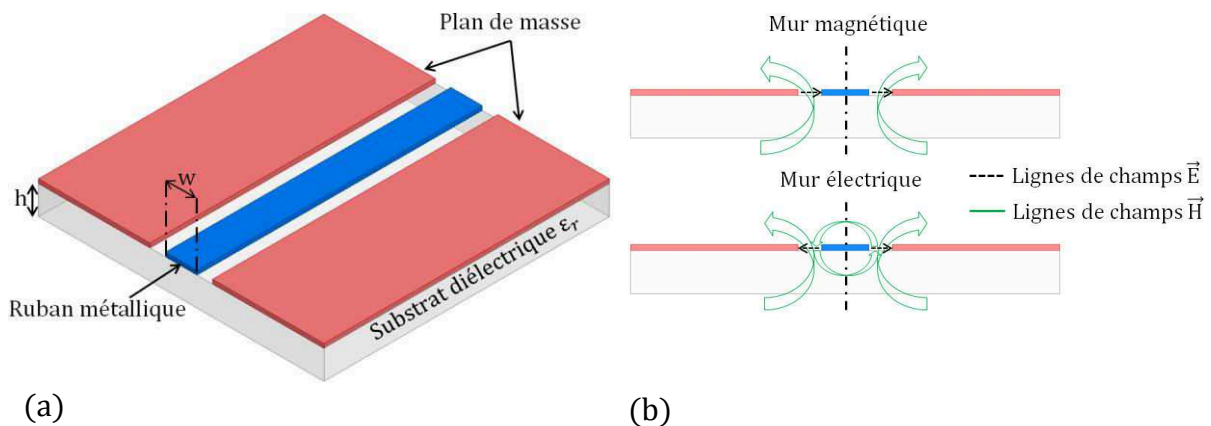


Figure 5 : Filtre « Hairpin » en technologie microruban

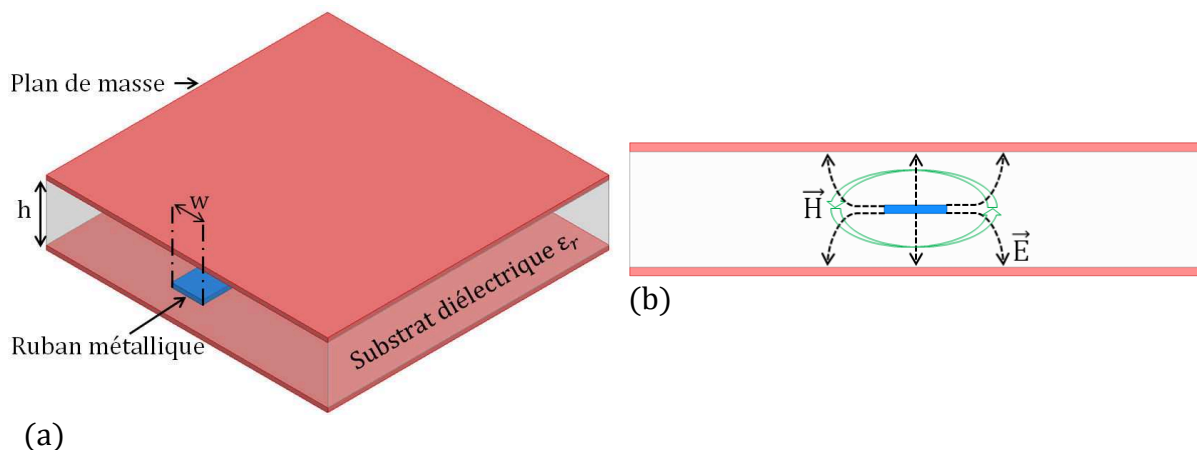
1112. Technologie coplanaire



(a) (b)
Figure 6 : Vue en coupe d'une ligne coplanaire (a) et de la carte des champs électrique et magnétique (b)

La technologie coplanaire a la particularité d'avoir le plan de masse sur la même face que le ruban métallique (Figure 6 (a), (b)). L'avantage de cette technologie est la réalisation très simple des courts-circuits [2]. Cette technologie possède un mode parasite quasi-TE et un mode quasi-TEM. La possibilité d'apparition d'un mode à la place d'un autre est un inconvénient de la technologie coplanaire et il convient d'ajouter des « wire bondings » liants les deux masses afin de ne conserver que le mode TEM.

1113. Technologie triplaque



(a) (b)
Figure 7 : Vue en coupe d'une ligne triplaque (a) et de la carte des champs électrique et magnétique (b)

La technologie triplaque (Figure 7 (a)) est composée d'un ruban métallique situé entre deux substrats collés. Les plans de masse sont situés sur les faces inférieure et supérieure de la structure. Cette technologie est très appréciée dans le domaine industriel car elle permet d'avoir un blindage naturel entre les circuits. De plus, le ruban métallique est dans un milieu homogène ce qui permet d'avoir un mode de propagation très proche du mode TEM (Figure 7 (b)) [3].

112. La technologie à éléments localisés

La technologie à éléments localisés a pour principe d'utiliser des capacités et inductances CMS (Composant Monté en Surface), MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit) ou MEMS (MicroElectroMechanical Systems).

Les éléments localisés permettent à cette technologie d'être très compacte (Figure 8). De fait, en raison de sa faible dimension, cette technologie est la plus utilisée en basse fréquence (< bande S) [4]-[5].

Cependant, ces éléments localisés souffrent de pertes d'insertions importantes lorsque la fréquence augmente (> bande C) et d'une largeur de bande passante limitée [6].

L'implémentation des éléments localisés et le réglage des inductances sont des inconvénients lors de la réalisation de ces filtres. De plus, les dispersions apportées par les éléments localisés peuvent être contraignantes pour la reproductibilité des filtres.

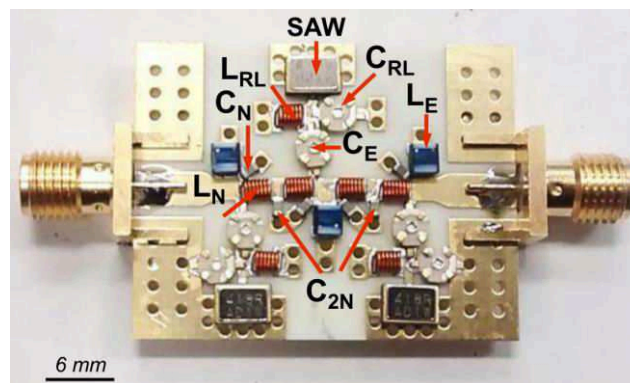


Figure 8 : Filtre en technologie à éléments localisés

113. Les technologies BAW et SAW

Les technologies BAW (Bulk Acoustic Wave) et SAW (Surface Acoustic Wave) sont très utilisées dans les applications grand public pour leurs faibles dimensions. Les phénomènes utilisés pour ces filtres sont différents des filtres précédents. En effet, c'est une onde acoustique qui se propage soit en surface (SAW) soit dans un volume (BAW). Les vitesses de propagations sont alors modifiées et cela permet de réduire la taille des filtres (Figure 9). Cependant, cette technologie nécessite des procédés particuliers (matériaux piézoélectriques). De plus, ils sont limités aux fréquences inférieures à 5 GHz et les largeurs de bandes possibles sont plutôt étroites ou moyennes (bande passante relative inférieure à 15%) [7]. La limite de la bande passante relative à 15 % est un point critique pour utiliser cette technologie dans notre étude de filtre large bande (> 40 %).

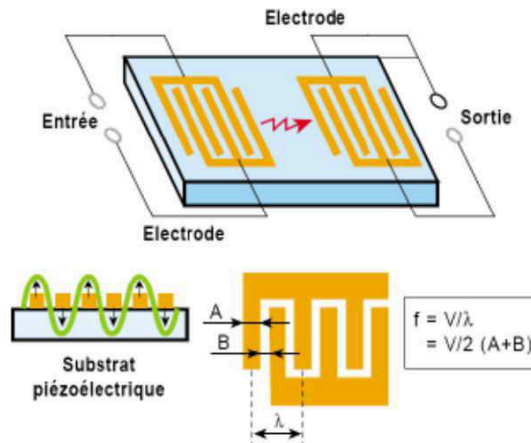


Figure 9 : Schéma de principe d'un filtre SAW

114. Conclusion

Les filtres à éléments localisés sont très compacts mais ils présentent des pertes d'insertion plus importantes que les filtres planaires. Les performances électriques des technologies planaires sont très avantageuses. Des technologies hybrides sont alors apparues pour améliorer le filtrage en basse fréquence (Figure 10).

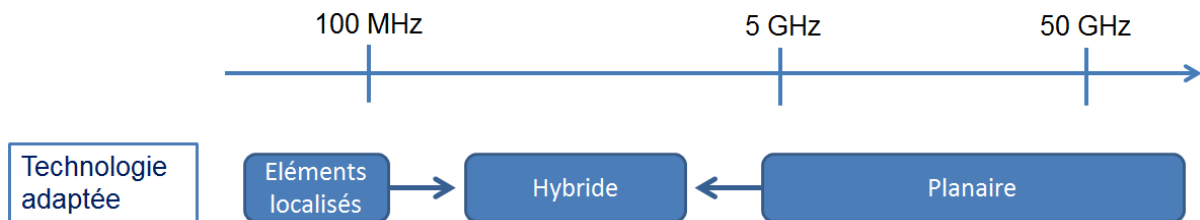


Figure 10 : Les technologies adaptées en fonction de la fréquence de travail

Les technologies hybrides sont principalement des solutions de compacité des technologies planaires. Toutefois, il est possible de combiner les technologies à éléments localisés et planaire pour améliorer les performances des filtres combine [6].

12. Les solutions compactes en technologie planaire

Les parties suivantes proposent plusieurs solutions de compacité en technologie planaire disponibles dans la littérature :

121. Les solutions technologiques

1211. Substrat forte permittivité diélectrique

Récemment, de nombreuses avancées ont été faites sur les matériaux à forte permittivité. En effet, ces matériaux ont l'avantage de réduire considérablement la taille des filtres. La dimension des éléments distribués est directement liée à la longueur d'onde qui dépend de la permittivité diélectrique du matériau utilisé (Eq. 1-1). Les substrats à forte permittivité diélectrique ($\epsilon_{\text{reff}} > 20$) permettent d'avoir des filtres compacts [8]-[9] en comparaison d'un substrat d'alumine standard ($\epsilon_{\text{reff}} = 9,9$). Cette technologie permet de diminuer la taille des technologies encombrantes ayant de bonnes performances électriques telles que la technologie SIW [10]. Toutefois, ces matériaux sont récents et les simulateurs EM doivent monter en maturité au niveau de la prise en compte pour de la permittivité relative des matériaux. De plus, en technologie planaire, l'impédance caractéristique est inversement proportionnelle à la permittivité relative. Donc, pour un substrat à forte permittivité, la largeur de la ligne de propagation est plus faible pour réaliser une valeur d'impédance caractéristique donnée. Cette loi entraîne une diminution de la limite d'impédance caractéristique forte réalisable à cause de la limite technologique des largeurs des lignes de propagation.

$$\lambda = \frac{c}{f \cdot \sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r}} \quad \text{Eq. 1-1}$$

Avec λ : la longueur d'onde en Mètre

c : la vitesse de propagation de l'onde dans le vide en Mètre par Seconde

f : la fréquence de l'onde en Hertz

ϵ_r : la permittivité relative effective ($\epsilon_r = \epsilon_{\text{reff}} \cdot \epsilon_0$)

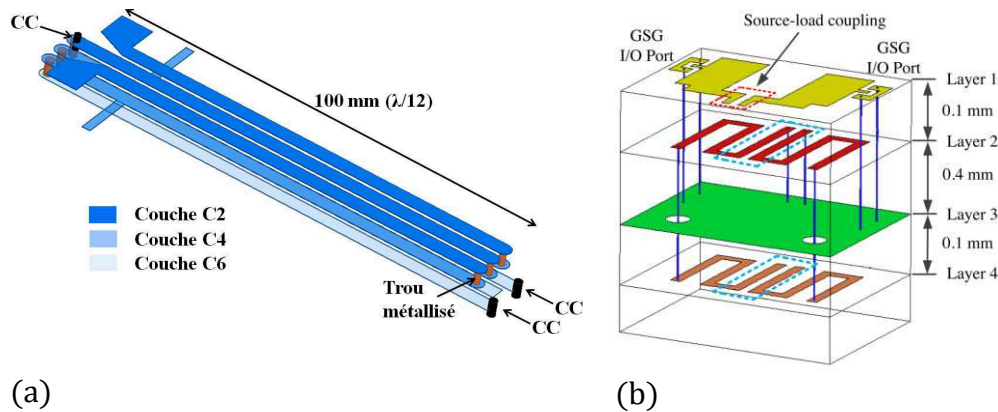
μ_r : la perméabilité relative effective ($\mu_r = \mu_{\text{reff}} \cdot \mu_0$)

1212. Technologie multicouche

La technologie multicouche est composée d'un ou plusieurs rubans métalliques déposés sur la surface ou enterrés dans les couches d'un substrat. Les technologies multicouches sont très utilisées pour diminuer l'empreinte des circuits tout en gardant des performances électriques équivalentes. Les technologies telles que le PCB (Printed Circuit

Boards) [11], le LCP (Liquid Crystal Polymer) [12] ou le LTCC (Low Temperature Co-fired Ceramic) [13]-[14] permettent d'empiler les couches de manière précise et reproductible.

Les topologies de filtre utilisées en multicouche sont généralement des évolutions de topologies de filtres planaires. Cependant, le principal avantage des technologies multicouches est d'utiliser la verticalité du substrat. Il est possible d'utiliser les couplages verticaux, contrairement à la technologie planaire, par exemple, pour créer des couplages non-adjacents [15]-[16].



(a) Figure 11 : Filtre d'ordre 3 en technologie PCB [11] (a), Filtre d'ordre 2 en technologie LTCC [14] (b)

122. Les solutions topologiques

1221. Structures périodiques

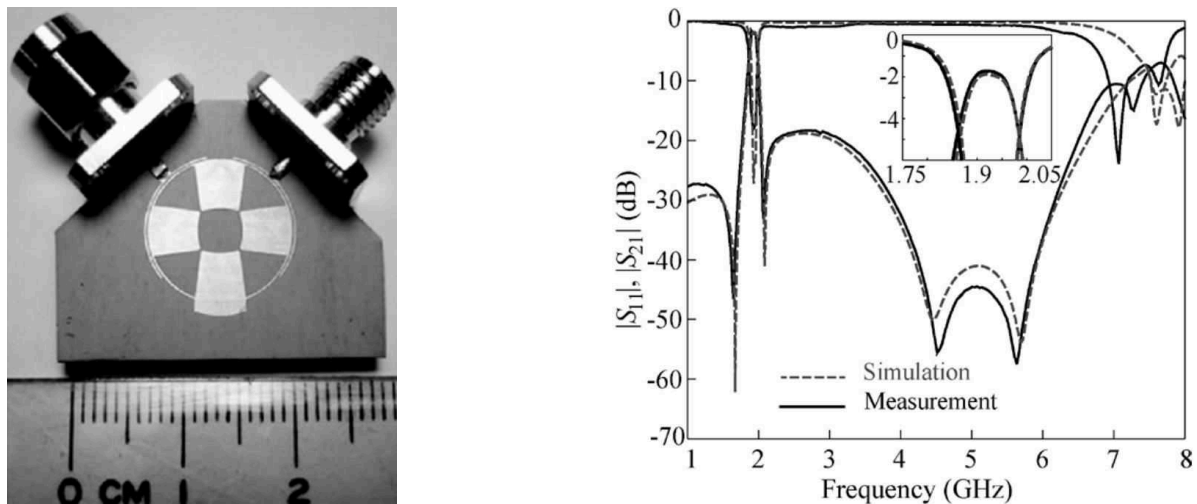


Figure 12 : Filtre passe bande PSIRR (Periodic Stepped-Impedance Ring Resonator) et les réponses de la simulation EM et de la mesure [17]

Il existe un très grand nombre d'étude sur les filtres à topologies périodiques. Ces filtres ont généralement des topologies compliquées et il est difficile d'avoir un support théorique pour les réaliser. Le premier avantage de ces topologies est qu'elles sont peu

encombrantes et le second avantage est de repousser le premier harmonique à des fréquences supérieures à $3 \cdot f_0$. Cependant, les pertes induites dans ces filtres sont plus importantes que les filtres sans saut d'impédance. La Figure 12 montre un filtre avec une topologie périodique qui permet d'être compact et de repousser le premier harmonique à $3,7 \cdot f_0$ [17]. Les études de filtres par ligne de couplage parallèle implémentés de résonateurs à sauts d'impédance périodiques ont montré des suppressions d'harmonique allant jusqu'à $5,3 \cdot f_0$ [18].

1222. Éléments semi-localisés

Nous pouvons identifier une troisième famille de technologies planaires appelée technologie à éléments semi-localisés. Cette technologie hybride se situe, en termes de compacité, entre les deux grandes familles précédemment présentées.

Lors de cette dernière décennie, nous avons vu apparaître de nouvelles technologies hybrides à éléments semi-localisés aux bandes de fréquence L, S et C. Nous appelons ces éléments comme étant semi-localisés ou semi-distribués car les dimensions de ces éléments sont très inférieures à la longueur d'onde ($< \lambda/20$). Les inductances et les capacités des filtres à éléments localisés sont remplacés par des lignes distribuées avec des effets inductifs (Figure 13 (a), (b)) ou capacitifs (Figure 13 (c), (d)).

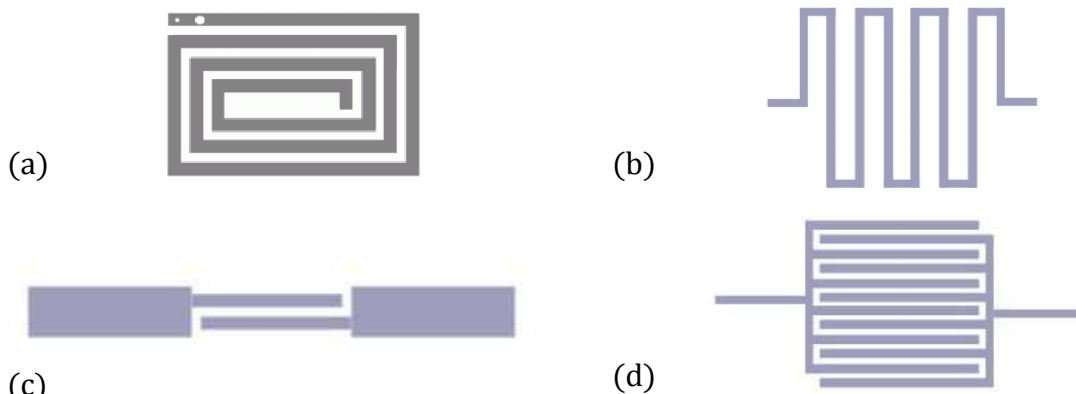


Figure 13 : Éléments semi-localisés : inductance en spirale (a), inductance en méandre (b), capacité de découplage (c) et capacité interdigitée (d)

Les filtres à éléments semi-localisés apportent l'intérêt de réaliser des filtres aux topologies souples et compactes [19]-[22]. En l'occurrence, il est possible d'utiliser les couplages parallèles pour réaliser des filtres multi-bandes [23] ou d'utiliser la hauteur du substrat pour réaliser les éléments semi-localisés [24]-[26]. Cependant, les pertes d'insertion sont importantes en comparaison des technologies à éléments distribués. De plus, les valeurs des capacités et des inductances sont faibles comparées à celles obtenues avec des

technologies à éléments localisés. Plus haut en fréquence, les performances électriques sont meilleures que la technologie à éléments localisés malgré les dispersions de réalisation dues au manque de précision de la gravure.

123. Structure périodiques à éléments réactifs

De nombreuses études ont été menées pour diminuer la vitesse de propagation de l'onde. Les structures périodiques montrent qu'il est possible de ralentir l'onde EM en ajoutant des éléments réactifs, localisés ou distribués, périodiquement le long de la ligne de propagation. Ces structures sont, par définition, une ligne de propagation périodiquement chargée par des éléments réactifs.

Les éléments localisés utilisés sont souvent des capacités disposées en parallèle de la ligne de propagation [27]. A contrario, les éléments distribués sont réalisés de diverses manières pour ralentir l'onde de propagation. Les effets de compacité peuvent être réalisés par une périodicité d'éléments réactifs diélectriques ou métalliques.

La plupart des études ont utilisé des éléments réactifs métalliques proches de la ligne de propagation. Le principe est d'augmenter la capacité linéique de la ligne pour diminuer la vitesse de phase engendrant une diminution de la longueur d'onde (Eq. 1-2).

$$\lambda = \frac{v_p}{f} = \frac{1}{\sqrt{L_{eq} \cdot C_{eq}}} \quad \text{Eq. 1-2}$$

Avec λ : la longueur d'onde en Mètre

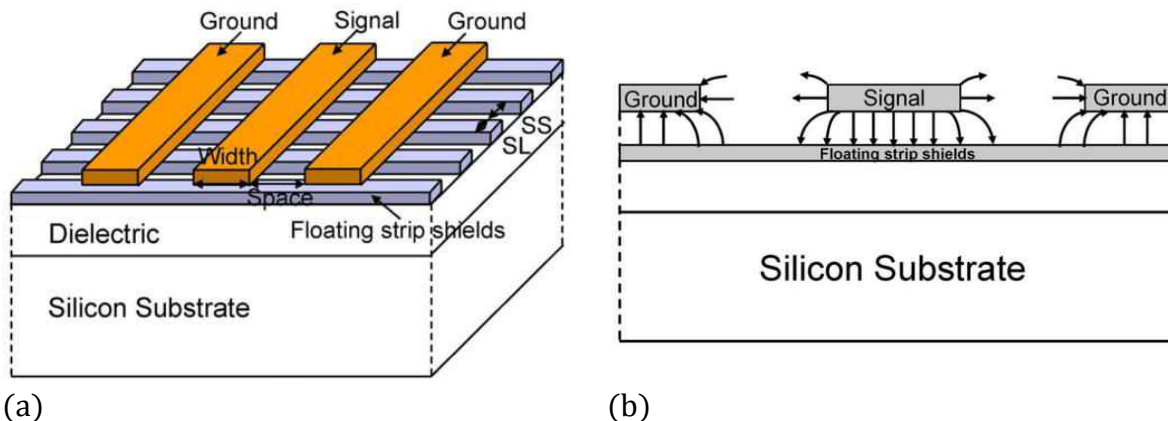
v_p : la vitesse de phase de l'onde en Mètre par Seconde

f : la fréquence de l'onde en Hertz

L_{eq} : l'inductance linéique équivalente en Henry par Mètre

C_{eq} : la capacité linéique équivalente en Farad par Mètre

L'ajout de barreaux métalliques en technologie coplanaire présenté en Figure 14 montre une amélioration de la compacité de l'ordre de 67 % [28]. Cette technologie multicouche associée aux structures périodiques est proposée sur un filtre coupe bande pour diminuer sa taille par 2 [29]. De la même manière, la technologie microruban est bien adaptée pour l'ajout d'éléments réactifs métalliques [30].



(a) (b)
Figure 14 : Vue en coupe d'une ligne coplanaire avec barreaux métalliques (a) et de la carte du champ électrique (b)

Le principal inconvénient de cette technologie est la difficulté à modéliser les effets des éléments réactifs. Néanmoins, plusieurs études permettent d'avoir une approche précise de l'évolution de l'onde EM en fonction des paramètres physiques des structures périodiques [31]-[32].

13. Les résonateurs planaires

131. Etat de l'art

La fonction de filtrage passe-bande est réalisée par plusieurs résonateurs reliés entre eux à l'aide de couplages ou d'inverseurs d'impédance. Le phénomène de résonance se produit, par définition, lorsqu'une admittance (ou une impédance) ramenée s'annule pour une fréquence de résonance donnée.

L'étude s'effectue sur les filtres passe-bande donc nous voulons transmettre le maximum de champs à la fréquence de résonance donnée. Pour cela, il faut avoir une admittance ramenée du résonateur nulle pour ne pas modifier la propagation de l'onde. La solution la plus compacte pour réaliser cette condition est d'utiliser un résonateur quart d'onde (inverseur d'admittance) et de le charger par une admittance tendant vers l'infini (Court-Circuit). Ici, nous présentons en Figure 15, un schéma d'un résonateur 50 Ohms quart d'onde chargé par un C.C. qui est connecté en parallèle sur une ligne transmission. La réponse de la simulation EM du résonateur est présentée en Figure 16 pour une fréquence de travail égale à 1,25 GHz.

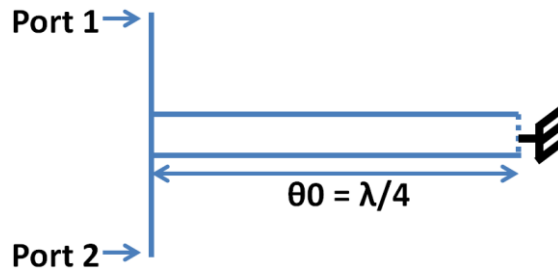


Figure 15 : Schéma d'un résonateur quart d'onde chargé par un C.C. connecté en parallèle sur une ligne transmission

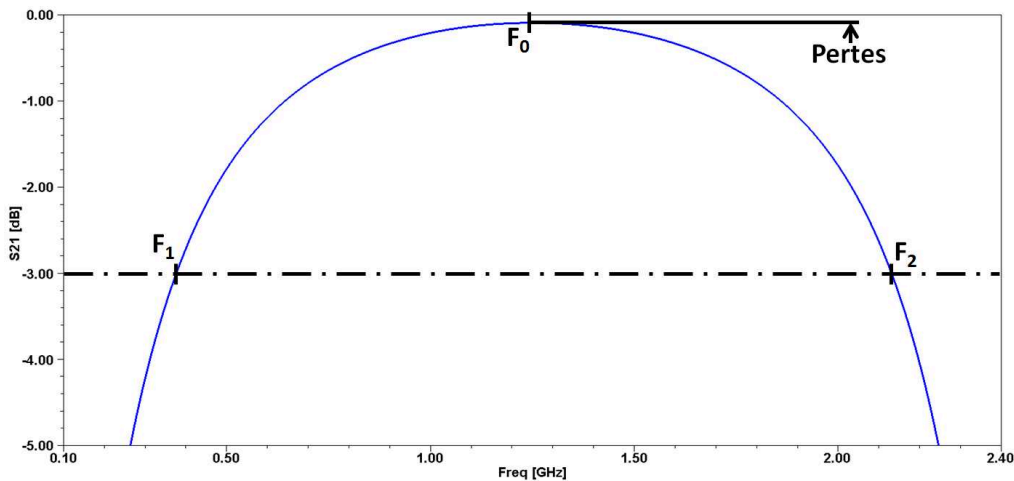


Figure 16 : Réponse du paramètre S21 d'un résonateur quart d'onde chargé par un C.C.

Le résonateur est un élément essentiel dans un filtre. En effet, les performances globales des filtres dépendront des performances des résonateurs qui les composent. Nous allons présenter quelques paramètres permettant de mesurer les performances électriques d'un résonateur.

De nombreuses grandeurs permettent de quantifier les performances électriques d'un résonateur. Le paramètre de pente est une grandeur bien connue qui permet de quantifier la sélectivité du résonateur. Dans le cas d'un résonateur quart d'onde en éléments distribués, le paramètre de pente est directement lié à l'impédance caractéristique de ce résonateur (Eq. 1-3). Nous pouvons également retrouver cette théorie dans l'ouvrage de Matthaei [33].

$$b = Y \cdot \frac{\pi}{4} \quad \text{Eq. 1-3}$$

Le facteur de qualité en charge (Q_{ch}) caractérise la sélectivité du résonateur à une fréquence de résonance donnée (F_0). Le facteur de qualité en charge est calculé à partir de la réponse fréquentielle par :

$$Q_{ch} = \frac{F_0}{F_{2-3dB} - F_{1-3dB}} \quad \text{Eq. 1-4}$$

Le facteur de qualité à vide (Q_0) caractérise les performances électriques du résonateur à une fréquence de résonance donnée (F_0). Le facteur de qualité à vide est calculé à partir de la réponse fréquentielle par :

$$S_{21_0} = 20 \log\left(1 - \frac{Q_{ch}}{Q_0}\right) \quad \text{Eq. 1-5}$$

Avec S_{21_0} : le module du paramètre de transmission S21 à la fréquence de résonance F_0 .

132. Méthode de comparaison de résonateurs

Il nous faut une méthode rapide et robuste afin de comparer les longueurs électriques de tous les résonateurs ayant la même réponse fréquentielle. Toutes les simulations EM se font dans le cas d'un résonateur quart d'onde sans pertes chargé par un C.C., présenté en Figure 17.

Nous sommes dans le cas d'une propagation de l'onde sans pertes donc la constante d'atténuation (α) est nulle (Eq. 1-6). De plus, nous utilisons la technologie triplaque pour faire ces simulations EM. Cette technologie permet de propager l'onde dans un milieu homogène donc la comparaison des longueurs électriques peut alors se faire avec les longueurs physiques (Eq. 1-7).

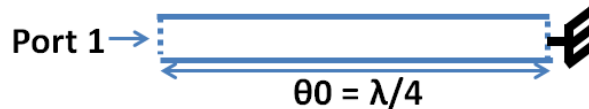


Figure 17 : Schéma d'un résonateur quart d'onde chargé par un Court-Circuit

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad \text{Eq. 1-6}$$

$$\theta = \beta \cdot L \quad \text{Eq. 1-7}$$

Nous visualisons le paramètre de réflexion (S11), plus précisément la partie réelle de ce paramètre S11. Le fait d'utiliser seulement un port permet de simplifier et d'améliorer la rapidité des simulations EM. Nous prendrons une fréquence de résonance fixe qui sera de 1,25 GHz.

La Figure 18 montre un exemple d'une réponse de la partie réelle de S11. Cette réponse fréquentielle nous donne plusieurs informations. Le premier maximum de la réponse nous indique la fréquence de résonance du résonateur (Figure 18 : m1). Ensuite, chaque crête de cette réponse correspond à un harmonique du résonateur (Figure 18 : m2). Enfin, nous en déduisons l'impédance équivalente du résonateur qui est en fonction de l'ouverture de l'onde (R_0). Ici, nous calculons R_0 de la manière suivante :

$$Ro = \frac{Fc}{F2_{0,5} - F1_{0,5}} \quad \text{Eq. 1-8}$$

Avec pour correspondance dans la Figure 18 :

- F_c = Fréquence (m1)
- $F_{1_{0,5}}$ = Fréquence (m3)
- $F_{2_{0,5}}$ = Fréquence (m4)

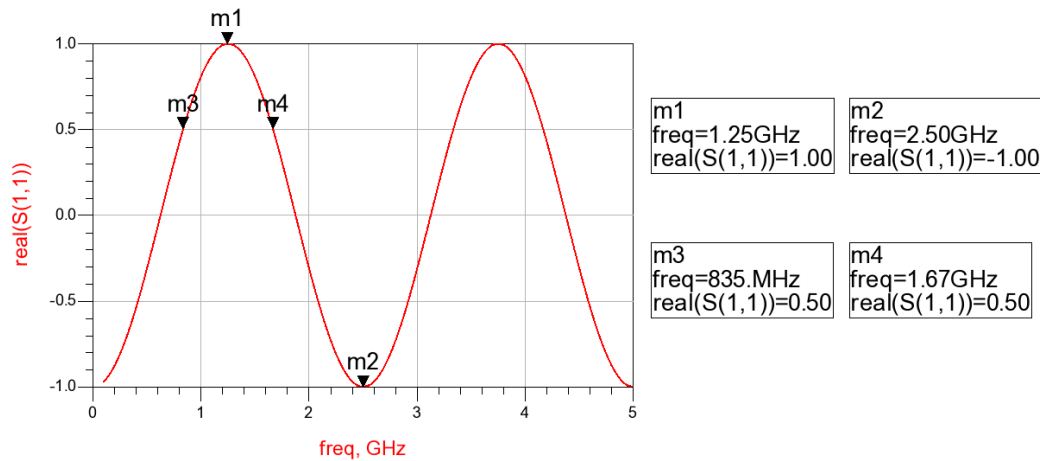


Figure 18 : Réponse de la partie réelle du paramètre S11 d'un résonateur quart d'onde

L'ouverture de l'onde (R_o) est calculée à partir du coefficient de réflexion S11. Nous exprimons le paramètre de pente en fonction du coefficient de réflexion S11 :

$$b = \frac{1 - S_{11}}{1 + S_{11}} \cdot \frac{\pi}{4} \quad \text{Eq. 1-9}$$

Cette méthode permet de comparer les longueurs physiques des résonateurs ayant la même réponse fréquentielle. De fait, cela empêche toutes les dérives au niveau de l'impédance caractéristique et de la sélectivité des résonateurs étudiés.

133. Description du Résonateur à Saut d'Impédance (SIR)

En 1979, Makimoto et Yamashita ont introduit la notion du saut d'impédance pour un résonateur [34]-[35]. La Figure 19 présente un résonateur à sauts d'impédance (SIR) composé d'une impédance caractéristique forte Z_{c1} et d'une impédance caractéristique faible Z_{c2} . Le résonateur est également composé de deux longueurs électriques (θ_1 et θ_2).

Cette topologie de résonateur permet de réduire la longueur électrique du résonateur (θ_T) en fonction des paramètres électriques (Z_{c1} , Z_{c2} , θ_1 et θ_2), (Eq. 1-10). L'étude théorique a montré que la longueur électrique totale minimum (θ_{Tmin}) du résonateur est obtenue quand

les longueurs électriques θ_1 et θ_2 sont égales (Eq. 1-11, Eq. 1-12 et Eq. 1-13). Nous notons que l'encombrement du résonateur SIR est proportionnel au rapport d'impédance K .

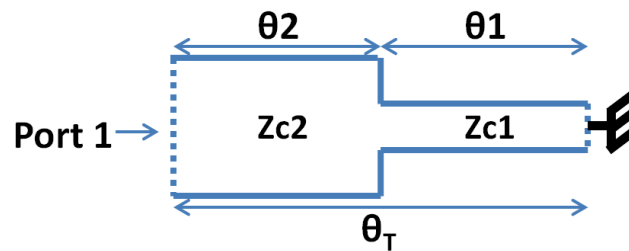


Figure 19 : Schéma d'un résonateur SIR

$$\theta_T = \theta_1 + \theta_2 \quad \text{Eq. 1-10}$$

θ_T atteint son minimum quand :

$$\theta_1 = \theta_2 = \tan^{-1}(\sqrt{K}) \quad \text{Eq. 1-11}$$

Avec :

$$K = \frac{Z_{c2}}{Z_{c1}} \quad \text{Eq. 1-12}$$

En remplaçant Eq. 1-11 dans Eq. 1-10, nous obtenons :

$$\theta_{Tmin} = 2 * \tan^{-1}(\sqrt{K}) \quad \text{Eq. 1-13}$$

L'effet de compacité introduit par le SIR peut aussi s'expliquer physiquement. Nous remarquons que les conditions choisies aux extrémités feront apparaître un maximum de champs électrique ou magnétique. La Figure 20 montre un résonateur en éléments distribués chargé par un court-circuit. Nous pouvons en première approximation introduire les éléments localisés qui favorisent le stockage de l'énergie. Nous retrouvons typiquement un circuit LC parallèle.

La condition court-circuit (C.C.) favorisera un maximum d'énergie magnétique (Champ H) donc il faudrait une ligne inductive pour stocker l'énergie H. Et inversement, la condition circuit ouvert (C.O.) favorisera un maximum d'énergie électrique (Champ E) donc il faudrait une ligne capacitive pour stocker l'énergie E.

Cette approche physique met en évidence que plus le tronçon de ligne proche du C.C. sera inductif (impédance forte) plus le stockage de l'énergie H sera efficace. Donc, un tronçon de ligne à forte impédance aura une longueur plus courte qu'un tronçon de ligne à faible impédance pour satisfaire un stockage équivalent de l'énergie H.

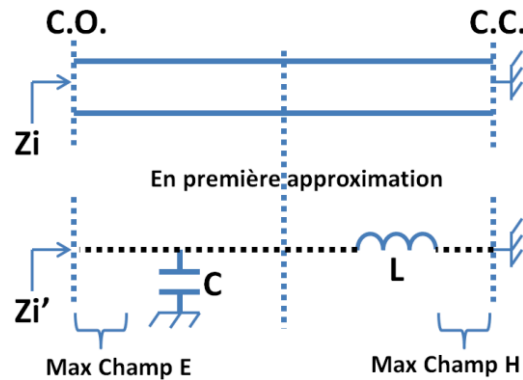


Figure 20 : Approximation en éléments localisés d'un résonateur à éléments distribués

La topologie de résonateurs SIR a été associée avec les topologies de résonateurs bi-modes, en épingles (Hairpin) ou en boucles ouvertes (Open loop) pour diminuer leurs tailles [36]-[37].

Les résonateurs présentés ne portent pas un grand intérêt seul. En effet, la fonction de filtrage est généralement obtenue par l'association de plusieurs résonateurs. Ces associations, aussi appelées topologie de filtres, peuvent être très nombreuses et très différentes. La partie suivante présente plusieurs topologies de filtres planaires compacts.

14. Les topologies de filtres planaires

Comme expliqué dans la partie précédente, la solution la plus compacte pour effectuer la fonction passe-bande est d'utiliser des résonateurs quarts d'onde chargés par un court-circuit.

Les filtres qui utilisent des résonateurs de longueurs $\lambda_g/4$ (λ_g étant la longueur d'onde guidée) sont des filtres intéressants pour des fréquences supérieures au Gigahertz. En effet, la dimension de ces filtres est inversement proportionnelle à la fréquence de travail. Les dimensions du filtre sont déterminées par la fréquence de travail (longueur électrique des résonateurs), l'ordre du filtre (le nombre de résonateurs), la bande passante du filtre (les fentes entre les résonateurs et l'impédance de chaque résonateur).

L'autre intérêt de ces filtres est la souplesse topologique pour repousser le premier harmonique à $3.f_0$.

141. Filtres en épingle (Hairpin)

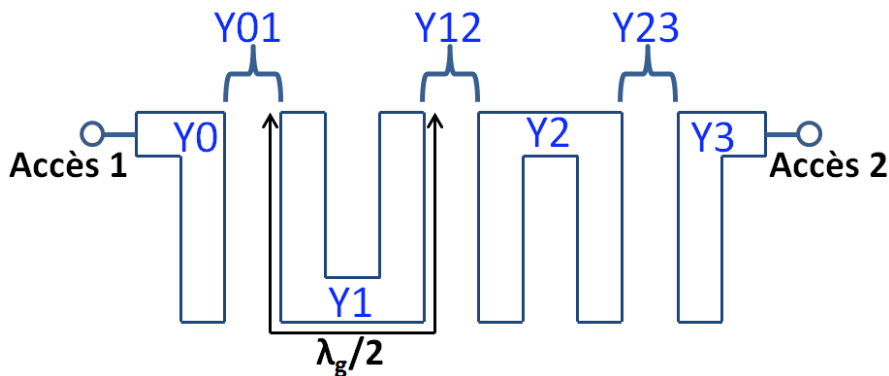


Figure 21 : Schéma d'un filtre en épingle d'ordre 2

La topologie de filtre en épingle (Figure 21) est composée de résonateurs $\lambda_g/2$ repliés pour améliorer la compacité du filtre. La disposition des résonateurs permet à ce filtre d'avoir une empreinte faible. La largeur du filtre est dimensionnée par $\lambda_g/4$ et la longueur est dimensionnée par la bande passante et l'ordre du filtre.

La disposition des résonateurs donne l'avantage de pouvoir créer des fonctions elliptiques [38]-[40]. La topologie de résonateur SIR est utilisée pour améliorer la compacité et repousser le premier harmonique des filtres en épingle [41]-[43]. Le couplage interdigité entre les résonateurs est proposé dans [44] pour diminuer la taille du filtre. Il est également possible d'avoir une entrée taperisée pour diminuer la taille du filtre [45]. Cependant, les filtres en épingle atteignent difficilement des bandes passantes relatives supérieures à 30 %.

142. Filtres à stubs $\lambda_g/4$

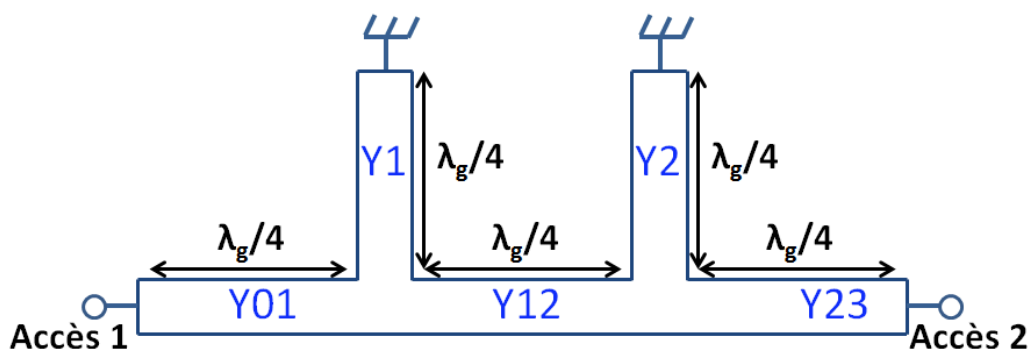


Figure 22 : Schéma d'un filtre à stubs d'ordre 2

La topologie des filtres à stubs $\lambda_g/4$ est présentée en Figure 22. Les résonateurs $\lambda_g/4$ sont chargés par des courts-circuits et séparés par des inverseurs d'impédance $\lambda_g/4$. Cette topologie a l'avantage de réaliser des bandes de fréquence très larges ($> 40\%$). De fait, il est

très difficile d'avoir des réponses en bande étroite [46]. L'autre avantage de cette topologie est d'être très peu sensible aux dispersions de fabrication. Cette caractéristique est un atout dans le milieu industriel. Néanmoins, les filtres à stubs sont encombrants pour une topologie utilisant des lignes (inverseurs et résonateurs) de longueurs électriques $\lambda_g/4$.

143. Filtres interdigités

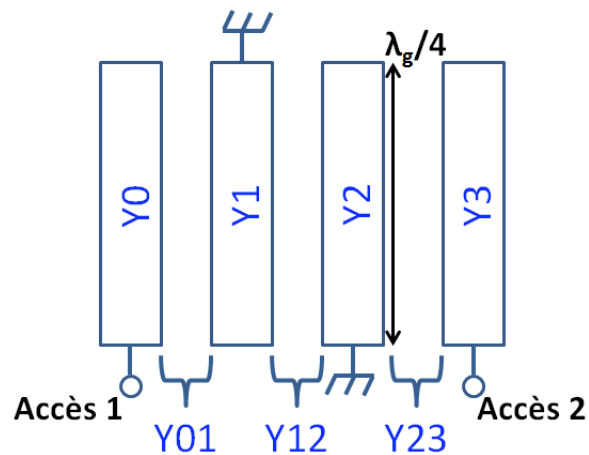


Figure 23 : Schéma d'un filtre interdigité d'ordre 2

La synthèse des filtres interdigités a été développée en 1962 par Matthaei [47] puis par Wenzel [48]. Cette topologie est basée sur des résonateurs de longueurs $\lambda_g/4$ chargés à leurs extrémités alternativement par des courts circuits et des circuits ouverts (Figure 23). En comparaison avec le filtre en épingle, l'empreinte théorique de ce filtre est deux fois plus petite.

La théorie de l'entrée "taperisée" est présentée en [49] ou en [50] pour améliorer la compacité des filtres interdigités. Ces filtres sont intrinsèquement très compacts lorsque les applications sont en hautes fréquences. Cependant, la longueur des résonateurs devient problématique en dessous du gigahertz.

Les filtres interdigités sont très souples en bande passante relative. Une topologie à bande étroite (< 5 %) est présentée en [51] et en large bande (> 50 %) en [52]. Cette topologie présente l'avantage d'avoir le premier harmonique situé à $3.f_0$. De plus, des études permettent d'élargir la bande de réjection [53]-[54]. Cela permet en basse fréquence d'être moins critique sur l'écart fréquentiel absolu entre le fondamental et le premier harmonique.

L'ensemble des études effectuées sur les filtres interdigités est aussi axé sur l'amélioration de la compacité de cette topologie. L'utilisation du résonateur SIR est une solution pour réduire de 35 % la taille du filtre [55].

144. Filtres combline

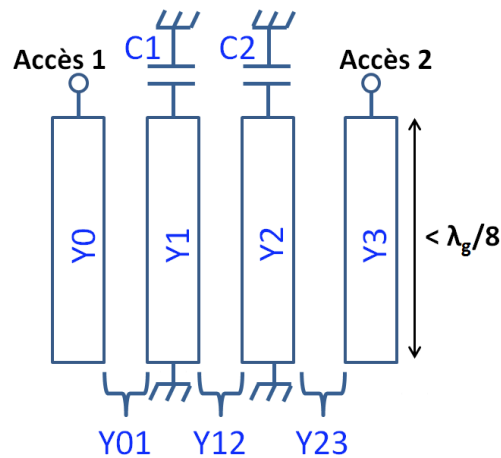


Figure 24 : Schéma d'un filtre combline d'ordre 2

Matthaei présenta en 1963 la topologie des filtres combline [56] montrée en Figure 24. La théorie sera reprise en 1971 par Wenzel pour toutes les bandes passantes des filtres combline [57]. Nous remarquons que cette topologie est proche de la topologie des filtres interdigués. Néanmoins, le couplage entre les résonateurs est effectué différemment. Les filtres interdigués ont un couplage croisé alors que les filtres combline ont un couplage de même type. Ce dernier a un couplage à prédominance magnétique et ne doit pas s'effectuer sur la totalité du résonateur $\lambda_g/4$. En effet, le couplage non-croisé de résonateurs $\lambda_g/4$ ne donne pas un filtre passe-bande mais cela donne un filtre « all-stop » [33]. Donc, l'énergie électrique est stockée dans les capacités C1 et C2 (Figure 24) pour concentrer l'énergie magnétique dans les résonateurs $\lambda_g/8$.

Le premier avantage des filtres combline est d'être très compact car d'une part la longueur des résonateurs distribués est d'environ $\lambda_g/8$ et d'autre part les capacités (C1 et C2 de la Figure 24) ont une taille négligeable en comparaison d'un résonateur $\lambda_g/4$. Le second avantage est de repousser le premier harmonique au-delà de $3.f_0$ [58]. Les filtres combline peuvent aussi être associés avec les résonateurs SIR pour améliorer la compacité ainsi que la bande de réjection [59].

Les capacités peuvent être accordables et cela permet aux filtres combline d'avoir un contrôle total de la fréquence centrale et de la bande passante [60]. Cependant, l'ajout d'éléments localisés apporte des pertes supplémentaires aux filtres combline. De plus, la surface de couplage entre les résonateurs est plus petite que pour les filtres interdigués. Donc, la bande passante sera plus rapidement restreinte par la limite technologique.

145. Filtres à résonateurs en boucle ouverte

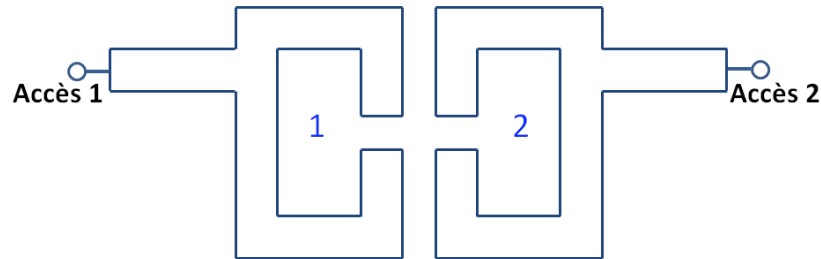


Figure 25 : Schéma d'un filtre à résonateurs en boucle ouverte d'ordre 2

La topologie de filtres à résonateurs en boucle ouverte présentée en Figure 25 a été mise en avant par Hong et Lancaster [61]. Cette topologie possède un nombre important de degrés de liberté au niveau des résonateurs. En effet, la forme des résonateurs peut évoluer pour augmenter sa compacité ou améliorer la réponse hors bande [62]-[63]. Il est également possible de choisir le type de couplage entre les résonateurs. Cependant, cette topologie est limitée aux bandes passantes relatives moyennes malgré cette liberté dans le type de couplage.

Conclusion

Ce premier chapitre a permis de situer le contexte de l'étude et de poser la problématique. L'axe de l'étude se concentre sur la compacité de filtre large-bande en basse fréquence.

Nous avons présenté les technologies disponibles en basse fréquence. Nous avons noté qu'il y a un compromis entre la compacité et les performances électriques d'un filtre. Nous avons fait apparaître que la technologie la mieux adaptée au contexte est la technologie planaire.

Puis, nous avons présenté des solutions de compacité pour la technologie planaire. Les solutions technologiques et topologiques de compacité ont l'avantage d'être complémentaire. En effet, il est possible d'associer ces différentes solutions afin d'améliorer la compacité du filtre.

Ensuite, nous avons mis en avant l'importance des résonateurs dans un filtre. Les performances électriques et l'encombrement des filtres sont liés à ceux des résonateurs. Nous avons rappelé plusieurs grandeurs qui permettent de définir précisément les performances électriques d'un résonateur. Ces grandeurs nous serviront dans le chapitre suivant à comparer les longueurs électriques des résonateurs.

Enfin, nous avons présenté une liste non-exhaustive de topologies de filtres en technologie planaire. Il est important de noter que les topologies de filtres présentées dans ce chapitre ont été améliorées (compacité et réponse hors bande) grâce à une seule topologie de résonateur appelée SIR.

Dans le chapitre suivant, nous allons présenter une nouvelle topologie de résonateur. Cette topologie appelé Résonateur Multi-Sections a pour but d'améliorer la compacité des filtres en basse fréquence.

Bibliographie du chapitre 1

- [1] A. Munir, "Development of dual-band microstrip bandpass filter based on split ring resonator," ICEAA, Cairns, Australia, 2016.
- [2] J. K. Xiao, M. Zhu, Y. Li and J. G. Ma, "Coplanar waveguide bandpass filters with separated electric and magnetic couplings," in *Electronics Letters*, vol. 52, no. 2, pp. 122-124, 1 21 2016.
- [3] PinJie Qiu, Jiang Hu and Bo Yan, "A compact high-selective stripline SIR Bandpass filter embed in LTCC," APMC, Macau, 2008.
- [4] D. Psychogiou, R. Gómez-García, D. Peroulis, "Single and Multiband Acoustic-Wave-Lumped- Element-Resonator (AWLR) Bandpass Filters With Reconfigurable Transfer Function," IEEE, MTT, 2016.
- [5] A. Baskakova, V. Turgaliev and D. Kholodnyak, "An electronically tunable lumped-element bandpass filter with continuous tuning of center frequency and bandwidth," 21st ICM, MIKON, 2016.
- [6] Y. L. Lu, W. T. Lin, C. Z. Hua, G. M. Xu and T. J. Liu, "Wide stopband bandpass filter implemented with lumped capacitor-based coupling structure," IEEE, IWEAS, 2016.
- [7] Q. Yang, W. Pang, D. Zhang and H. Zhang, "A wideband bulk acoustic wave filter with modified lattice configuration," IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Phoenix, AZ, 2015.
- [8] Y. Clavet et al., "Design of high-permittivity ceramic UHF microstrip filter for a space application," APMC, Singapore, 2009.
- [9] Cheng-Hsing Hsu, Hong Tie Soong, Cheng-Liang Huang and Ming-Ta Kao, "Microstrip rectangular ring bandpass filter design using high permittivity substrate," APMC, 2005.
- [10] M. Le Coq et al., "Miniaturized C-Band SIW Filters Using High-Permittivity Ceramic Substrates," in IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, 2015.
- [11] L. Thépaut, M. Cariou, B. Potelon, C. Quendo, R. Ségalen et F. Mahé, "Conception de filtres interdigités repliés dans un substrat PCB multicouche," JNM, Bordeaux, 2015.
- [12] Yu Qiu, Lei Xia and Linming Yang, "A compact bandpass filter using multilayer LCP technology," 2015 IEEE International Conference on Communication Problem-Solving (ICCP), Guilin, 2015.
- [13] X. Y. Zhang and Q. Y. Guo, "Miniaturized LTCC bandpass filter with extended stopband," 2015 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), Nanjing, 2015.
- [14] X. Dai, X. Y. Zhang, H. L. Kao, B. H. Wei, J. X. Xu and X. Li, "LTCC Bandpass Filter With Wide Stopband Based on Electric and Magnetic Coupling Cancellation," in IEEE, 2014.
- [15] A. Perigaud, S. Bila, S. Verdeyme, D. Baillargeat, D. Kaminsky, "Multilayer Interdigital Structures for Compact Bandpass Filters Providing High Select Wideband Reject," IEEE, MWCL, 2014.

- [16] W.-J. Guan and L. A. Carpenter, "A design of vertical coupled stacked bandpass filter using multilayer structure without via," APMC, Yokohama, 2006.
- [17] J. T. Kuo and Chih-Yuan Tsai, "Periodic stepped-impedance ring resonator (PSIRR) bandpass filter with a miniaturized area and desirable upper stopband characteristics," in IEEE, MTT, 2006.
- [18] Y. c. Chiou, M. h. Wu and J. t. Kuo, "Periodic Stepped-Impedance Resonator (PSIR) Bandpass Filters with Multispurious Suppression," IEEE MTT-S, IMS, San Francisco, CA, 2006.
- [19] Qiang Huang, Ji-Fuh Liang, Dawei Zhang and Guo-Chun Liang, "Direct synthesis of tubular bandpass filters with frequency-dependent inductors," MSD, IEEE MTT-S International, 1998.
- [20] Tao Yang; Tamura, M.; Itoh, T., "Compact Hybrid Resonator With Series and Shunt Resonances Used in Miniaturized Filters and Balun Filters," MTT, IEEE, 2010.
- [21] L. Gue-An, M. A. Megahed, F. De Flaviis, "Low-cost compact spiral inductor resonator filters for system-in-a-package," Advanced Packaging, IEEE, 2005.
- [22] S. Karimian, H. Zhirun, M. A. Abdalla, "Compact half-wavelength metamaterial Stepped Impedance Resonator (SIR)," IEEE, Antennas and Propagation (APSURSI), 2011.
- [23] K. W. Hsu, H.-Y. Chang and W. H. Tu, "Compact parallel-coupled sext-band bandpass filter using semi-lumped resonators," IEEE MTT-S IMS, San Francisco, CA, 2016.
- [24] Y. Cheng, X. L. Yin and W. J. Lu, "A novel compact multilayer wideband bandpass filter with lumped elements," 2015 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), Nanjing, 2015.
- [25] Y. Dai and D. Zhu, "A compact UHF bandpass filter with high stopband rejection based on multilayer LTCC technology," 2014 International Symposium on WPMC, Sydney, NSW, 2014.
- [26] Y. Tao, M. Tamura, T. Itoh, "Super Compact Low-Temperature Co-Fired Ceramic Bandpass Filters Using the Hybrid Resonator," MTT, IEEE, Nov. 2010.
- [27] E. Pistono, M. Robert, L. Duvillaret, J. M. Duchamp, A. Vilcot and P. Ferrari, "Compact fixed and tune-all bandpass filters based on coupled slow-wave resonators," in IEEE, MTT, 2006.
- [28] Hsiu-Ying Cho; Tzu-Jin Yeh; Liu, S.; Chung-Yu Wu, Ph.D., "High-Performance Slow-Wave Transmission Lines With Optimized Slot-Type Floating Shields," in IEEE Transactions on Electron Devices, 2009.
- [29] A.-L. Franc, E. Pistono, N. Corrao, P. Ferrari, "Compact High Rejection Notch and DBR Designed with Slow-Wave Transmission Lines," Asia-Pacific Microwave Conference, Yokohama, 2010.
- [30] Ning Yang and Zhi Ning Chen, "Microstrip line periodic structures with capacitive and resonant element loads," IEEE, IWAT, 2005.
- [31] A. Bautista, M. A. Aziz, F. Podevin and P. Ferrari, "A predictive model for Slow-wave Coplanar Striplines in integrated technologies," 2016 IEEE MTT-S IMS, San Francisco, CA, 2016.

- [32] A. Sayag, D. Ritter, D. Goren, "Compact Modeling and Comparative Analysis of Silicon-Chip Slow-Wave Transmission Lines with Slotted Bottom Metal Ground Planes," MTT, 2009.
- [33] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, "Microwave Filters, Impedance-Matching Networks and Coupling Structures." New York: McGraw-Hill, 1964.
- [34] M. Makimoto, S. Yamashita, "Compact bandpass filters using stepped impedance resonators," Proceedings of the IEEE, vol.67, no.1, pp.16, 19, Jan. 1979.
- [35] M. Makimoto, S. Yamashita, "Bandpass Filters Using Parallel Coupled Stripline Stepped Impedance Resonators," Microwave Theory and Techniques, Dec 1980.
- [36] M. Sagawa, M. Makimoto, S. Yamashita, "Geometrical structures and fundamental characteristics of microwave stepped-impedance resonators," MTT, 1997.
- [37] J.-S. Hong, M. J. Lancaster, "Theory and experiment of novel microstrip slow-wave open-loop resonator filters," MTT, IEEE, 1997.
- [38] E. G. Cristal, S. Frankel, "Hairpin-Line and Hybrid Hairpin-Line Half-Wave Parallel-Coupled-Line Filters," in Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, 1972.
- [39] Jen-Tsai Kuo; Ming-Jyh Maa; Ping-Han Lu, "A microstrip elliptic function filter with compact miniaturized hairpin resonators," in Microwave and Guided Wave Letters, IEEE, 2000.
- [40] J.-S. Hong, M. J. Lancaster, "Cross-coupled microstrip hairpin-resonator filters," in Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, 1998.
- [41] A. Djaiz, T. A. Denidni, "A new compact microstrip two-layer bandpass filter using aperture-coupled SIR-hairpin resonators with transmission zeros," in Microwave Theory and Techniques, 2006.
- [42] Sheng-Yuan Lee, Chih-Ming Tsai, "New cross-coupled filter design using improved hairpin resonators," Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Dec 2000.
- [43] M. Sagawa, K. Takahashi, M. Makimoto, "Miniaturized hairpin resonator filters and their application to receiver front-end MICs," in Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, 1989.
- [44] Jiwen Zhu; Zhenghe Feng, "Microstrip Interdigital Hairpin Resonator with an Optimal Physical Length," in Microwave and Wireless Components Letters, IEEE, 2006.
- [45] J. S. Wong, "Microstrip Tapped-Line Filter Design," MTT, IEEE Transactions on, 1979.
- [46] J. Lee, K. C. Yoon, H. Lee, T. S. Jung, T. Y. Kim and J. C. Lee, "Short stub band-pass filter using stepped impedance resonator for size reduction," APMC, Seoul, 2013.
- [47] G. L. Matthaei, "Interdigital Band-Pass Filters," Microwave Theory and Techniques, IRE Transactions on, vol.10, no.6, pp.479, 491, November 1962.
- [48] R. J. Wenzel, "Exact Theory of Interdigital Band-Pass Filters and Related Coupled Band-Pass Structures," MTT, IEEE, 1965.

- [49] E. G. Cristal, "Tapped-Line Coupled Transmission Lines with Applications to Interdigital and Combline Filters," MTT, IEEE 1975.
- [50] S. Caspi, J. Adelman, "Design of combline and interdigital filters with tapped-line input," Microwave Theory and Techniques, IEEE 1988.
- [51] Yi-Ming Chen, Sheng-Fuh Chang, "A compact stepped-impedance pseudo-interdigital bandpass filter with controllable transmission zero and wide stopband range," EuMC, 2009.
- [52] Cheng-Hsien Liang, Chi-Yang Chang, "Compact Wideband Bandpass Filters Using Stepped-Impedance Resonators and Interdigital Coupling Structures," in IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 19, no. 9, pp. 551-553, Sept. 2009.
- [53] Hoi-Kai Pang, Ka-Meng Ho, Kam-Weng Tam, R. P. Martins, "A compact microstrip $\lambda/4$ -SIR interdigital bandpass filter with extended stopband," MSD, IEEE, MTT, 2004.
- [54] S. W. Ting, K. W. Tam, R. P. Martins, "Novel interdigital microstrip bandpass filter with improved spurious response," Circuits and Systems, ISCAS, 2004.
- [55] N. Thomson, J.-S. Hong, R. Greed, D. Voyce, "Practical approach for designing miniature interdigital filters," EuMC, 2005.
- [56] G. L. Matthaei, "Comb-line band-pass filters of narrow or moderate bandwidth," Microwave J., vol. 6, pp. 82-91, August 1963.
- [57] R. J. Wenzel, "Synthesis of Combline and Capacitively Loaded Interdigital Bandpass Filters of Arbitrary Bandwidth," MTT, IEEE 1971.
- [58] S. C. Lin, C. H. Wang, Y. W. Chen and C. H. Chen, "Improved Combline Bandpass Filter with Multiple Transmission Zeros," APMC, 2007.
- [59] Yi-Ming Chen, Sheng-Fuh Chang, Chia-Chan Chang, Tin-Jae Hung, "Design of Stepped-Impedance Combline Bandpass Filters With Symmetric Insertion-Loss Response and Wide Stopband Range," in MTT, 2007.
- [60] M. Sanchez-Renedo, R. Gomez-Garcia, J. I. Alonso and C. Briso-Rodriguez, "Tunable combline filter with continuous control of center frequency and bandwidth," IEEE MTT 2005.
- [61] J.-S. Hong and M. J. Lancaster, "Design of highly selective microstrip bandpass filters with a single pair of attenuation poles at finite frequencies," in IEEE Transactions on MTT, 2000.
- [62] P. Arunvipas, "Cross-coupled stepped-impedance resonators improved bandpass filter characteristic," in IEEE, TENCON, 2014.
- [63] W. h. Tu, H. Li, K. A. Michalski and K. Chang, "Microstrip Open-Loop Ring Bandpass Filter Using Open Stubs for Harmonic Suppression," IEEE MTT-S IMS, San Francisco, CA, 2006.

Chapitre 2 Etude et modélisation du Résonateur Multi-Sections

Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons montré l'importance du résonateur dans le filtrage. En effet, les performances électriques et les dimensions du filtre sont directement liées à celles des résonateurs. Ici, l'axe de l'étude est principalement basé sur l'amélioration de la compacité du résonateur.

Nous avons remarqué que la topologie de résonateurs SIR permettait d'améliorer la compacité. Dans ce chapitre, nous allons nous consacrer à l'étude et à la modélisation d'une nouvelle topologie de résonateurs. Cette topologie nommée « Résonateur Multi-Sections » est une évolution du résonateur SIR, composé de 2 sections, vers un nombre de sections plus important. Le Résonateur Multi-Sections permet de diminuer la longueur physique du résonateur tout en ayant des pertes plus faibles que le résonateur SIR.

La première partie de ce chapitre met en évidence l'intérêt porté au Résonateur Multi-Sections. L'amélioration de la compacité du résonateur est constatée par des observations effectuées en simulations EM. Une étude paramétrique a été également réalisée pour visualiser l'évolution des performances du résonateur en fonction des nombreux paramètres qui le compose.

La deuxième partie se concentre davantage sur la compréhension et la modélisation des effets agissant sur le Résonateur Multi-Sections [1]. Nous pouvons notamment mieux comprendre ces effets grâce à la théorie mathématique des résonateurs et l'apport de modèles électriques.

Enfin, la dernière partie met en avant les perspectives d'amélioration possibles du Résonateur Multi-Sections.

21. Description du Résonateur Multi-Sections

Le schéma du Résonateur Multi-Sections est présenté en Figure 26. Ce résonateur est divisé en N sections égales de longueur électrique θ .

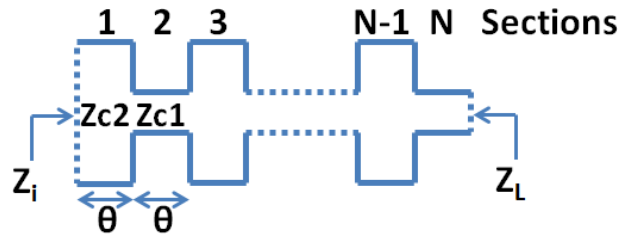


Figure 26 : Schéma du Résonateur Multi-Sections

De plus, chaque section a alternativement une impédance caractéristique haute Z_{c1} et basse Z_{c2} . Nous utilisons le même le rapport d'impédance que celui proposé dans la publication de Makimoto 0 :

$$K = \frac{Z_{c2}}{Z_{c1}} \quad \text{Eq. 2-1}$$

Nous notons que ce résonateur a une multitude de combinaisons possibles entre le nombre de sections N, la longueur de ses sections θ (de mêmes longueurs dans la Figure 26) et le rapport d'impédance K. L'évolution de ces trois paramètres est étudiée dans la partie suivante dans le but d'utiliser ce résonateur dans un cas optimal.

22. Etude comportementale

Dans cette partie, l'étude de résonateurs est effectuée par des simulations EM. Nous utilisons, pour ces simulations EM, la technologie triplaque. Cette technologie a pour avantage d'exciter un mode TEM pur car nous sommes dans un milieu uniforme. De ce fait, la constante de phase β est identique sur toute la longueur du résonateur. Donc, la longueur physique du résonateur est proportionnelle à la longueur électrique du résonateur.

Toutes les simulations EM seront effectuées sans pertes afin de comparer les résultats obtenus aux résultats théoriques. Donc, nous prendrons en compte seulement deux paramètres de comparaison, l'ouverture de l'onde R_0 (qui doit être identique pour tous les résonateurs) et la longueur physique des résonateurs.

221. Influence des paramètres N, K et R0 sur la compacité

2211. Paramètre N

Le premier paramètre étudié est le nombre de sections N qui varie entre deux et, théoriquement, l'infini. La Figure 27 nous montre un Résonateur à Impédance Uniforme (UIR) divisé en N Sections.

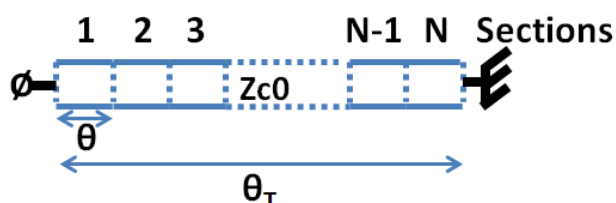


Figure 27 : Schéma du Résonateur UIR à N sections

Nous introduisons un rapport de compacité noté RC qui nous permettra de comparer tous les résonateurs à un résonateur de référence UIR de 50 Ohms. Le rapport de compacité RC est calculé avec les longueurs électriques des résonateurs puisque nous sommes dans un mode TEM pur :

$$RC = \frac{\theta_0}{\theta_T} \quad \text{Avec : } \theta_0 = \frac{\lambda}{4} \text{ et } \theta_T = N \cdot \theta \quad \text{Eq. 2-2}$$

Pour un résonateur UIR 50 Ohms :

$$N \cdot \theta = \theta_T = \theta_0 = \frac{\lambda}{4} \quad \text{Eq. 2-3}$$

La Figure 28 nous montre le rapport de compacité RC du résonateur UIR en fonction du nombre de sections qui le compose. On remarque que pour un résonateur UIR, le rapport d'impédance K est égal à 1. De plus, l'évolution du nombre de sections ne modifie pas le rapport de compacité RC puisque les sections sont de même impédance. Ici, nous avons la longueur électrique θ_T qui est égale à θ_0 donc un rapport de compacité RC de 1 (voir Eq. 2-2 et Eq. 2-3).

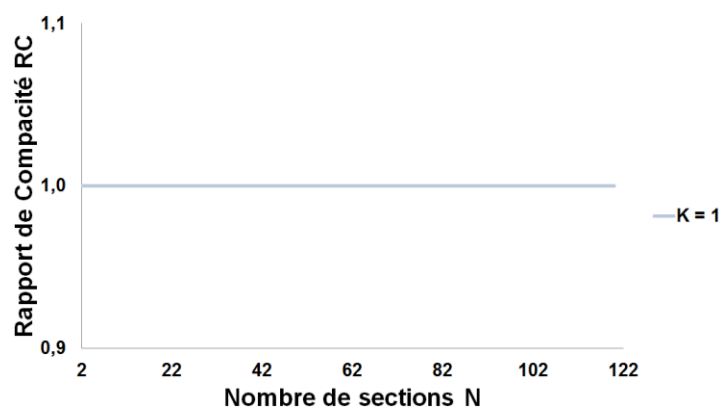


Figure 28 : Rapport de compacité d'un résonateur UIR en fonction de N

2212. Paramètre K

Le deuxième paramètre étudié est le rapport d'impédance K. Ce rapport a une grande influence sur le Rapport de compacité RC d'un résonateur. Nous pouvons noter qu'un Résonateur Multi-Sections de deux sections (N=2) correspond à un résonateur à saut d'impédance (SIR : Figure 29) vu dans le Chapitre 1. La Figure 30 montre quelques exemples du rapport de compacité RC d'un résonateur SIR en fonction de K.

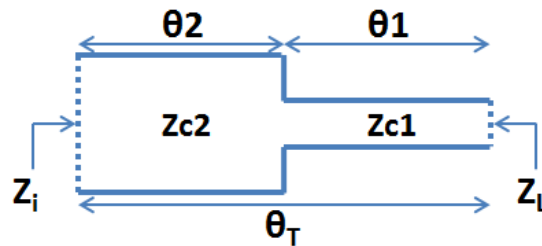


Figure 29 : Schéma du résonateur SIR

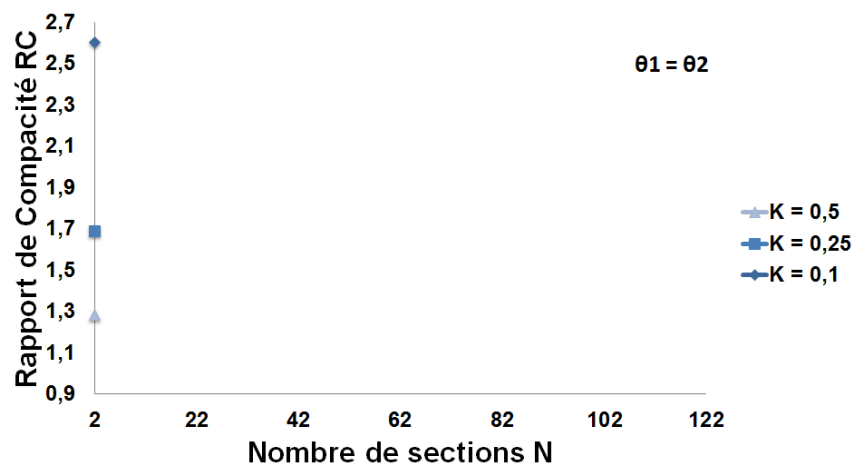


Figure 30 : Rapport de compacité d'un résonateur SIR (2 sections) en fonction de K

L'étape suivante consiste à augmenter le nombre de sections N et d'observer le rapport de compacité RC du Résonateur Multi-Sections. Les simulations EM sont présentées en Figure 31 pour un K de 0,25. Nous remarquons que le Résonateur Multi-Sections devient plus compact que le résonateur SIR lorsque le nombre de sections est important, ici supérieur à 60.

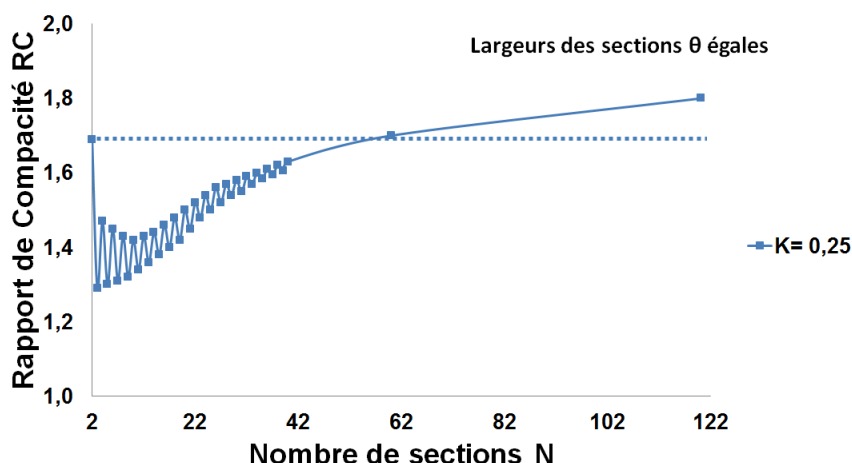


Figure 31 : Rapport de compacité d'un Résonateur Multi-Sections en fonction de N

Nous notons aussi que pour un nombre de sections inférieur à 40, nous pouvons dissocier 2 sortes de résonateurs. En effet, un résonateur avec un nombre N de sections paire est plus compact qu'un résonateur avec un nombre N+1 de sections impaire. Le résonateur à N sections paires est plus compact car il a une impédance forte Z_{c1} sur sa dernière section qui est proche du court-circuit. Le stockage d'énergie magnétique est alors favorisé et permet d'améliorer la compacité. Cet effet est expliqué dans le Chapitre 1.

Au-dessus d'un nombre important de sections, cet effet n'influe plus sur le rapport de compacité car les sections ont une longueur électrique faible. Afin d'éclaircir ces résultats, nous mettrons seulement en valeur les simulations effectuées sur des résonateurs à N sections paires étant les plus compactes. Les réponses sont visualisées en Figure 32.

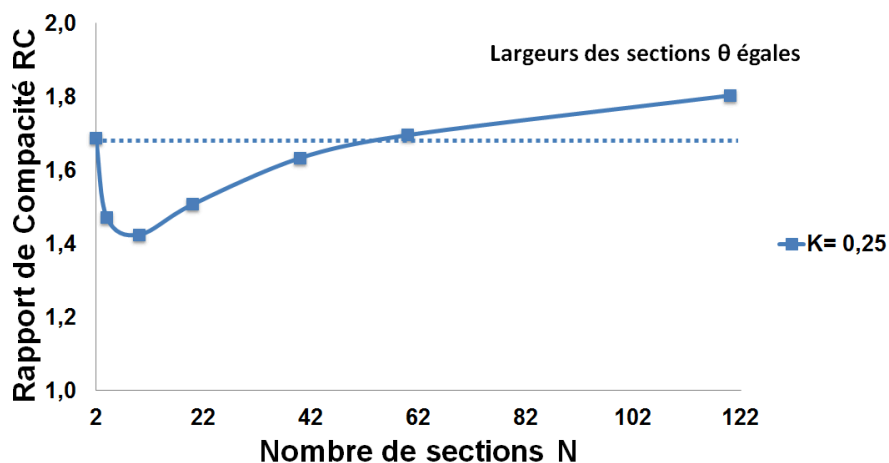


Figure 32 : Rapport de compacité d'un Résonateur Multi-Sections en fonction de N sections paires

Nous allons faire évoluer le rapport d'impédance K du Résonateur Multi-Sections pour avoir l'évolution de son rapport de compacité. Les résultats de simulations EM sont présentés en Figure 33. Nous observons que plus le rapport d'impédance K est faible moins il

y a besoin de sections pour être plus compact que le résonateur SIR (2 Sections). Dans un cas optimal, il faudrait un très grand nombre de sections afin d'avoir un rapport de compacité important. Cependant, il y a deux éléments qui contraignent ce cas optimal. Premièrement, au bout d'un certain nombre de sections, on atteint une limite du rapport de compacité. Cette limite est atteinte plus rapidement lorsque le rapport d'impédance est proche de 1. Deuxièmement, plus le nombre de sections sera important plus la longueur d'une section sera petite. Donc, la longueur minimale d'une section sera contrainte par la limite technologique de l'étude.

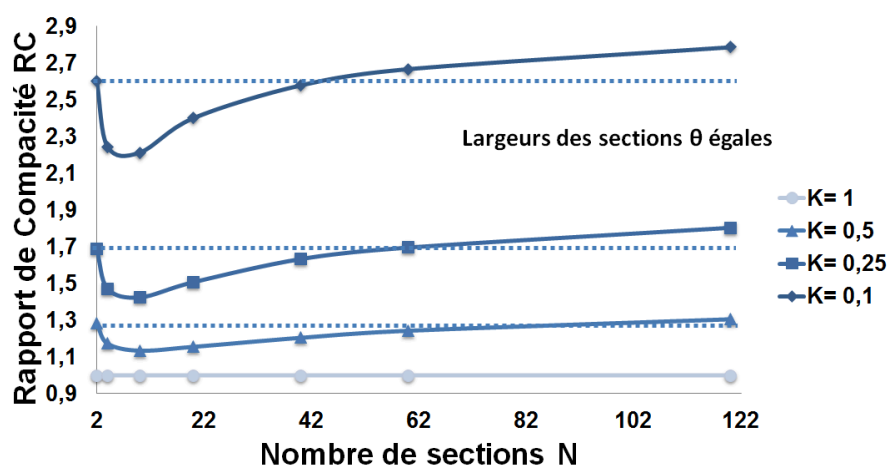


Figure 33 : Rapport de compacité d'un Résonateur Multi-Sections en fonction de N et de K

Ces observations ont permis de valider l'intérêt porté au Résonateur Multi-Sections. Effectivement, cette nouvelle topologie permet, dans certaines conditions, d'être plus compacte que la topologie du résonateur SIR qui est une référence en termes de topologies de résonateurs compacts. Cependant, il faut tout de même s'assurer qu'on compare les résonateurs avec la même impédance équivalente. Pour cela, nous avons comparé les Ro de plusieurs Résonateurs Multi-Sections à un résonateur de référence UIR 50 Ohms comme précisé dans le Chapitre 1. L'impédance équivalente d'un Résonateur Multi-Sections (Z_{CMS}) correspond à la moyenne géométrique des 2 impédances utilisées (Z_{c1} et Z_{c2}) pour des largeurs de sections θ égales. On a :

$$Z_{CMS} = \sqrt{Z_{c1} * Z_{c2}} \quad \text{Eq. 2-4}$$

Cette dernière étude, nous conforte dans l'idée que le nouveau résonateur peut être utilisé facilement dans les filtres où l'impédance équivalente du résonateur est très importante et doit être maîtrisée.

2213. Paramètre $R\theta$

Le Résonateur Multi-Sections possède plus de degrés de liberté que le résonateur SIR. Ce dernier possède 2 degrés de liberté, un rapport d'impédance K et un rapport entre les longueurs électriques de chaque section noté $R\theta$ (Eq. 2-5). Le rapport $R\theta$ peut être compris entre 0 et 1 avec un cas optimal du résonateur SIR à 0,5 voir Makimoto 0. Aussi, il serait intéressant d'étudier le rapport $R\theta$ sur un Résonateur Multi-Sections. En effet, la Figure 34 montre un exemple de couplage de 2 Résonateurs Multi-Sections. Nous observons qu'il faut une longueur électrique plus importante au niveau de l'impédance forte pour permettre ce couplage, ici $R\theta$ est égale à 0,25.

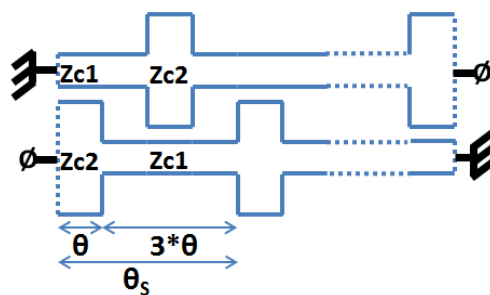


Figure 34 : Schéma d'un couplage entre 2 Résonateurs Multi-Sections avec un $R\theta$ de 0,25

$$R\theta = \frac{\theta}{\theta_s} \quad \text{Eq. 2-5}$$

La Figure 35 montre la simulation EM d'un résonateur Multi-Sections avec des longueurs électriques de sections différentes. Nous pouvons visualiser l'évolution du rapport de compacité en fonction de $R\theta$ pour un K de 0,25. Ces réponses mettent en évidence qu'il y a une différence en termes de compacité pour un $R\theta$ de 0,25 et de 0,75. En effet, à partir d'une vingtaine de sections le cas $R\theta$ de 0,75 devient moins performant. De plus, le couplage entre 2 résonateurs ayant un $R\theta$ de 0,75 est impossible. Nous pouvons, d'un point de vue couplage et compacité, privilégier un Résonateur Multi-Sections avec un $R\theta$ inférieur à 0,5. Les écarts observés entre ces 3 résonateurs seront expliqués dans la partie suivante.

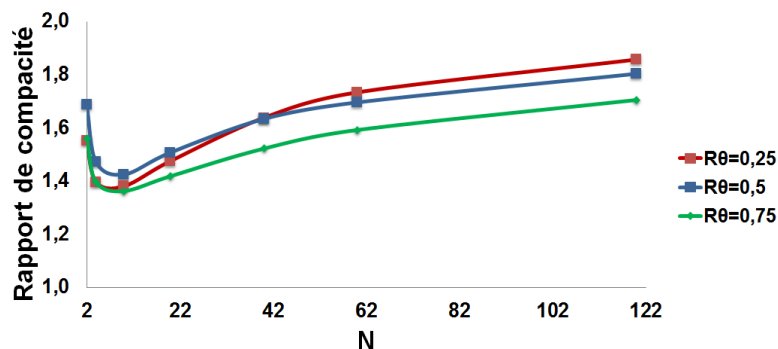


Figure 35 : Rapport de compacité d'un Résonateur Multi-Sections en fonction de N et de $R\theta$ pour $K=0,25$

23. Modélisation des effets

Nous observons des résultats de compacité intéressants pour le Résonateur Multi-Sections. L'étape suivante est de comprendre les effets afin de maîtriser et d'optimiser ce résonateur. Cette étude comportementale a pour but de trouver un modèle électrique pouvant prédire les caractéristiques du Résonateur Multi-Sections. Nous utilisons le logiciel Advanced Design System (ADS) de Keysight Technologies pour toutes les simulations électriques. Les réponses de simulations électriques sont comparées aux réponses de simulations EM du Résonateur Multi-Sections. L'idée première est de commencer l'étude par un modèle électrique simple et ensuite de le complexifier et/ou de le modifier si nécessaire afin de décrire au mieux le comportement du Résonateur Multi-Sections.

231. Modélisation de l'effet « saut d'impédance »

Le modèle de l'effet « saut d'impédance » proposé en Figure 36 est un modèle électrique très simple qui permet de cascader plusieurs sections de lignes. Une section peut avoir sa propre longueur électrique et sa propre impédance indépendamment des autres sections. Ce modèle électrique correspond aux résultats de simulations EM ainsi qu'aux résultats théoriques trouvés par Makimoto [3] pour un résonateur à 2 sections de lignes (Figure 37).

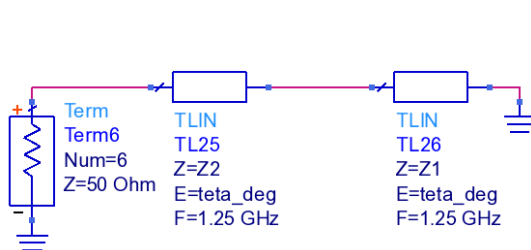


Figure 36 : Schéma du modèle électrique « saut d'impédance » pour $N = 2$

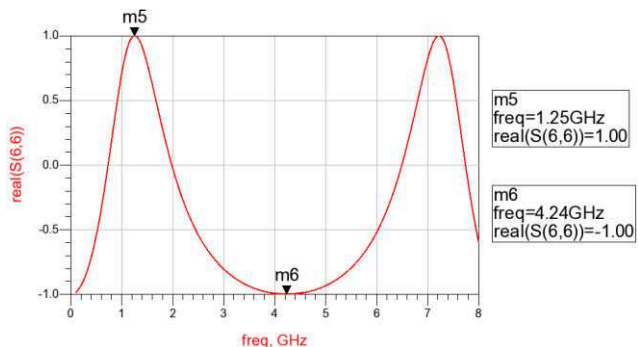


Figure 37 : Réponse de la partie réelle du paramètre S_{11} d'un résonateur SIR pour $K = 0,25$

La prochaine étape est d'augmenter le nombre de sections et de vérifier que cet effet coïncide toujours avec les résultats de simulations EM. Nous observons en Figure 38, le rapport de compacité d'un Résonateur Multi-Sections et le rapport de compacité de l'effet « saut d'impédance » en fonction de N pour un K fixe de 0,25.

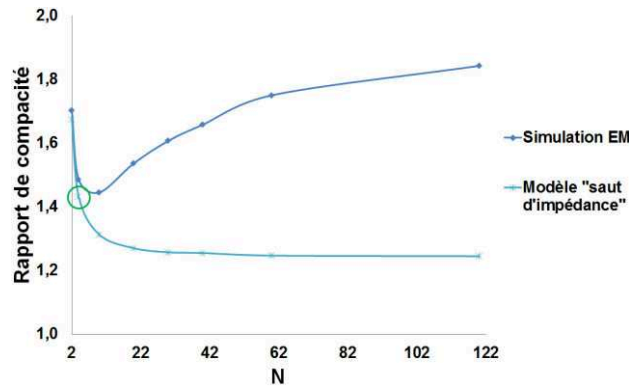


Figure 38 : Rapport de compacité d'un Résonateur Multi-Sections et du modèle « saut d'impédance » en fonction de N pour K = 0,25

Nous constatons que l'effet « saut d'impédance » fonctionne pour un nombre de sections inférieur à 4. Ensuite, cet effet converge vers une constante qui est différente de celle du Résonateur Multi-Sections. La modélisation de l'effet présenté dans la partie suivante permet de mieux prendre en compte les effets du champ EM au niveau des discontinuités.

Le modèle électrique « saut d'impédance » est l'équivalent du calcul théorique effectué par Makimoto. Il serait intéressant de voir si théoriquement nous pouvons retrouver le rapport de compacité de ce modèle « saut d'impédance » en fonction de N.

2311. Etude théorique de l'effet « saut d'impédance »

Cette partie a pour but d'avoir une approche théorique des résultats obtenus précédemment avec le modèle « saut d'impédance ». L'étude théorique faite sur le résonateur à 2 sections SIR montre qu'il est possible de maîtriser la totalité des paramètres de ce résonateur. En s'appuyant sur cette théorie, nous allons étudier un résonateur avec 4 sections présenté en Figure 39. Nous restons dans l'optique d'avoir un nombre de sections paires pour que le résonateur soit le plus compact possible.

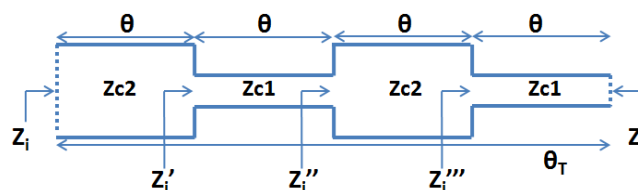


Figure 39 : Schéma d'un résonateur à 4 sections

Nous utilisons la théorie de l'impédance ramenée (Eq. 2-6) disponible dans [4] pour calculer la longueur électrique θ en fonction des impédances caractéristiques.

$$Z_i = Z_c * \frac{Z_L + jZ_c \tan \theta}{Z_c + jZ_L \tan \theta} \quad \text{Eq. 2-6}$$

Nous pouvons calculer le rapport de compacité du résonateur à 4 sections. Dans notre cas :

$$Z_i''' = Z_{c1} * \frac{Z_L + jZ_{c1} \tan \theta}{Z_{c1} + jZ_L \tan \theta} \quad \text{Eq. 2-7}$$

Avec un résonateur chargé par un C.C., Z_L donne :

$$Z_L = 0 \text{ Ohms} \quad \text{Eq. 2-8}$$

On obtient :

$$Z_i''' = j Z_{c1} \tan \theta \quad \text{Eq. 2-9}$$

Ensuite, Nous procédons de la même manière pour Z_i'' , Z_i' et Z_i . Nous incluons le paramètre K (Eq. 2-1) cela donne :

$$Z_i'' = j Z_{c2} \tan \theta \frac{1 + K}{K - \tan^2 \theta} \quad \text{Eq. 2-10}$$

$$Z_i' = j Z_{c1} \tan \theta \frac{2K + K^2 - \tan^2 \theta}{K - \tan^2 \theta (1 + K + K^2)} \quad \text{Eq. 2-11}$$

$$Z_i = j Z_{c2} \tan \theta \frac{2K + 2K^2 - \tan^2 \theta (1 + K + K^2 + K^3)}{K^2 - \tan^2 \theta (3K + 2K^2 + K^3) + \tan^4 \theta} \quad \text{Eq. 2-12}$$

Nous choisissons de charger le résonateur par un C.C. Afin de respecter les conditions de résonance d'un résonateur $\lambda/4$, il faut un circuit ouvert (C.O.) en entrée du résonateur. On veut donc :

$$Z_i = \infty \text{ Ohms} \quad \text{Eq. 2-13}$$

L'équation (Eq. 2-12) devient :

$$K^2 - \tan^2 \theta (3K + 2K^2 + K^3) + \tan^4 \theta = 0 \quad \text{Eq. 2-14}$$

Ce polynôme du second degré peut être résolu en calculant son discriminant. La seule solution possible pour une longueur électrique est :

$$\theta = \tan^{-1} \sqrt{\frac{3K + 2K^2 + K^3 - \sqrt{5K^2 + 12K^3 + 10K^4 + 4K^5 + K^6}}{2}} \quad \text{Eq. 2-15}$$

Nous obtenons un rapport de compacité RC de :

$$RC = \frac{\theta_0}{\theta_T} = \frac{\theta_0}{4\theta} = \frac{\theta_0}{4 \tan^{-1} \sqrt{\frac{3K + 2K^2 + K^3 - \sqrt{5K^2 + 12K^3 + 10K^4 + 4K^5 + K^6}}{2}}} \quad \text{Eq. 2-16}$$

Si nous posons $K = 0,25$, nous avons le rapport de compacité RC qui est égal à 1,45 ce qui correspond au point entouré d'un cercle vert sur la Figure 38 de la partie 231. Cela nous conforte dans l'idée qu'il est possible, théoriquement, de calculer tous les rapports de compacité du modèle « saut d'impédance ». Cependant, il est très compliqué de calculer R

pour un nombre de sections plus important. En effet, l'ordre des polynômes à résoudre devient supérieur à 6 sachant que ces polynômes ne sont pas bicarrés [5].

De toute évidence, il est impossible de calculer la constante vers laquelle converge ce modèle « saut d'impédance » avec cette méthode polynomiale. Nous allons donc changer de méthode de calcul afin d'avoir le rapport de compacité de ce modèle pour un nombre sections N tendant vers l'infini. Le calcul matriciel à l'avantage d'être relativement simple lorsque l'on multiplie des matrices entre elles à l'ordre N. Nous allons dans un premier temps valider la méthode pour un résonateur UIR dont nous connaissons le rapport de compacité qui doit être égal à 1.

Tout d'abord, la Figure 40 montre la représentation matricielle d'une section de ligne de transmission [6].

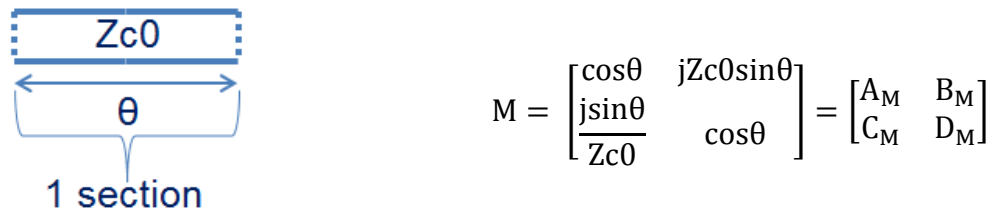


Figure 40 : Schéma d'une ligne de transmission et de sa représentation matricielle

Cette section de ligne de transmission est ensuite mise à l'ordre N. Lorsque l'on cascade des sections de lignes de transmission comme en Figure 41, il suffit de multiplier les matrices M entre elles pour obtenir la matrice totale de la ligne de transmission.



Figure 41: Schéma d'une ligne de transmission et de sa représentation matricielle à l'ordre N

Le calcul matriciel direct de M^N est impossible mais en calcul matriciel nous pouvons diagonaliser la matrice M en la décomposant avec la matrice de ses valeurs propres (D) et la matrice de ses vecteurs propres (P). Cela donne :

$$M = P * D * P^{-1} \tag{Eq. 2-17}$$

Nous savons que la matrice M mise à l'ordre N s'écrit :

$$M^N = P * D * P^{-1} * P * D * P^{-1} * P * D * P^{-1} * P * D * P^{-1} \dots \tag{Eq. 2-18}$$

Avec :

$$P^{-1} * P = 1 \quad \text{Eq. 2-19}$$

En insérant Eq. 2-19 dans Eq. 2-18 la matrice M^N est égale à :

$$M^N = P * D^N * P^{-1} \quad \text{Eq. 2-20}$$

Nous allons nous attarder aux calculs des matrices D et P. Les valeurs propres respectent la condition suivante :

$$Det(M - \lambda^{+/-} * I) = 1 \quad \text{Eq. 2-21}$$

Nous noterons I la matrice identité. La matrice D est alors composée des valeurs propres λ de M comme indiqué ci-dessous :

$$D = \begin{bmatrix} A_D & B_D \\ C_D & D_D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda^+ & 0 \\ 0 & \lambda^- \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 2-22}$$

23111. Calcul de la matrice des valeurs propres

Les valeurs propres λ se calculent avec les paramètres de la matrice M (A_M , B_M , C_M et D_M).

Elles s'écrivent sous forme littérale de la manière suivante :

$$\lambda^{+/-} = \frac{1}{2} * \left(A_M + D_M + /- \sqrt{(A_M - D_M)^2 + 4 * B_M C_M} \right) \quad \text{Eq. 2-23}$$

Nous avons $A_M = D_M$, les valeurs propres deviennent :

$$\lambda^{+/-} = A_M + /- \sqrt{B_M C_M} \quad \text{Eq. 2-24}$$

Nous remplaçons les différents termes, cela donne :

$$\lambda^{+/-} = \cos(\theta) + /- j \cdot \sin(\theta) = e^{+/-j\theta} \quad \text{Eq. 2-25}$$

Nous remarquons qu'il est alors très simple de mettre la matrice D à la puissance N comme voulu dans Eq. 2-20. On obtient :

$$D^N = \begin{bmatrix} A_{DN} & B_{DN} \\ C_{DN} & D_{DN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda^+ & 0 \\ 0 & \lambda^- \end{bmatrix}^N$$

$$D^N = \begin{bmatrix} e^{j\theta} & 0 \\ 0 & e^{-j\theta} \end{bmatrix}^N = \begin{bmatrix} e^{j\theta.N} & 0 \\ 0 & e^{-j\theta.N} \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 2-26}$$

23112. Calcul de la matrice des vecteurs propres

Pour calculer les vecteurs propres de la matrice M. La condition à respecter est :

$$Det(M - \lambda^{+/-} * I) * v = 0 \quad \text{Avec } v = \begin{bmatrix} x1 \\ x2 \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 2-27}$$

Nous avons :

$$\begin{bmatrix} A_M - \lambda^{+/-} & B_M \\ C_M & D_M - \lambda^{+/-} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} x1 \\ x2 \end{bmatrix} = 0 \quad \text{Eq. 2-28}$$

Nous voulons x1 en fonction de x2 :

$$x1 = -\frac{B_M}{A_M - \lambda^{+/-}} * x2 \quad \text{Eq. 2-29}$$

Nous notons qu'il y a une infinité de vecteurs propres possibles. Nous choisissons comme matrice de vecteurs propres P :

$$P = \begin{bmatrix} A_P & B_P \\ C_P & D_P \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \sqrt{\frac{B_M}{C_M}} \\ -\sqrt{\frac{C_M}{B_M}} & 1 \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 2-30}$$

A partir de la matrice des vecteurs propres P, nous calculons sa matrice inverse P⁻¹ :

$$P^{-1} = \frac{1}{\text{Det}} \begin{bmatrix} D_P & -B_P \\ -C_P & A_P \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -\sqrt{\frac{B_M}{C_M}} \\ \sqrt{\frac{C_M}{B_M}} & 1 \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 2-31}$$

23113. Calcul de la matrice d'une ligne de transmission à l'ordre N

En revenant à l'équation (Eq. 2-18), la matrice M à l'ordre N s'écrit :

$$M^N = \begin{bmatrix} A_{MN} & B_{MN} \\ C_{MN} & D_{MN} \end{bmatrix} = P * D^N * P^{-1}$$

$$M^N = \begin{bmatrix} 1 & \sqrt{\frac{B_M}{C_M}} \\ -\sqrt{\frac{C_M}{B_M}} & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} e^{j.\theta.N} & 0 \\ 0 & e^{-j.\theta.N} \end{bmatrix} * \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -\sqrt{\frac{B_M}{C_M}} \\ \sqrt{\frac{C_M}{B_M}} & 1 \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 2-32}$$

23114. Calcul du rapport de compacité

On reprend le principe du calcul de l'impédance Zi d'entrée mais cette fois-ci avec les coefficients des matrices :

$$Zi = \frac{A_{MN} * Z_L + B_{MN}}{C_{MN} * Z_L + D_{MN}} \quad \text{Eq. 2-33}$$

Le but étant d'avoir un résonateur, nous chargeons la ligne de transmission par un C.C. Nous avons $Z_L = 0$, l'impédance d'entrée devient :

$$Z_i = \frac{B_{MN}}{D_{MN}} \quad \text{Eq. 2-34}$$

La condition pour que cette ligne de transmission, chargée par un C.C., résonne est d'avoir une impédance d'entrée tendant vers l'infini. Les 2 possibilités sont soit $B_{MN} = \infty$ soit $D_{MN} = 0$. Nous prenons $D_{MN} = 0$, ce qui donne :

$$D_{MN} = \frac{1}{\text{Det}} * (-B_P * C_P * A_{DN} + A_P * D_P * D_{DN}) = 0 \quad \text{Eq. 2-35}$$

Nous remplaçons les termes et nous trouvons :

$$D_{MN} = \cos(\theta N) = 0 \quad \text{Eq. 2-36}$$

Nous avons la longueur électrique d'une section en fonction de N :

$$\theta = \frac{\pi}{2N} \quad \text{Eq. 2-37}$$

Finalement, nous pouvons calculer le rapport de compacité RC de ce résonateur UIR en fonction de N. A partir de l'équation (Eq. 2-2), nous avons :

$$RC = \frac{\theta_0}{\theta_T} = \frac{\pi}{2} * \frac{1}{\theta * N} \quad \text{Avec : } \theta_T = \theta * N \quad \text{Eq. 2-38}$$

A partir des équations Eq. 2-37 et Eq. 2-38, nous trouvons un rapport de compacité de :

$$RC = 1 \quad \text{Eq. 2-39}$$

Ce calcul met en évidence un résultat trivial mais cela permet de valider la méthode du calcul matriciel.

Nous allons maintenant utiliser cette méthode sur une ligne de transmission à saut d'impédance de N sections. Voici la structure qui sera utilisée (Figure 42) :

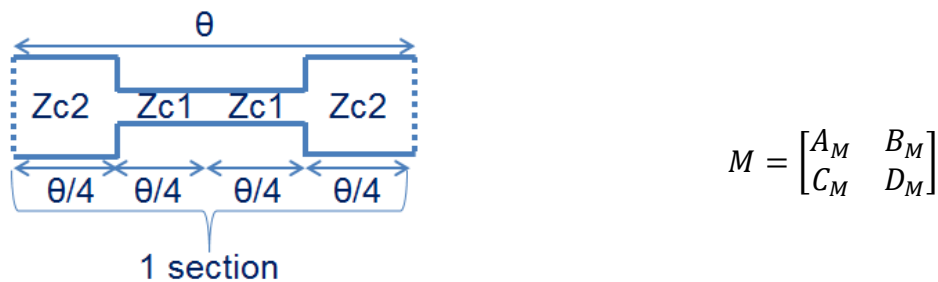


Figure 42 : Schéma d'une section de lignes à saut d'impédance et de sa représentation matricielle

Nous choisissons d'avoir une section de ligne symétrique afin de simplifier nos matrices. Nous reprenons le calcul des valeurs propres de l'équation Eq. 2-23 sachant qu'elle peut aussi s'écrire sous la forme suivante :

$$\lambda^{+/-} = \frac{1}{2} * (A_M + D_M + /-\sqrt{(A_M + D_M)^2 - 4})$$

$$\lambda^{+/-} = \frac{1}{2} * (A_M + D_M + /-j * \sqrt{4 - (A_M + D_M)^2}) \quad \text{Eq. 2-40}$$

L'écriture sous forme algébrique de l'équation Eq. 2-24 donne :

$$\lambda^{+/-} = A_M + /-j * \sqrt{-B_M C_M} \quad \text{Eq. 2-41}$$

Et la forme exponentielle s'écrit :

$$\lambda^{+/-} = |\lambda^{+/-}| e^{+/-j\varphi_1} \quad \text{Eq. 2-42}$$

L'angle φ_1 introduit dans cette équation est en fonction des termes de la matrice M. A partir de l'équation Eq. 2-40 nous calculons le module de la valeur propre :

$$|\lambda^{+/-}| = \sqrt{\frac{(A_M + D_M)^2 + \sqrt{4 - (A_M + D_M)^2}}{4}} = 1 \quad \text{Eq. 2-43}$$

La simplification des valeurs propres donne :

$$\lambda^{+/-} = e^{+/-j\varphi_1} = \cos(\varphi_1) + /-\sin(\varphi_1) \quad \text{Eq. 2-44}$$

Nous avons une matrice de valeurs propres D à la puissance N égale à :

$$D^N = \begin{bmatrix} e^{j.\varphi_1} & 0 \\ 0 & e^{-j.\varphi_1} \end{bmatrix}^N = \begin{bmatrix} e^{j.\varphi_1.N} & 0 \\ 0 & e^{-j.\varphi_1.N} \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 2-45}$$

La méthode pour calculer les vecteurs propres reste la même, nous pouvons reprendre l'équation Eq. 2-30 :

$$P = \begin{bmatrix} A_P & B_P \\ C_P & D_P \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \sqrt{\frac{B_M}{C_M}} \\ -\sqrt{\frac{C_M}{B_M}} & 1 \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 2-46}$$

Puis, nous posons les mêmes conditions que précédemment :

$$D_{MN} = \cos(\varphi_1 N) = 0 \quad \text{Eq. 2-47}$$

$$\varphi_1 = \frac{\pi}{2N} \quad \text{Eq. 2-48}$$

Maintenant nous remplaçons l'angle φ_1 par l'angle θ de Figure 42. A partir des équations Eq. 2-25 et Eq. 2-48, nous pouvons écrire :

$$\cos(\varphi_1) = \text{Réel}(\lambda^{+/-}) = A_M \quad \text{Eq. 2-49}$$

Nous calculons A_M :

$$A_M = 1 - \frac{1}{2} * \left(\frac{1}{\sqrt{K}} + \sqrt{K} \right)^2 * \sin^2 \left(\frac{\theta}{2} \right) \quad \text{Avec : } K = \frac{Z_c 2}{Z_c 1} \quad \text{Eq. 2-50}$$

Nous remplaçons le φ_1 de l'équation Eq. 2-49 par l'équation Eq. 2-48. Puis nous isolons θ de l'équation :

$$\cos\left(\frac{\pi}{2N}\right) = 1 - \frac{1}{2} * \left(\frac{1}{\sqrt{K}} + \sqrt{K}\right)^2 * \sin^2\left(\frac{\theta}{2}\right) \quad \text{Eq. 2-51}$$

$$\theta = 2 * \sin^{-1}\left(\frac{1}{\left(\frac{1}{\sqrt{K}} + \sqrt{K}\right)} * \sqrt{2 * \left(1 - \cos\left(\frac{\pi}{2N}\right)\right)}\right) \quad \text{Eq. 2-52}$$

Le rapport de compacité RC devient :

$$RC = \frac{\theta_0}{\theta_T} = \frac{\pi}{2} * \frac{1}{\theta * N} \quad \text{Avec : } \theta_T = \theta * N \quad \text{Eq. 2-53}$$

$$RC = \frac{\pi}{4 * \sin^{-1}\left(\frac{1}{\left(\frac{1}{\sqrt{K}} + \sqrt{K}\right)} * \sqrt{2 * \left(1 - \cos\left(\frac{\pi}{2N}\right)\right)}\right) * N} \quad \text{Eq. 2-54}$$

Nous vérifions que ce rapport de compacité est bon en faisant tendre vers l'infini le nombre de sections N.

$$\lim_{N \rightarrow \infty} (RC) = \frac{1}{2} * \left(\frac{1}{\sqrt{K}} + \sqrt{K}\right) \quad \text{Eq. 2-55}$$

Ce rapport de compacité correspond au rapport de compacité du modèle « saut d'impédance » visualisé pour un nombre N grand de la Figure 42. On peut confronter les résultats de cette théorie aux résultats du modèle avec N tendant vers l'infini et en fonction de K (Figure 43) :

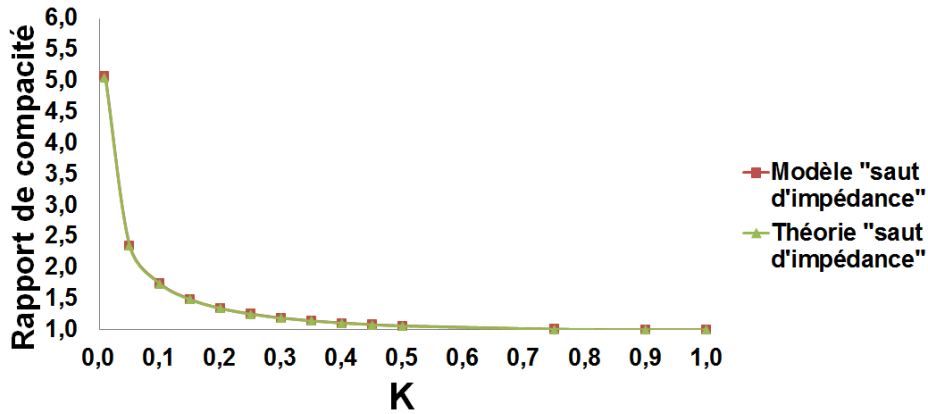


Figure 43 : Rapport de compacité du modèle « saut d'impédance » et de la théorie « saut d'impédance » pour $N \rightarrow \infty$ en fonction K

Nous avons démontré qu'il est possible théoriquement de retrouver les résultats de compacité du modèle « saut d'impédance ». Cependant, ce modèle prédit seulement les résultats de compacité du Résonateur Multi-Sections pour un nombre N petit. Pour autant, cette étude permet d'avoir une base théorique pour la recherche d'un modèle plus prédictif.

La partie suivante montre une amélioration de ce modèle par la prise en compte des discontinuités de jonction.

232. Modélisation de l'effet « saut d'impédance avec discontinuités de jonction »

Nous avons vu que la prise en compte des impédances caractéristiques de la ligne et des longueurs électriques ne suffit pas à bien prédire le comportement du résonateur Multi-Sections. Notons qu'effectivement, dans le domaine des hyperfréquences, chaque discontinuité physique n'est pas sans effet. C'est justement cet effet que nous voulons prendre en compte. Pour cela, le passage du modèle « ligne électrique » (impédance caractéristique, longueur électrique) au modèle « ligne physique » (largeur physique de la ligne, longueur physique de la ligne) doit être fait. Ce changement majeur fait apparaître la notion de technologie. Comme expliqué dans le Chapitre 1, nous allons utiliser la technologie triplaque. Cette technologie a pour avantage d'exciter un mode de propagation TEM pur dans un milieu homogène. Le schéma du modèle « saut d'impédance avec discontinuités de jonction » est présenté en Figure 44.

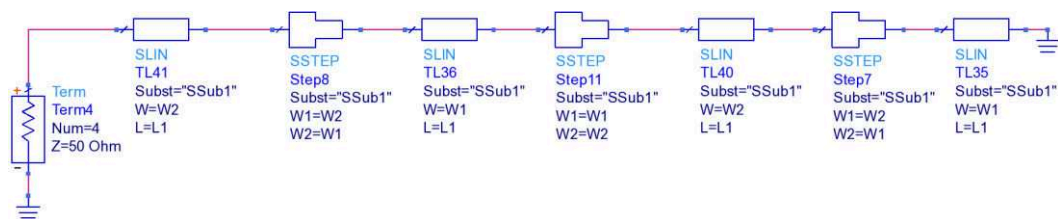


Figure 44 : Schéma du modèle « saut d'impédance avec discontinuités » pour $N = 4$

Les résultats obtenus pour ce modèle (Figure 45) montrent une meilleure prédiction du rapport de compacité. Les écarts de rapport de compacité entre le Résonateur Multi-Sections et le modèle commencent vers une vingtaine de sections. Il y a donc une nette amélioration en comparaison du modèle « saut d'impédance ». Cependant, le modèle « saut d'impédance avec discontinuités de jonction » diverge très vite et nous ne pouvons pas prendre ce modèle pour un nombre de sections supérieur à 20. Il est d'ailleurs moins intéressant de calculer théoriquement le rapport de compacité de ce modèle car ce rapport tend vers l'infini lorsque N est grand.

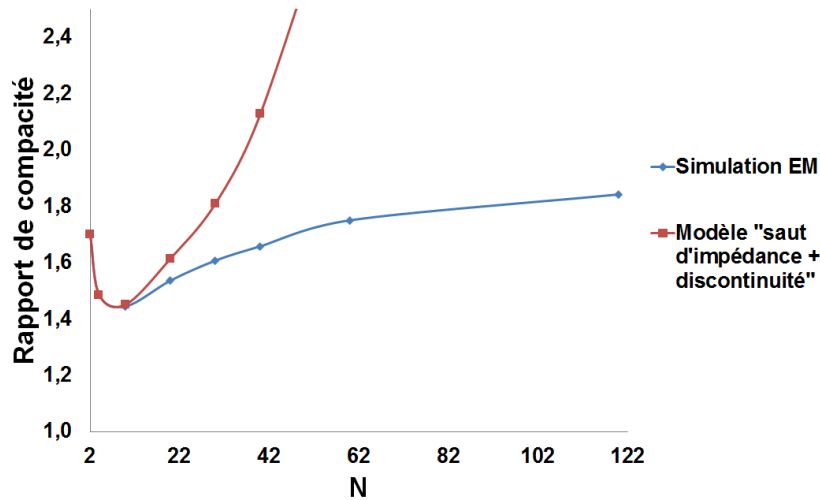


Figure 45 : Rapport de compacité d'un Résonateur Multi-Sections et du modèle « saut d'impédance avec discontinuité de jonction » en fonction de N pour K = 0,25

Le modèle « saut d'impédance avec discontinuités de jonction » permet de prédire le rapport de compacité pour un nombre de sections inférieur à 20 dans le cas d'un rapport d'impédance de 0,25. Il faut maintenant s'intéresser au schéma physique du Résonateur Multi-Sections lorsque le nombre de sections est supérieur à 20. Nous remarquons que le schéma physique du résonateur ressemble à une ligne de transmission d'impédance forte avec des doubles stubs périodiques en circuits-ouverts. Ce nouveau modèle est présenté dans la partie suivante.

233. Modélisation de l'effet « stubs périodiques »

Dans cette partie, nous allons étudier un modèle de ligne de transmission avec des stubs périodiques en circuits ouverts. Ce modèle a pour but de prédire le rapport de compacité d'un Résonateur Multi-Sections au-delà d'une vingtaine de sections. Le schéma de ce modèle est présenté en Figure 46.

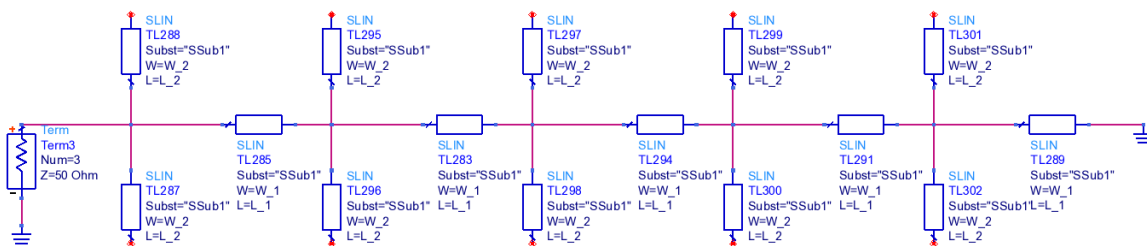


Figure 46 : Schéma du modèle « stubs périodiques » pour N = 10

A partir d'une vingtaine de sections, le rapport de forme est différent. En effet, la largeur électrique des sections θ est faible et le rapport de forme Rf (Eq. 2-56) présenté en Figure 47 est grand.

$$Rf = \frac{\theta' [f(Zc2)]}{\theta} \tag{Eq. 2-56}$$

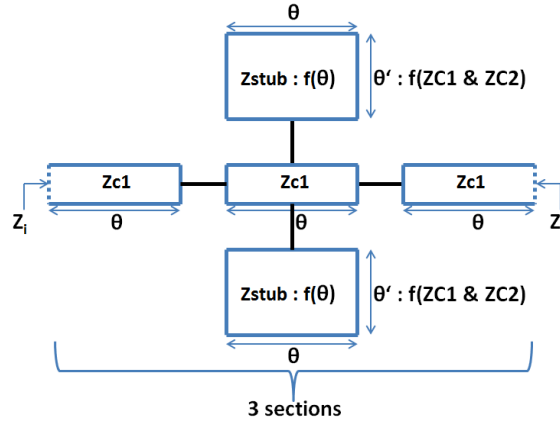


Figure 47 : Schéma de 3 sections d'un Résonateur Multi-Sections

Il est important de noter que la ligne de transmission ne possède plus qu'une seule impédance caractéristique forte $Zc1$ dans le sens de propagation de l'onde. Les stubs périodiques ajoutés modifient le sens de propagation de l'onde. Ces stubs ont chacun leur impédance caractéristique $Zstub$ (fonction de θ) et leur longueur θ' (fonction de $Zc1$ et $Zc2$). L'étude paramétrique (Figure 48) montre que le rapport d'impédance n'a plus de signification pour un rapport de forme RF grand.

Nous notons qu'il est possible d'avoir un rapport d'impédance K de 0,25 avec plusieurs paires d'impédance ($Zc1$ et $Zc2$). Ces résonateurs sont comparés en fonction de leur impédance équivalente Zc_{MS} comme calculé dans le Chapitre 2212. Le calcul est rappelé ici :

$$Zc_{MS} = \sqrt{Zc1 * Zc2} \tag{Eq. 2-57}$$

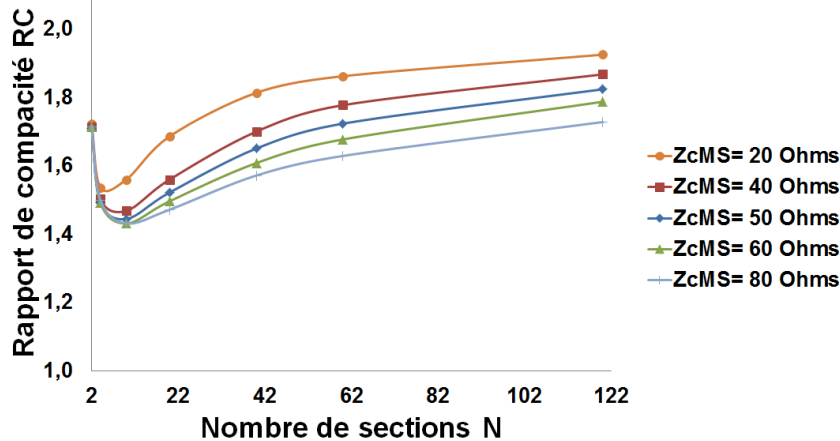


Figure 48 : Rapport de compacité d'un Résonateur Multi-Sections en fonction de N et Zc pour K = 0,25

Cependant pour garder une clarté dans les résultats, nous allons toujours utiliser le rapport d'impédance K de 0,25 et une impédance $Z_{C_{MS}}$ de 50 Ohms pour comparer tous ces modèles.

L'effet « stubs périodiques » présenté en Figure 49 ne semble pas correspondre aux effets du Résonateur Multi-Sections. Nous notons tout de même que la pente des deux courbes sont sensiblement les mêmes entre 10 et 40 sections. Ce résultat nous incite à améliorer ce modèle. Nous avons vu précédemment que l'ajout de discontinuités de jonction permettait d'améliorer le modèle « saut d'impédance ». Dans la partie suivante, nous allons utiliser la même méthode pour améliorer le modèle « stubs périodiques ».

Il n'existe pas de théorie sur l'effet « stubs périodiques ». Pourtant à la vue de la réponse en compacité, il est intéressant d'étudier théoriquement cet effet pour mieux le comprendre. Donc, nous allons utiliser la même approche théorique du modèle « saut d'impédance ». L'étude théorique de l'effet « stubs périodiques » est présentée dans la partie suivante.

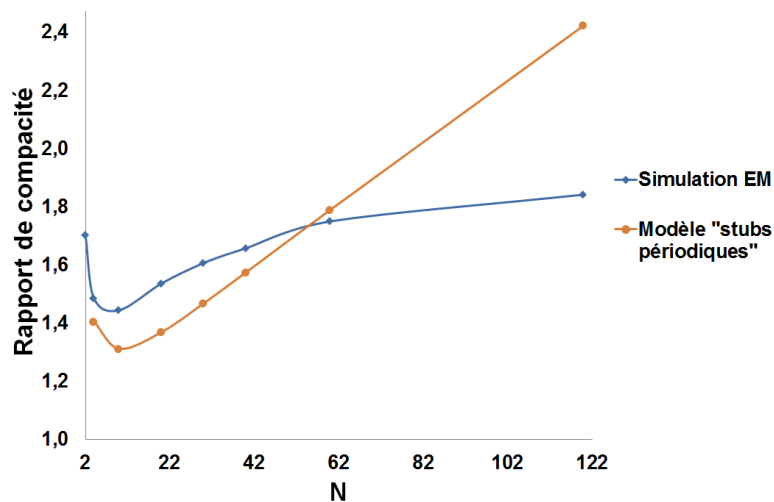


Figure 49 : Rapport de compacité d'un Résonateur Multi-Sections et du modèle « stub périodique » en fonction de N pour $K = 0,25$

2331. Etude théorique de l'effet « stubs périodiques »

L'effet « stubs périodiques » est une nouvelle interprétation d'une ligne avec un rapport de forme élevé. L'étude théorique de cet effet est présentée dans cette partie. La Figure 50 (a) fait apparaître une section de ligne composée de 2 stubs. Les représentations matricielles de la ligne à forte impédance Z_{c1} et du stub d'impédance Z_{cS} sont indiquées, respectivement, en Figure 50 (b) et (c).

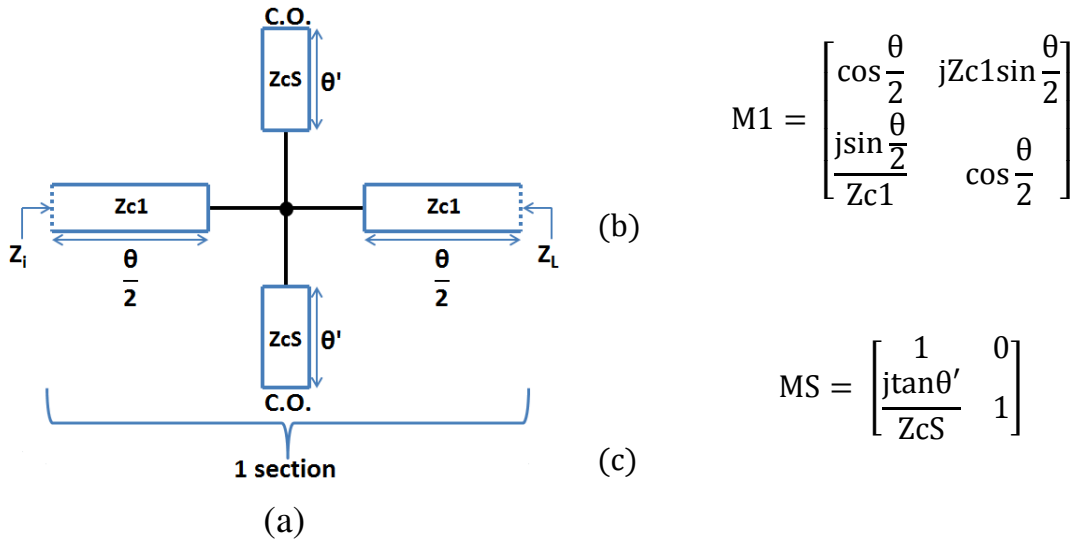


Figure 50 : Schéma d'une section du modèle « stubs périodiques » (a), la représentation matricielle d'une ligne $Zc1$ (b) et la représentation matricielle d'un stub (c)

Nous allons tout d'abord calculer la matrice M de la section de l'effet « stubs périodiques » qui s'obtient par :

$$M = M1 * MS * MS * M1 = \begin{bmatrix} A_M & B_M \\ C_M & D_M \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 2-58}$$

Ensuite, la section est symétrique donc nous utilisons la même méthode que dans l'étude théorique de la partie 2311. Les valeurs propres donnent :

$$\lambda^{+/-} = A_M \pm j * \sqrt{-B_M C_M} \quad \text{Eq. 2-59}$$

La matrice des valeurs propres D s'écrit :

$$D = \begin{bmatrix} A_D & B_D \\ C_D & D_D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda^+ & 0 \\ 0 & \lambda^- \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 2-60}$$

La matrice D à la puissance N donne :

$$D^N = \begin{bmatrix} A_{DN} & B_{DN} \\ C_{DN} & D_{DN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda^+ & 0 \\ 0 & \lambda^- \end{bmatrix}^N = \begin{bmatrix} e^{j \cdot \varphi 2 \cdot N} & 0 \\ 0 & e^{-j \cdot \varphi 2 \cdot N} \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 2-61}$$

Nous choisissons la même matrice P des vecteurs propres :

$$P = \begin{bmatrix} A_P & B_P \\ C_P & D_P \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \sqrt{\frac{B_M}{C_M}} \\ -\sqrt{\frac{C_M}{B_M}} & 1 \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 2-62}$$

Nous en déduisons la matrice inverse des vecteurs propres P^{-1} :

$$P^{-1} = \frac{1}{\text{Det}} \begin{bmatrix} D_P & -B_P \\ -C_P & A_P \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -\sqrt{\frac{B_M}{C_M}} \\ \sqrt{\frac{C_M}{B_M}} & 1 \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 2-63}$$

La matrice M à l'ordre N donne toujours :

$$M^N = \begin{bmatrix} A_{MN} & B_{MN} \\ C_{MN} & D_{MN} \end{bmatrix} = P * D^N * P^{-1}$$

$$M^N = \begin{bmatrix} 1 & \sqrt{\frac{B_M}{C_M}} \\ -\sqrt{\frac{C_M}{B_M}} & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} e^{j \cdot \varphi 2 \cdot N} & 0 \\ 0 & e^{-j \cdot \varphi 2 \cdot N} \end{bmatrix} * \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -\sqrt{\frac{B_M}{C_M}} \\ \sqrt{\frac{C_M}{B_M}} & 1 \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 2-64}$$

La condition de résonance $D_{MN} = 0$ donne :

$$D_{MN} = \cos(\varphi 2 N) = 0 \quad \text{Eq. 2-65}$$

$$\varphi 2 = \frac{\pi}{2N} \quad \text{Eq. 2-66}$$

Nous remplaçons l'angle $\varphi 2$ par l'angle θ de la Figure 50. A partir de l'équation Eq. 2-59 nous pouvons écrire :

$$\cos(\varphi 2) = \text{Réel}(\lambda^{+/-}) = A_M \quad \text{Eq. 2-67}$$

Ou

$$\sin(\varphi 2) = \text{Im}(\lambda^{+/-}) = \sqrt{-B_M C_M} \quad \text{Eq. 2-68}$$

Cette fois-ci nous allons calculer la partie imaginaire :

$$\sqrt{-B_M C_M} = \sin\theta - K' \tan\theta' \quad \text{Avec : } K' = \frac{Z_c 1}{Z_c S} \quad \text{Eq. 2-69}$$

Nous remplaçons $\varphi 2$ d'Eq. 2-66 dans l'Eq. 2-68. Puis nous isolons θ de l'équation :

$$\sin\theta = K' \tan\theta' + \sin\left(\frac{\pi}{2N}\right) \quad \text{Eq. 2-70}$$

$$\theta = \sin^{-1}\left(K' \tan\theta' + \sin\left(\frac{\pi}{2N}\right)\right) \quad \text{Eq. 2-71}$$

Le rapport de compacité RC devient :

$$RC = \frac{\theta_0}{\theta_T} = \frac{\pi}{2} * \frac{1}{\theta * N} \quad \text{Avec : } \theta_T = \theta * N \quad \text{Eq. 2-72}$$

$$RC = \frac{\pi}{2 * \sin^{-1}\left(K' \tan\theta' + \sin\left(\frac{\pi}{2N}\right)\right) * N} \quad \text{Eq. 2-73}$$

Cette étude théorique montre qu'il est possible d'obtenir le rapport de compacité d'une ligne à stubs périodiques par le calcul matriciel. Nous remarquons que l'impédance $Z_c S$ et la longueur θ' des stubs influent sur le rapport de compacité indépendamment du nombre de

sections N . Ce résultat apporte une explication sur la compacité du résonateur en fonction du nombre de sections, de la longueur des stubs périodiques et de leurs impédances.

234. Modélisation de l'effet « stubs périodiques avec discontinuités de jonction »

La modélisation de l'effet précédent fait apparaître des stubs périodiques qui modifient le sens de propagation de l'onde. Ces jonctions périodiques entre la ligne d'impédance forte et les stubs sont à prendre en compte pour être plus prédictif. La Figure 51 montre le schéma du modèle « stubs périodiques avec discontinuités de jonctions ». Ces discontinuités permettent de modéliser le changement de sens de propagation de l'onde.

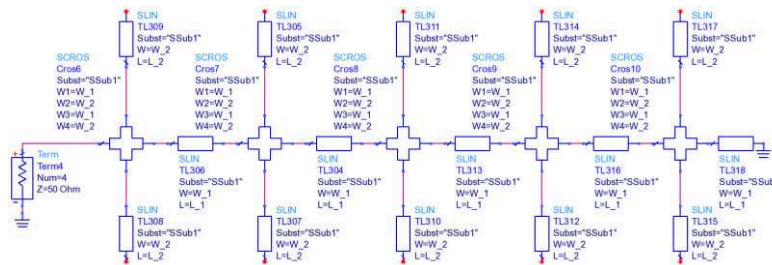


Figure 51 : Schéma du modèle « stubs périodiques avec discontinuités de jonctions » pour $N = 10$

Les résultats de ce modèle sont présentés en Figure 52. Les réponses obtenues sont très intéressantes car l'allure de la courbe du modèle est la même que celle du Résonateur Multi-Sections. Cependant, il y a un décalage du rapport de compacité du modèle vers le haut. Ce modèle confirme que l'ajout de stubs périodiques sur une ligne de transmission augmente son rapport de compacité. Il nous incite aussi à penser que l'effet du Résonateur Multi-Sections est le même que l'effet « stubs périodiques avec discontinuités de jonction ».

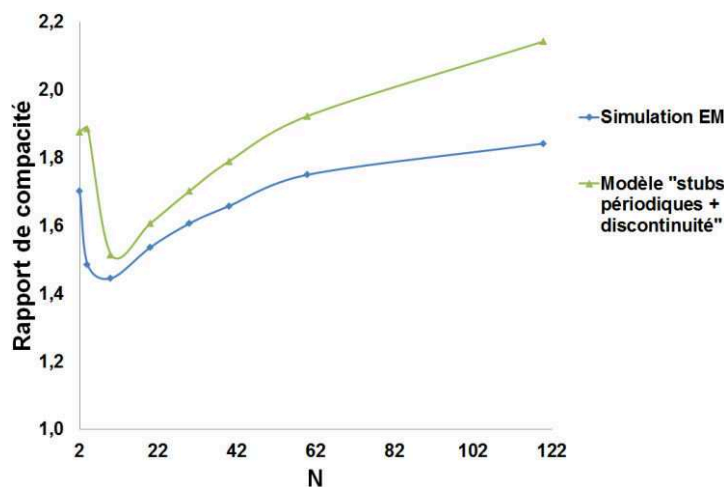


Figure 52 : Rapport de compacité d'un Résonateur Multi-Sections et du modèle « stubs périodiques avec discontinuités de jonctions » en fonction de N pour $K = 0,25$

Une étude visuelle des champs électriques a été effectuée afin de déterminer les causes de la différence entre le modèle et le Résonateur Multi-Sections. Nous pouvons voir trois exemples de Résonateurs Multi-Sections en Figure 53. Ces simulations sont effectuées avec le logiciel HFSS. Sachant que tous les stubs ont la même longueur (fonction de Z_{c2}), nous observons une concentration du champ électrique au bout des stubs lorsque la largeur des stubs diminue. Cette concentration du champ électrique au bout des stubs a pour effet de créer un couplage électrique entre les stubs.

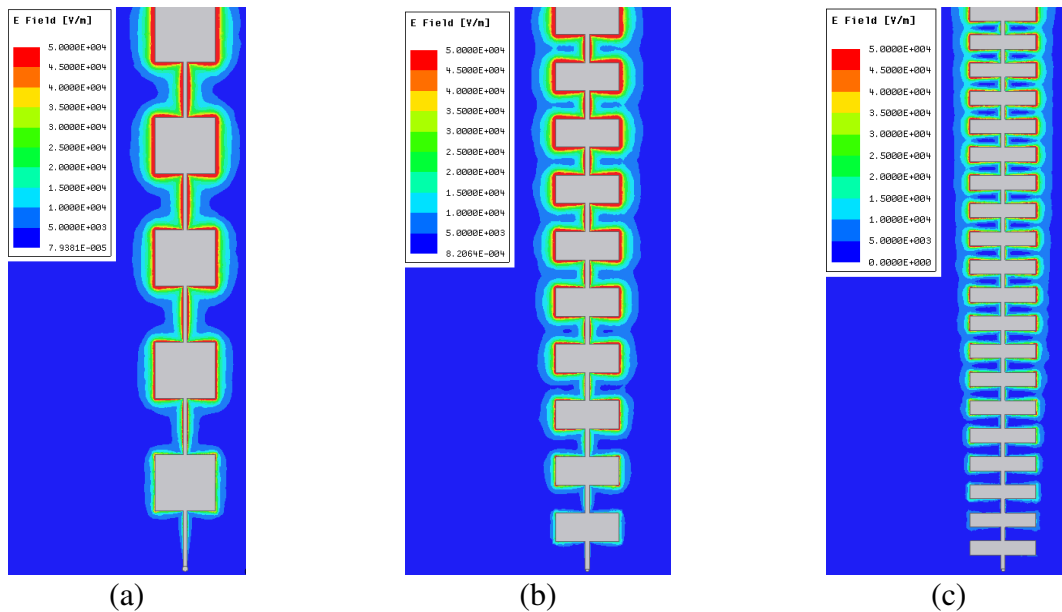


Figure 53 : Visualisation du champ E du Résonateur Multi-Sections pour 10 sections (a), 20 sections (b) et 40 sections (c)

Nous pouvons nous assurer qu'il y a bien du couplage entre stub par la simulation hybride de cellules présentées en Figure 54. Cette cellule est cascadiée afin d'avoir un modèle hybride du résonateur. Le rapport de capacité de ce modèle hybride en fonction de N est présenté en Figure 55. Le décalage observé serait dû à cet effet de couplage qui diminuerait le rapport de capacité. Nous pouvons alors parler de couplage entre stubs quand le nombre de sections N est grand et le rapport de forme élevé. La partie suivante montre un modèle prenant en compte ce couplage.

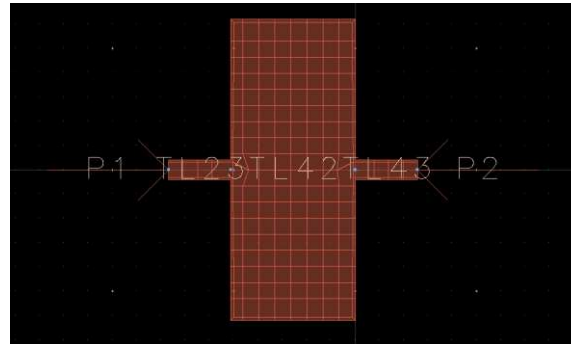


Figure 54 : Schéma d'une cellule d'un Résonateur Multi-Sections

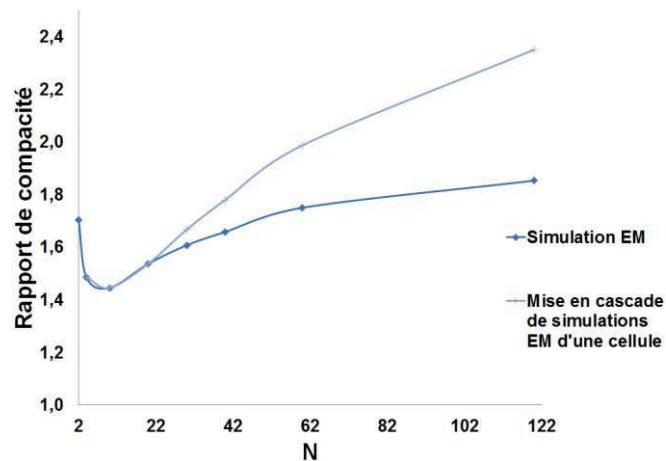


Figure 55 : Rapport de compacité d'un Résonateur Multi-Sections et de la mise en cascade des simulations EM d'une cellule en fonction de N pour $K = 0,25$

235. Modélisation de l'effet « stubs périodiques avec discontinuités de jonction et couplages »

L'idée d'étudier ce modèle est venue avec l'observation de la distribution du champ électrique du Résonateur Multi-Sections. La Figure 56 montre le schéma du modèle avec le couplage entre stubs.

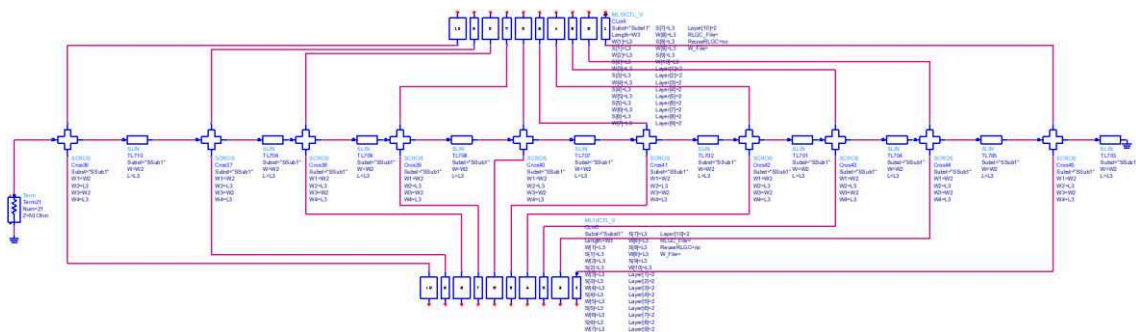


Figure 56 : Schéma du modèle « stubs périodiques avec discontinuités et couplages » pour $N = 20$

Les résultats obtenus sont présentés en Figure 57. Ce modèle agit comme le modèle « stubs périodiques avec discontinuités de jonction » jusqu'à 20 Sections. Nous pouvons alors affirmer qu'il n'y a pas de couplage entre les stubs avant 20 Sections. Après 20 sections, le couplage entre stubs apparaît et fait diminuer le rapport de compacité en comparaison du modèle « stubs périodiques avec discontinuités de jonction ». Nous observons une bonne correspondance entre le modèle et la simulation EM du Résonateur Multi-Sections jusqu'à 30 sauts. Ensuite, il y a 2 limites de modélisations qui apparaissent.

La première limite est la modélisation d'un nombre important de stubs couplés d'un résonateur. Il n'y a pas de modèles de lignes couplées qui permettent de prendre en compte le couplage lorsque le nombre de lignes est trop important. Donc, nous ne pouvons pas avoir un couplage entre les premiers stubs situés à l'entrée du résonateur et les stubs proche du court-circuit.

Le second est de modéliser le couplage au bout des stubs et non pas seulement sur la longueur des stubs comme effectué dans ce modèle. En effet, les observations faites précédemment en Figure 53 font apparaître un couplage situé à l'extrémité des stubs.

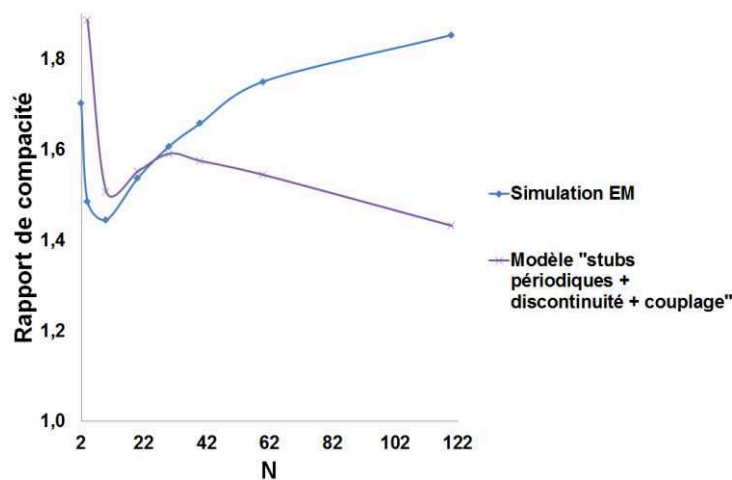


Figure 57 : Rapport de compacité d'un Résonateur Multi-Sections et du modèle « stub périodique avec discontinuités et couplages » en fonction de N pour $K = 0,25$

Ces 2 limites de modélisation sont compensées par l'ajout de condensateurs localisés qui permettent de modéliser le couplage électrique. Cependant, le calcul des condensateurs reste empirique et doit être recalculé pour toute modification du résonateur. Tout d'abord, il faut faire une simulation EM des 2 stubs seuls. Ensuite, il faut comparer leur réponse EM à un modèle de ligne couplé par un condensateur. Enfin, il faut ajuster la valeur du

condensateur pour avoir le même comportement que la simulation EM. Il est donc possible de modéliser un Résonateur Multi-Sections lorsque le nombre de sections est important.

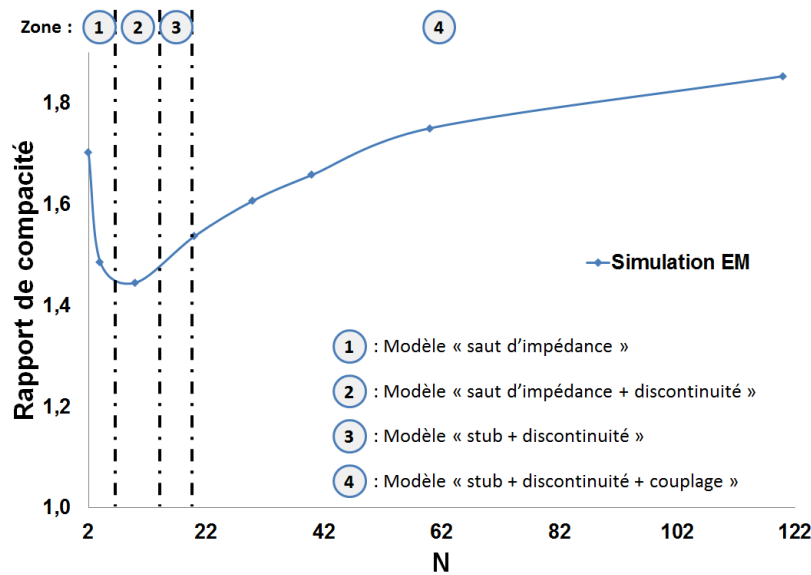


Figure 58 : Rapport de compacité d'un Résonateur Multi-Sections en fonction de N pour K = 0,25 séparé en 4 zones de modélisation

La Figure 58 montre le rapport de compacité d'un Résonateur Multi-Sections en fonction du nombre de sections. L'étude a montré que nous pouvons modéliser le Résonateur Multi-Sections en fonction du nombre de sections. En effet, le domaine de validité de chaque modèle est adapté pour un nombre de sections bien déterminé. Nous avons donc séparé la courbe en 4 zones afin de mieux visualiser le modèle adapté pour un nombre de sections choisi. Nous notons que l'effet le plus intéressant en termes de compacité est l'effet situé en zone 3 et 4. Ces deux zones ont en commun le modèle « stub + discontinuité ».

236. Etude fréquentielle du Résonateur Multi-Sections

Toute l'étude de résonateurs effectuée précédemment est faite à une fréquence de résonance fixe de 1,25 GHz. Cependant, il serait intéressant d'observer l'évolution du Résonateur Multi-Sections en fonction de la fréquence de résonance.

La Figure 59 montre le rapport de compacité du résonateur en fonction de la fréquence de résonance pour un rapport d'impédance K de 0,25. Nous observons trois courbes aux allures différentes pour un nombre de sections N allant de 2 à 242 sections. La courbe $F_c = 1,25$ GHz étudiée précédemment fait apparaître les zones 1, 2, 3 et 4 (Figure 58). Nous allons reprendre ces 4 zones pour mieux comprendre l'effet de la fréquence de résonance sur un Résonateur Multi-Sections. La courbe $F_c = 10$ GHz montre que le résonateur est très

rapidement dans la zone 3 (> 4 sections) puis dans la zone 4 (> 10 sections). En revanche, la courbe $F_c = 0,1$ GHz est dans la zone 1 (< 4 sections) puis dans la zone 2 pour tous les nombres de sections étudiées (> 4 sections).

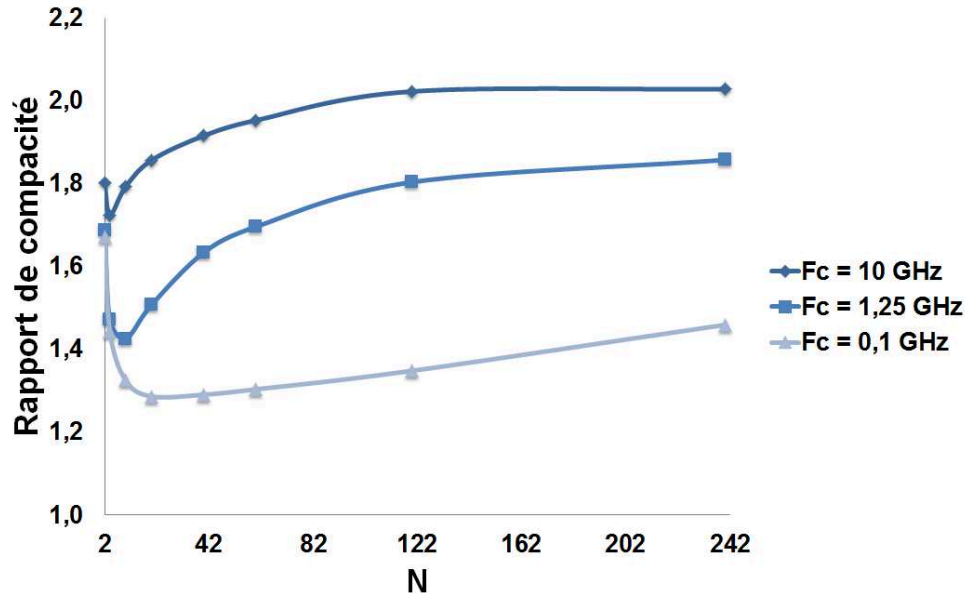


Figure 59 : Rapport de compacité d'un Résonateur Multi-Sections en fonction de N et de la fréquence de résonance pour $K = 0,25$

Il y a deux paramètres pour expliquer l'effet stubs périodiques. Ces paramètres sont étudiés par étude expérimentale afin d'avoir une première approche de l'apparition de l'effet stubs périodiques.

Le premier paramètre est le rapport entre la longueur de ces stubs périodiques (fonction de $Zc2$) et de la longueur du résonateur UIR pour une fréquence donnée. La longueur du résonateur UIR dépend de la fréquence de résonance voulue. Le rapport entre ces deux longueurs est montré dans le Tableau 1.

Tableau 1 : Etude du rapport entre les longueurs physiques du Résonateur UIR et des stubs périodiques

Fréquence de résonance (GHz)	Longueur physique du Résonateur UIR (mm)	Longueur physique des stubs périodiques (mm)	Rapport entre les 2 longueurs (%)
0,1	391	1,03	0.3
1,25	31.2	1,03	3.3
10	3.62	1,03	28

Le deuxième paramètre est l'impédance des stubs périodiques (fonction de la largeur des sections θ) qui est montrée en Tableau 2. L'impédance est calculée pour chaque fréquence de résonance en fonction du nombre de sections du Résonateur Multi-Sections.

Tableau 2 : Etude de l'impédance des stubs périodiques

Fréquence de résonance (GHz)	Nombre de sections N	Longueur physique du Résonateur Multi-Sections (mm)	Largeur physique des stubs périodiques (mm)	Impédance des stubs périodiques (Ohms)
0,1	4	271	68	1
	40	303	7,6	8
	240	268	1,12	35
1,25	4	21	5,3	11
	40	19	0,48	53
	240	17	0,07	84
10	4	2,1	0,53	51
	40	1,9	0,047	88
	240	1,8	0,007	95

La combinaison de ces deux paramètres permet de favoriser l'apparition de l'effet stubs périodiques. En effet, à une fréquence de résonance donnée, plus la longueur des stubs périodiques est grande et leurs impédances importantes plus la compacité du résonateur sera importante. Dans la partie suivante, nous exploitons, notamment, ces deux paramètres pour améliorer Résonateur Multi-Sections.

24. Perspective d'amélioration du Résonateur Multi-Sections

241. Amélioration topologique

Le nombre important de degrés de liberté est le principal avantage du Résonateur Multi-Sections. En effet, les exemples précédents ont montré 2 degrés de libertés étant inspirés du résonateur SIR. Le premier, le rapport d'impédance K qui influe directement sur le rapport de compacité. Le second, le rapport des longueurs électriques de chaque section $R\theta$. La méthode de comparaison sera celle utilisée précédemment dans la partie 221.

Le Résonateur 60-Sections présenté en Figure 60 (b) a un rapport d'impédance K de 0,25. On a choisi un rapport un $R\theta$ de 0,25 car l'étude faite dans la partie 222 montre que plus

la distance entre les stubs périodiques est grande moins il faut de sections pour que le résonateur soit compact. La réponse en Figure 61 montre que le résonateur UIR de 55 Ohms et le Résonateur 60-Sections ont le même comportement. Donc, tous les résonateurs présentés sont comparés à un résonateur UIR (Figure 60 (a)) d'une impédance caractéristique de 55 Ohms (impédance du Résonateur 60-Sections) et d'une longueur physique de 31,2 mm. Le Résonateur 60-Sections est significativement plus compact avec une longueur de 18 mm.

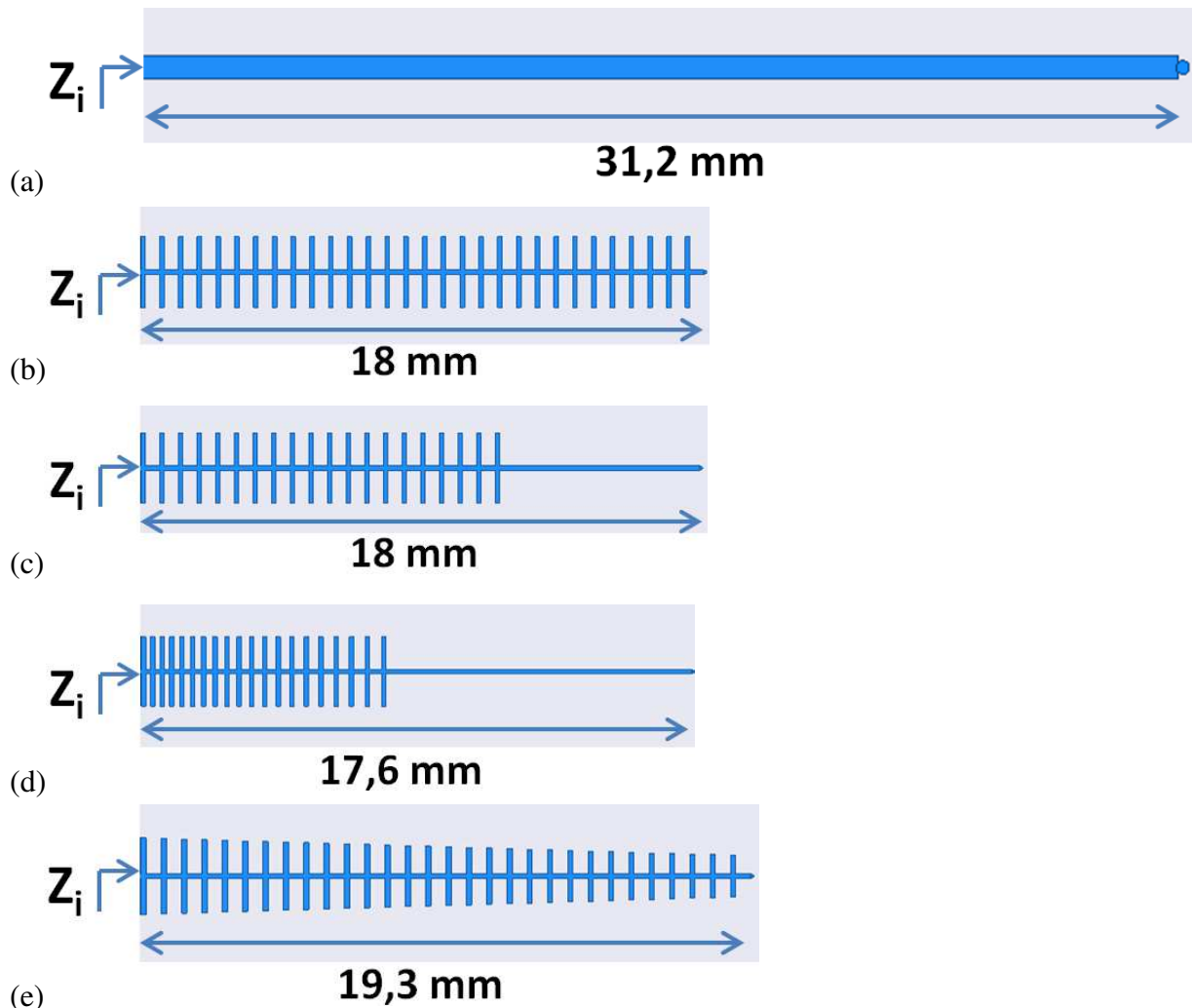


Figure 60 : Design du résonateur UIR 55 Ohms de référence (a), du Résonateur 60-Sections (b), du Résonateur 38-Sections avec une partie inductive (c), du Résonateur 38-Sections progressives avec une partie inductive (d) et du Résonateur 60-Sections en forme Yagi (e)

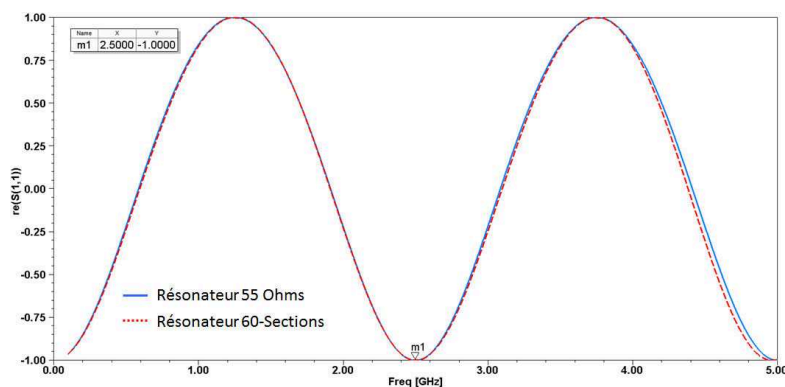


Figure 61 : Réponse de la partie réelle du paramètre S11 du résonateur UIR 55 Ohms et d'un Résonateur 60-Sections

Nous avons montré dans le Chapitre 1 qu'il faut une ligne capacitive proche du C.O. et une ligne inductive proche du C.C. pour améliorer la compacité du résonateur. La Figure 60 (c) montre un Résonateur 38-Sections modifié avec une partie inductive proche du Court-Circuit. La Figure 62 montre les réponses de ce résonateur et celle du résonateur UIR de 55 Ohms. Ces 2 résonateurs ont la même fréquence de résonance. Nous pouvons noter que les stubs périodiques proches du C.C. n'améliorent pas la compacité du résonateur. Ce Résonateur 38-Sections à l'avantage de décaler de 6 % le premier harmonique.

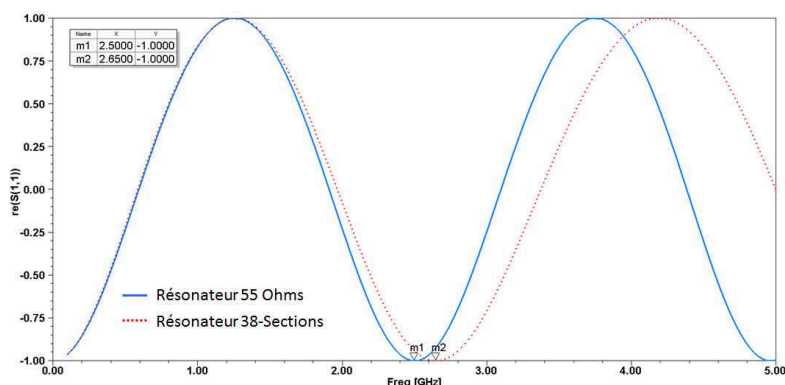


Figure 62 : Réponse de la partie réelle du paramètre S11 du résonateur UIR 55 Ohms et d'un Résonateur 38-Sections avec une partie inductive

Le résonateur étudié (Figure 60 (d)) utilise un nouveau degré de liberté. En effet, avec un Résonateur Multi-Sections, nous pouvons modifier indépendamment la longueur électrique de chaque section. Nous avons repris le résonateur de la Figure 60 (c) et nous avons augmenté progressivement la longueur électrique de la section d'impédance forte Z_{c1} . Le but est de maximiser l'effet capacitif proche du C.O. et de garder une ligne inductive proche du Court-Circuit. Les réponses de ce résonateur et du résonateur UIR 55 Ohms de référence sont présentées en Figure 63. Nous observons une diminution de la longueur

électrique totale du résonateur de 44 % en comparaison du résonateur UIR 55 Ohms et un décalage de 24 % du premier harmonique.

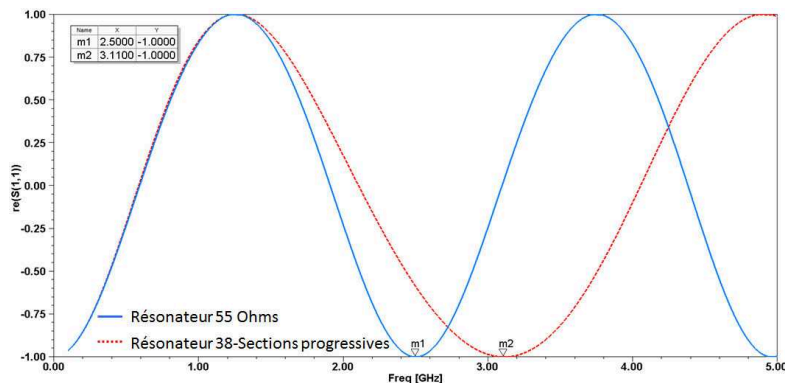


Figure 63 : Réponse de la partie réelle du paramètre S11 du résonateur UIR 55 Ohms et d'un Résonateur 38-Sections progressives avec une partie inductive

La Figure 60 (e) montre un autre degré de liberté qui est de faire varier le rapport d'impédance K le long du résonateur. La forme du résonateur se rapproche alors de la forme d'une antenne Yagi. La réponse est présentée en Figure 64, ce résonateur ne présente pas de grand intérêt, à part le léger décalage (4 %) de l'harmonique.

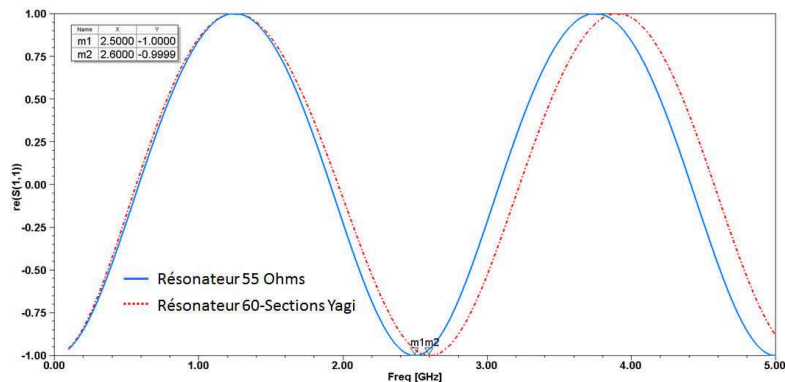


Figure 64 : Réponse de la partie réelle du paramètre S11 du résonateur UIR 55 Ohms et d'un Résonateur 60-Sections Yagi

Cette étude topologique montre que le Résonateur Multi-Sections possède effectivement de nombreux degrés de liberté. Cette complexité fait apparaître des solutions plus ou moins intéressantes en termes de compacité et de décalage de l'harmonique. Le Résonateur 60-Sections présenté en Figure 60 (b) reste le plus simple à implémenter dans une topologie de filtre. Les autres solutions permettent surtout de repousser le premier harmonique. La prochaine partie s'intéresse à l'ajout d'éléments extérieurs afin d'améliorer la compacité du résonateur.

241. Optimisation de l'effet « stubs périodiques » par ajout d'éléments

Cette partie va s'intéresser à l'amélioration de la compacité du Résonateur Multi-Sections par l'ajout d'éléments extérieurs. La modélisation de résonateurs effectuée dans la partie 23 a mis en avant que la réponse du modèle « stubs périodiques avec discontinuités de jonction » avait un rapport de compacité plus grand que celui du Résonateur Multi-Sections. Cela montre que le Résonateur Multi-Sections serait plus compact sans le couplage entre les stubs périodiques.

Les nouveaux résonateurs seront comparés à un résonateur UIR d'impédance 35 Ohms (Figure 65 (a)). Le rapport d'impédance K est toujours égal à 0,25 et $R\theta$ égal à 0,25.

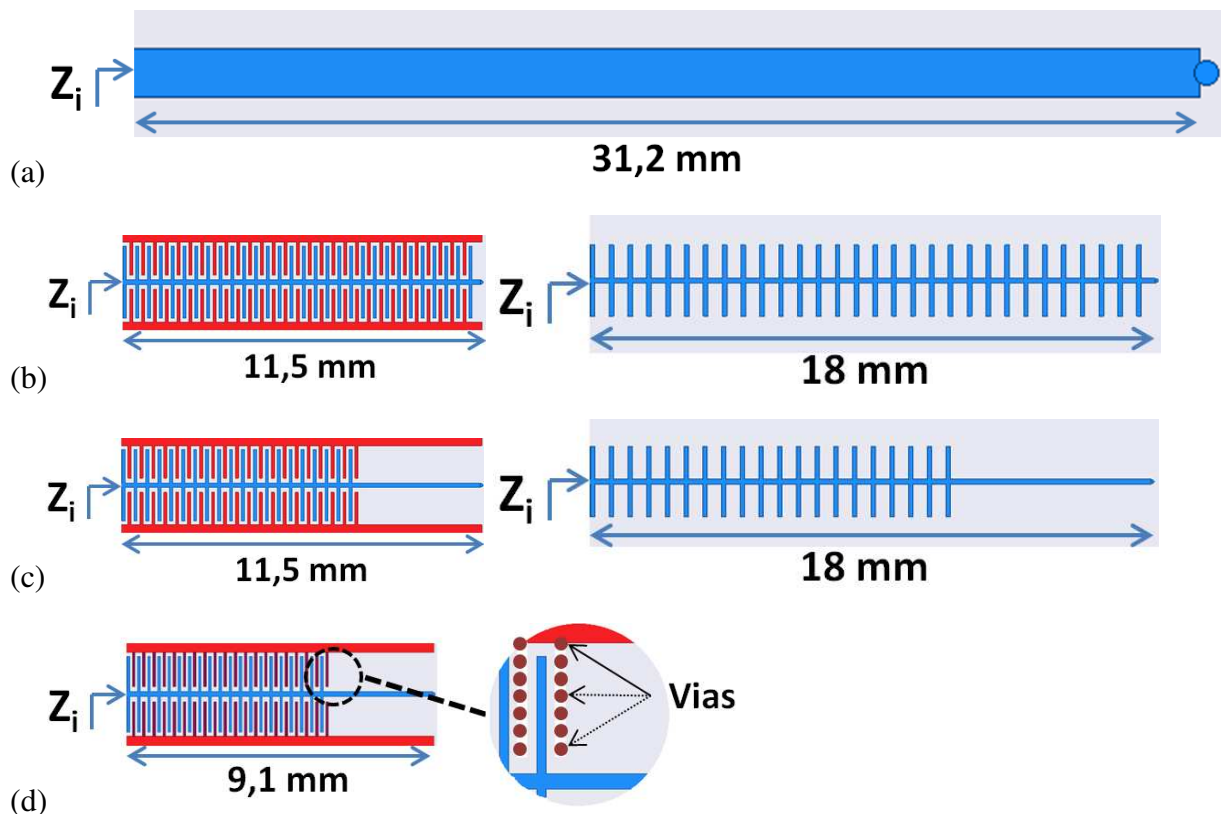


Figure 65 : Design du résonateur UIR 35 Ohms de référence (a), du Résonateur 60-Sections avec des rubans de masse (b), du Résonateur 38-Sections avec une partie inductive et des rubans de masse (c) et du Résonateur 38-Sections avec une partie inductive et des vias (d)

Le premier résonateur présenté en Figure 65 (b) fait apparaître un ruban de masse entre chaque stub périodique. Ces rubans de masse ont pour effet de limiter le couplage entre stub périodique. La longueur du résonateur est divisée par 2,7 en comparaison du résonateur

UIR. La Figure 66 montre la réponse du résonateur de référence avec le Résonateur 60-Sections avec rubans de masse.

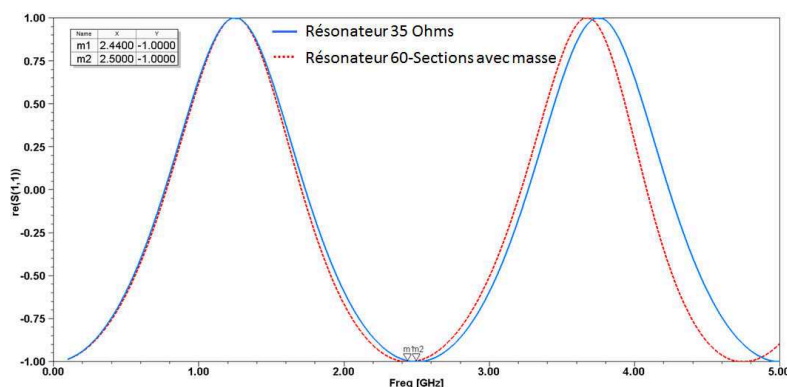


Figure 66 : Réponse de la partie réelle du paramètre S11 du résonateur UIR 35 Ohms et d'un Résonateur 60-Sections avec des rubans de masse

Le deuxième résonateur présenté en Figure 65 (c) reprend l'idée d'avoir une ligne inductive proche du Court-Circuit. Ce résonateur est toujours aussi compact que le Résonateur 60-Sections avec rubans de masse mais nous observons un décalage de l'harmonique (5 %) en Figure 67.

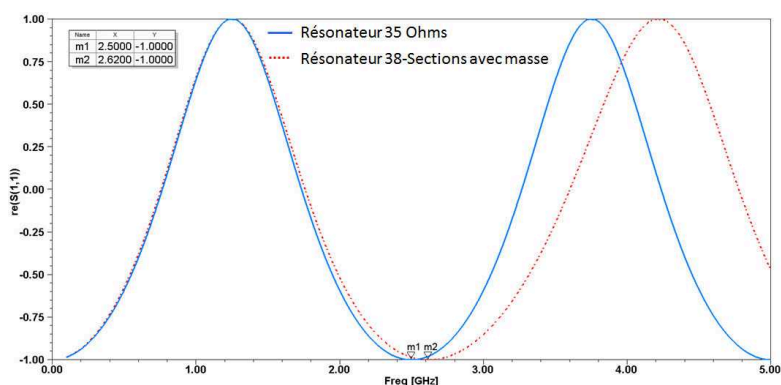


Figure 67 : Réponse de la partie réelle du paramètre S11 du résonateur UIR 35 Ohms et d'un Résonateur 38-Sections avec une partie inductive et des rubans de masse

Le troisième résonateur présenté en Figure 65 (d) n'utilise plus de ruban de masse pour supprimer le couplage entre les stubs périodiques. En effet, ce résonateur utilise un mur de vias afin de supprimer totalement le couplage entre les stubs. La longueur du résonateur est alors divisée par 3,4 en comparaison du résonateur UIR. Nous observons cependant en Figure 68 que l'impédance du Résonateur 38-Sections avec une partie inductive et des vias n'est plus de 35 Ohms mais de 27 Ohms.

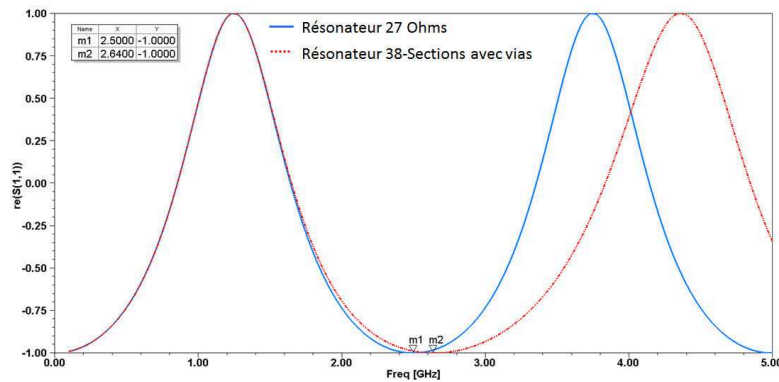


Figure 68: Réponse de la partie réelle du paramètre S11 du résonateur UIR 27 Ohms et d'un Résonateur 38-Sections avec une partie inductive et des vias entre stubs

Cette partie a permis d'étudier de façon non-exhaustive le Résonateur Multi-Sections. Les nombreux degrés de libertés du Résonateur Multi-Sections ont été mis en avant. Les résonateurs présentés sont très compacts et permettent de décaler le premier harmonique. Nous pouvons noter qu'il est plus facile de réaliser des résonateurs à impédance faible avec l'ajout d'éléments extérieurs. Il existe donc une multitude de Résonateurs Multi-Sections très intéressants.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons mis en avant les avantages du Résonateur Multi-Sections. Les simulations EM (ElectroMagnétique) effectuées ont montrés l'évolution de la compacité du résonateur en fonction des paramètres du résonateur (N , K , $R\theta$, etc). Ce résonateur montre une meilleure compacité que le résonateur SIR pour un nombre de sections N importants.

Ensuite, la partie modélisation a été abordée afin d'avoir une compréhension des effets du Résonateur Multi-Sections. Nous avons commencé l'étude par des modèles simples puis nous les avons complexifiés afin de s'approcher des simulations EM. Les modèles simples ont pu être étudiés théoriquement afin de montrer qu'il est possible de prévoir le rapport de compacité en fonction du nombre de sections. Cependant, nous avons montré que le modèle adapté pour un nombre de sections important est très complexe et il ne peut être étudié théoriquement. Afin de choisir le modèle le mieux adapté, nous les avons répertoriés en fonction du nombre de sections du résonateur.

Enfin, une liste non-exhaustive de Résonateur Multi-Sections modifié a été présentée. L'amélioration du résonateur a été permise grâce à ses nombreux degrés de liberté. Ces nouveaux résonateurs montrent des avantages en termes de compacité et décalage de l'harmonique.

L'étape suivante est d'intégrer ces résonateurs compacts dans une topologie de filtre adaptée afin d'utiliser toutes les avantages du Résonateur Multi-Sections.

Bibliographie du chapitre 2

- [1] L. Thépaut, B. Potelon, C. Quendo, R. Ségalen and F. Mahé "Compact Multi-Section Resonator and Bandpass Filter Application", EuMC, Londres, 2016.
- [2] M. Makimoto, S. Yamashita, "Compact bandpass filters using stepped impedance resonators," Proceedings of the IEEE, vol.67, no.1, pp.16, 19, Jan. 1979.
- [3] M. Makimoto, S. Yamashita, "Bandpass Filters Using Parallel Coupled Stripline Stepped Impedance Resonators," Microwave Theory and Techniques, Dec 1980.
- [4] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, "Microwave Filters, Impedance-Matching Networks and Coupling Structures," New York: McGraw-Hill, 1964.
- [5] É. Galois, "Mémoire sur les conditions de résolubilité des équations par radicaux," Journal de mathématiques pures et appliquées, Paris, Bachelier, vol. XI, 1846.
- [6] D. M. Pozar, "Microwave Engineering," Fourth Edition, 1998.

Chapitre 3 Etude et modélisation de filtres à Résonateurs Compacts

Introduction

Au cours du chapitre précédent, nous avons présenté de nouveaux résonateurs compacts. Ces résonateurs ont un intérêt notamment lorsqu'ils sont implémentés dans une topologie de filtre. Il existe un nombre important de topologies de filtres. Le but étant d'être le plus compact possible, le choix s'oriente sur des topologies de filtres intrinsèquement compactes. De plus, la topologie choisie devra répondre à nos exigences en termes de performances électriques notamment sur la bande passante relative élevée ($> 30\%$).

La première partie de ce chapitre s'intéresse à la topologie de filtre interdigité. Ce filtre est composé de résonateurs quarts d'onde couplés. L'idée est de remplacer ces résonateurs quarts d'onde par les Résonateurs Multi-Sections présentés dans le chapitre précédent.

Dans une première partie, nous allons présenter deux méthodes de conception. La première conception sera effectuée par simulation EM et la seconde conception utilisera la modélisation totale du filtre. Ensuite, nous présenterons les résultats de simulations et de mesures. Enfin, nous nous intéressons aux perspectives d'amélioration du filtre interdigité.

La deuxième partie présente une nouvelle topologie de filtre proche de la topologie combline. Nous présentons la synthèse en éléments localisés de cette topologie de filtre. Puis, nous modélisons ce filtre sous ADS pour l'ajout d'éléments distribués. Ensuite, nous implémentons physiquement ce filtre avec l'ajout du Résonateur Multi-Sections. Enfin, nous vous présentons les résultats de simulations et de mesures de ces filtres.

31. Le filtre interdigité

Introduction

La topologie de filtre interdigité est intéressante car elle utilise des résonateurs quarts d'onde couplés. Cela permet d'être très compact et d'offrir une bande passante relative importante. Les résonateurs $\lambda_g/4$ dimensionnent la taille du filtre donc il serait judicieux de trouver une solution pour diminuer la longueur de ces résonateurs. Pour cela, nous allons intégrer le Résonateur Multi-Sections afin de réduire la longueur des résonateurs et donc réduire la taille du filtre. Ce filtre compact sera réalisé et comparé à un filtre référence.

La synthèse du filtre interdigité a été effectuée par Matthaei [1]. Cette synthèse fait apparaître des impédances paires et impaires qui représentent le couplage entre les différents résonateurs. Il existe un très grand nombre de possibilités physiques pour réaliser ces couplages. Lors de la conception, nous utiliserons des abaques afin de définir les dimensions physiques du filtre tout en gardant les valeurs des couplages donnés par la synthèse.

311. Synthèse et conception par des abaques

Nous allons reprendre la synthèse [2] qui permet au filtre interdigité d'être plus compact par la modification de son accès. Cette synthèse fait apparaître un accès "taperisé" avec une impédance caractéristique maîtrisée. Voici le développement de cette synthèse :

$$\theta = \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{FBW}{2}\right) \quad \text{Eq. 3-1}$$

Avec θ : La longueur électrique des résonateurs
 FBW : La bande passante relative

$$Y = \frac{Y_1}{\tan\theta} \quad \text{Eq. 3-2}$$

$$J_{i,i+1} = \frac{Y}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad \text{Pour } i = 1 \text{ à } n - 1 \quad \text{Eq. 3-3}$$

$$Y_{i,i+1} = J_{i,i+1} \sin\theta \quad \text{Pour } i = 1 \text{ à } n - 1 \quad \text{Eq. 3-4}$$

Avec Y_1 : L'admittance des résonateurs
 $J_{i,i+1}$: Les inverseurs d'admittance
 $Y_{i,i+1}$: Les admittances des lignes de couplage

$$Y_t = Y_1 - \frac{Y_{1,2}^2}{Y_1} \quad \text{Eq. 3-5}$$

$$\theta_t = \frac{\sin^{-1} \left(\sqrt{\frac{Y \sin^2 \theta}{Y_0 g_0 g_1}} \right)}{1 - \frac{FBW}{2}} \quad \text{Eq. 3-6}$$

$$C_t = \frac{\cos \theta_t \sin^3 \theta_t}{w_0 Y_t \left(\frac{1}{Y_0^2} + \frac{\cos^2 \theta_t \sin^2 \theta_t}{Y_t^2} \right)} \quad \text{Eq. 3-7}$$

Avec Y_t : L'admittance de l'accès « taperisé »
 θ_t : La longueur électrique de la position de l'accès « taperisé »
 C_t : La capacité linéique pour l'adaptation de l'accès « taperisé »
 g_i : Les coefficients de Tchebycheff
 w_0 : La pulsation à la fréquence de résonance

Il y a un degré de liberté qui est situé au niveau des inverseurs d'admittance $J_{i, i+1}$. Ce degré de liberté va nous permettre de choisir les accès taperisés à 50 Ohms (ici $Y_t=0.02$ S) :

$$Y_1 = \frac{Y_t (\tan \theta \sqrt{g_1 g_2})^2}{(\tan \theta \sqrt{g_1 g_2})^2 - \sin^2 \theta} \quad \text{Eq. 3-8}$$

Les impédances paires et impaires se calculent de la façon suivante [3] :

$$Z_{0e1,2} = \frac{1}{Y_1 - Y_{1,2}} \quad \text{Eq. 3-9}$$

$$Z_{0o1,2} = \frac{1}{Y_1 + Y_{1,2}} \quad \text{Eq. 3-10}$$

$$Z_{0ei,i+1} = \frac{1}{2Y_1 - \frac{1}{Z_{0ei-1,i}} - Y_{i,i+1} - Y_{i-1,i}} \quad \text{Pour } i = 2 \text{ à } n - 2 \quad \text{Eq. 3-11}$$

$$Z_{0oi,i+1} = \frac{1}{2Y_{i,i+1} + \frac{1}{Z_{0ei-1,i}}} \quad \text{Pour } i = 2 \text{ à } n - 2 \quad \text{Eq. 3-12}$$

$$Z_{0en-1,n} = \frac{1}{Y_1 - Y_{n-1,n}} \quad \text{Eq. 3-13}$$

$$Z_{0on-1,n} = \frac{1}{Y_1 + Y_{n-1,n}} \quad \text{Eq. 3-14}$$

La synthèse nous donne un couple d'impédance paire Z_{oe} et impaire Z_{oo} . Les caractéristiques électriques de ces deux lignes couplées doivent être implémentées physiquement dans le filtre. Pour cela, il existe 2 procédés dépendant du milieu utilisé lors de l'implémentation. Si le milieu est homogène et le mode de propagation de l'onde est un mode TEM alors nous utiliserons directement les équations disponibles dans [1]. En revanche, si le milieu est inhomogène alors il faut utiliser des abaques. Nous implémentons nos filtres dans

une technologie triplaque donc nous sommes dans le cas d'un milieu homogène. Cependant, nous voulons implémenter le Résonateur Multi-Sections qui est une nouvelle topologie de résonateurs. En effet, les équations disponibles ne permettent pas d'implémenter le Résonateur Multi-Sections car le mode de propagation n'est pas un mode TEM. Donc, nous utiliserons la même méthode de conception pour tous nos filtres qui sera l'utilisation d'abaque. Les abaques permettront d'avoir une relation directe entre les impédances paires et impaires et les paramètres physiques des lignes couplées.

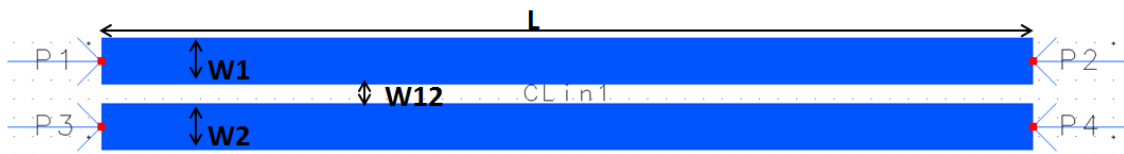


Figure 69 : Schéma de 2 lignes couplées à 4 ports

Nous allons présenter une méthode rapide de conception d'abaques avec le logiciel ADS. Il est important de noter que cette méthode doit être reprise pour tout changement de technologies ou de fréquences de travail. Les deux lignes couplées présentées en Figure 69 seront simulées sous Momentum. Les lignes ont une longueur physique L correspondant à la longueur électrique $\lambda/4$. Les autres paramètres physiques des lignes ($W1$, $W2$ et $W12$) sont des variables. La Figure 70 montre un paramétrage discret de la largeur $W1$ variant de 0,5 mm à 0,7 mm. La simulation EM de ces 2 lignes donne une banque de données 4 ports. Le temps de simulation est lié au nombre de variables ($W1$, $W2$ et $W12$) et de leur plage de variation. Ce temps peut être long mais la simulation EM n'est effectuée qu'une seule fois. Les paramètres S seront obtenus en fonction des variables précédemment paramétrées.

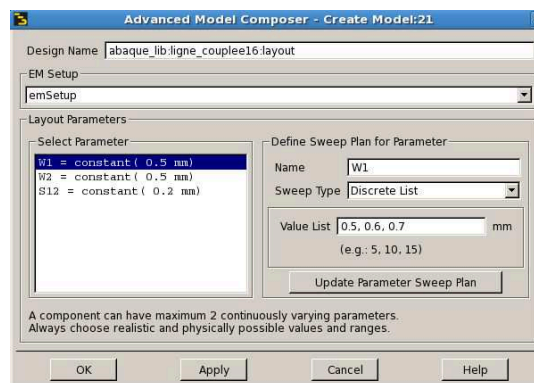


Figure 70 : Paramétrage des variables $W1$, $W2$ et $S12$

Le quadripôle est ensuite exporté vers ADS pour calculer les impédances paire et impaire. L'excitation des ports du quadripôle est présentée en Figure 71 afin de calculer les impédances paires Z_{oe} . Le calcul de Z_{oe} s'effectue avec les paramètres S (S_{11} et S_{21}). Nous

sommes dans le cas d'une ligne quart d'onde donc la phase du paramètre S_{21} est de 90° . Cela donne pour le calcul de Z_{oe} :

$$Z_{oe} = 2 \cdot Z_0 \cdot \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad \text{Eq. 3-15}$$

Avec Z_0 : L'impédance des ports d'excitation (ici 50 Ohms)

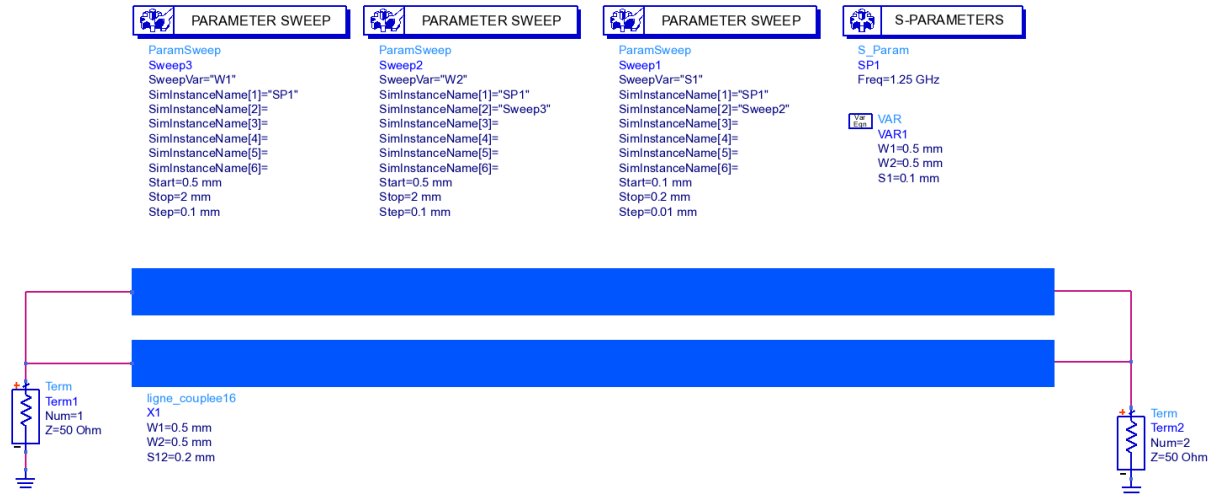


Figure 71 : Schéma ADS pour les impédances paires Z_{oe}

L'excitation des ports du quadripôle est présentée en Figure 72 afin de calculer les impédances paires Z_{oo} présenté ci-dessous :

$$Z_{oo} = \frac{Z_0}{2} \cdot \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad \text{Eq. 3-16}$$

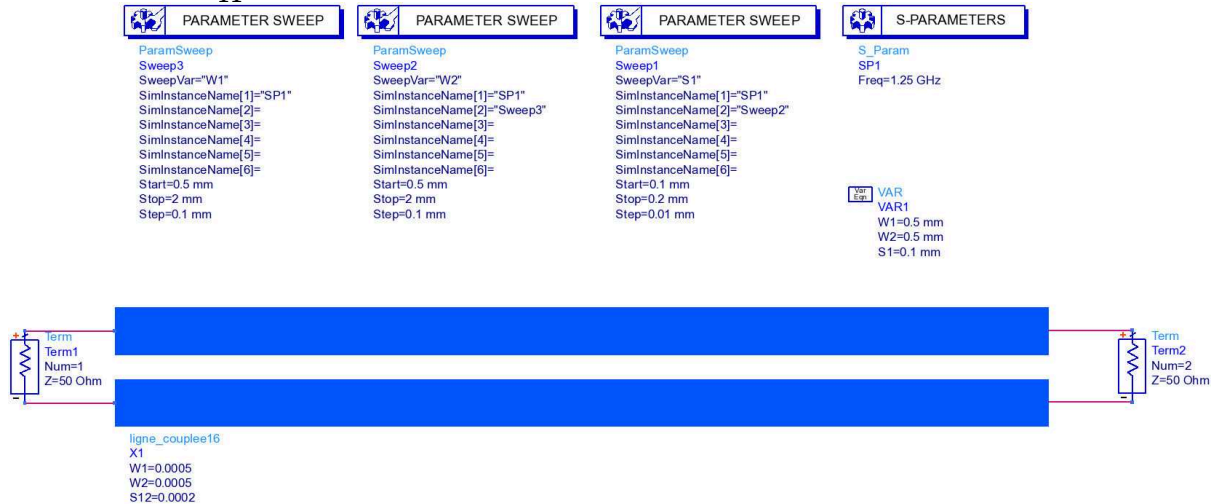


Figure 72 : Schéma ADS pour les impédances paires Z_{oo}

La Figure 73 et la Figure 74 montrent un exemple d'abaque pour les impédances paires et impaires, respectivement. Nous remarquons qu'il y a plusieurs possibilités pour un couple d'impédance paire Z_{oe} et impaire Z_{oo} voulu. Le nombre de possibilités de couple Z_{oe}

et Zoo est proportionnel au nombre de paramètres physiques W1, W2 et W12 et de leur plage de variation.

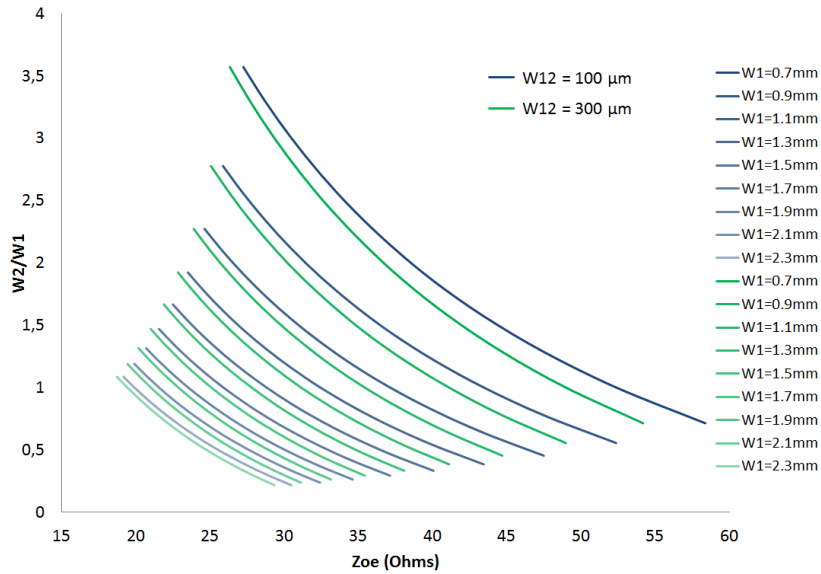


Figure 73 : Abaque du rapport des largeurs W2/W1 en fonction des impédances paires Zo et des 2 paramètres physiques W1 et W12

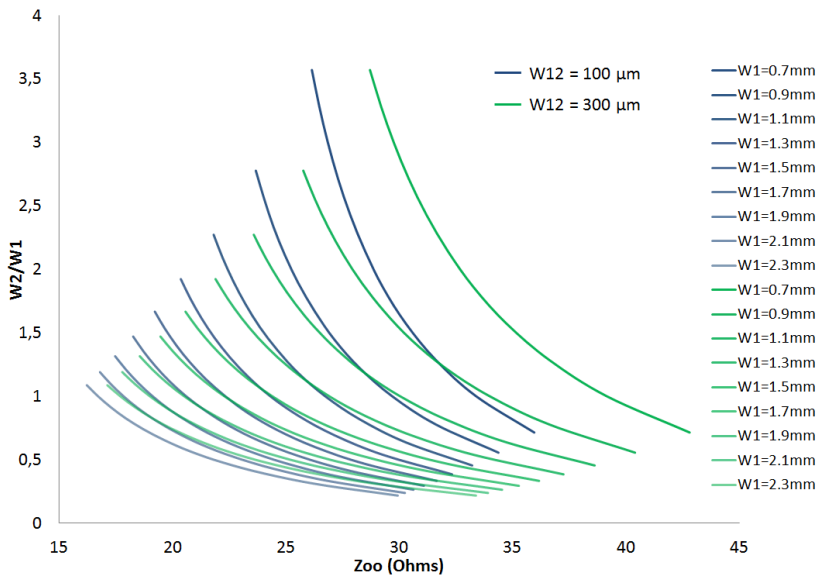


Figure 74 : Abaque du rapport des largeurs W2/W1 en fonction des impédances paires Zoo et des 2 paramètres physiques W1 et W12

Nous avons montré une méthode de conception par des abaques. Cette méthode a l'avantage d'être rapide mais elle ne prend pas en compte les modifications technologiques. La partie suivante présente une modélisation du filtre à Résonateurs Multi-Sections.

312. Modélisation

La conception du filtre interdigté à Résonateur Multi-Sections présentée précédemment est relativement rapide mais ne permet pas une grande flexibilité. En général, la modélisation électrique sous ADS du filtre est une solution qui permet une plus grande flexibilité et simplicité. Pour cela, nous implémentons le modèle électrique du Résonateur Multi-Sections, vu dans la partie 23, dans un circuit électrique de filtres interdigtés.

Nous prenons un $R\theta$ (le rapport entre les sections d'impédance faible $ZC2$ et forte $ZC1$) de 0,25 afin de permettre le couplage entre 2 Résonateurs Multi-Sections. La Figure 75 montre le rapport de compacité d'un résonateur Multi-Sections avec un rapport d'impédance K de 0.25 et $R\theta$ de 0,25 ainsi que les modèles vus dans la partie 23.

Afin de maîtriser le modèle du filtre interdigté à Résonateur Multi-Sections, nous choisisons un modèle qui met en avant les avantages du résonateur tout en restant le plus simple possible. Le modèle utilisé sera donc le modèle « stubs périodiques + discontinuité de jonction » et nous choisisons d'implémenter un Résonateur Multi-Sections de 32 sections. En revanche, l'ordre du filtre sera contraint par les modèles de lignes couplées disponibles dans le logiciel ADS. Dans notre exemple, le filtre sera d'ordre 3 centré sur 1,05 GHz et d'une bande passante relative à -3dB de 22 %. La technologie utilisée est toujours la technologie triplaque avec un substrat Rogers 4350 de hauteur totale 1,5 mm.

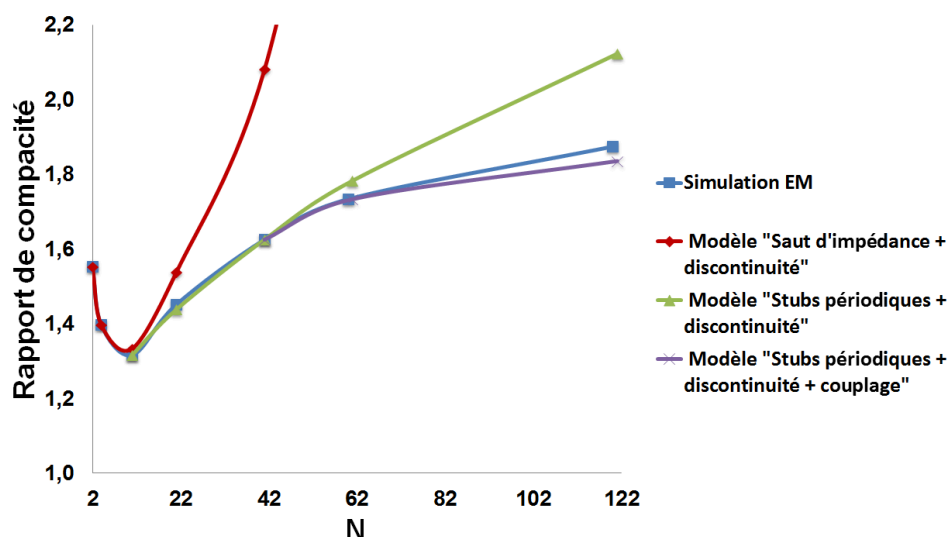


Figure 75 : Rapport de compacité d'un Résonateur Multi-Sections et des modèles en fonction de N pour $K = 0,25$ et $R\theta = 0,25$

Le schéma du modèle électrique est présenté en Figure 76. Ce schéma représente seulement la moitié du schéma d'un filtre interdigté avec des Résonateurs 32-Sections.

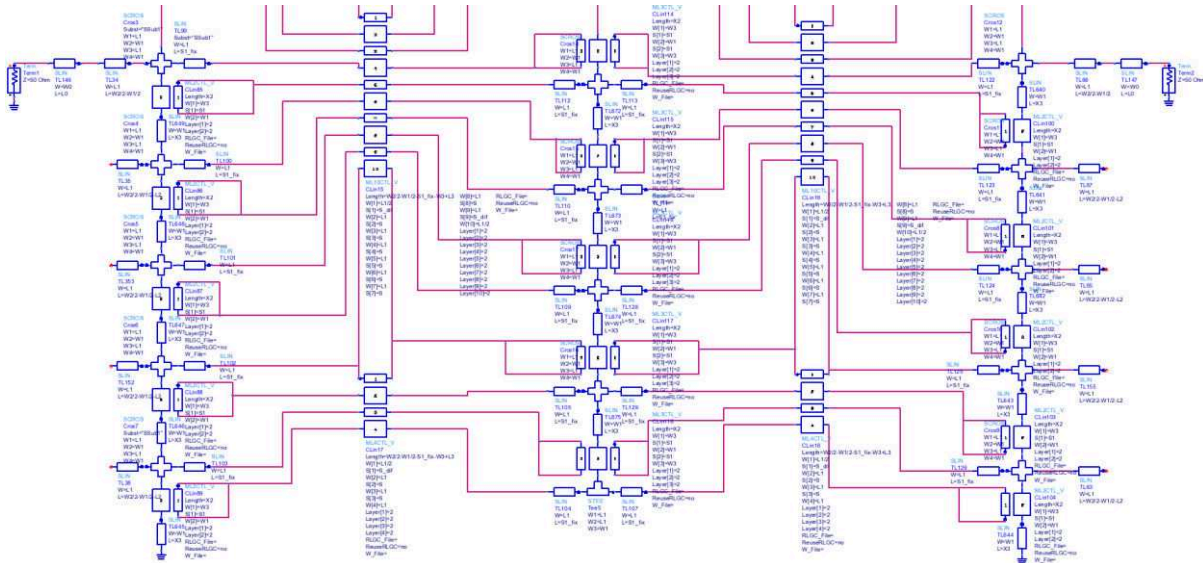


Figure 76 : Une partie du schéma électrique du filtre interdigité avec des Résonateurs 32-Sections d'ordre 3

Ce filtre interdigité à Résonateur Multi-Sections est ensuite exporté vers Momentum afin d'effectuer une simulation EM. Le masque du filtre est présenté en Figure 77. Les accès « taperisé » ont une impédance de 50 Ohms et l'adaptation de ces accès s'effectue par les capacités situées au niveau des C.O. des résonateurs d'entrée. Les réponses du modèle et de la simulation EM sont présentées en Figure 78. La cohérence entre ces 2 réponses est très bonne car nous sommes dans un cas favorable puisque nous avons vérifié au préalable le modèle du résonateur. L'allure de la réponse sera discutée dans la partie suivante.

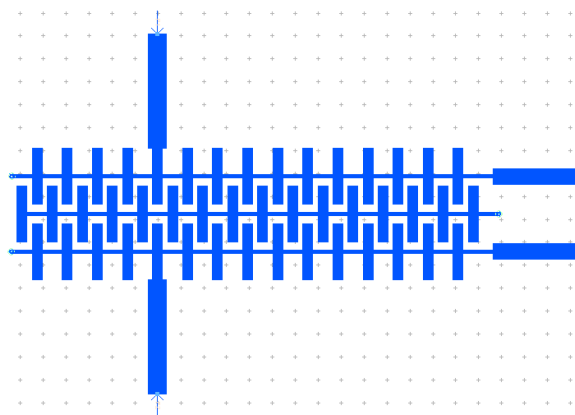


Figure 77 : Masque du filtre interdigité avec des Résonateurs 32-Sections d'ordre 3

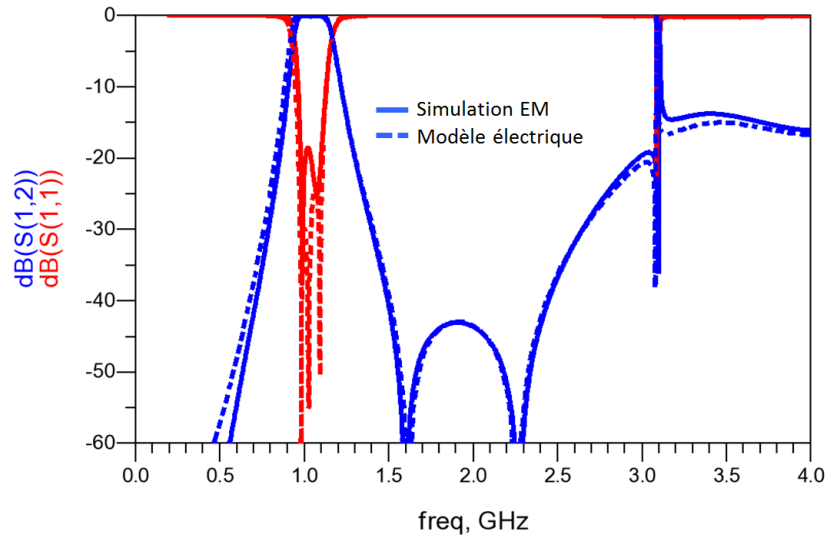


Figure 78 : Réponses de la simulation EM et du modèle électrique

A partir du moment où le modèle est créé, cette méthode de conception est simple à maîtriser. Cependant, la création du modèle est longue et complexe. Donc, cette méthode est plutôt adaptée pour un aspect industriel à long terme. En effet, lorsque le modèle est créé, il peut être partagé et chaque utilisateur peut s'en servir.

313. Simulations et mesures

Les parties précédentes ont montré la synthèse et la conception de filtre interdigité à Résonateurs Multi-Sections. Les deux solutions de conception comportent chacune leurs avantages. D'un point de vue prototypage et rapidité, nous choisissons la solution de conception avec abaques. Les simulations EM seront faites avec le logiciel HFSS d'ANSYS. Nous avons choisi une fréquence centrale (F_0) de 1,15 GHz avec une bande passante relative (FBW) à -3dB de 40 % (Tableau 3). Les paramètres technologiques sont également présentés dans le Tableau 3.

Tableau 3 : Paramètres électriques et technologiques des filtres interdigités

Paramètres électriques		Paramètres technologiques	
Fréquence centrale (F_c)	1,15 GHz	Substrat	Rogers 4350
Bande passante relative à -3dB	40 %	Permittivité diélectrique	3,66
1 ^{er} harmonique	$\geq 3.F_0$	Tangente de pertes diélectrique	0.004
Adaptation dans la bande	≤ -15 dB	Colle substrat	Rogers 4450
Ordre du filtre	5	Hauteur du triplaque	1,5 mm
		Epaisseur du cuivre	17 μ m
		Limite de gravure	150 μ m

Nous allons simuler et réaliser deux filtres références, afin d'illustrer le gain en compacité obtenu par le filtre interdigité à Résonateur Multi-Sections. Le premier filtre référence sera un filtre interdigité à Résonateur d'Impédance Uniforme (UIR) qu'on retrouve dans la littérature [1]. La Figure 79 montre le masque du filtre interdigité d'ordre 5. Les réponses de la simulation EM et de la mesure sont présentées en Figure 80. Nous observons une très bonne cohérence entre ces 2 réponses. Ces résultats sont bons car il y a une maîtrise du processus de réalisation de cette technologie bien connue de Thales et de ses sous-traitants. Les mesures sont faites sous pointes coaxiales grâce à des accès situés au-dessus du triplaque (Figure 81). La liaison entre l'accès coaxial et l'accès taperisé du filtre sera faite par un vias.

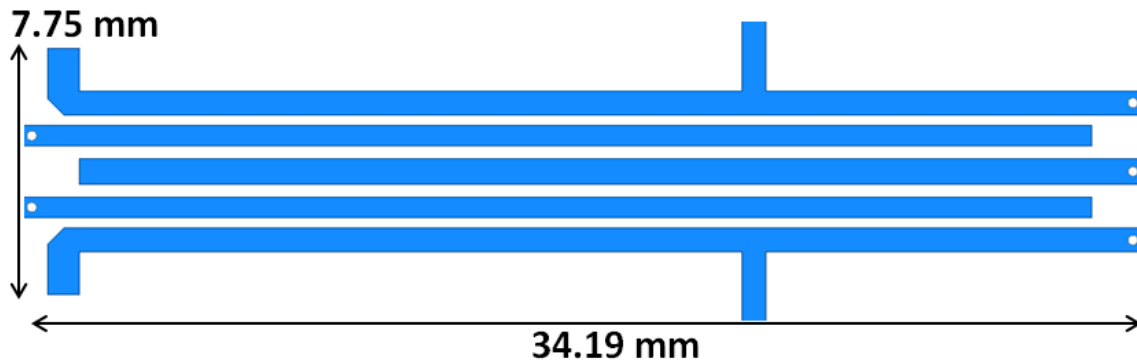


Figure 79 : Masque du filtre interdigité avec UIR ordre 5

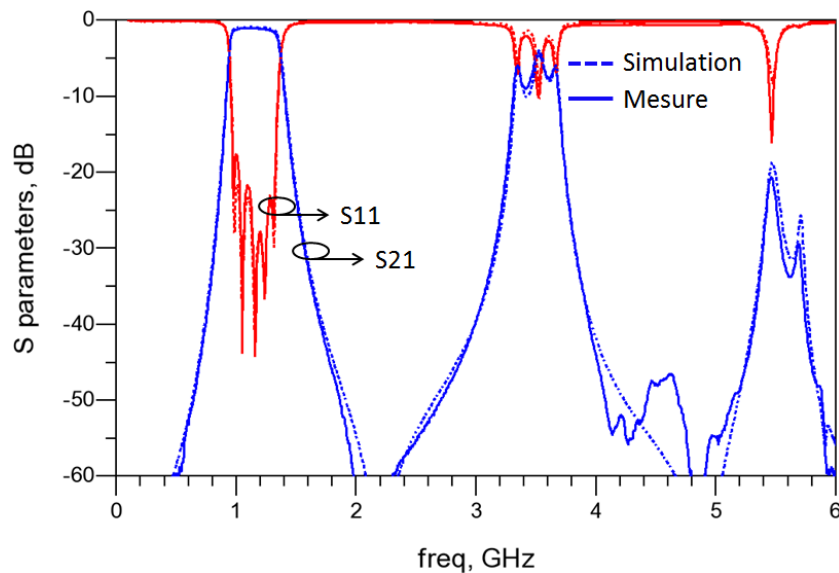


Figure 80 : Réponses de la simulation et de la mesure du filtre interdigité avec UIR

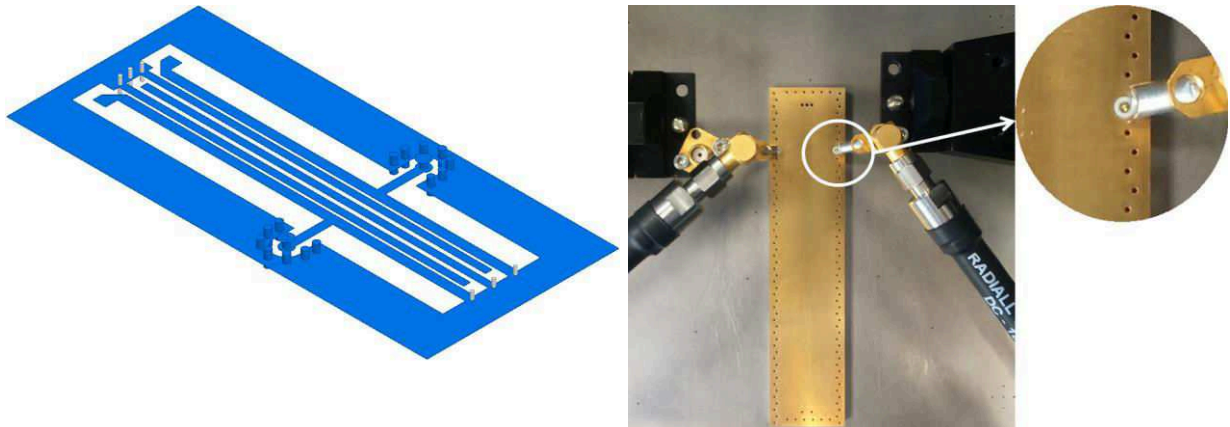


Figure 81 : Représentation 3D du filtre et une photo prise au-dessus du filtre triplaqué lors de la mesure sous pointes coaxiales

Le second filtre référence implémenté sera basé sur la topologie de résonateur compact SIR. Cette topologie de résonateurs a pour but de réduire la taille du filtre interdigué. Le filtre interdigué avec SIR est présenté en Figure 82. On observe une réduction significative de la taille du filtre en comparaison du premier filtre interdigué à résonateur UIR. Le filtre interdigué avec SIR est une topologie très compacte qui nous servira de comparaison pour le filtre à base de Résonateurs Multi-Sections. Les réponses de simulation et de mesure sont présentées en Figure 83. Ces réponses nous montrent un décalage de l'harmonique à $5.F_0$ ce qui est un autre avantage à l'utilisation du résonateur SIR.

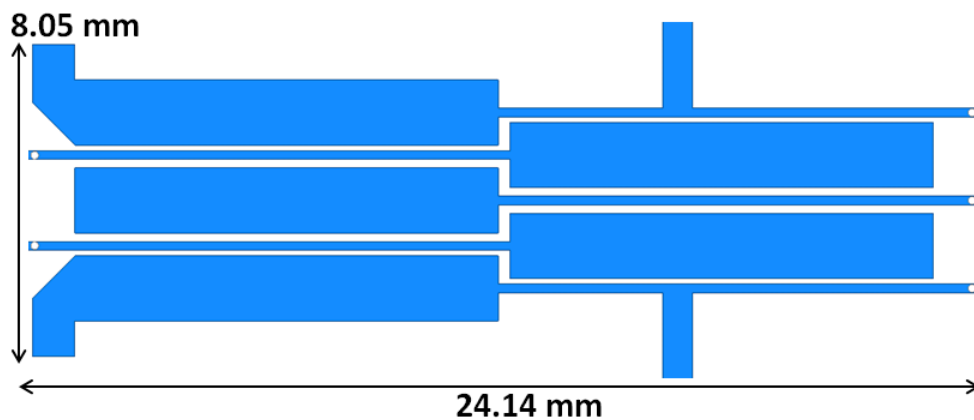


Figure 82 : Masque du filtre interdigué avec SIR ordre 5

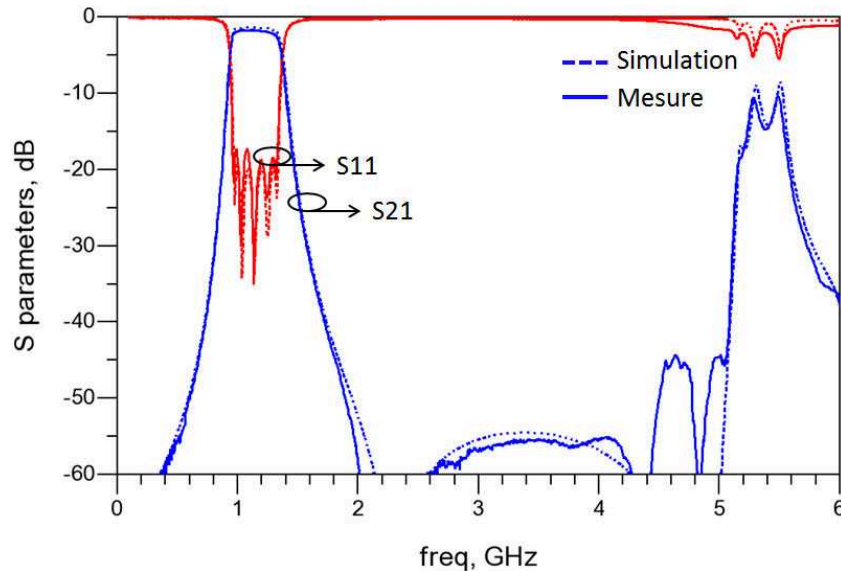


Figure 83 : Réponses de la simulation et de la mesure du filtre interdigité avec UIR

Le filtre interdigité à Résonateurs 66-Sections est présenté en Figure 84. La synthèse du filtre interdigité nous donne les impédances paire et impaire. Les abaques décrits précédemment nous permettent d'avoir les largeurs des lignes et des fentes pour avoir le bon couplage entre les résonateurs.

Ce filtre interdigité à Résonateurs 66-Sections est complexe et il y a de nombreux paramètres qu'il faut maîtriser. Tout d'abord, nous avons contraint le nombre de sections du résonateur par la limite technologique de $150\ \mu\text{m}$. De plus, il y a un léger réglage EM à faire après l'implémentation des résonateurs 66-Sections dans le filtre.

Premièrement, l'augmentation de la capacité distribuée sur le premier résonateur qui permet une bonne adaptation de l'entrée taperisée. Deuxièmement, il faut modifier légèrement les impédances des résonateurs pour qu'ils aient la même longueur électrique et qu'ils résonnent tous à la même fréquence F_0 . Et enfin, il faut une réadaptation du couplage entre les résonateurs suite aux modifications apportées sur les impédances de ceux-ci. Les modifications faites sur les paramètres physiques du filtre sont légères ($< 10\%$).

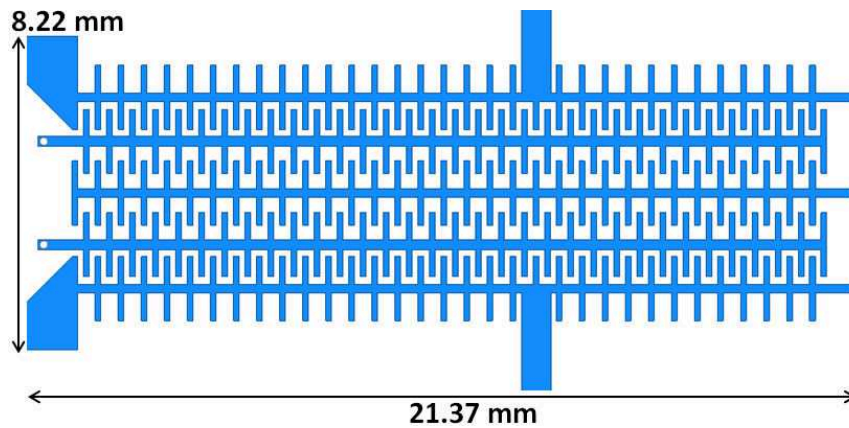


Figure 84 : Masque du filtre interdigité avec Résonateurs 66-Sections ordre 5

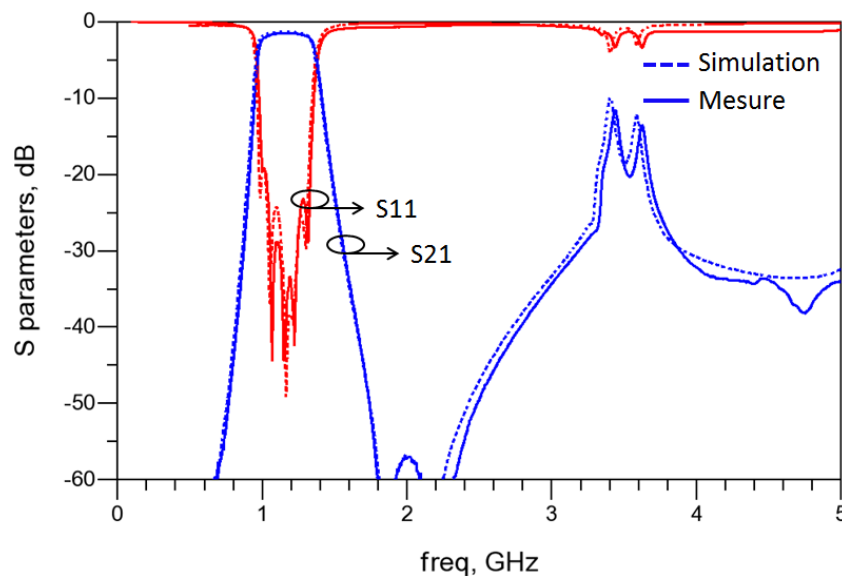


Figure 85 : Réponses de la simulation et de la mesure du filtre interdigité avec Résonateurs 66-Sections

La Figure 85 montre les réponses de simulation et de la mesure du filtre interdigité avec Résonateurs 66-Sections. Ces réponses montrent que nous avons une bonne maîtrise de tous les paramètres du filtre.

Nous remarquons qu'il y a plusieurs différences entre la réponse de ce filtre et la réponse du filtre avec UIR (Figure 87). On voit apparaître une désynchronisation des zéros de transmission autour de $2.F_0$ cela est dû au décalage de l'harmonique vu dans le Chapitre 241. En effet, lorsque nous couplons les Résonateurs 66-Sections entre eux nous produisons le même effet que l'ajout de rubans de masse entre les stubs périodiques. Le schéma et la réponse d'un Résonateur Multi-Sections avec rubans de masse sont rappelés en Figure 86. Cet effet permet de réduire la longueur du résonateur et décale le zéro de transmission vers des fréquences plus basses. Nous notons également que les Résonateurs 66-Sections n'ont pas le même couplage donc leur zéro de transmission ne sont pas les mêmes.

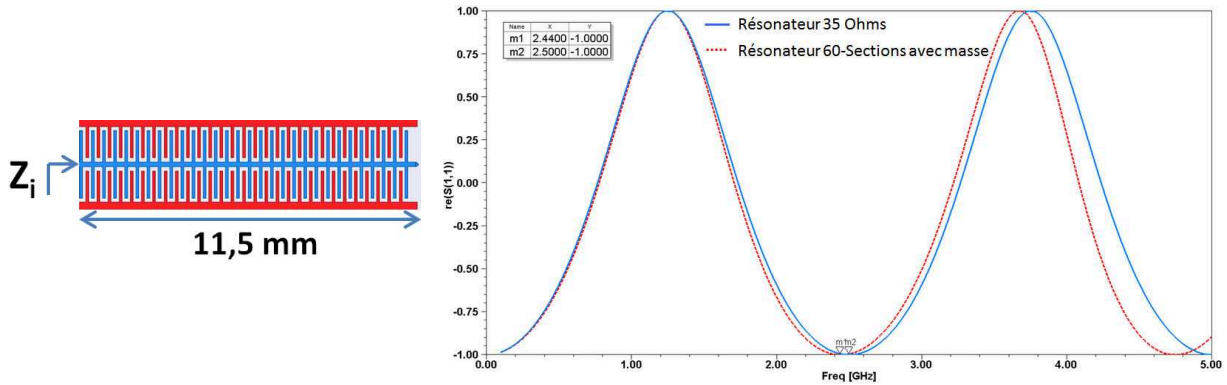


Figure 86 : Schéma du Résonateur 60-Sections avec des rubans de masse et de la réponse de la partie réelle du paramètre S11.

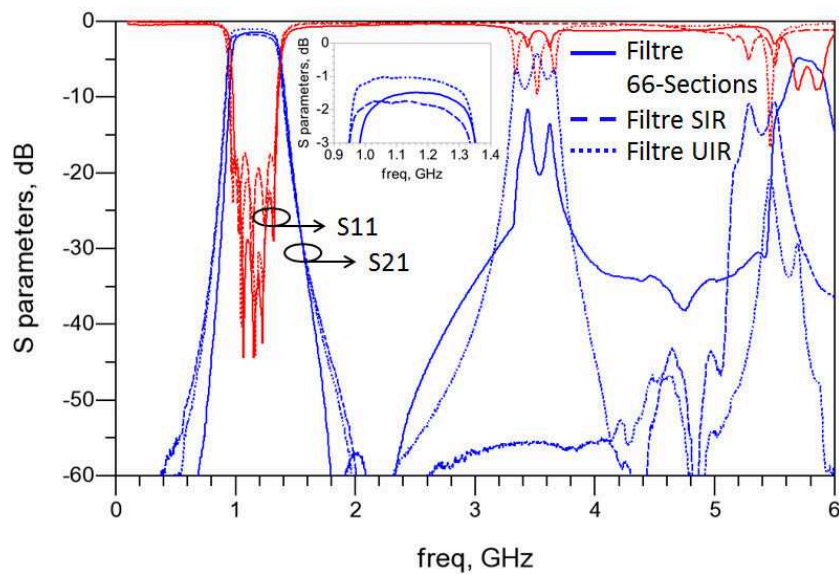


Figure 87 : Réponses électriques mesurées des filtres interdigués ordre 5 avec UIR, SIR et Résonateurs 66-Sections

Le filtre réalisé a été photographié (Figure 88) après avoir enlevé la couche supérieure du triplaque. Cette opération a été faite en premier lieu pour vérifier la précision de gravure du circuit et la position des trous métallisés.

Les caractéristiques électriques et physiques des trois filtres ont été synthétisées dans le Tableau 4. Le filtre à Résonateurs 66-Sections est plus compact et induit moins de pertes que le filtre à SIR. Ce dernier a l'avantage du décalage de l'harmonique à $5.F_0$. Cependant, il est important de noter que pour une limite technologique équivalente, le filtre à SIR aura une bande passante plus faible en comparaison des deux autres filtres.

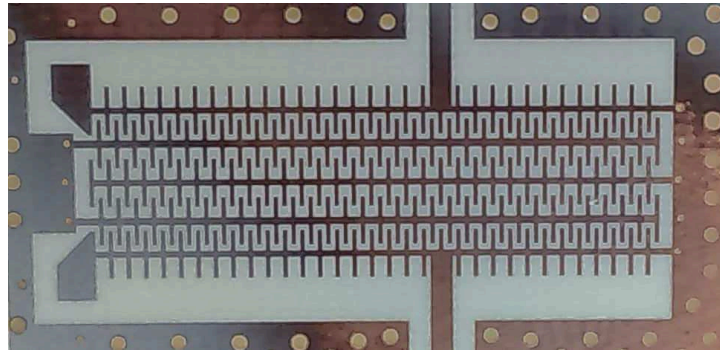


Figure 88 : Photo du filtre interdigité avec Résonateurs 66-Sections après avoir supprimé la couche supérieure du triplaque

Tableau 4 : Comparaison des caractéristiques électriques et physiques des filtres à 1,15 GHz

Filtres	Empreinte (mm ²)	Gain en compacité	Pertes (dB)	1er Harmonique
Filtre à UIR	265	0 %	0,9	3.F0
Filtre à SIR	194	27 %	1,64	5.F0
Filtre à Résonateurs 66-Sections	175	34 %	1,37	3.F0

314. Perspectives d'amélioration

Nous avons montré que la topologie de Résonateur Multi-Sections s'implémente très bien dans le filtre interdigité. L'étude précédente a été faite autour du Gigahertz et présente un bon rapport de compacité. Cependant, nous étions limités en nombre de sections par la limite technologique. Il serait intéressant de descendre en fréquence autour d'une centaine de Mégahertz pour augmenter le nombre de sections et ainsi améliorer la compacité. L'étude effectuée dans la partie 223 montre tout de même qu'il faut un nombre de sections très important pour diminuer significativement la longueur du résonateur.

En outre, nous avons remarqué que les rubans de masse entre stubs périodiques permettaient d'améliorer la compacité. Ces rubans de masses peuvent être rajoutés aux résonateurs d'entrée. Cette amélioration est apportée dans la nouvelle étude autour de 125 MHz.

Le Tableau 5 montre les paramètres électriques et technologiques que nous utiliserons pour les réalisations. Le filtre interdigité à Résonateur Multi-Sections amélioré sera comparé à un filtre interdigité à UIR de référence présenté en Figure 89. Les réponses simulées et mesurées sont présentées en Figure 90. La longueur physique du filtre pour une fréquence de 125 MHz est de 308 mm. Notons que pour ces fréquences très basses, il existe peu de filtre

large bande en technologie distribuée car il est difficilement envisageable d'intégrer un filtre de cette taille sur une carte.

Tableau 5 : Paramètres électriques et technologiques des filtres interdigités

Paramètres électriques		Paramètres technologiques	
Fréquence centrale (Fc)	125 MHz	Substrat	Rogers 4350
Bande passante relative à -3dB	40 %	Permittivité diélectrique	3,66
1 ^{er} harmonique	$\geq 3.F0$	Tangente de pertes diélectrique	0.004
Adaptation dans la bande	≤ -15 dB	Colle substrat	Rogers 4450
Ordre du filtre	3	Hauteur du triplaque	1,5 mm
		Epaisseur du cuivre	17 μ m
		Limite de gravure	150 μ m

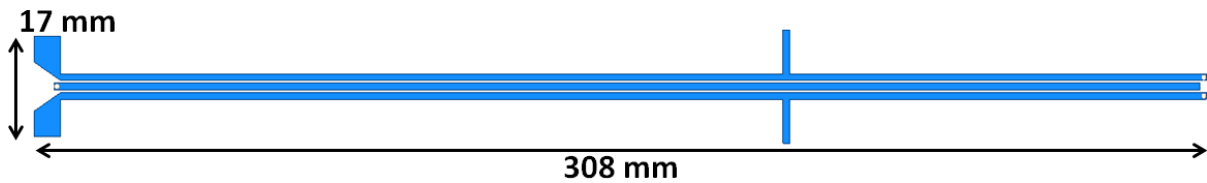


Figure 89 : Masque du filtre interdigité avec UIR ordre 3

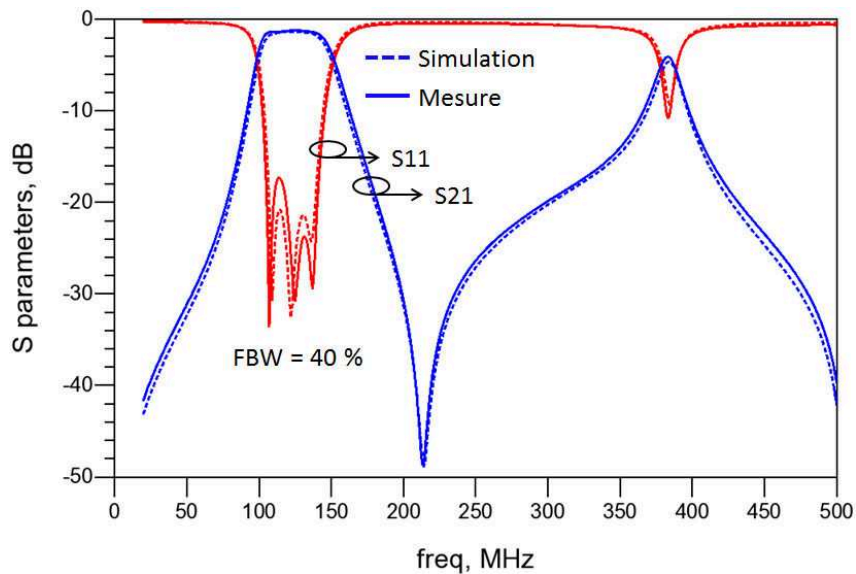


Figure 90 : Réponses de la simulation et de la mesure du filtre interdigité avec UIR

Le masque et la photo du filtre interdigité avec Résonateurs 260-Sections d'ordre 3 sont présentés en Figure 91 et en Figure 92. Nous observons une nette amélioration de la compacité en comparaison du filtre interdigité à UIR. L'utilisation de rubans de masse entre les stubs périodiques des résonateurs d'entrée permet d'une part de diminuer la longueur du résonateur et d'autre part ne plus avoir besoin de la capacité située sur ce résonateur. Cette

capacité distribuée est indispensable dans un filtre interdigité à UIR pour une bonne adaptation de l'entrée taperisée. Cependant, les rubans de masse compensent cette capacité distribuée par un effet capacitif réparti sur tout le résonateur.

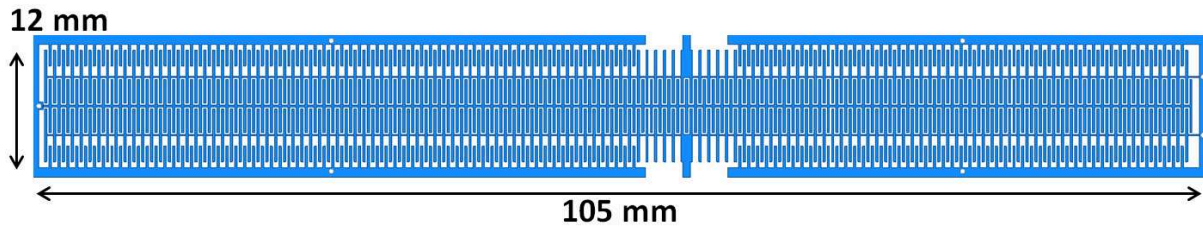


Figure 91 : Masque du filtre interdigité à base de Résonateurs 260-Sections d'ordre 3

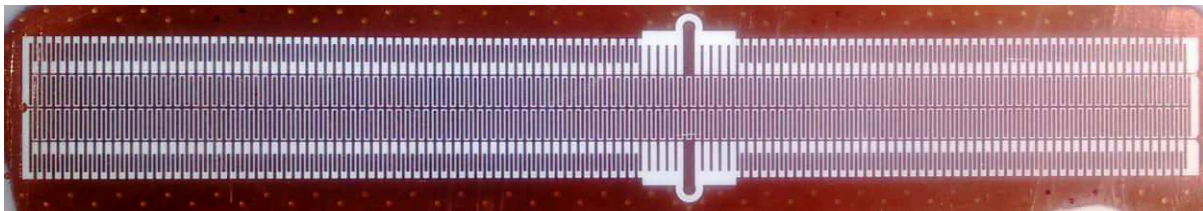


Figure 92 : photo du filtre interdigité à base de Résonateurs 260-Sections d'ordre 3

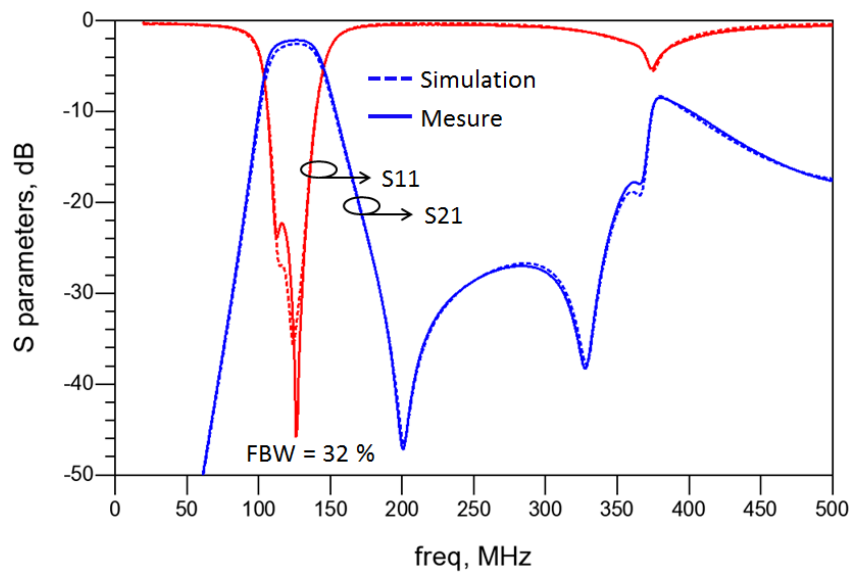


Figure 93 : Réponses de la simulation et de la mesure du filtre interdigité avec Résonateurs 260-Sections

La Figure 93 montre les réponses de simulation et de mesure, nous remarquons qu'il y a une bonne cohérence entre ces deux réponses. Cependant, la bande passante relative de 40 % n'est pas atteinte. La limite technologique ne nous permet pas d'avoir un couplage assez fort entre les résonateurs.

De plus, le filtre interdigité avec Résonateurs 260-Sections a 2,6 dB de pertes pour un ordre 3 seulement. Malgré le nombre de sections très important, nous pouvons penser qu'il y

a un autre effet qui augmente les pertes. Nous nous sommes alors intéressés à l'épaisseur de peau du cuivre à 125 MHz. Le calcul de l'épaisseur de peau dans un métal est le suivant :

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \sigma}} \quad \text{Eq. 3-17}$$

Avec δ : l'épaisseur de peau (m)

ω : la pulsation (rad/s)

μ_0 : la perméabilité magnétique du vide (H/m)

μ_r : la perméabilité magnétique relative du conducteur (H/m)

σ : la conductivité électrique (S/m)

L'épaisseur de peau du cuivre est de 8,2 μm à la fréquence de 125 MHz et l'épaisseur du cuivre est de 17 μm . Ces deux épaisseurs ont le même ordre de grandeur, ce qui permet d'affirmer que l'épaisseur de peau a une influence sur le ruban de cuivre. Nous avons simulé le filtre interdigité à Résonateurs 260-Sections avec un ruban de cuivre plus épais. Les simulations suivantes (Figure 94) ont permis de mettre en évidence les pertes causées par cet effet de peau.

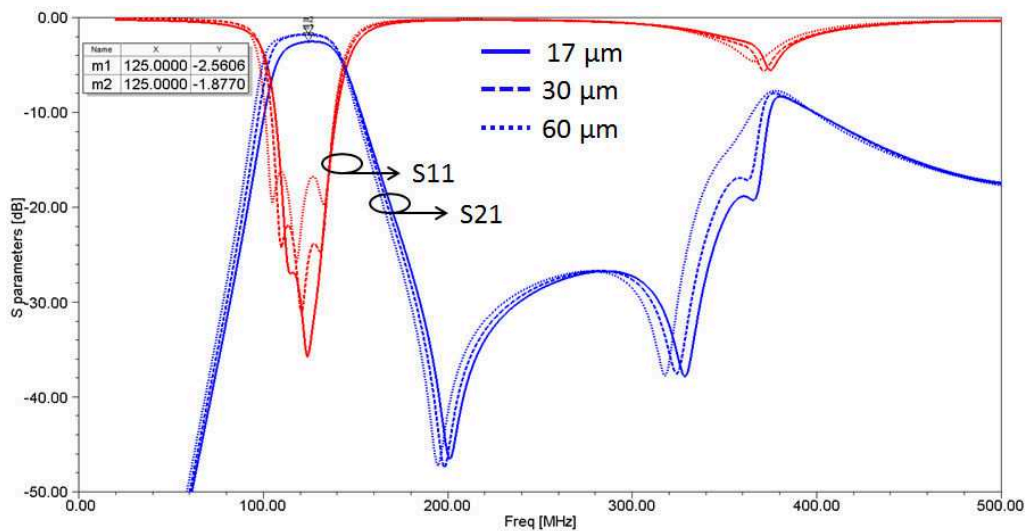


Figure 94 : Réponses de simulation EM du filtre interdigité avec Résonateurs 260-Sections en fonction de l'épaisseur du cuivre

Les pertes observées du filtre sont correctes si nous prenons en compte l'effet de peau du cuivre. Cette étude a montré qu'il était possible en technologie distribuée d'être relativement compact à des fréquences très basses (Tableau 6).

Tableau 6 : Comparaison des caractéristiques électriques et physiques des filtres à 125 MHz

Filtres	Empreinte (mm ²)	Gain en compacité	1er Harmonique
Filtre à UIR	5230	0 %	3.F0
Filtre à Résonateurs 260-Sections	1260	76 % (divisée par 4)	3.F0

Nous notons que le filtre interdité à Résonateurs Multi-Sections est plus long à simuler que le filtre interdité à résonateurs UIR. En effet, le nouveau filtre est composé d'éléments très petits comparés à la longueur d'onde. Ces éléments font apparaitre des difficultés au niveau des simulations EM. Néanmoins, les puissances de calcul actuelles permettent de prendre en compte l'ensemble de ces éléments. Donc, il est tout à fait possible d'augmenter la complexité du filtre (ordre du filtre, nombre de sections des résonateurs...). Afin d'illustrer cette faisabilité, la photo d'un filtre interdité avec Résonateurs 260-Sections ordre 5 est présenté en Figure 95 et les réponses des simulations et de la mesure sont présentées en Figure 96.

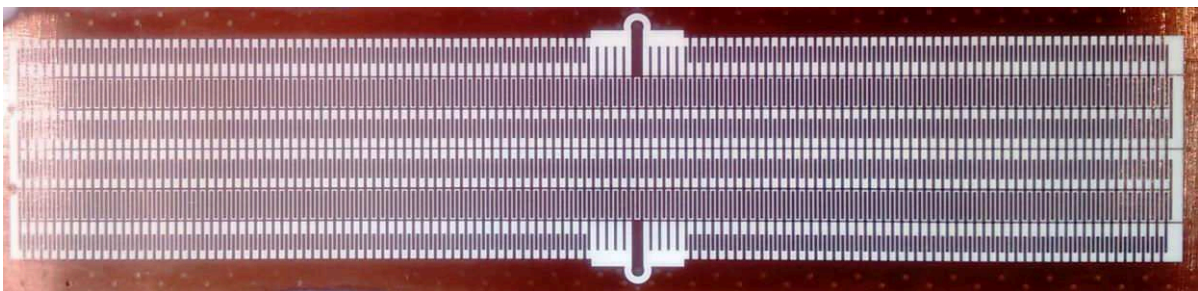


Figure 95 : photo du filtre interdité à base de Résonateurs 260-Sections d'ordre 5

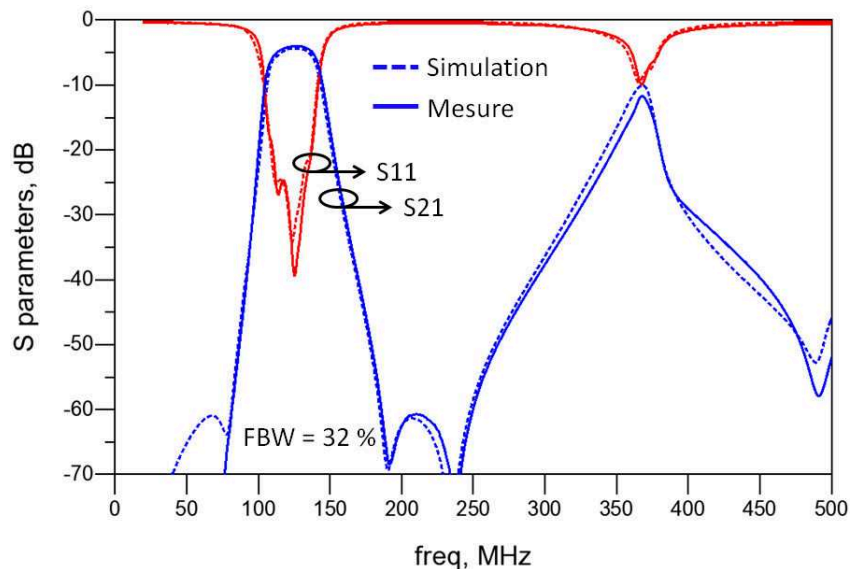


Figure 96 : Réponses de la simulation et de la mesure du filtre interdité à base de Résonateur 260-Sections d'ordre 5

Un des points importants pour les filtres en termes de compacité est l’empreinte qu’ils occupent sur la carte hyperfréquence. Dans le Chapitre 1, nous avons abordé plusieurs solutions technologiques pour réduire l’empreinte des filtres. L’utilisation de technologies multicouches est une solution qui permettrait de replier les résonateurs du filtre interdigité dans la hauteur du substrat. Nous allons reprendre les paramètres électriques et technologiques des filtres précédents et utiliser la technologie multicouche afin de réduire l’empreinte du filtre.

La vue en coupe du filtre interdigité replié est présentée en Figure 97. Les résonateurs repliés sont représentés par les couches C2, C4 et C6. Le lien entre ces trois couches est effectué par des trous métallisés. Le blindage métallique des couches C3 et C5 empêche le couplage dans la hauteur de la structure. Ce blindage permet de garder les mêmes résultats de synthèse que le filtre sans repliement. La représentation 3D du filtre référence UIR replié est présentée en Figure 98. Nous avons divisé par 3, en comparaison du filtre interdigité de référence, l’empreinte du filtre en utilisant l’axe de la hauteur qui est souvent disponible sur une carte hyperfréquence. Les résultats de mesures sont présentés en Figure 99. Nous remarquons qu’il y a très peu de différence entre ce filtre replié et le filtre sans repliement. La surface de couplage est plus faible pour le filtre interdigité replié car il n’y a pas de couplage entre les résonateurs au niveau des trous métallisés. Donc, la bande passante du filtre interdigité replié est plus faible.

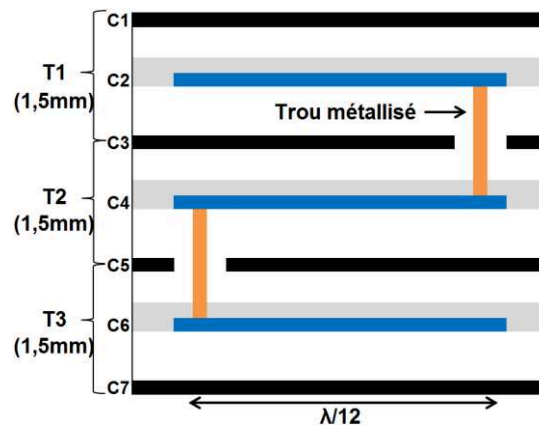


Figure 97 : Vue en coupe du filtre interdigité replié

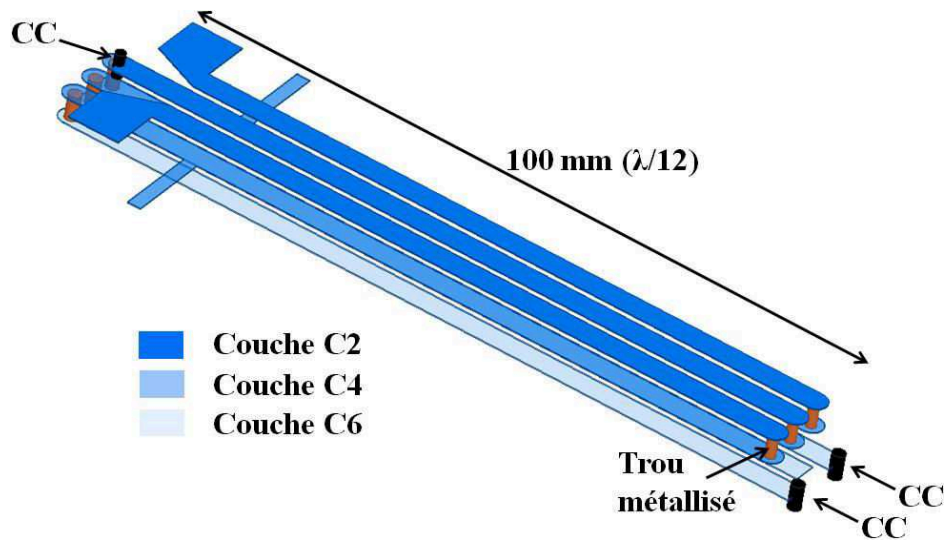


Figure 98 : Illustration 3D du filtre interdigité replié avec UIR ordre 3

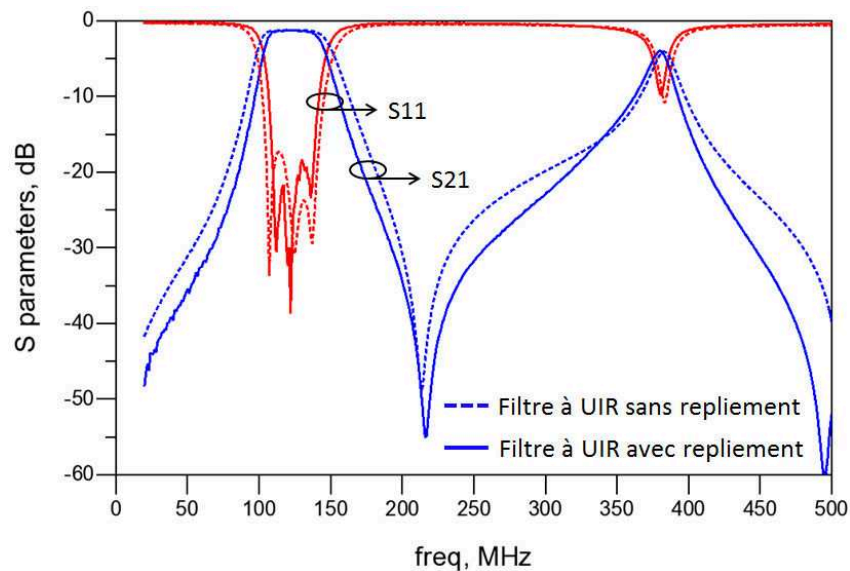


Figure 99 : Réponses des mesures de filtres à UIR sans repliement et avec repliement

Nous avons vu que l'utilisation d'une technologie multicouche permettait de réduire l'empreinte pour un filtre interdigité à résonateurs UIR. Nous allons utiliser cette technologie pour le filtre interdigité à Résonateurs 260-Sections. La représentation 3D du filtre replié est présentée en Figure 100. La mesure des filtres interdigités à Résonateurs 260-Sections avec et sans repliement montre des résultats similaires (Figure 101).

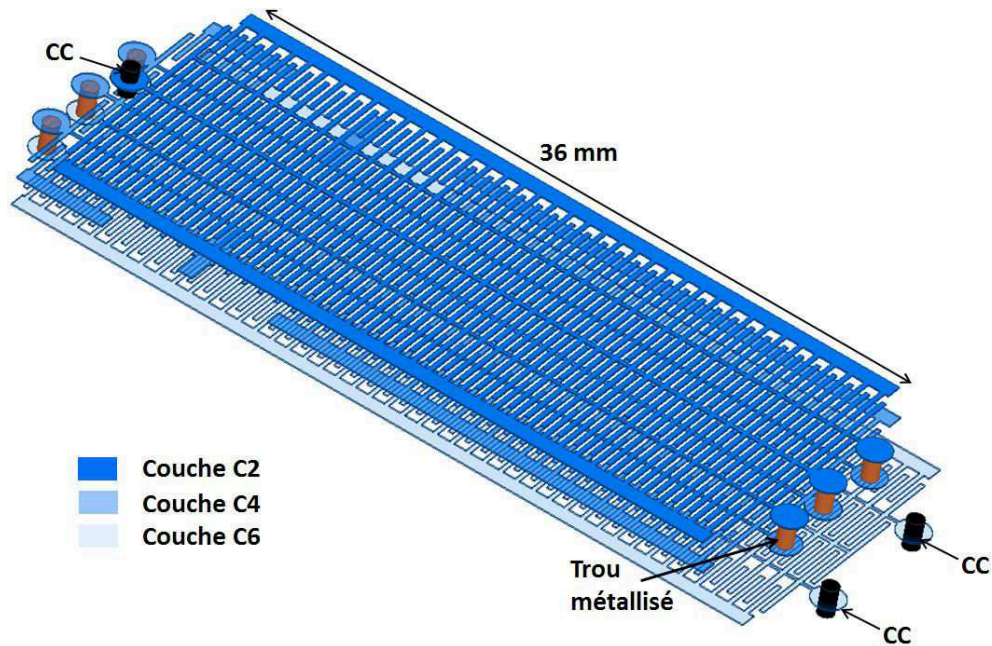


Figure 100 : Illustration 3D du filtre interdigité replié à base de Résonateurs 260-Sections d'ordre 3

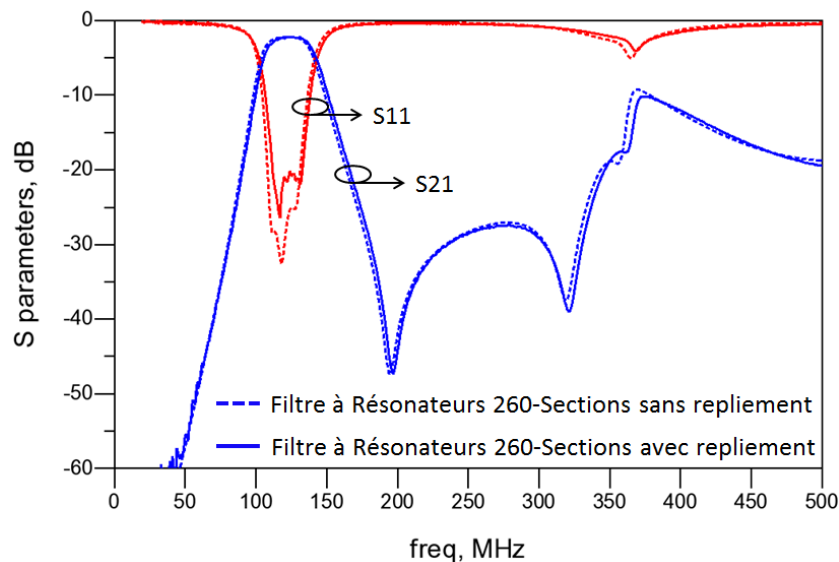


Figure 101 : Réponses électriques mesurées de filtres à base de Résonateurs 260-Sections sans repliement et avec repliement

Le Tableau 7 montre la comparaison entre le filtre UIR et le filtre à Résonateurs 260-Sections replié. Nous remarquons que le filtre UIR a une empreinte rédhitoire pour être intégré dans un système. En revanche, le nouveau filtre a une empreinte qui est 12 fois plus petite ce qui permet d'envisager son utilisation dans un système.

Cette partie a montré une liste non-exhaustive d'utilisations possibles de Résonateurs Multi-Sections au sein de filtres interdigités compacts. Il serait intéressant d'implémenter le

Résonateur Multi-Sections dans une autre topologie de filtre. La partie suivante présente l'implémentation du nouveau résonateur dans la topologie de filtres combine.

Tableau 7 : Comparaison des caractéristiques électriques et physiques du filtre Référence et du nouveau filtre replié à 125 MHz d'ordre 3

Filtres	Empreinte (mm ²)	Gain en compacité	1er Harmonique
Filtre à UIR	5230	0 %	3.F0
Filtre à Résonateurs 260-Sections repliés (multicouche)	432	92 % (divisée par 12)	3.F0

32. Le filtre Combine à Couplage Electrique (ECC)

Introduction

Nous avons évoqué précédemment la topologie de filtre compact interdigité pour intégrer le Résonateur Multi-Sections. Cette partie s'intéresse à la topologie de filtre combine, présentée dans le Chapitre 1 qui est intrinsèquement plus compacte que la topologie de filtre interdigité.

La topologie de filtre combine la plus classique utilise un couplage à prédominance magnétique entre ses résonateurs. Ce filtre sera nommé Combine à Couplage Magnétique (MCC) afin de le différencier du nouveau filtre. La nouvelle topologie combine proposée utilise un couplage à prédominance électrique entre ses résonateurs. Cette nouvelle topologie sera nommée filtre Combine à Couplage Electrique (ECC). Ces deux topologies de filtre ont une grande similitude, notamment au niveau de leurs couplages qui s'effectuent avec leurs résonateurs distribués. Cependant, en comparaison de la topologie de filtre interdigité, le filtre combine associe la technologie localisée et la technologie distribuée ce qui permet de réduire la longueur des résonateurs.

En effet, la topologie MCC est implémentée à l'aide de résonateurs composés d'une ligne distribuée et d'une capacité localisée. Cette capacité localisée a une dimension physique très faible et elle est souvent simple à réaliser. De plus, le stockage électrique est plus facile à réaliser dans les matériaux couramment utilisés qui ont une permittivité supérieure à 1. Néanmoins, pour les très basses fréquences (< 1 GHz), la longueur du résonateur distribué devient tout de même rédhibitoire.

Ce nouveau filtre ECC est une solution pour améliorer la compacité du filtre combine pour des fréquences très basses. Bien que cette solution soit entièrement en technologie

distribuée ou en technologie semi-localisée, nous arrivons à améliorer la compacité grâce à l'apport du Résonateur Multi-Sections.

321. Synthèse du filtre Combliné à Couplage Electrique

La synthèse du filtre ECC n'a jamais été abordée. En effet, cette nouvelle topologie de filtre est intéressante en termes de compacité seulement par l'apport du Résonateur Multi-Sections. De plus, en comparaison du filtre Combliné à Couplage Magnétique, le Résonateur Multi-Sections favorise le couplage électrique. Donc, le filtre ECC permet d'avoir une large bande passante tout en étant compact. La synthèse du filtre ECC est la suivante :

La représentation en éléments localisés de la fonction d'approximation Tchebycheff d'ordre N est présentée en Figure 102. Les coefficients (g_0 à g_N) résultent d'outils mathématiques disponibles dans [1].

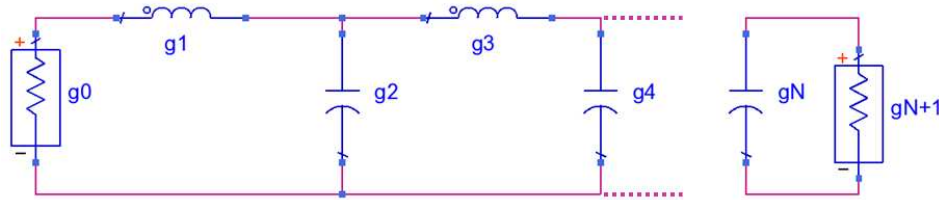


Figure 102 : Prototype passe-bas d'un filtre de Tchebycheff d'ordre N

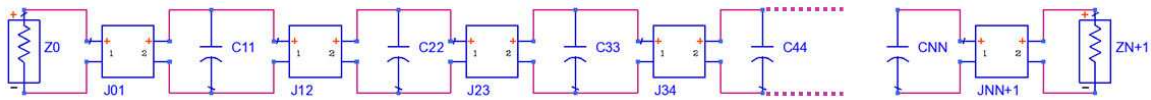
Nous allons normaliser notre circuit en impédance par une impédance caractéristique Z_0 . Nous allons également normaliser le circuit en fréquence par une fréquence de résonance F_0 (Eq. 3-18). De plus, nous transformons le prototype passe-bas en insérant des inverseurs d'admittance pour avoir un seul type de résonateur, ici sous forme de capacités. Les équations Eq. 3-18 à Eq. 3-21 permettent de calculer les inverseurs d'admittance. Ce prototype passe-bas avec inverseurs d'admittance est présenté en Figure 103.

$$C_{ii} = \frac{g_i}{W_0 \cdot Z_0} \quad \text{Avec } W_0 = 2\pi \cdot F_0 \text{ et Pour } i = 1 \text{ à } N \quad \text{Eq. 3-18}$$

$$J_{0,1} = \sqrt{\frac{C_{11}}{g_0 \cdot g_1}} \quad \text{Eq. 3-19}$$

$$J_{N-1,N} = \sqrt{\frac{C_{NN}}{g_N \cdot g_{N+1}}} \quad \text{Eq. 3-20}$$

$$J_{k,k+1} = \sqrt{\frac{C_{kk} \cdot C_{k+1,k+1}}{g_k \cdot g_{k+1}}} \quad \text{Pour } k = 1 \text{ à } N - 1 \quad \text{Eq. 3-21}$$


Figure 103 : Prototype passe-bas avec inverseurs d'admittance d'un filtre de Tchebycheff d'ordre N

Nous allons transformer le prototype de filtre passe-bas en prototype de filtre passe-bande. Cette transformation fréquentielle s'effectue avec les équations Eq. 3-22, Eq. 3-23 et Eq. 3-24. Le prototype passe-bande est présenté en Figure 104.

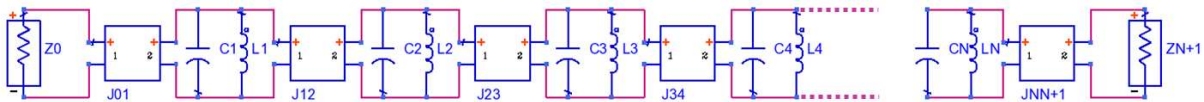
$$L_i = \frac{1}{\beta \cdot C_{ii}} \quad \text{Eq. 3-22}$$

$$C_i = \beta \cdot \frac{C_{ii}}{F0} \quad \text{Eq. 3-23}$$

$$\beta = \frac{F2 - F1}{F2 + F1} \quad \text{Eq. 3-24}$$

Avec :

- F1 : Fréquence de coupure basse à l'ondulation du filtre passe-bande
- F2 : Fréquence de coupure haute à l'ondulation du filtre passe-bande


Figure 104 : Prototype passe-bande avec inverseurs d'admittance d'un filtre de Tchebycheff d'ordre N

Les inverseurs d'admittance ont une équivalence circuit qui est présentée en Figure 105. Cette équivalence permet de faire apparaître un couplage capacitif entre les résonateurs. La Figure 106 montre un prototype de filtre Tchebycheff d'ordre N avec un couplage capacitif. Cette équivalence modifie les capacités des résonateurs qui deviennent :

$$C_{ii+1} = W0 \cdot J_{ii+1} \quad \text{Pour } i = 0 \text{ à } N \quad \text{Eq. 3-25}$$

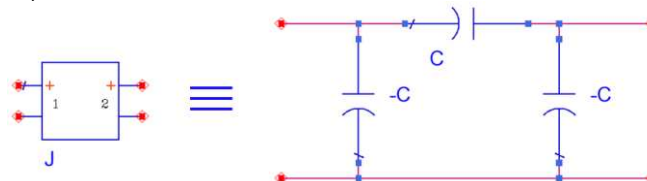
$$C1' = C1 - C12 - C01^e \quad \text{Eq. 3-26}$$

$$C01^e = \frac{C01}{1 + \left(\frac{W0 \cdot C01}{g0}\right)^2} \quad \text{Eq. 3-27}$$

$$C_N' = C_{NN} - C_{N-1N} - C_{NN+1}^e \quad \text{Eq. 3-28}$$

$$C_{NN+1}^e = \frac{C_{NN+1}}{1 + \left(\frac{W0 \cdot C_{NN+1}}{g_{N+1}}\right)^2} \quad \text{Eq. 3-29}$$

$$C_k' = C_k - C_{k-1,k} - C_{k,k+1} \quad \text{Pour } k = 2 \text{ à } N - 1 \quad \text{Eq. 3-30}$$


Figure 105 : Un inverseur d'admittance et son équivalence circuit

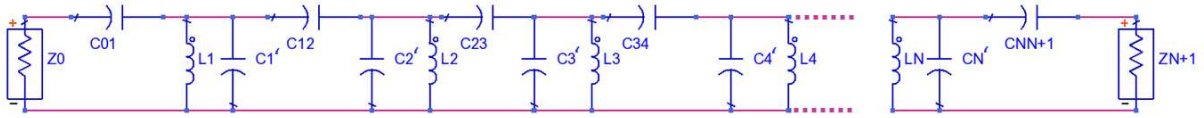


Figure 106 : Prototype passe-bande avec couplage capacitif d'un filtre de Tchebycheff d'ordre N

Le prototype passe-bande est composé d'éléments localisés. Cependant, nous voulons un filtre en lignes de transmission. Pour cela, il existe les transformations de Richards qui permettent le passage du localisé au distribué (Eq. 3-31 et Eq. 3-32). Le filtre passe-bande d'ordre N en ligne de transmission est présenté en Figure 107. Nous avons gardé les inductances en technologie localisée pour mieux les faire apparaître dans le filtre ECC.

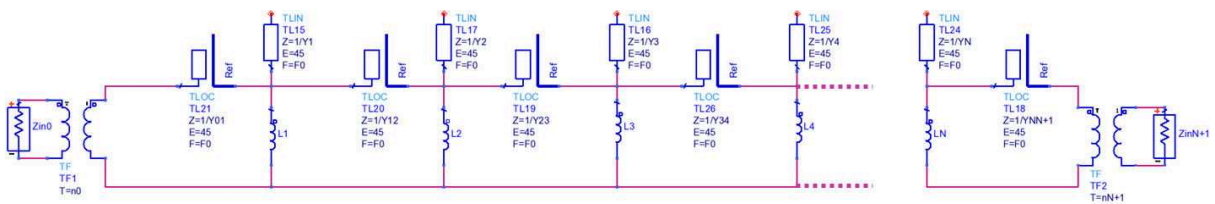


Figure 107 : Prototype passe-bande d'un filtre de Tchebycheff d'ordre N en lignes de transmission

Pour une longueur électrique de $\lambda/8$ (ou 45°), nous avons les transformations de Richards suivantes :

$$Y_i = C'_i \quad \text{Pour } i = 1 \text{ à } N \quad \text{Eq. 3-31}$$

$$Y_{i,i+1} = C_{i,i+1} \quad \text{Pour } i = 0 \text{ à } N \quad \text{Eq. 3-32}$$

$$Zin_0 = Z_0 \cdot n^2_0 \quad \text{Eq. 3-33}$$

$$Zin_{N+1} = Z_{N+1} \cdot n^2_{N+1} \quad \text{Eq. 3-34}$$

Le prototype passe-bande présenté précédemment est l'équivalent d'un filtre Combliné à Couplage Electrique ECC présentée en Figure 108. L'énergie magnétique de chaque résonateur se concentre dans les inductances donc nous avons un couplage à prédominance électrique entre les résonateurs distribués $\lambda/8$.

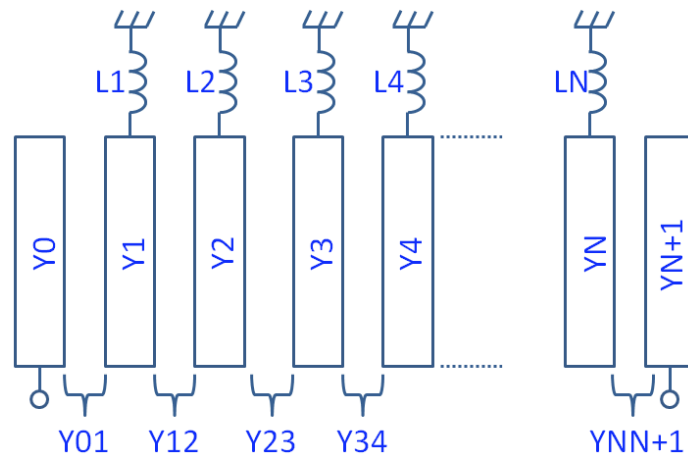


Figure 108 : Schéma du filtre Combliné à Couplage Electrique (ECC) d'ordre N

Comme évoqué en début de chapitre, le filtre ECC ne présente aucun avantage intrinsèque en comparaison du filtre MCC. Néanmoins, la grande différence entre le filtre MCC et ECC est la nature du couplage entre les résonateurs. Le couplage à prédominance électrique peut être un avantage car en l'occurrence le Résonateur Multi-Sections favorise ce couplage. Nous allons faire la conception d'un filtre ECC d'ordre 3 avec l'implémentation du Résonateur Multi-Sections.

La synthèse présentée précédemment sera reprise pour le filtre ECC d'ordre 3. Ensuite, nous modéliserons les résultats de synthèse sous ADS. Enfin, nous implémenterons le Résonateur Multi-Sections dans le filtre ECC d'ordre 3.

322. Modélisation d'un filtre ECC d'ordre 3

3221. Filtre ECC avec inductance localisée

Nous allons modéliser le filtre Combine à Couplage Electrique d'ordre 3 présenté en Figure 109. Les paramètres électriques et technologiques du filtre ECC sont présentés en Tableau 8. Ces paramètres sont les mêmes que pour les filtres interdigités du chapitre précédent (Tableau 5). Les coefficients de Tchebycheff pour un filtre d'ordre 3 et d'ondulation 0,1 dB sont $g_0 = g_4 = 1$; $g_1 = g_3 = 1,0315$ et $g_2 = 1,1474$.

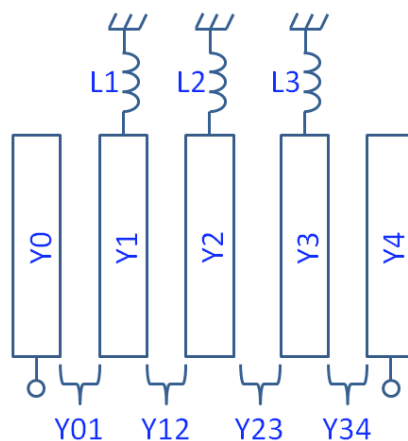


Figure 109 : Schéma du filtre Combine à Couplage Electrique (ECC) d'ordre 3

Tableau 8 : Paramètres électriques et technologiques du filtre ECC

Paramètres électriques		Paramètres technologiques	
Fréquence centrale (Fc)	125 MHz	Substrat	Rogers 4350
Bande passante relative à -3dB	40 %	Permittivité diélectrique	3,66
1 ^{er} harmonique	$\geq 3.F_0$	Tangente de pertes diélectrique	0.004
Adaptation dans la bande	≤ -15 dB	Colle substrat	Rogers 4450
Ordre du filtre	3	Hauteur du triplaque	1,5 mm
		Epaisseur du cuivre	17 μm
		Limite de gravure	150 μm

Le schéma électrique effectué avec ADS du filtre ECC est présenté en Figure 110 (a). La Figure 110 (b) montre la réponse de la simulation électrique du filtre ECC. Les paramètres physiques et électriques du filtre sont présentés dans le Tableau 9. Nous remarquons que les fentes entre les résonateurs de ce filtre (S01 et S12) sont impossibles à réaliser avec la limite de gravure de 150 μm . Donc, nous mettons en évidence l'intérêt de favoriser le couplage électrique (Résonateur Multi-Sections) pour permettre la réalisation du filtre ECC avec une bande passante relative de 40 %.

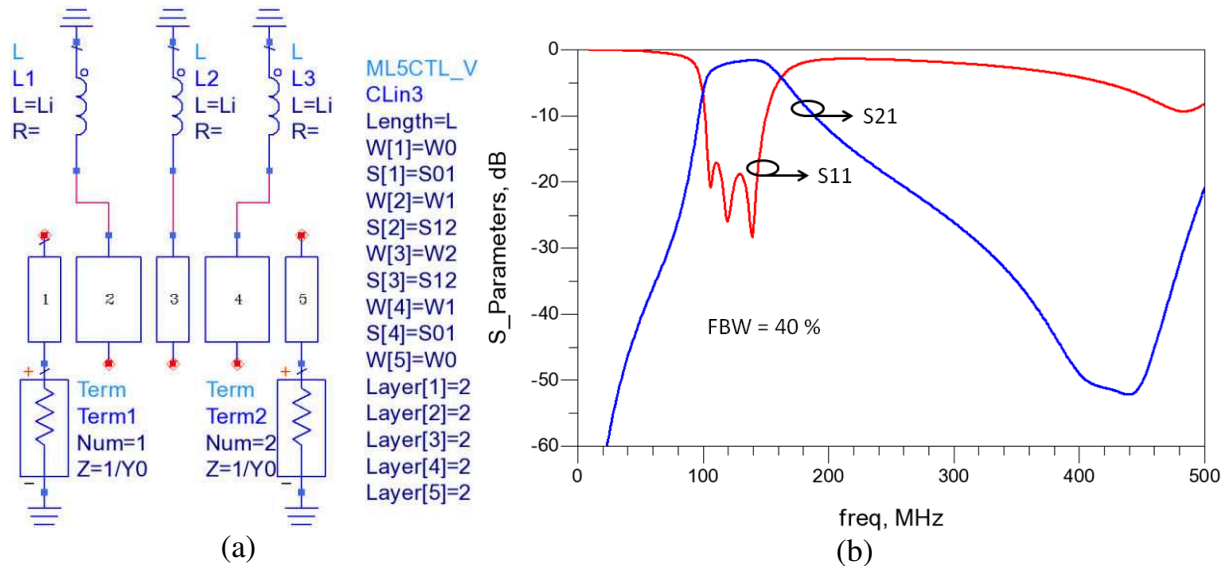


Figure 110 : Schéma électrique du filtre ECC avec inductance localisée (a) et la réponse de la simulation du filtre (b)

Tableau 9 : Paramètres physiques et électriques du filtre ECC avec des inductances localisées

Paramètres physiques et électriques	
W0	0,85 mm
W1	0,85 mm
W2	0,85 mm
S01	0,01 mm
S12	0,03 mm
L	155 mm
Z0	50 Ω
Li	32 nH

3222. Filtre ECC avec inductance semi-localisée

L'implémentation physique d'une inductance localisée est compliquée et elle est difficile à ajuster. Cependant, en technologie distribuée, une ligne inductive est beaucoup plus compacte qu'une ligne capacitive.

En technologie triplaque, l'équation suivante donne l'inductance linéique d'une ligne en fonction des paramètres physiques de la ligne et des paramètres technologiques.

$$L_0 = Z_0^2 \cdot \frac{5,55 \cdot 10^{-2} \cdot \epsilon_r}{\ln\left(\frac{3,81 \cdot H}{0,8 \cdot W_0 + t}\right)} \quad \text{Eq. 3-35}$$

Avec L_0 : l'inductance linéique (pH/mm)

Z_0 : L'impédance caractéristique de la ligne (Ω)

ϵ_r : la permittivité diélectrique relative du matériau (F/m)

H : la moitié de la hauteur du triplaque (mm)

W_0 : la largeur de la ligne (mm)

t : l'épaisseur de la ligne (mm)

La Figure 111 (a) montre un modèle en technologie à éléments distribués du filtre ECC. La réponse de la simulation est proposée en Figure 111 (b). Nous notons qu'il y a une bonne concordance avec la réponse du filtre ECC avec des inductances localisées.

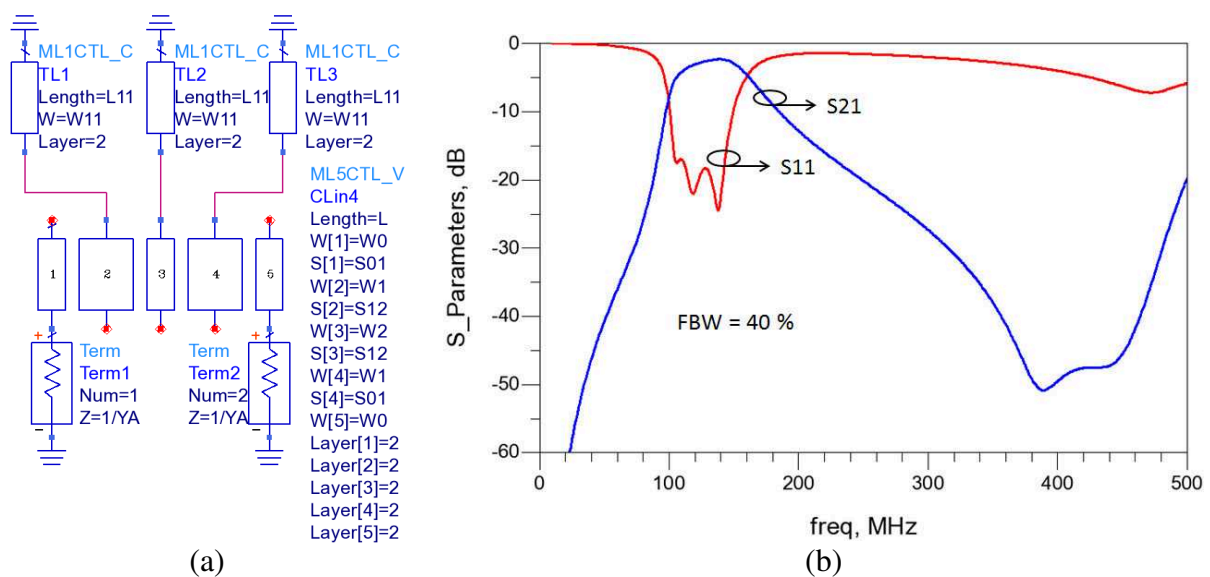


Figure 111 : Schéma électrique du filtre ECC avec inductance semi-localisée (a) et la réponse de la simulation du filtre (b)

323. Conception et réalisation du filtre ECC avec Résonateurs Multi-Sections

La conception du filtre ECC avec des Résonateurs Multi-Sections est faite par abaque comme pour le filtre interdigité. Le coefficient de couplage obtenu par la synthèse est implémenté physiquement par la fente entre les résonateurs (S01 et S12) et la largeur des lignes des résonateurs (W_0 , W_1 et W_2). La Figure 112 présente le masque du filtre ECC d'ordre 3. La partie capacitive du filtre est obtenue grâce aux Résonateurs 160-Sections et la partie inductive par une ligne à forte impédance en méandre. Le filtre ECC est très compact et présente l'avantage d'être large bande ($> 40\%$). La photo du filtre ECC est montrée en Figure 113. Afin d'améliorer la compacité du filtre ECC, nous avons choisi d'utiliser les accès « taperisés ». L'adaptation de ces accès s'effectue par l'ajout de capacités de bout situées au niveau du C.O. des résonateurs d'entrée.

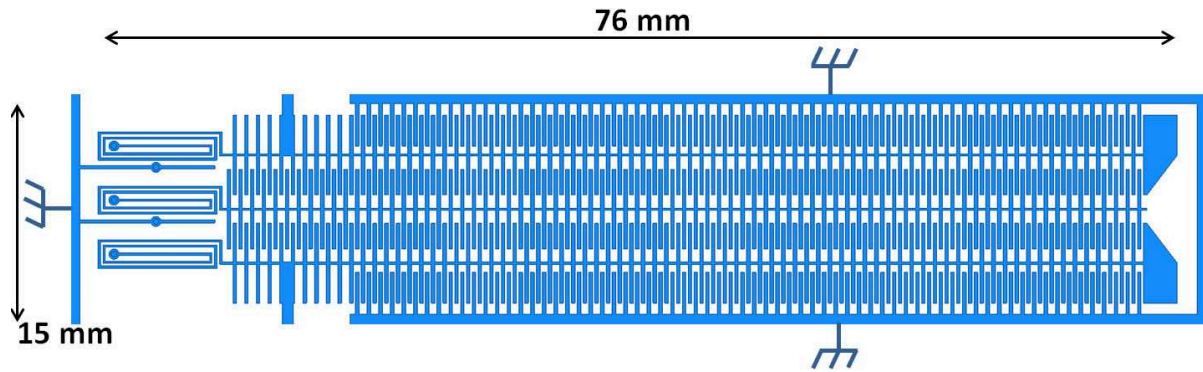


Figure 112 : Masque du filtre ECC avec Résonateur 160-Sections ordre 3

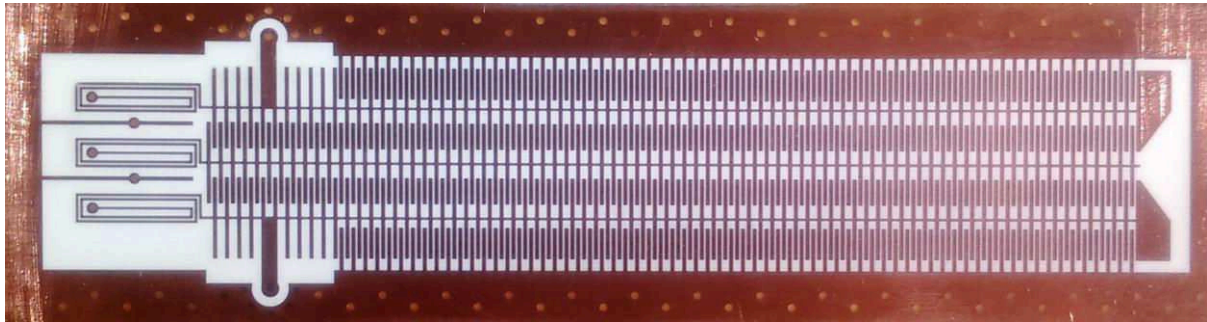


Figure 113 : Photo du filtre ECC avec Résonateur 160-Sections ordre 3

La Figure 114 montre les réponses de simulations et de mesures du filtre ECC ordre 3. Nous remarquons que les pentes autour de la bande passante ne sont pas symétriques. En effet, le filtre combine ECC a un effet passe-haut car il présente une capacité en série. Donc il présente une réjection plus forte sur la partie basse fréquence de la bande passante que sur la partie haute fréquence. Le filtre MCC produit l'effet inverse avec une inductance série.

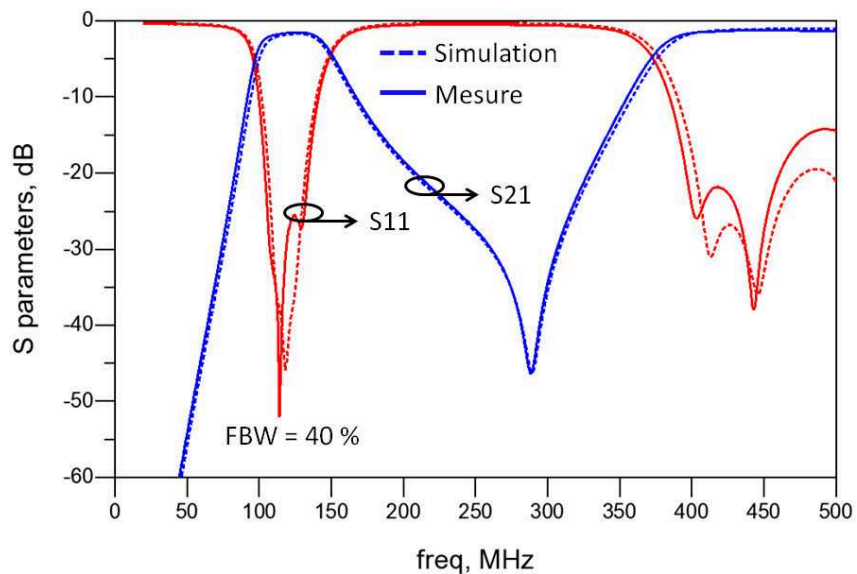


Figure 114 : Réponses de la simulation et de la mesure du filtre ECC avec Résonateurs 160-Sections

Comme pour le filtre interdigité à Résonateur Multi-Sections, nous pouvons montrer que l'augmentation de l'ordre du filtre à 5 n'apporte pas de difficulté majeure mis à part un temps de simulation plus important. La photo du filtre ECC d'ordre 5 est présentée en Figure 115 et les réponses de la simulation et de la mesure sont présentées en Figure 116.

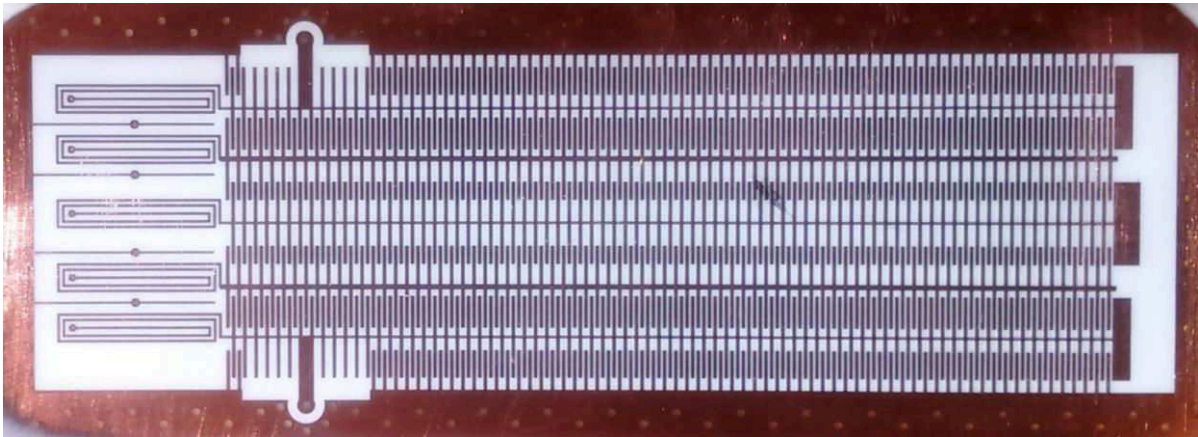


Figure 115 : Photo du filtre ECC avec Résonateur 160-Sections ordre 5

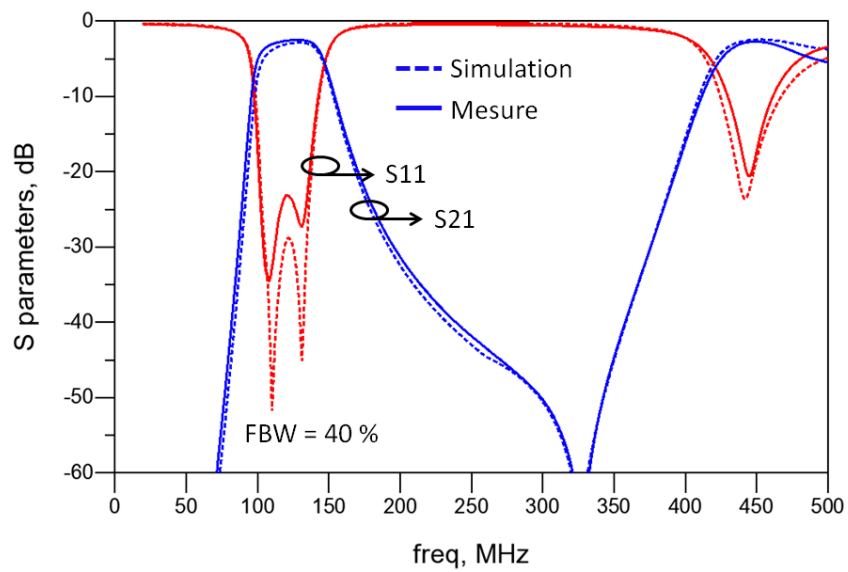


Figure 116 : Réponses de la simulation et de la mesure du filtre ECC avec Résonateur 160-Sections ordre 5

Conclusion

Ce chapitre a présenté la modélisation et l'étude de filtres à Résonateurs Multi-Sections. Nous avons montré l'intérêt de l'implémentation du nouveau résonateur présenté dans le chapitre 2 dans des topologies de filtres. Les topologies de filtres étudiées ont été choisies pour leur compacité intrinsèque.

La première partie s'est intéressée à la topologie de filtres interdigués. Cette topologie utilise des résonateurs quarts d'onde couplés ce qui la rend intrinsèquement compacte. La conception de filtres interdigués par des abagues a été présentée. Puis, nous avons implémenté le Résonateur Multi-Sections dans le filtre interdigué. Ensuite, nous avons comparé ce filtre à un filtre interdigué à résonateurs UIR de référence et à un filtre interdigué compact à résonateurs SIR. Les filtres ont été réalisés et mesurés et le nouveau filtre a montré une nette amélioration de la compacité. De plus, nous avons présenté une solution innovante qui est basée sur le repliement des résonateurs à base de ligne de transmission dans l'épaisseur d'un substrat multicouche. Les bénéfices de cette technique ont été démontrés à travers la conception et la réalisation d'un filtre en bande L. Une réduction de l'empreinte de 66% a été mise en évidence en comparaison avec le filtre interdigué de référence.

La deuxième partie a présenté une nouvelle topologie de filtres appelée combine à couplage électrique (ECC). Cette nouvelle topologie est très proche de la topologie de filtres combine connue. La différence entre ces deux topologies réside dans le type de couplage utilisé entre les lignes couplées. Nous avons présenté la synthèse de ce filtre et les simulations électrique du filtre. Ces résultats ont mis en évidence que la topologie de filtre ECC est avantageuse en raison de l'utilisation du Résonateur Multi-Sections. La conception et la réalisation de ce nouveau filtre ont été présentées. Le principal avantage de ce filtre est d'être totalement en éléments distribués. Les mesures ont montré une réponse large bande avec des pertes convenables. L'empreinte du filtre d'ordre 3 est de 76 mm par 15 mm pour une fréquence de résonance de 125 MHz.

Bibliographie du chapitre 3

- [1] G. L. Matthaei, “Interdigital Band-Pass Filters”, Microwave Theory and Techniques, IRE Transactions on, vol.10, no.6, pp.479, 491, November 1962
- [2] S. Caspi, J. Adelman, “Design of combline and interdigital filters with tapped-line input”, Microwave Theory and Techniques, IEEE 1988
- [3] C. Dening, “Using microwave CAD programs to analyse microstrip interdigital filters”, Microwave Journal, pp.147-152, March 1989

Conclusion générale et perspectives

L'objectif de cette thèse était d'apporter des solutions innovantes pour du filtrage large-bande compact en basses fréquences. Ces solutions devraient permettre de résoudre les problèmes d'encombrement et d'intégration des filtres actuels tout en gardant des performances électriques équivalentes.

Le premier chapitre a détaillé l'état de l'art des différentes solutions de filtres compacts. Nous avons abordé l'aspect technologique des filtres mettant en avant la technologie planaire. Cette dernière a pour principale avantage d'avoir une facilité d'intégration très importante mais elle présente un encombrement important pour les basses fréquences. Dans un premier temps, nous avons montré qu'il existe de nombreuses solutions topologiques pour améliorer la compacité des résonateurs (SIR...) et des filtres (Interdigité, Combliné...) en technologie planaire. Et dans un second temps, nous avons présentés des solutions technologiques complémentaires afin de diminuer l'encombrement des filtres (multicouche, substrat à forte permittivité diélectrique...).

Le second chapitre a présenté l'étude d'un nouveau résonateur compact nommé Résonateur Multi-Sections. En effet, comme les résonateurs sont des éléments encombrants d'un filtre et nous avons montré qu'il existait de nombreuses solutions topologiques pour améliorer leur compacité. L'objectif est d'étendre la topologie SIR à 2 sections vers un nombre de sections plus important pour être encore plus compact. Nous avons démontré que le Résonateur Multi-Sections était plus compact que le résonateur SIR pour un nombre de sections important. Ce nouveau résonateur possède de nombreux paramètres (le nombre de sections N , le rapport d'impédance K ...) qui influent sur la compacité. Nous avons étudié indépendamment l'influence de ces paramètres afin d'avoir le rapport de compacité optimal pour ce Résonateur Multi-Sections. En complément de l'étude des paramètres, nous avons modélisé les différents effets pouvant apparaître dans le résonateur. Nous avons montré qu'il existait différents effets influant sur la compacité en fonction du nombre de sections. Les perspectives d'amélioration du Résonateur Multi-Sections s'appuient sur les résultats précédant en favorisant l'apparition des effets favorables à la compacité.

Dans le dernier chapitre, nous avons mis en avant les avantages en termes de compacité du résonateur Multi-Sections à travers plusieurs topologies de filtre. Ainsi, les études effectuées en amont sur ces résonateurs ont permis de réduire l'encombrement global

des filtres. Nous avons ainsi conçu et réalisé un filtre interdigité à Résonateurs 66-Sections pour une fréquence centrale de 1,25 GHz et une bande passante relative à -3 dB de 40 %. Les résultats ont montré un rapport de compacité de 34 % en comparaison d'un filtre interdigité de référence pour des performances électriques équivalentes. Une autre réalisation de filtre interdigité à Résonateurs Multi-Sections a été effectuée pour une fréquence centrale de 125 MHz. Nous avons montré une division par 4 de la taille du filtre à Résonateurs 260-Sections en comparaison d'un filtre interdigité de référence. Nous avons également montré que nous pouvons cumuler les différentes solutions proposées dans le Chapitre 1 par l'association du multicouche et du Résonateur Multi-Sections. Les résultats ont montré une réduction de l'empreinte par 12.

Une nouvelle topologie de filtre nommée filtre Combliné à Couplage Electrique (ECC) a été également présentée. Le premier avantage de cette nouvelle topologie est d'être entièrement réalisable en technologie planaire en comparaison du filtre Combliné à Couplage Magnétique (MCC). Le second avantage du filtre Combliné à Couplage Electrique est d'utiliser la structure du résonateur Multi-Sections pour favoriser le couplage électrique. Un filtre ECC à Résonateurs 160-Sections a été réalisé et a montré une dimension de 76 mm * 15 mm pour une fréquence de centrale de 125 MHz et une bande passante relative de 40 %.

Nous pouvons donner quelques perspectives d'étude de ces travaux de recherche. Nous avons montré plusieurs solutions non-exhaustives pour améliorer la compacité du Résonateur Multi-Sections. Ces solutions de compacité ont montré que les sections proches du Court-Circuit n'amélioreraient pas la compacité du résonateur. En effet, le Résonateur Multi-Sections favorise le stockage d'énergie électrique alors que l'énergie proche du Court-Circuit est principalement magnétique. Donc, il faudrait trouver une solution pour favoriser le stockage magnétique afin d'améliorer la compacité du résonateur.

De plus, l'intérêt porté sur la modélisation des effets du Résonateur Multi-Section nous a permis d'améliorer la compacité du résonateur en optimisant certains effets. L'ajout de nouveaux éléments peut permettre d'optimiser la compacité du résonateur.

Nous avons également montré que nous pouvons associer différentes solutions de compacité. L'exemple présenté dans ces travaux de recherche est la combinaison d'une solution topologique (Résonateur Multi-Section) avec une solution technologique

(multicouche). Cependant, il est possible d'améliorer la compacité grâce aux autres solutions de compacité présentées dans le Chapitre 1. Les substrats à haute permittivité sont, par exemple, des solutions complémentaires aux filtres interdigités basés sur des Résonateurs Multi-Sections repliés.

Nous avons montré l'apport en compacité du Résonateur Multi-Sections sur les topologies de filtre telles que la topologie de filtre interdigité et la topologie de filtre Combliné. Les autres topologies de filtre présentées dans le Chapitre 1 peuvent également être plus compactes avec ce nouveau résonateur. De plus, au-dessus des 5 GHz, il serait intéressant d'utiliser l'air comme milieu de propagation pour diminuer les pertes. Cependant, les dimensions des filtres sont importantes car la permittivité diélectrique est égale à 1. Le Résonateur Multi-Sections serait alors une solution topologique de compacité pour avoir un compromis entre les pertes et la compacité des filtres.

Résumé

Titre : Etude de filtres hyperfréquences compacts à basse fréquence.

Les développements récents des systèmes hyperfréquences conduisent à des contraintes drastiques sur la taille et le coût des composants, et en particulier sur les Filtres Passe-Bande (BPF). L'objectif de cette thèse était d'apporter des solutions innovantes pour du filtrage large-bande compact en basses fréquences. Nous avons proposé deux solutions topologiques de compacité.

La première solution est axée sur l'amélioration de la compacité des résonateurs grâce au résonateur multi-sections. Cette topologie a été théorisée et modélisée afin de l'optimiser. La compacité apportée par le résonateur multi-sections a été démontrée à travers la réalisation de filtres interdité. La deuxième solution est une nouvelle topologie du filtre combine appelée filtre combine à couplage électrique (ECC). Nous avons également montré que ces solutions topologiques sont compatibles avec d'autres solutions technologiques de compacité (multicouche...).

Ces solutions permettent de résoudre les problèmes d'encombrement et d'intégration des filtres actuels tout en gardant des performances électriques équivalentes.

Mot Clés : Micro-ondes, filtre passe-bande, résonateur multi-sections, SIR, triplaque, compacité.

Abstract

Title : Study of low frequency compact microwave filters

Recent developments in microwave systems lead to drastic constraints on the size and cost of components, and in particular on Passband Filters (BPF). The aim of this thesis was to provide innovative solutions for low band compact broadband filtering. We proposed two topological solutions of compactness.

The first solution focuses on improving the compactness of the resonator thanks to the multi-sections resonator. This topology has been theorized and modeled to optimize it. The compactness provided by the multi-sections resonator has been shown by the realization of interdigital filters. The second solution is a new topology of the combline filter, electrical coupling combline filter (ECC). We have also shown that these topological solutions are compatible with other technological solutions of compactness (multilayer ...).

These solutions solve the size and integration problems of current filters with equivalent electrical performance.

Key-word : Micro-wave, bandpass filter, multi-sections resonator, SIR, stripline, compactness.