

Université de Limoges

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

Laboratoire XLIM

Thèse pour obtenir le grade de
Docteur de l'Université de Limoges

Discipline et Spécialité : Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes

Présentée et soutenue par

AHMAD HAIDAR

Le 13 décembre 2018

**Synthèse de filtres hyperfréquences prenant en compte le
comportement dispersif des couplages**

Thèse dirigée par : Stéphane Bila et Hussein Ezzeddine

JURY :

Président du jury

M. Matthieu Chatras Professeur des Universités à l'Université de Limoges

Rapporteurs

M. Emmanuel Pistono Maitre de Conférences (HDR) à l'Université Grenoble Alpes

M. Cédric Quendo Professeur des Universités à l'Université de Bretagne Occidentale

Examineurs

M. Anthony Ghiotto Maitre de Conférences (HDR) à Bordeaux INP

M. Stéphane Bila Directeur de Recherche au CNRS

M. Hussein Ezzeddine Enseignant-chercheur à Jwaya University College of Technology

Invités

M. Ludovic Carpentier Ingénieur au Centre National d'Etudes Spatiales (CNES)









Remerciements

Les travaux présentés dans ce manuscrit ont été effectués au sein de l'équipe MACAO (Méthodes AVancées de Conception par l'Analyse et l'Optimisation) de l'Institut de Recherche XLIM UMR CNRS 6172, dirigée par Monsieur Nicolas Delhote, Maître de Conférences à l'Université de Limoges. Je lui exprime ma plus profonde reconnaissance pour m'avoir accueilli dans son équipe.

Je tiens également à remercier Monsieur Dominique Baillargeat pour m'avoir accueilli au sein de son laboratoire et m'avoir offert l'opportunité de réaliser cette thèse.

Je tiens à témoigner ma reconnaissance envers les membres de mon jury. Merci à Monsieur Emmanuel Pistono et Monsieur Cédric Quendo de m'avoir fait l'honneur de juger mon travail et d'être les rapporteurs de cette thèse.

J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur Olivier Tantot, Maître de Conférences à l'Université de Limoges, d'avoir m'aider à réaliser mes véhicules de test durant ma thèse. Et en parallèle je remercie Monsieur Aurélien Perigaud, Ingénieur de Recherche pour les échanges qui ont eu lieu au cours de ces trois années.

J'assure de mon entière reconnaissance à Madame Marie Claude Lerouge (secrétaire de l'axe SRF), de sa disponibilité, sa gentillesse et son aide dans toutes les tâches administratives.

Merci pour toute l'équipe MACAO pour leur sympathie et la bonne ambiance quotidienne : Ali Dia (Chazrato wloo), Aymen Abdelghani (professionnel), Julien George (la meilleure tarte au citron), Etienne Laplanche (le syndicaliste), Anthony Delage (Hulk), Chaimaa El Hajjaji (la bonne humeur), Johann Sence (good boy), et tous les autres pour leur bienveillance.



Ces remerciements ne peuvent s'achever, sans remercier mes amis hors labo : Youssef Awala (l khaliji), Oussama Mortada (le philosophe), Karim Yazbeck (Jalla), Abdel Halim Zahr (Bargalona), Karima Beih (Zamilte w marto la Abdel ma tbasbso zleh), Houssein Hamoud (Ta7ya lja2a2er), Mostafa Sabra (ahla zalame), Ali El Hajj (tene ahla zalame), Kaouthar Zraibi (naruto) Mohamad Hajjar (agal l manta2a), Rami Daher (abo l ror), Hassan Awad (pharmachene), Hadi Diab (l jar), Khaled Hallak (wa22a3 chi...), Ali Akil (kaher la routine), Mahmoud Bohlok (abo zadal), Tarek Rammal (l khaweja), Mohamad Majed (l maszoul) et je remercie également mes amis de jazirat l araneb : Hussein Issawi (l coach), Leena Zawwel (mfa23ito la hussein bass byestehel), Nour Ghazzoui (l nachat wei répondeur l ghalat).

Je souhaite remercier infiniment Monsieur Stéphane Bila, Chargé de recherches au CNRS et également Monsieur Hussein Ezzeddine pour leur aide et leur disponibilité tout le long de ces trois années, qui ont largement contribué à l'encadrement de ces travaux.

Enfin, le plus fort de mes remerciements se dirige à ma famille au Liban. Ma mère (Khawla Youssef), mon père (Abbas Haidar), mon frère (Houssein Haidar) et ma sœur (Malak Haidar).

Un immense merci pour ma famille en France : Papy (Georges Réviller), mamie (Catherine Réviller), ma tante (Evelyne Haidar), mon oncle (Naef Haidar), ma cousine (Léa Haidar) et mon cousin préféré adoré (Jade Haidar), pour tous ce que vous m'avez donné pour que j'arrive là où j'en suis maintenant. Je suis plein de gratitude, d'amour inconditionnel et mon profond respect pour eux.



Droits d'auteurs

Cette création est mise à disposition selon le Contrat :

« **Attribution-Pas d'Utilisation Commerciale-Pas de modification 3.0 France** »

disponible en ligne : <http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/fr/>



Table des matières

INTRODUCTION GÉNÉRALE.....	17
CHAPITRE I. ETAT DE L'ART DES FILTRES HYPERFREQUENCES A COUPLAGES DISPERSIFS.....	7
I.1. Introduction	9
I.2. La synthèse des filtres à résonateurs couplés avec des couplages indépendants de la fréquence.....	9
I.2.1. Fonction de transfert	9
I.2.2. Modèle électrique en éléments localisés et matrice de couplage	12
I.3. Synthèse des filtres à résonateurs- couplés avec des couplages dépendants de la fréquence	18
I.4. Implémentation physique de couplages dispersifs	21
I.4.1. Couplage dispersif obtenu par plot capacitif.....	21
I.4.2. Couplage dispersif par introduction d'un élément résonant parasite [33].....	22
I.4.3. Couplage dispersif obtenu par un stub	25
I.5. Mise en évidence d'un couplage dispersif.....	27
I.5.1. Couplage par plot capacitif	27
I.5.2. Modélisation par circuit équivalent.....	29
I.5.3. Placement du zéro de transmission	30
I.5.4. Conception et réalisation d'un filtre 4 pôles à couplage dispersif	33
I.6. Conclusion.....	39
CHAPITRE II. CONCEPTION ET REALISATION DE FILTRES HYPERFREQUENCES A COUPLAGES DISPERSIFS	41
II.1. Introduction	43
II.2. Nouveaux éléments à couplage dispersif.....	44
II.2.1. Plot en forme de marteau	46
II.2.2. Iris replié.....	52
II.2.3. Iris en forme de G	59
II.2.4. Iris en forme de +.....	61
II.3. Conception de filtres multi-bandes à couplages croisés dispersifs	63
II.3.1. Filtre à couplage croisé dispersif négatif	63
II.3.2. Filtre à couplage croisé dispersif positif	68
II.3.3. Application à des spécifications pour la 5G	70
II.4. Conclusion	73
CHAPITRE III. INTEGRATION D'ELEMENTS DE COUPLAGE DISPERSIFS DANS DES STRUCTURES DE FILTRAGE EN LIGNE	75
III.1. Introduction.....	77
III.2. Synthèse de filtres en ligne à couplages dispersifs.....	80



III.2.1. Structure en ligne initiale	80
III.2.2. Génération de zéros de transmission par intégration de couplages dispersifs.....	81
III.2.2.1. Topologie avec deux couplages négatifs et un couplage positif	82
III.2.2.2. Topologie avec deux couplages positifs et un couplage négatif.....	83
III.2.2.3. Topologie avec trois couplages négatifs	84
III.2.2.4. Topologie avec trois couplages positifs	85
III.2.3. Conception de filtres en ligne à couplages dispersifs.....	86
III.2.3.1. Filtre 4 pôles avec deux couplages positifs et un couplage négatif.....	87
III.2.3.2. Filtre 4 pôles avec trois couplages négatifs	89
III.3. Synthèse de filtres à couplages d'entrée-sortie dispersifs.....	92
III.3.1. Structure à 2 pôles en ligne à couplages d'entrée-sortie dispersifs	92
III.3.2. Synthèse de filtres à couplages d'entrée-sortie et inter-résonateurs dispersifs.....	96
III.3.2.1. Filtre 4 pôles en ligne.....	96
III.3.2.2. Filtres à couplages croisés (non adjacents)	97
III.4. Conclusion.....	100
CONCLUSION GÉNÉRALE	101
ANNEXES.....	113



Table des illustrations

Figure 1: Différentes applications pour la 5G [1]	1
Figure 2: Spectre de fréquences pour la 5G [3].....	3
Figure I-1: Fonction de transfert d'un filtre passe bande idéal.....	10
Figure I-2: Circuit électrique équivalent à un filtre passe bande.....	13
Figure I-3: Diagramme de couplage d'un filtre 4 pole avec 4 zéros de transmission [14].....	14
Figure I-4: Diagramme de couplage correspondant à la matrice de couplage M	15
Figure I-5: Topologies de couplage réalisant une fonction d'ordre 4 ayant 2 zéros de transmission, (a) : cas symétrique, (b) : cas dissymétrique	16
Figure I-6: Réponse en fréquence du filtre asymétrique 4-pôle avec trois zéros de transmission	19
Figure I-7: Réponse en fréquence du filtre asymétrique 4-pôle avec trois zéros de transmission	20
Figure I-8: Vue de dessus du filtre guide d'onde WR-90avec plot capacitif (unité: millimètre) [25]...	21
Figure I-9: Simulation et mesure du filtre à plot capacitif [25].....	22
Figure I-10: Résultats de simulation du guide d'ondes chargé avec deux résonateurs en forme de C ..	23
Figure I-11: Résultats de simulation du guide d'ondes chargé avec deux résonateurs strip-line	23
Figure I-12: Prototype du filtre en guide d'onde WR-28.....	24
Figure I-13: Résultats de simulation et de mesure du filtre en guide d'ondes	24
Figure I-14: Filtre 3 pôles paramétré et conçu en technologie guide d'ondes intégré au substrat (SIW) [35]	25
Figure I-15: Comparaison entre les paramètres [S] simulés et mesurés [35].....	26
Figure I-16: Réponse électromagnétique de la structure à cavités couplées (1) avec un iris inductif et (2) avec un plot capacitif	27
Figure I-17: Répartition du champ électrique au premier mode de résonance des deux cavités couplées (couplage positif).....	28
Figure I-18: Répartition du champ électrique au premier mode de résonance des deux cavités couplées (couplage négatif).....	28
Figure I-19: Diagramme de couplage dispersif	29
Figure I-20: Paramètres [S] de la structure à cavités couplées obtenues par un modèle électromagnétique et un circuit équivalent.....	30
Figure I-21: Paramètres [S] pour différentes dimensions X_p du plot capacitif.....	31
Figure I-22: Paramètres [S] pour différentes dimensions Y_p du plot capacitif.....	31
Figure I-23: Modèle Matlab donnant F_{ZS} (la fréquence du zéro de transmission) en fonction des dimensions du plot Y_p et X_p	32
Figure I-24: Modèle Matlab donnant M_{12_1} en fonction des dimensions du plot Y_p et X_p	33
Figure I-25: Circuit équivalent du filtre 4 pôles à couplage croisé ($M_{14} \neq 0$)	34



Figure I-26: Réponse en circuit équivalent du filtre 4 pôles à couplage croisé dispersif	35
Figure I-27: Structure du filtre 4 pôles par plot capacitif	37
Figure I-28: Paramètres [S] obtenus par circuit équivalent, simulation électromagnétique et mesure de prototype du filtre 4 pôles à couplage dispersif.....	37
Figure II-1: Modèle de circuit équivalent pour le couplage inter-résonateur dispersif	45
Figure II-2: Réponse de circuit équivalent pour un filtre deux pole à couplage dispersif.....	45
Figure II-3: Structure de filtre deux pôles avec un plot en forme de marteau.....	47
Figure II-4: Paramètres [S] obtenus par simulation électromagnétique pour des différentes hauteurs H_M de plot en forme de marteau	47
Figure II-5: Paramètres [S] obtenus par simulation électromagnétique pour des différents largeurs L_M de plot en forme de marteau	48
Figure II-6: Prototype d'un filtre deux pôles à couplage dispersif positif (plot en forme de marteau) .	49
Figure II-7: Paramètres [S] obtenus par circuit équivalent, simulation électromagnétique et mesure de prototype du filtre 2 pôles à couplage dispersif positif	49
Figure II-8: Comparaison des couplages théoriques (a) et extraits de la mesure (b) pour le filtre deux pôles à couplage positif (marteau).....	50
Figure II-9: Prototype d'un filtre deux pole à couplage dispersif négatif (plot en forme de marteau) ..	51
Figure II-10: Paramètres [S] obtenus par circuit équivalent, simulation électromagnétique et mesure de prototype du filtre 2 pôles à couplage dispersif négatif	51
Figure II-11: Comparaison des couplages théoriques (a) et extraits de la mesure (b) pour le filtre deux pôles à couplage positif (marteau).....	52
Figure II-12: Structure de filtre deux pole avec un plot en forme d'iris replié	54
Figure II-13: Paramètres [S] obtenus par simulation électromagnétique pour des différentes hauteurs H_{iris} de l'iris replié	54
Figure II-14: Paramètres [S] obtenus par simulation électromagnétique pour des différents largeurs L_{iris} de l'iris replié	55
Figure II-15: Prototype d'un filtre deux pole à couplage dispersif positif (iris replié).....	56
Figure II-16: Paramètres [S] obtenus par circuit équivalent, simulation électromagnétique et mesure du prototype de filtre 2 pôles à couplage dispersif positif.....	57
Figure II-17: Comparaison entre les diagrammes de couplage du filtre deux pôles à couplage positif (iris replié) de la matrice théorique (a) et celui extrait de la mesure (b)	57
Figure II-18: Prototype du filtre deux pôles à couplage dispersif négatif (iris replié)	58
Figure II-19: Paramètres [S] obtenus par circuit équivalent, simulation électromagnétique et mesure de prototype du filtre 2 pôles à couplage dispersif négatif	58
Figure II-20: Comparaison entre les diagrammes de couplage du filtre deux pôles à couplage négatif (iris replié) de la matrice théorique (a) et celui de la mesure (b).....	59
Figure II-21: Structure de filtre deux pôles avec un iris en forme de G.....	60



Figure II-22: Paramètres [S] obtenus par simulation électromagnétique pour des différents largeurs L_B de l'iris en forme de G.....	60
Figure II-23: Structure de filtre deux pôles par iris en forme de +.....	61
Figure II-24: Paramètres [S] obtenus par simulation électromagnétique pour différentes largeurs L_C de l'iris en forme +.....	62
Figure II-25: Diagramme de couplage du filtre six pôles multi-bande à couplage croisé dispersif négatif obtenu par optimisation du circuit équivalent.....	63
Figure II-26: Paramètres [S] obtenus avec le diagramme de couplage présenté à la figure II-25, en considérant soit un couplage croisé non dispersif entre les résonateurs 1 et 6, soit un couplage croisé dispersif (valeur négative).....	64
Figure II-27: Filtre six pôles bi-bande à couplage dispersif négatif (plot capacitif).....	65
Figure II-28: Paramètres [S] obtenus par simulations du circuit équivalent et du modèle électromagnétique.....	65
Figure II-29: Prototype du filtre six pôles bi-bande (guide d'onde) avec un couplage dispersif négatif (plot capacitif).....	66
Figure II-30: Paramètres [S] obtenus par les simulations du modèle électromagnétique et les mesures.....	67
Figure II-31: Diagramme de couplage du filtre six pôles multi-bande à couplage croisé dispersif négatif extrait de la mesure.....	67
Figure II-32: Diagramme de couplage du filtre six pôles multi-bande à couplage croisé dispersif positif obtenu par optimisation du circuit équivalent (couplage négatif non-dispersif entre les résonateurs 1 et 2).....	69
Figure II-33: Diagramme de couplage du filtre six pôles multi-bande à couplage croisé dispersif positif obtenu par optimisation du circuit équivalent ((couplage négatif non-dispersif entre les résonateurs 2-5 et 3-4).....	69
Figure II-34: Paramètres [S] obtenus avec le diagramme de couplage présenté à la figure II-33, en considérant soit un couplage croisé non dispersif entre les résonateurs 1 et 6, soit un couplage croisé dispersif (valeur positive).....	70
Figure II-35: Filtre bi-bande à couplage dispersif : structure en guide d'ondes (a) et diagramme de couplage(b).....	71
Figure II-36: Paramètres[S] obtenus par simulation du circuit équivalent et du modèle électromagnétique pour le filtre bi-bande.....	72
Figure III-1: Topologie de filtre à pôles extraits [40].....	77
Figure III-2: Modèle électromagnétique et maquette du filtre 3 pôles à couplages mixtes [42].....	78
Figure III-3: Paramètres [S] mesurés du filtre 3 pôles comparés avec ceux du modèle électromagnétique [42].....	79
Figure III-4: Diagramme de couplage non dispersif.....	80
Figure III-5: Paramètres [S] obtenus par le diagramme de couplage présenté à la figure III-4.....	81
Figure III-6: Diagramme de couplage avec deux couplages dispersifs négatifs et un positif.....	83



Figure III-7: Paramètres [S] obtenus avec le diagramme de couplage présenté sur la figure III-6	83
Figure III-8: Diagramme de couplage avec deux couplages dispersifs positifs et un négatif	84
Figure III-9: Paramètres [S] obtenus avec le diagramme de couplage présenté sur la figure III-8	84
Figure III-10: Diagramme de couplage avec trois couplages dispersifs négatifs	85
Figure III-11: Paramètres [S] obtenus avec le diagramme de couplage présenté sur la figure III-10 ...	85
Figure III-12: Diagramme de couplage avec trois couplages dispersifs positifs	86
Figure III-13: Paramètres [S] obtenus avec le diagramme de couplage présenté sur la figure III-12 ...	86
Figure III-14: Structure du filtre 4 pôles en ligne avec deux couplages dispersifs positifs et un négatif	88
Figure III-15: Paramètres[S] obtenus par la simulation du modèle électromagnétique du filtre 4 pôles en ligne avec deux couplages dispersifs positifs et un négatif	89
Figure III-16: Structure du filtre 4 pôles en ligne avec trois couplages dispersifs négatifs	90
Figure III-17: Paramètres[S] obtenus par la simulation du modèle électromagnétique du filtre 4 pôles en ligne avec trois couplages dispersifs négatifs	91
Figure III-18: Diagramme de couplage du filtre deux pôles à couplages d'entrée-sortie dispersifs	92
Figure III-19: Paramètres [S] obtenus avec le diagramme de couplage présenté sur la figure III-18 ...	93
Figure III-20: Paramètres [S] obtenus pour des différentes valeurs des termes dispersifs	93
Figure III-21: Structure du filtre 2 pôles à couplages d'entrée sortie dispersifs	95
Figure III-22: Paramètres[S] obtenus par la simulation du modèle électromagnétique du filtre 2 pôles à couplages entrée-sortie dispersifs	95
Figure III-23: Diagramme de couplage avec trois couplages inter-résonateurs positifs et deux couplages entrée-sortie négatifs	96
Figure III-24: Paramètres [S] obtenus avec le diagramme de couplage de la figure III-23	96
Figure III-25: Diagramme du couplage dispersif pour un triplet	97
Figure III-26: Paramètres [S] obtenus avec le diagramme de couplage de la figure III-25	97
Figure III-27: Diagramme du couplage du filtre 6 pôles bibande sur spécifications 5G	99
Figure III-28: Paramètres [S] obtenus avec le diagramme de couplage de la figure III-27	99



Table des tableaux

Tableau I-1: Comparaison des grandeurs caractéristiques obtenues par simulation électromagnétique et en mesure.....	38
Tableau II-1: Spécifications prises à titre d'exemple pour les bandes millimétriques en 5G	72
Tableau III-1: dimensions des éléments de couplage dispersif pour la structure décrite sur la figure III-14.....	88
Tableau III-2: dimensions des éléments de couplage dispersif pour la structure décrite sur la figure III-16.....	90
Tableau III-3: dimensions des éléments de couplage dispersif pour la structure décrite sur la figure III-21	94
Tableau III-4: Spécifications prises à titre d'exemple pour les bandes millimétriques en 5G	98





INTRODUCTION GÉNÉRALE



INTRODUCTION GENERALE

De nos jours, le domaine des communications modernes connaît une évolution très rapide. Les applications sans fil se sont multipliées : téléphonie mobile, accès Internet haut débit sans fil et contenus multimédia en 4G et bientôt 5G.

La technologie 4G ne peut pas répondre à certains challenges qui se profilent aujourd'hui, tels que la réduction de la consommation ou l'encombrement spectral.

La technologie 5G représente l'ultime évolution des communications en réseau atteignant des vitesses de téléchargement pouvant aller jusqu'à 20 gigabits par seconde.

Ses caractéristiques sont appelées à satisfaire, comme schématisé la figure 1, les besoins pour :

- La ville intelligente (Smart-city) dont l'infrastructure pourra être gérée efficacement, grâce à des réseaux de capteurs pour optimiser la consommation énergétique et l'exploitation des ressources.
- La maison connectée qui pourra également être gérée efficacement en terme de ressources ou encore être pilotée et sécurisée à distance.
- Les transports connectés, avec particulièrement l'apparition des voitures autonomes, qui permettra d'optimiser et de sécuriser le réseau routier.

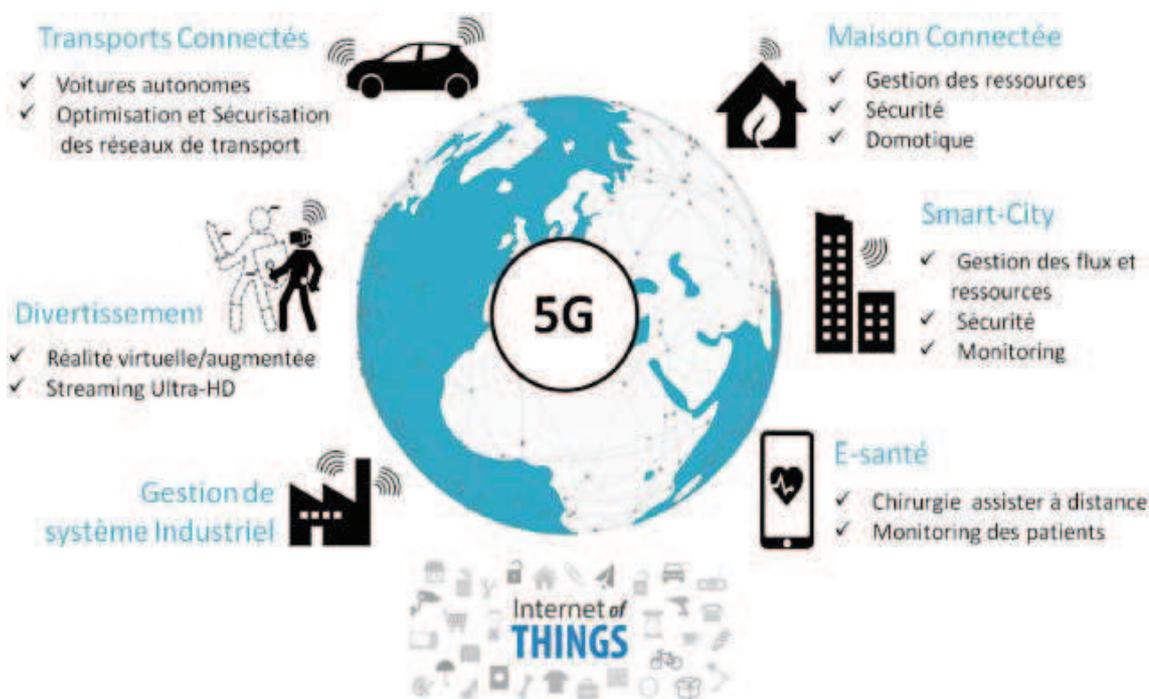


Figure 1: Différentes applications pour la 5G [1]

L'intégration de ces services est devenue un driver important pour le développement des systèmes de communication modernes qui nécessitent des bandes de fréquence plus larges et l'exploration de solutions à des fréquences plus élevées.

Dans cette perspective, nous avons décidé d'orienter le travail de cette thèse vers la recherche de solutions qui mèneraient au développement des dispositifs de filtrage larges bandes voire multibandes pour les systèmes de communication modernes sans fil.

Spécifications pour la 5G

A partir des projections sur les marchés que devra soutenir la 5G, il est possible de dégager plusieurs tendances quant aux spécifications. Comme aucun standard ne verra le jour avant 2019, ces spécifications seront sujettes à modifications. Cependant elles restent un indicateur de ce à quoi ressemblera le réseau mobile de demain.

Les principales spécifications fixées à ce jour concernent :

- Un temps de latence, compris entre 1 et 5 ms, indispensable pour tout système devant fonctionner en temps réel pour des questions de sécurité, tel qu'un véhicule autonome ou la chirurgie à distance [1]. L'objectif consiste aussi à offrir à l'utilisateur une sensation d'accès instantané au contenu qui l'intéresse.
- Une augmentation du débit de données, de l'ordre de 10 Gb/s qui est 10 fois le débit disponible aujourd'hui en 4G pour les applications mobiles. Comme pour le temps de latence et l'augmentation du débit est synonyme de confort d'utilisation.
- Une amélioration de la couverture du réseau, 1000 fois supérieure à celle disponible en 2010 pour un accès quel que soit l'endroit où l'utilisateur se trouve, même en mobilité.
- Une réduction de 90% de la consommation d'énergie pour limiter l'impact sur l'environnement, augmenter l'autonomie des appareils et réduire les coûts. Par exemple, l'objectif de durée de vie d'une batterie de capteur connecté est d'environ 10 ans.

Afin de supporter un trafic et un débit toujours plus importants, la 5G devra étendre ses bandes de fréquences au-delà de celles habituellement utilisées dans les communications mobiles. Cela inclut aussi bien les bandes de fréquences jusqu'à 6 GHz que les fréquences millimétriques.

En effet durant la conférence "World Radiocommunication Conference" qui s'est tenue en 2015 à Genève (WRC-2015), l'Union Internationale des Télécommunications (International Telecommunication Union - ITU) met en avant les bandes de fréquences comprises entre 24 GHz et 86 GHz, avec un intérêt particulier pour la bande de fréquence autour de 28 GHz pour le développement de la future 5G [2]. Actuellement, l'ensemble des bandes de fréquences non exploitées jusqu'à 100 GHz sont encore en cours d'examen et l'industrie du téléphone mobile reste vague sur un choix particulier.

INTRODUCTION GENERALE

D'après la figure 2, on peut constater que la partie inférieure de cette gamme de fréquences, en dessous de 30 GHz, est préférée du point de vue des propriétés de propagation. En outre, il est primordial de comprendre que les hautes fréquences, précisément au-dessus de 10 GHz, représente un complément aux bandes de fréquences inférieures, et seront principalement utilisées afin de fournir une capacité supplémentaire au système et une transmission très large bande pour des débits de données plus importants. Les fréquences millimétriques, dont la propagation subit une forte atténuation, peuvent être utilisées pour les applications en intérieur pour fournir des connexions très haut débit.

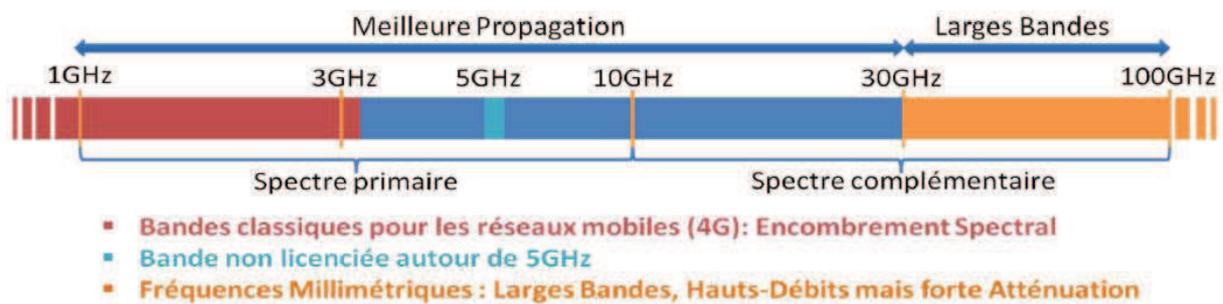


Figure 2: Spectre de fréquences pour la 5G [3]

Problématique

Les dispositifs de filtrage hyperfréquence (filtres, multiplexeurs) sont des éléments clés dans les charges utiles des satellites de télécommunications. Leur conception doit satisfaire des contraintes électriques (sélectivité, temps de propagation de groupe, pertes, tenue en puissance...) et d'intégration (masse, encombrement...) fortes, souvent contradictoires. Le développement de méthodologies de synthèse appropriées est donc primordial en permettant de concevoir ces dispositifs de manière optimale par rapport aux contraintes imposées.

Les méthodologies de synthèse actuelles sont basées sur des modèles circuit qui ne sont valables que pour des filtres à bande étroite. En effet, ces modèles circuit sont constitués de résonateurs couplés entre eux par des couplages magnétiques ou électriques considérés indépendant de la fréquence. Or, ces couplages dépendent de la fréquence (dispersion), et leurs variations en fonction de la fréquence ne sont pas négligeables lorsque la bande passante du filtre augmente.

La dispersion des couplages rend difficile la conception et le réglage des filtres large bande car ce phénomène n'est pas pris en compte lors de la phase de synthèse. La dispersion est alors compensée par optimisation lors de la conception électromagnétique du filtre, mais généralement la réponse optimisée peut être éloignée de la réponse synthétisée.

Dans ce cadre, différents travaux de recherche [4], [5] et [6], sur la modélisation et la prise en compte de la dispersion des couplages lors de la synthèse de filtres ont montré des résultats intéressants, avec la possibilité de générer des zéros de transmission pour augmenter la sélectivité.

Objectifs de la thèse

Le but de cette thèse est de développer une méthodologie de synthèse de filtres à larges bandes passantes, pour des applications haut débit, notamment pour les applications 5G. Pour cela, la méthodologie de synthèse prendra en compte les phénomènes de dispersion apparaissant en large bande.

Les objectifs visés dans ce travail peuvent être classés comme suit :

1. Le développement d'une technique de synthèse pour filtres large bande basée sur le formalisme des matrices de couplage. Par rapport à l'approche classique, ce formalisme prendra en compte des couplages dépendant de la fréquence.

En appliquant cette méthodologie, nous montrerons comment les couplages dispersifs peuvent être considérés dès la synthèse et contrôlés pour placer des zéros de transmission supplémentaires dans la réponse en fréquence.

2. La proposition et la modélisation de nouveaux éléments à couplage dispersif. Ces éléments seront testés grâce à des topologies de filtre simple, avec seulement deux résonateurs couplés.

Nous nous attacherons à former des couplages dispersifs positifs et négatifs afin de générer et de contrôler des zéros de transmission supplémentaires dans les bandes stoppées inférieure ou supérieure. Ces éléments seront implémentés finalement dans une structure de filtre multibandes compatible avec des spécifications pour la 5G.

3. L'extension de cette méthodologie à la conception de filtres en ligne sélectifs, en intégrant des éléments de couplage dispersifs à plusieurs endroits dans la structure permettant la création de plusieurs zéros des transmissions supplémentaires.

Plan de la thèse

Ce manuscrit de thèse est organisé en trois chapitres :

Le premier chapitre décrit en détail la synthèse des filtres à résonateurs couplés telles qu'elle est classiquement connue, c'est à dire avec des couplages indépendants de la fréquence. Une description détaillée est menée sur la fonction de transfert et la matrice du couplage pour les filtres à bande étroite.

Cette approche initiale est suivie d'une description de la nouvelle méthodologie de synthèse proposée et qui prend en compte les phénomènes de dispersion des couplages. A cette occasion, une revue de publications sur les filtres hyperfréquences à couplages dispersifs est exposée.

Ce premier chapitre se termine par la conception d'un filtre quatre pôles à couplage dispersif réalisé à l'aide d'un plot capacitif.

Le second chapitre est consacré au développement et à la modélisation de nouveaux éléments de couplage dispersif. Ces nouveaux éléments sont intégrés dans des filtres deux pôles, permettant d'étudier la sensibilité de chaque motif avec leur modèle électromagnétique, puis de valider expérimentalement le fonctionnement de chaque élément par la réalisation de prototypes en impression 3D. Par la suite la conception et la réalisation est étendue à des filtres multibandes sélectifs.

Dans le troisième chapitre, nous présentons l'intégration d'éléments de couplage dispersif dans des structures de filtrage en ligne. A partir d'une topologie en ligne initiale, nous montrons comment les éléments dispersifs permettent de générer plusieurs zéros de transmission, à gauche ou à droite de la bande passante.

Pour terminer ce manuscrit, une conclusion dresse le bilan des travaux réalisés au cours de cette thèse, et quelques perspectives de recherche ouvertes.

Chapitre I. ETAT DE L'ART DES FILTRES HYPERFREQUENCES A COUPLAGES DISPERSIFS

I.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous décrivons, tout d'abord, les aspects théoriques de la synthèse et de la conception des filtres à résonateurs couplés avec des couplages indépendants de la fréquence. Plus particulièrement, nous nous intéressons à la fonction de transfert, puis nous détaillons le modèle en éléments localisés et la matrice de couplage d'une manière classique.

Dans la deuxième partie, nous décrivons la synthèse des filtres à résonateurs couplés à couplages dispersifs, c'est-à-dire dépendants de la fréquence. Ensuite nous présentons une sélection d'exemples de filtres à couplage dispersif.

Enfin, dans la dernière partie, nous présentons la prise en compte de la dispersion des couplages lors de la synthèse, avec la possibilité de générer des zéros de transmission et de les contrôler pour augmenter la sélectivité. A ce stade nous détaillerons la conception et la réalisation d'un filtre 4 pôles à couplage dispersif.

I.2. La synthèse des filtres à résonateurs couplés avec des couplages indépendants de la fréquence

I.2.1. Fonction de transfert

Une des fonctions fondamentales pour le traitement de l'information à haute fréquence est la fonction de filtrage passe bande. Cette fonction consiste à effectuer une discrimination fréquentielle du signal afin de sélectionner une bande de fréquence contenant le signal utile et d'atténuer les fréquences autour de cette bande. Elle est ainsi définie par une fenêtre fréquentielle en dehors de laquelle le signal est atténué. La fonction de transfert idéale $H(f)$ d'un filtre passe-bande, représentée par son module et sa phase qui décroît linéairement, est montrée sur la figure I-1.

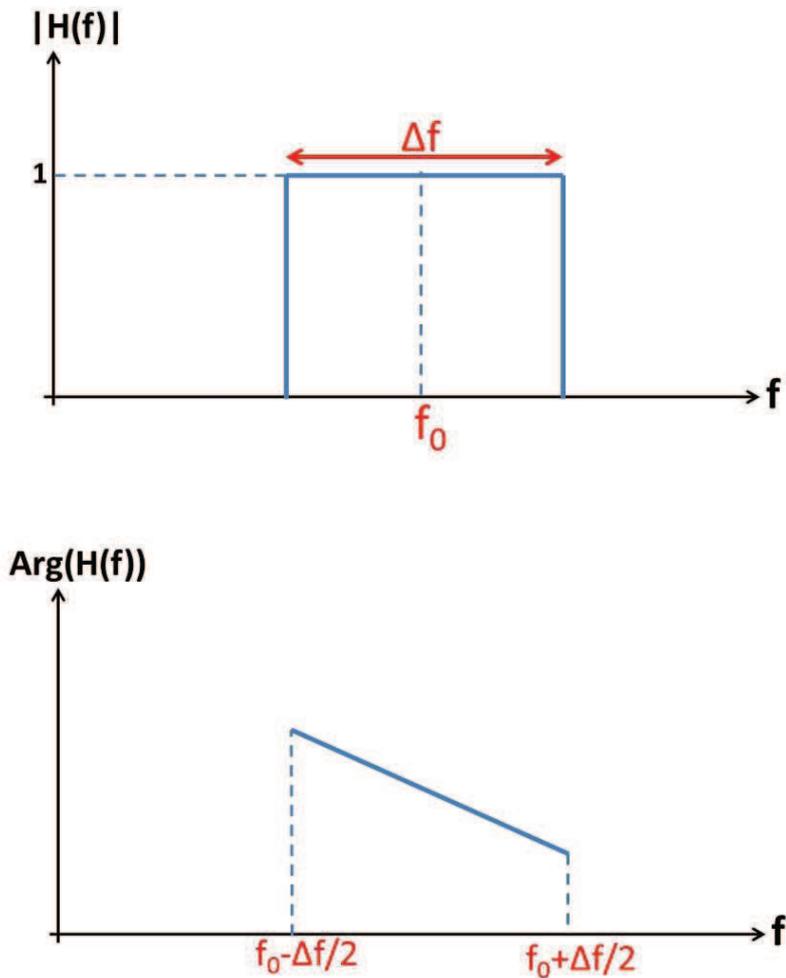


Figure I-1: Fonction de transfert d'un filtre passe bande idéal

L'opération de filtrage consiste donc à multiplier le spectre du signal d'entrée $E(f)$ par la fonction de transfert $H(f)$ pour obtenir le signal filtré $S(f)$:

$$S(f) = H(f) \times E(f) \quad \text{I-1}$$

avec:

f_0 : la fréquence centrale du filtre

Δf : la bande passante, la bande passante relative étant égale à $\Delta f/f_0$

$S(f)$: spectre du signal de sortie

$E(f)$: spectre du signal d'entrée

$H(f)$: fonction de transfert du filtre

En pratique, il n'est pas possible de réaliser un filtre avec le gabarit en fréquence de la figure 3 [7]. Pour cela, la fonction de transfert est approchée par une fonction polynomiale rationnelle qui satisfait un gabarit en module et en phase.

La fonction de transfert d'un filtre passif sans pertes s'écrit de façon générale pour un prototype passe-bas:

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + |D(j\omega)|^2} \quad \text{I-2}$$

où $D(j\omega) = \frac{T(j\omega)}{H(j\omega)}$ est la fonction discriminante du filtre.

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

$$T(j\omega) = S_{11} = \frac{R(j\omega)}{Q(j\omega)} \quad H(j\omega) = S_{21} = \frac{1}{\varepsilon} \frac{P(j\omega)}{Q(j\omega)} \quad D(j\omega) = \varepsilon \frac{R(j\omega)}{P(j\omega)} \quad \text{I-3}$$

où :

- ε est l'ondulation de la fonction de transfert et où $P(j\omega)$, $Q(j\omega)$ et $R(j\omega)$ sont des polynômes à coefficients réels avec un coefficient égal à 1 pour le terme de plus haut degré.
- $|P(j\omega)|^2 + \varepsilon^2 \times |R(j\omega)|^2 = \varepsilon^2 \times |Q(j\omega)|^2$ I-4
- $Q(j\omega)$ est un polynôme de Hurwitz (racines complexes à parties réelles négatives).

Il apparaît alors que:

- les zéros de P sont les zéros de transmission de H , c'est à dire les valeurs pour lesquelles la transmission est nulle.
- les zéros de R sont les zéros de T , donc les valeurs pour lesquelles la réflexion est nulle.
- les zéros de Q sont les pôles de la fonction de transfert. Leur nombre donne l'ordre du filtre.

Dans l'annexe 1, nous décrivons les propriétés des trois types de fonction de transfert le plus couramment utilisées pour réaliser ces approximations, à savoir :

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

I.2.2. Modèle électrique en éléments localisés et matrice de couplage

Une fois la fonction de transfert générée, un réseau équivalent en éléments localisés peut être synthétisé. Pour les filtres à résonateurs couplés, le circuit en éléments localisés est caractérisé par une matrice de couplage, Chaque résonateur est représenté par un circuit résonnant LC , et les couplages entre ces résonateurs sont représentés par des inductances mutuelles [8]. La figure I-2 montre le circuit électrique équivalent sans pertes d'un filtre passe bande.

Plusieurs approches ont été développées dans la littérature pour calculer les valeurs des éléments localisés du circuit équivalent à partir de la fonction de transfert polynomiale rationnelle [8]-[12]. La méthode la plus répandue a été introduite par R.J. Cameron dans [13], et elle est rappelée en annexe 2.

Pour résumer, le réseau des n résonateurs du filtre sont représentés par n circuits résonants (L_i , C_i) et sont couplés entre eux par des inductances mutuelles M_{ij} . Le circuit est supposé sans pertes ($R_i = 0$). Un exemple de circuit électrique équivalent est présenté sur la figure I-2.

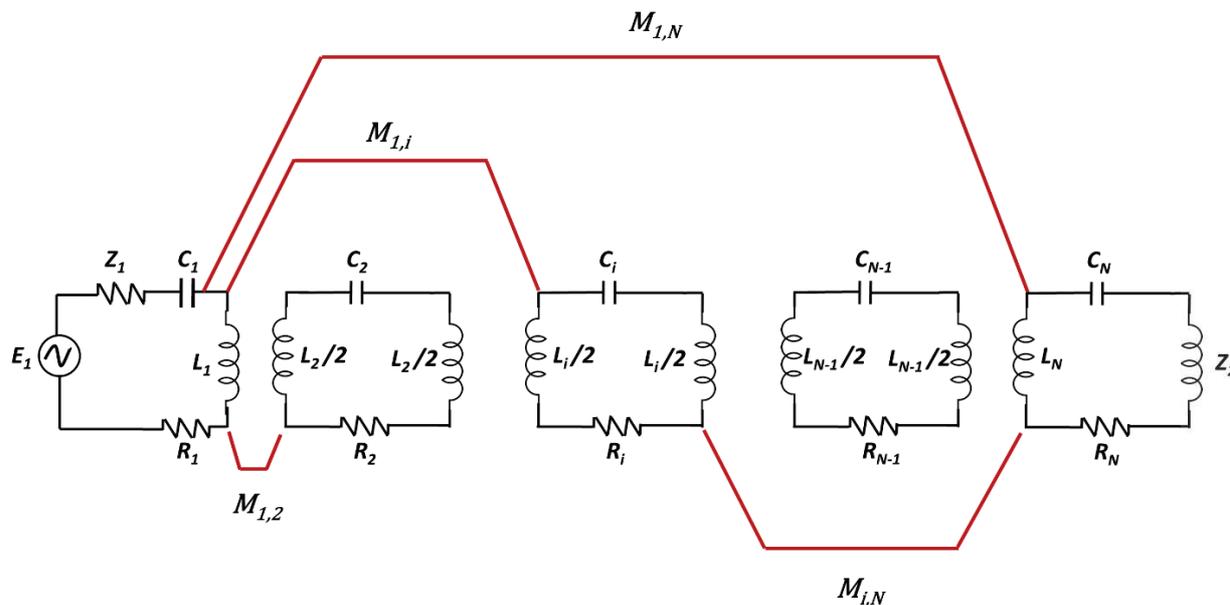


Figure I-2: Circuit électrique équivalent à un filtre passe bande

Le circuit équivalent peut alors être représenté sous la forme d'une matrice de couplage dont les éléments correspondent aux différents éléments distribués de la structure hyperfréquence et donc à ses dimensions :

- Les résistances d'entrée/sortie sont liés aux systèmes d'excitation des filtres.
- Chaque élément M_{ij} de la matrice de couplage représente le couplage entre résonateurs : à titre d'exemple, pour un filtre à cavités, le couplage ici correspond à un iris magnétique entre deux cavités couplées, ou à un couplage par vis entre deux modes orthogonaux de la même cavité.
- Les termes de la diagonale M_{ii} sont associés aux éléments de réglage permettant d'ajuster la fréquence de résonance de chaque résonateur du filtre.

Nous montrons dans la matrice suivante, un exemple de matrice de couplage pour un filtre 4 pôles. Notons que dans cette matrice la première ligne et la première colonne correspondent à la numérotation des pôles et des ports d'entrée/sortie.

$$\begin{bmatrix} 0 & P_1 & 1 & 2 & 3 & 4 & P_2 \\ P_1 & 0 & M_{01} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & M_{01} & M_{11} & M_{12} & 0 & M_{14} & 0 \\ 2 & 0 & M_{12} & M_{22} & M_{23} & 0 & 0 \\ 3 & 0 & 0 & M_{23} & M_{33} & M_{34} & 0 \\ 4 & 0 & M_{14} & 0 & M_{34} & M_{44} & M_{4L} \\ P_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & M_{4L} & 0 \end{bmatrix}$$

Il existe différentes topologies de matrices de couplage qui caractérisent l'architecture du filtre. Une séquence de rotation [13] est appliquée à cette matrice pour changer sa topologie et par conséquent adapter l'architecture du filtre à la technologie d'implémentation.

Une méthode plus générale est présentée pour la synthèse de la matrice de couplage à configuration repliée [14] pour la fonction de filtre de type Tchebychev et d'autres fonctions de filtrage. A titre d'exemple, un diagramme de couplage en configuration repliée est représenté sur la figure I-3.

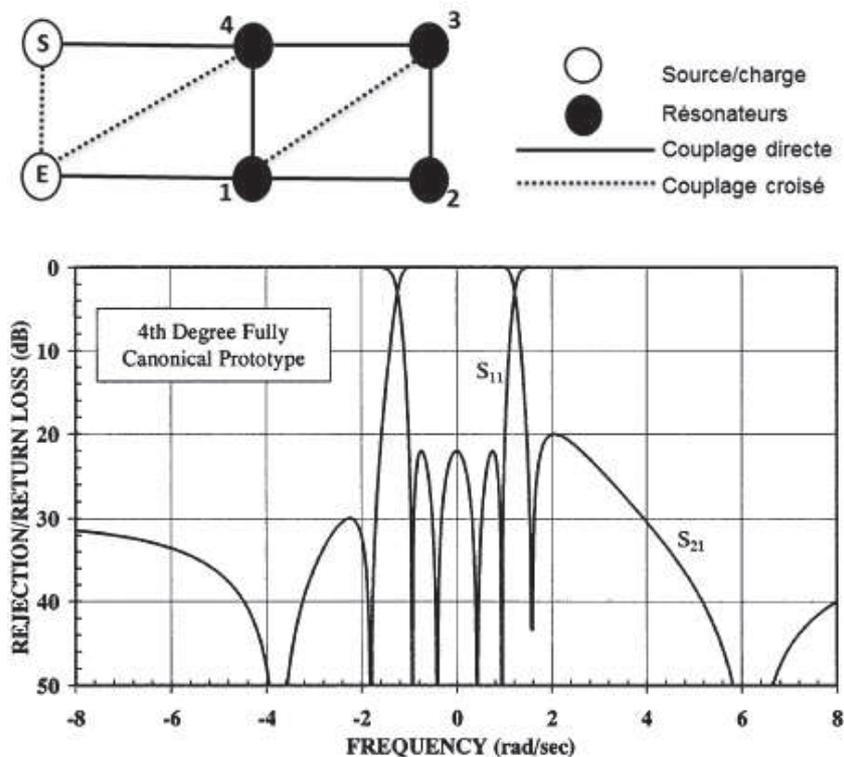


Figure I-3: Diagramme de couplage d'un filtre 4 pole avec 4 zéros de transmission [14]

Une topologie de couplage correspond à l'arrangement des couplages entre résonateurs et peut être déduite des termes non-nuls de cette matrice. La topologie de couplage doit être compatible avec la fonction de transfert à réaliser. Pour cela, elle doit vérifier deux critères de compatibilité [15] :

▪ **La règle du plus court chemin**

Elle permet de prévoir le nombre maximum de zéros de transmission atteignable avec la topologie de couplage en question. Si n est le nombre de résonateurs et m est le nombre de couplages constituant le chemin le plus court entre la source et la charge, le nombre de zéros de transmission N_z atteignable avec cette topologie est $N_z = n - m + 1$.

Pour expliquer cette règle, on va traiter un exemple. Supposons que nous souhaitons réaliser une fonction de transfert symétrique à 6 pôles et 2 zéros de transmission. La topologie proposée pour la matrice de couplage est donnée ci-dessous.

$$M = \begin{bmatrix} 0 & M_{01} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ M_{01} & 0 & M_{12} & 0 & M_{14} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M_{12} & 0 & M_{23} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & M_{23} & 0 & M_{34} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M_{14} & 0 & M_{34} & 0 & M_{45} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & M_{45} & 0 & M_{56} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & M_{56} & 0 & M_{67} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & M_{67} & 0 \end{bmatrix}$$

A partir de $[M]$, nous pouvons tracer un diagramme de couplage (figure I-4), faisant apparaître les différents couplages principaux (M_{ii+1}), et secondaires (M_{ij} avec $j > i + 1$)

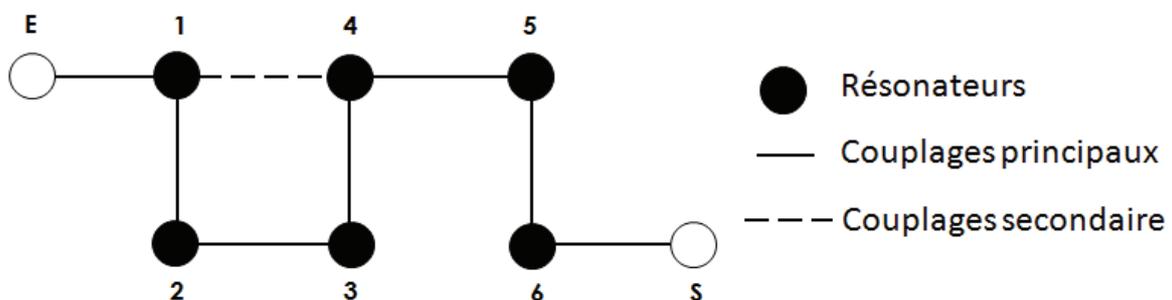


Figure I-4: Diagramme de couplage correspondant à la matrice de couplage M

Le nombre de zéros de transmission que l'on peut obtenir est donné par :

$$N_Z = N_P - N_C \quad \text{I-5}$$

Où : N_P est le nombre de couplages constituant le chemin principal, N_C est le nombre de couplages constituant le chemin le plus court.

Ici, $N_P = 5$ ($M_{12}, M_{23}, M_{34}, M_{45}, M_{56}$), et $N_C = 3$ (M_{14}, M_{45}, M_{56}), donc, $N_Z = 2$. La matrice de couplage et le diagramme de couplage précédents sont donc bien compatibles avec la réalisation d'une fonction symétrique d'ordre 6 à 2 zéros de transmission.

▪ **Le nombre de degrés de liberté**

Le nombre de couplages et le nombre de résonateurs asynchrones pour les fonctions dissymétriques doit être suffisant pour permettre le réglage de l'ensemble des zéros à réaliser. Notons que le résonateur asynchrone est un résonateur dont la fréquence de résonance est différente de la fréquence centrale du filtre. Pour réaliser une fonction de transfert à n pôles et N_Z zéros de transmission, $2n + N_Z + 1$ paramètres sont nécessaires pour une fonction dissymétrique et $n + N_Z/2 + 1$ pour une fonction symétrique. Considérons la topologie de couplage présentée dans la figure I-5 (a), le nombre de couplages dans la topologie vaut $n + \frac{N_Z}{2} + 1 = 6$. D'autre part, sur la figure I-5 (b), le nombre de couplages dans la topologie additionné au nombre de résonateurs asynchrones vaut $7 + 3 = 2n + N_Z + 1 = 11$. Donc, les topologies de couplage sont compatibles avec les fonctions de transfert dans les 2 cas.

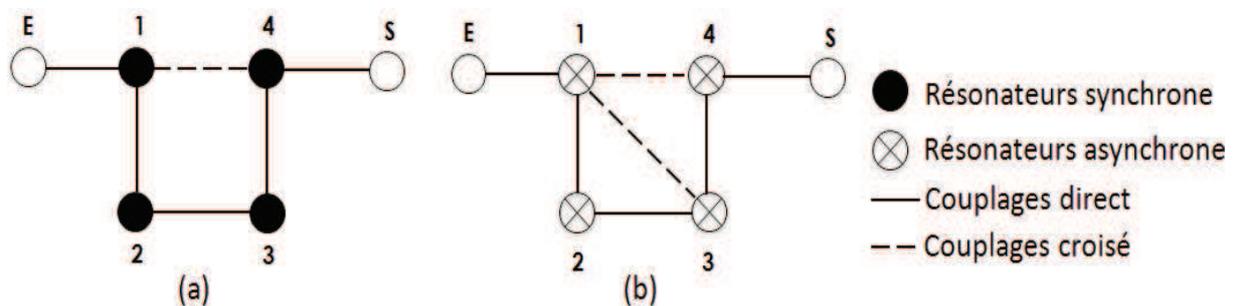


Figure I-5: Topologies de couplage réalisant une fonction d'ordre 4 ayant 2 zéros de transmission, (a) : cas symétrique, (b) : cas dissymétrique

Notons finalement qu'une matrice de couplage dans une topologie compatible avec la fonction de transfert peut être obtenue d'une autre matrice de couplage par transformation orthogonale. La transformation de base généralement appliquée est une rotation [13]. En appliquant plusieurs

rotations en séquence, il est alors possible de changer de topologie mais rien ne garantit l'unicité de la solution trouvée.

Une démarche de calcul plus générale des matrices de couplage a été développée par l'INRIA permettant de déterminer de manière exhaustive toutes les solutions pour certaines topologies [16], [17]. Cette démarche résout le problème de synthèse par des techniques d'algèbre linéaire (bases de Gröbner).

Les techniques de synthèse que nous avons montrés précédemment dépendent uniquement de la topologie de couplage. En plus elles ne prennent pas en considération la dépendance en fréquence des couplages. En effet, ces techniques supposent que les couplages inter-résonateurs sont indépendants de la fréquence, ce qui est vrai pour une classe limitée de filtres à bande étroite.

La conception des filtres hyperfréquences présentant des zéros de transmission est aujourd'hui confrontée à des procédures bien établies [18]-[20] qui commencent généralement par la synthèse d'un prototype passe-bas composé par des circuits à éléments localisé (inverseur et condensateurs / inducteurs).

Les configurations les plus utilisées sont celles basées sur des topologies à couplages croisés, cependant, de nouvelles solutions sont envisagées au cours des dernières années afin de réduire la taille globale et faciliter la mise en œuvre de filtres hyperfréquences sélectifs dans un environnement intégré.

I.3. Synthèse des filtres à résonateurs- couplés avec des couplages dépendants de la fréquence

Des travaux de recherche sont récemment apparus dans la littérature concernant la mise en œuvre de couplages dépendants de la fréquence pour produire de zéros de transmission [4], [6] et [21]-[29]. Certains travaux [6], [21] introduisent effectivement la variation en fréquence des couplages afin de développer une modélisation plus précise des filtres réels, permettant une conception plus précise, notamment dans le cas d'une bande passante large.

Amari et Bornemann [22] proposent l'utilisation d'inverseurs résonnants dans les topologies de filtres en ligne pour obtenir des zéros de transmission sur l'axe imaginaire. Une solution similaire est également présentée dans [23]; dans ces deux travaux, les filtres sont initialement synthétisés en supposant des inverseurs idéaux et une optimisation est ensuite utilisée pour prendre en compte la caractéristique de résonance des couplages.

Un autre groupe de chercheurs étudie la possibilité de réaliser des filtres à couplage croisé avec des couplages dépendants de la fréquence [4], [24]-[29]. Dans ce cas, la mise en œuvre des zéros n'est pas directement liée à la résonance d'un couplage mais seulement sur sa variation avec la fréquence.

La combinaison de couplages croisés avec des couplages dépendants de la fréquence permet de réduire le nombre total de couplages pour un ensemble donné de zéros de transmission. De plus, il a été montré dans [6] que tout réseau prototype avec des couplages linéairement variables en fréquence peut être transformé en un nouveau réseau avec des couplages constants.

Cela signifie qu'à partir des polynômes caractéristiques définissant la caractéristique de Tchebychev généralisée [18], il est théoriquement possible de synthétiser un réseau avec des couplages variables présentant une telle caractéristique.

Dans l'annexe 3, nous détaillons une méthode de synthèse exhaustive pour la matrice de couplage dépendante de la fréquence qui a été proposée par [4].

Le premier exemple d'application de cette méthode est la synthèse d'un filtre 4 pôles dans une topologie de quadruplets avec trois zéros de transmission asymétriques et une réflexion de 20 dB. Les positions des zéros de transmission sur l'axe de fréquence normalisée sont $w = -1.8$, $w = 1.3$ et $w = 2.5$ (voir figure I-6). Les couplages qui ne varient pas en fréquence sont

indiqués par des lignes, tandis que les couplages dispersifs sont indiqués par les lignes croisées par une flèche.

Notons que la dépendance en fréquence du couplage 1-4 permet de réaliser un zéro de transmission supplémentaire.

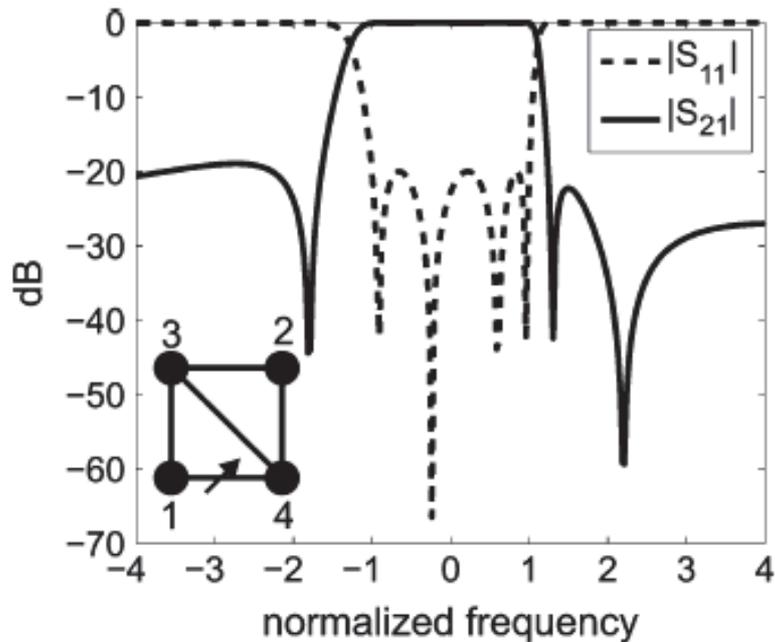


Figure I-6: Réponse en fréquence du filtre asymétrique 4-pôle avec trois zéros de transmission

Un deuxième exemple est pris avec un filtre 4 pôle ayant une réflexion de 20 dB avec trois zéros de transmission situés dans la partie inférieure de la bande passante.

Les positions des zéros de transmission sont $w = -1.3$, $w = -2$ et $w = -3.5$ (voir figure I-7). La topologie du filtre est composée d'un triplet connecté en cascade avec un seul résonateur.

Dans cet exemple deux couplages dispersifs sont introduits: le premier entre les résonateurs 1 et 2 (ce couplage donne le troisième zéro de transmission), et le second zéro de transmission entre les résonateurs 2 et 4.

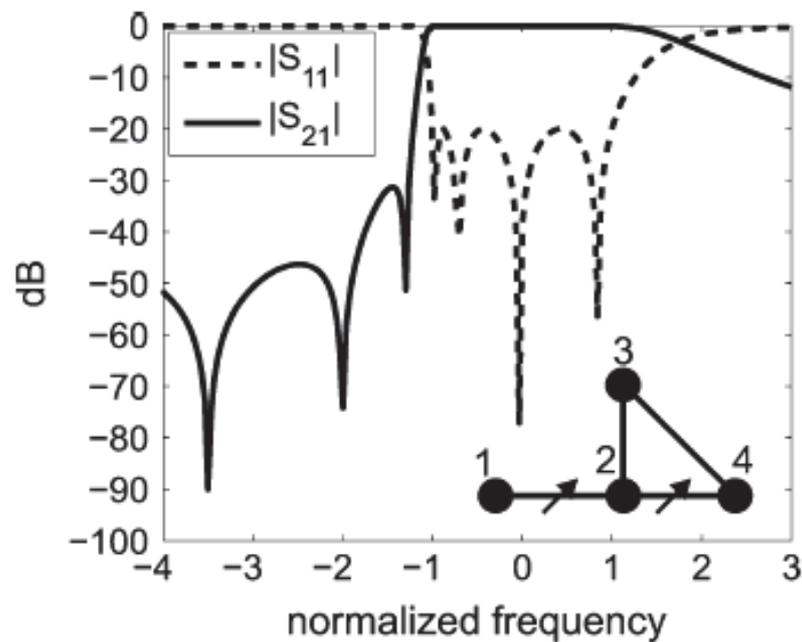


Figure I-7: Réponse en fréquence du filtre asymétrique 4-pôle avec trois zéros de transmission

Les résultats numériques obtenus grâce à cette nouvelle approche confirment que les couplages dépendants de la fréquence offrent la possibilité de concevoir des filtres plus sélectifs que ceux obtenus avec des techniques classiques.

I.4. Implémentation physique de couplages dispersifs

I.4.1. Couplage dispersif obtenu par plot capacitif

La technique de synthèse d'une matrice de couplage dépendant de la fréquence développée précédemment [4] a été appliquée pour concevoir un filtre à guide d'onde avec un couplage croisé dépendant de la fréquence.

Les résonateurs sont disposés dans une configuration de quadruplet traditionnellement utilisée pour obtenir une paire de zéros de transmission des deux côtés de la bande passante. Cette paire de zéros est due au couplage croisé (règle du plus court chemin) entre le premier et le dernier résonateur (figure I-8). Le couplage dépendant de la fréquence a été réalisé par l'intermédiaire d'un iris à guide d'ondes rectangulaire par un plot capacitif de hauteur incomplète pour produire un zéro supplémentaire à la bande haute de la fréquence.

La figure I-9 présente la comparaison entre les paramètres [S] mesurés et simulés. Comme nous pouvons le remarquer, la bande du filtre a été réduite d'environ 20 MHz par rapport au bord de la fréquence supérieure, ce qui donne une bande passante relative de 1,8%. En outre, nous pouvons observer que les pertes d'insertion présentent une différence avec un niveau maximal de 4,2 dB entre 9,84 et 9,89 GHz. Par contre, les positions des zéros de transmission sont presque identiques à celles de la simulation.

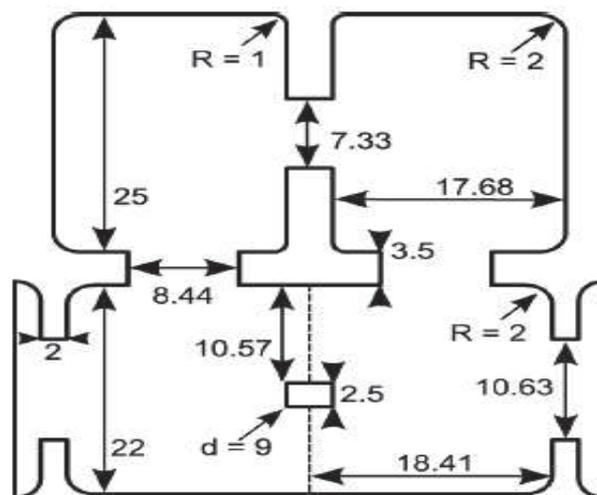


Figure I-8: Vue de dessus du filtre guide d'onde WR-90 avec plot capacitif (unité: millimètre)

[25]

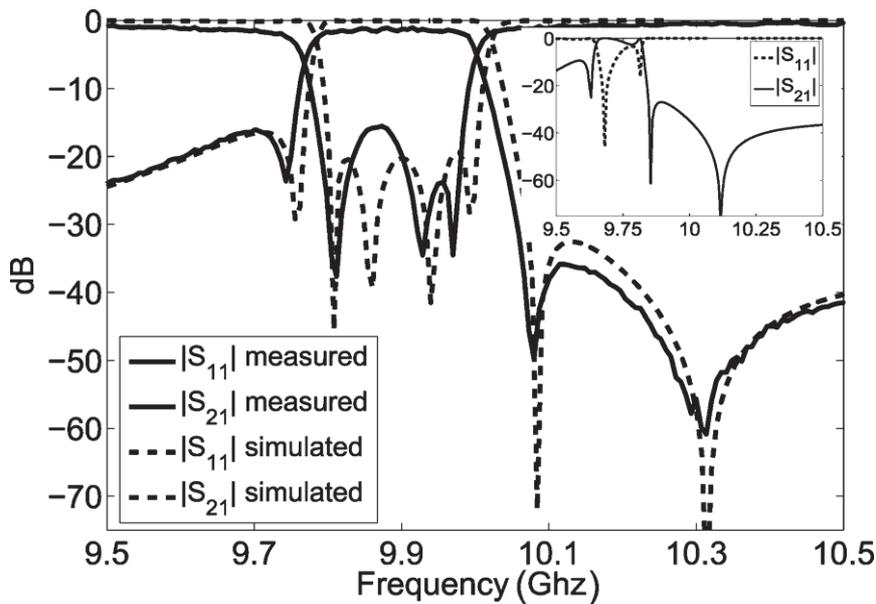


Figure I-9: Simulation et mesure du filtre à plot capacitif [25]

Cette approche permet de réaliser plus facilement le couplage dispersif et par conséquent, permet de faciliter la réalisation de zéros de transmission notamment dans la bande haute de la fréquence.

La conception des filtres utilisant cette approche est expliquée en détails dans la partie suivante de ce chapitre. En effet, nous avons privilégié cette méthodologie de synthèse, comme un point de départ pour implémenter les filtres multipôles et multibandes étudiés dans cette thèse.

D'autres éléments à couplage dispersif sont implémentés dans des structures de filtres à résonateurs couplés. Certains de ces éléments permettant de produire des zéros de transmission pour augmenter la sélectivité sont décrits également ici.

I.4.2. Couplage dispersif par introduction d'un élément résonant parasite [33]

Cette approche est illustrée par un filtre en guide d'ondes perturbé par une structure planaire. Un résonateur compact en forme de C est introduit dans le plan E d'un guide d'onde fonctionnant en bande Ka [33]. Ce résonateur en forme de C, décrit sur la figure I-10, présente une fréquence de résonance lorsque sa longueur correspond à une demi-longueur d'onde. En fixant les paramètres $w = g_0 = 0.1\text{mm}$, la fréquence du zéro de transmission est déterminée par les paramètres h_1 et g_1 .

En couplant deux résonateurs en forme de C face à face, deux zéros de transmission notés f_L et f_H sont obtenus, comme le montre la figure I-10. Le coefficient de couplage des deux résonateurs désigné par k est calculé par l'équation I-6 [34]:

$$k = \frac{f_H^2 - f_L^2}{f_H^2 + f_L^2} \quad \text{I-7}$$

Ensuite, deux autres résonateurs sont utilisés comme présenté sur la figure I-11 pour obtenir deux autres zéros de transmission à plus haute fréquence. Ce nouveau résonateur demi-onde possède une longueur légèrement inférieure, produisant des zéros de transmission à plus haute fréquence comme le montre la figure 13.

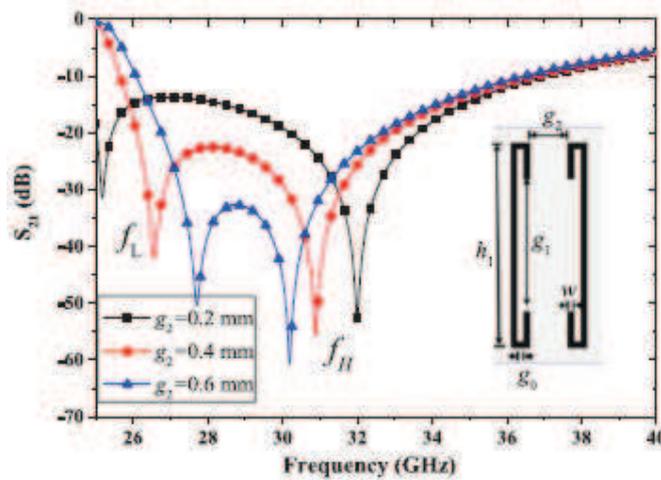


Figure I-10: Résultats de simulation du guide d'ondes chargé avec deux résonateurs en forme de C

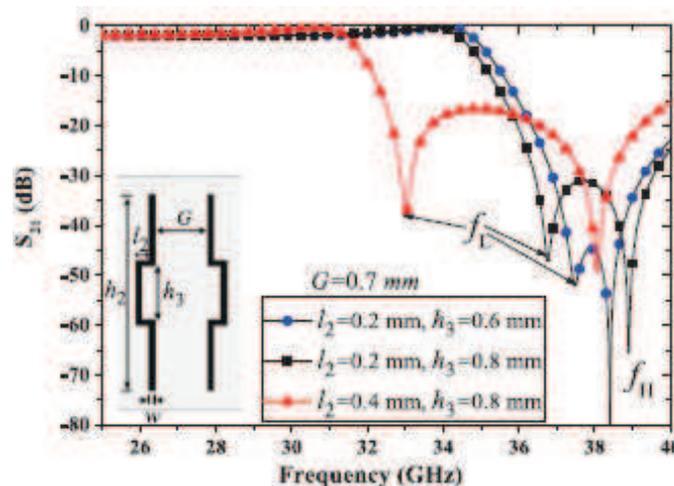


Figure I-11: Résultats de simulation du guide d'ondes chargé avec deux résonateurs strip-line

Finalement, le filtre en guide d'ondes a été conçu et fabriqué par la combinaison des résonateurs des formes différentes. La structure de filtre en guide d'onde standard WR-28 présentée sur la figure I-12 est fabriquée sur un substrat Duroïd 5880 avec une épaisseur de 0,254 mm et une permittivité relative $\epsilon_r = 2.2$.

À partir des résultats de simulation et de mesure présentés sur la figure I-13, nous pouvons remarquer trois zéros de transmission, dont deux situés à 33,5 et 36,6 GHz dans la bande supérieure et un à 26 GHz dans la bande inférieure, ce qui améliore considérablement le niveau de la réjection hors bande.

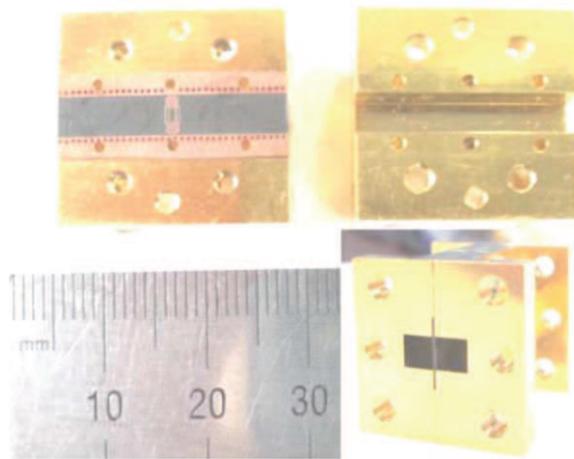


Figure I-12: Prototype du filtre en guide d'onde WR-28

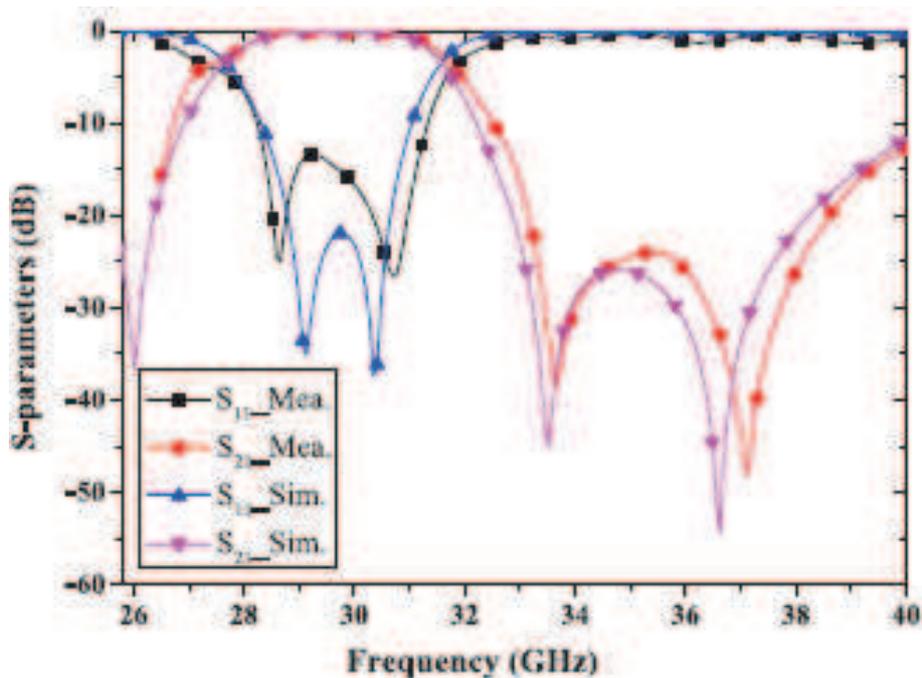


Figure I-13: Résultats de simulation et de mesure du filtre en guide d'ondes

I.4.3. Couplage dispersif obtenu par un stub

Un troisième exemple de filtre réalisant une fonction Tchebychev généralisée par un couplage dépendant de la fréquence est présenté en [35]. Le couplage dispersif est réalisé en prenant en compte la dépendance en fréquence de l'impédance d'un stub.

L'approche est illustrée par la réalisation d'un filtre 3 pôles constitué de résonateurs rectangulaires demi-ondes et mise en œuvre dans la technologie de guide d'ondes intégré au substrat (SIW).

Comme le montre la figure I-14, les résonateurs sont séparés par des iris inductifs en ligne et par un stub court-circuité qui agit comme un inverseur dispersif, produisant un zéro de transmission supplémentaire.

Une comparaison entre les paramètres [S] mesurés et simulés est illustrée sur la figure I-15. En comparant la simulation et la mesure, il est noté que les réponses en paramètres [S] mesurés sont décalés en raison de la légère différence de permittivité diélectrique.

Trois zéros de réflexion et le zéro de transmission dû au stub sont clairement visibles. La bande passante du filtre et les performances en termes d'adaptation et de pertes sont conformes à celles prévues.

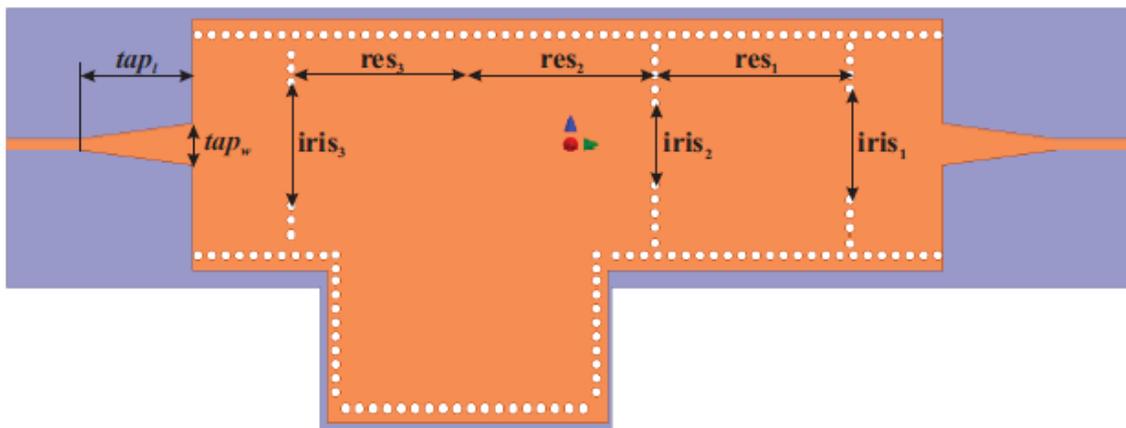


Figure I-14: Filtre 3 pôles paramétré et conçu en technologie guide d'ondes intégré au substrat (SIW) [35]

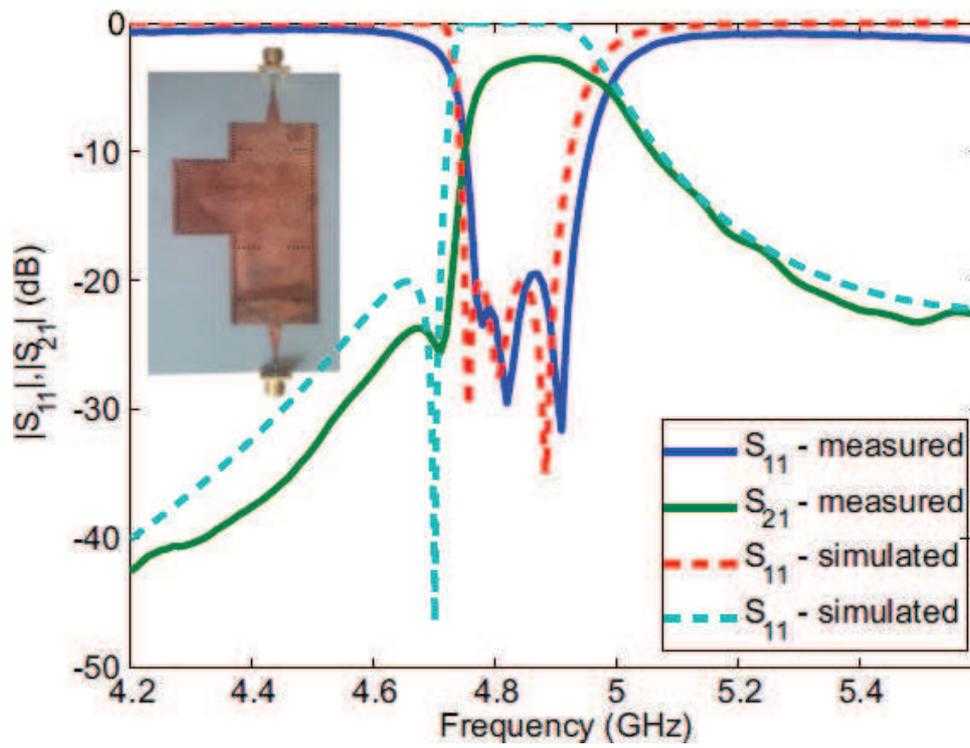


Figure I-15: Comparaison entre les paramètres [S] simulés et mesurés [35]

I.5. Mise en évidence d'un couplage dispersif

Nous avons montré qu'un plot capacitif génère un couplage dispersif. Ce principe est démontré puis appliqué à la conception d'un filtre multipôle fonctionnant à 9.5 GHz avec une bande passante de 900 MHz.

I.5.1. Couplage par plot capacitif

En premier lieu, nous avons eu recours à des simulations électromagnétiques avec le logiciel ANSYS HFSS pour mettre en évidence le phénomène dispersif. Deux cavités rectangulaires sont couplées, soit par un iris inductif, soit par un plot capacitif. Les deux structures simulées ainsi que leurs paramètres [S] sont présentés sur la figure I-16.

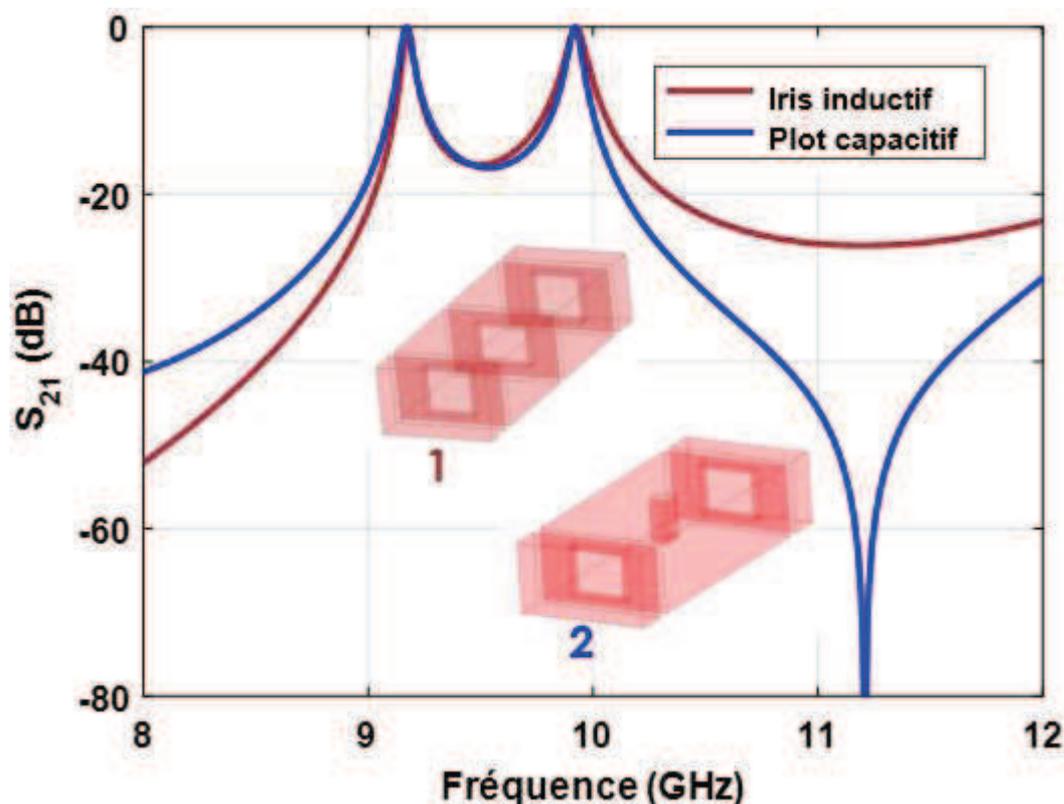


Figure I-16: Réponse électromagnétique de la structure à cavités couplées (1) avec un iris inductif et (2) avec un plot capacitif

D'après la figure I-16, nous remarquons que les deux structures possèdent les mêmes fréquences de résonance et la même bande passante. Pourtant le plot génère un zéro de transmission par effet capacitif.

Ensuite, nous avons analysé les répartitions de champ électrique de chacune des structures illustrées sur les figures I-17 et I-18 pour vérifier le type de couplage (inductif/capacitif) donné par le signe (+/-) du champ électrique. L'effet du plot capacitif provoque un changement de signe négatif au premier mode de résonance.

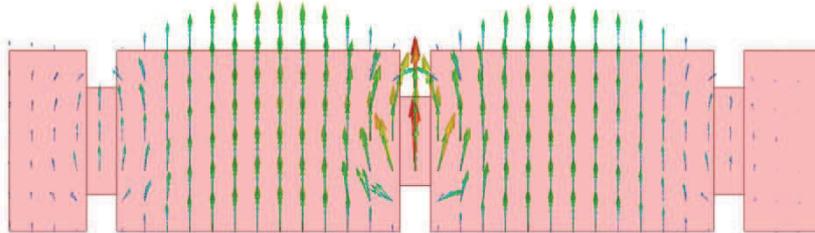


Figure I-17: Répartition du champ électrique au premier mode de résonance des deux cavités couplées (couplage positif)

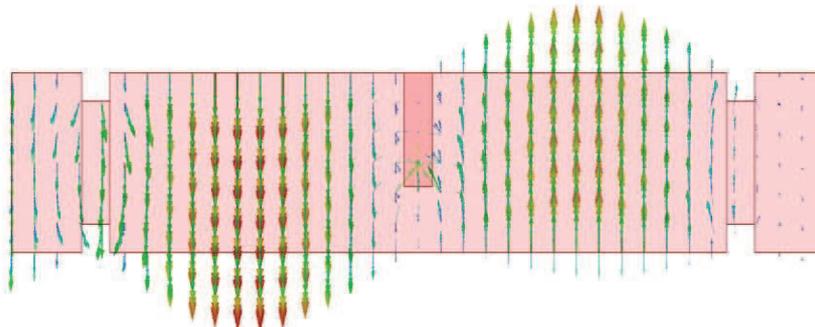


Figure I-18: Répartition du champ électrique au premier mode de résonance des deux cavités couplées (couplage négatif)

Ce couplage par iris est souvent qualifié de positif. Nous pouvons constater sur la représentation du champ électrique de la figure I-17 que le champ de sortie est en phase avec l'entrée. Inversement, sur la figure I-18, dans le cas d'un plot capacitif, le champ de sortie est en opposition de phase avec l'entrée. Par conséquent, le couplage par plot capacitif est considéré comme négatif.

Dans la partie suivante nous allons voir que l'on peut représenter ce zéro de transmission par une dépendance en fréquence du couplage et qu'il est possible de contrôler la position du zéro de transmission.

I.5.2. Modélisation par circuit équivalent

Le contrôle de la position du zéro de transmission est une étape cruciale. Afin de mettre en place une démarche de synthèse, nous avons modélisé le comportement de notre structure à l'aide d'un schéma équivalent en éléments localisés, représenté par le diagramme de couplage présenté sur la figure I-19, dans lequel le couplage M_{12} est un couplage dispersif. Le couplage dispersif sera décrit par une équation linéaire dépendante de la fréquence.

Le couplage M_{12} entre les deux résonateurs s'exprime alors sous la forme suivante :

$$M_{12} = M_{12_0} + M_{12_1} \cdot w \quad \text{I-8}$$

avec $w = \frac{(f-f_0)}{\Delta f/2}$ la fréquence normalisée, où f est la fréquence réelle, f_0 la fréquence centrale et Δf la bande passante. M_{12} représente la valeur du couplage à l'origine et M_{12_1} la pente de variation du couplage en fonction de la fréquence normalisée.

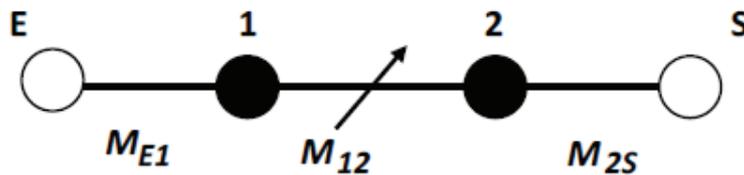


Figure I-19: Diagramme de couplage dispersif

La réponse du circuit équivalent avec couplage dispersif est comparée sur la figure I-20 à celle de la structure à cavités couplées par un plot capacitif. En ajustant les paramètres de couplage, notamment les termes M_{12_0} et M_{12_1} du couplage inter-résonateurs, on retrouve le zéro de transmission. En jouant sur le terme de pente M_{12_1} , ce zéro de transmission se déplace en fréquence.

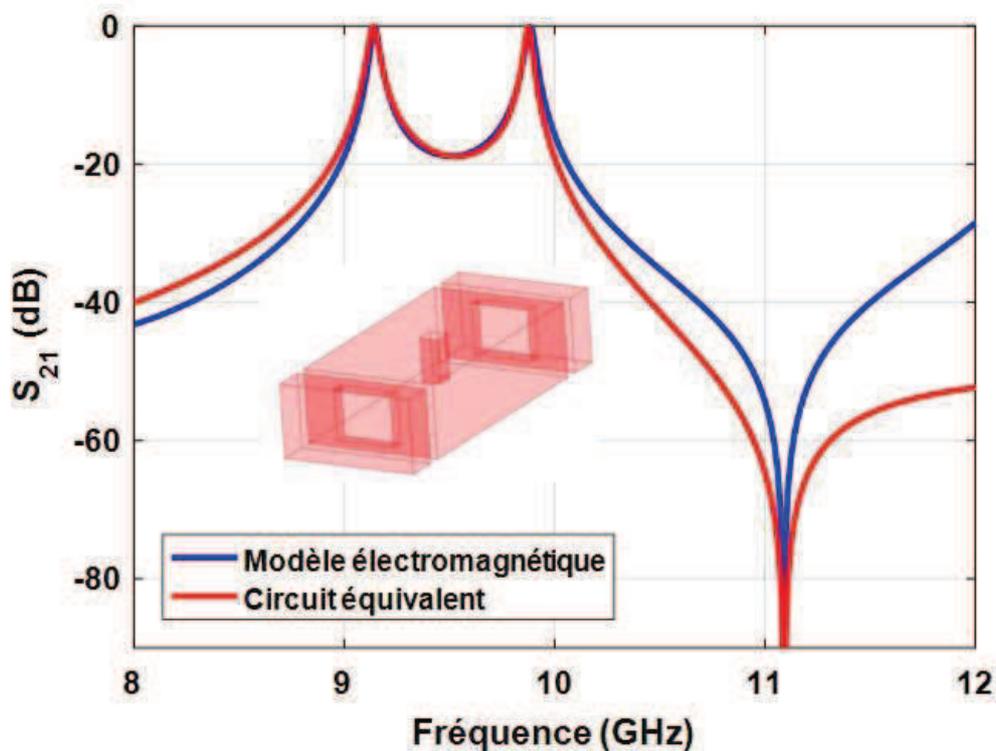


Figure I-20: Paramètres [S] de la structure à cavités couplées obtenues par un modèle électromagnétique et un circuit équivalent

Pour valider cette approche nous allons dans la partie suivante étudier la sensibilité du plot capacitif. Cette étude conduit à un compromis sur la géométrie du plot entre la valeur du couplage et la position de zéro de transmission sur l'axe des fréquences.

I.5.3. Placement du zéro de transmission

Nous avons réalisé une série de simulations, sous HFSS, de deux cavités résonantes couplées par un plot capacitif. Ces simulations paramétriques servent à établir la sensibilité du plot capacitif. Dans un premier temps, nous avons fixé la hauteur du plot ($Z_p = 7.5$ mm) pour une hauteur du guide d'onde standard ($H_{\text{guide}} = 10.16$ mm).

L'effet capacitif réalisé par la profondeur du plot fait apparaître le zéro de transmission dans la bande stoppée supérieure. En même temps, nous avons modifié l'ouverture de l'iris du couplage entrée / sortie pour diminuer le couplage entrée-sortie et bien identifier les deux modes de résonance et étudier comment ils vont être affectés par les changements de dimensions du plot capacitif.

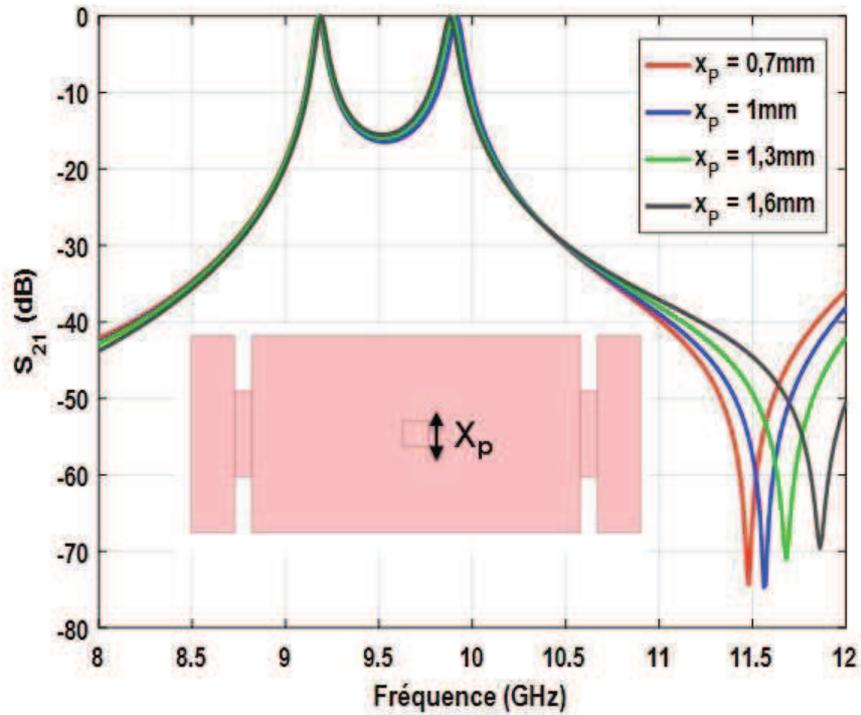


Figure I-21: Paramètres [S] pour différentes dimensions X_p du plot capacitif

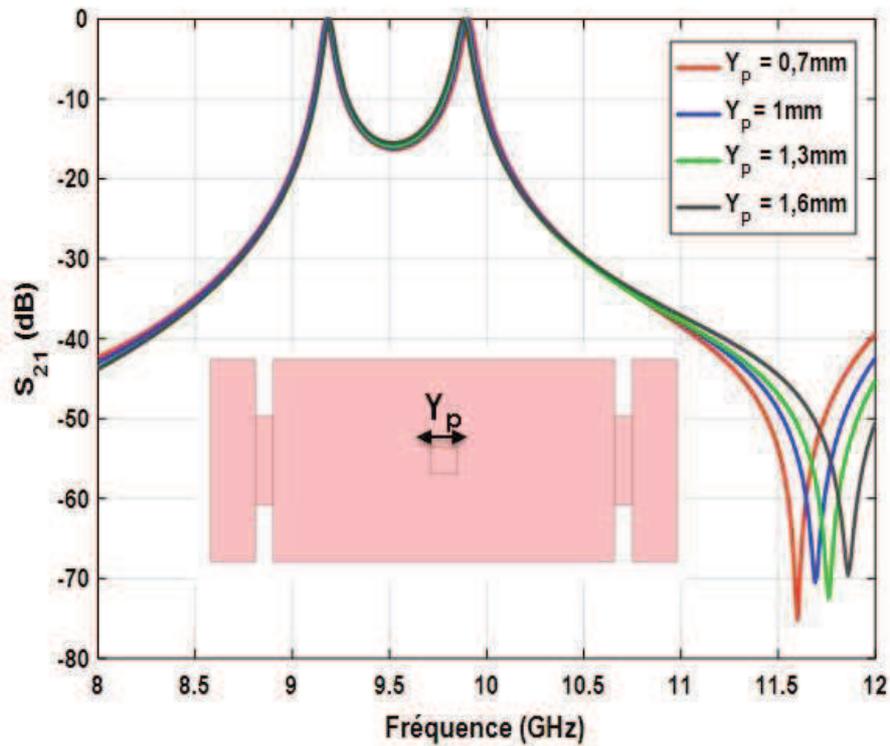


Figure I-22: Paramètres [S] pour différentes dimensions Y_p du plot capacitif

D'après les figures I-21 et I-22, nous remarquons que la variation des dimensions X_p et Y_p du plot capacitif va modifier la position du zéro de transmission. On peut donc les voir se décaler progressivement vers des fréquences plus hautes, tout en conservant la bande passante. Grâce à cette étude paramétrique, nous sommes capables de trouver le terme de dispersion M_{12-1} en fonction des dimensions du plot capacitif. Ensuite, une modélisation a été effectuée sur *Matlab*, pour éviter l'étude paramétrique exhaustive mentionnée précédemment, qui consiste à approcher le comportement par une équation polynomiale présentée ci-dessous:

$$\begin{aligned}
 P_{M_{12-1}}(X_P, Y_P) &= \frac{-47}{1000} X_P^3 + \frac{16}{10000} X_P^2 Y_P + 0.316 X_P^2 \\
 &+ \frac{109}{10000} X_P Y_P^2 - \frac{555}{10000} X_P Y_P - 0.6607 X_P \\
 &+ \frac{58}{1000} Y_P^3 - \frac{447}{1000} Y_P^2 + 1.111 Y_P - \frac{198}{1000}
 \end{aligned} \tag{I-9}$$

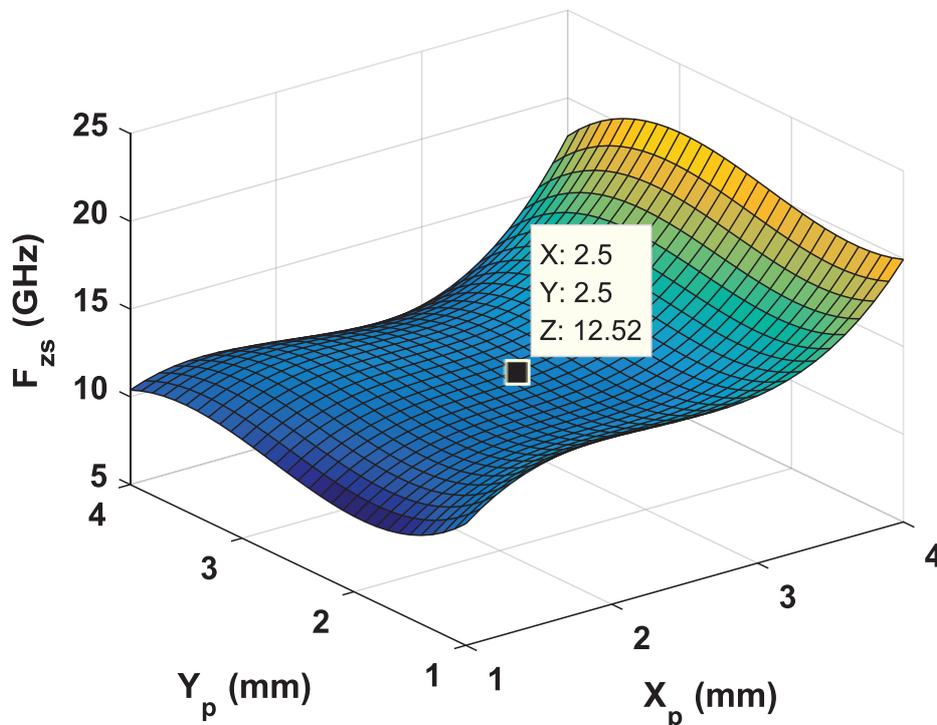


Figure I-23: Modèle Matlab donnant F_{zs} (la fréquence du zéro de transmission) en fonction des dimensions du plot Y_p et X_p

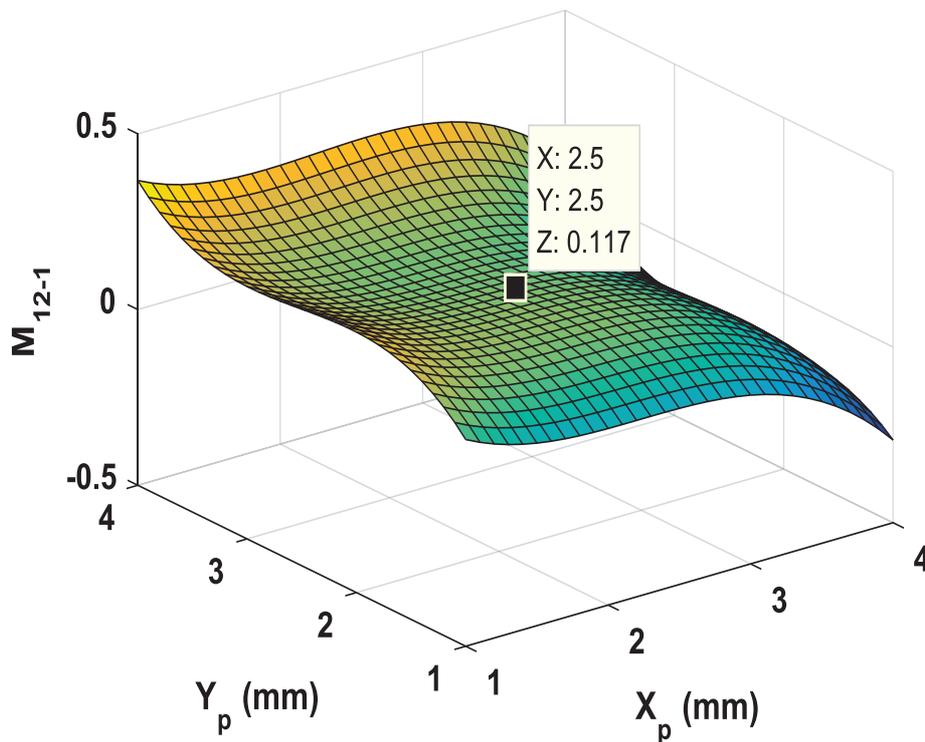


Figure I-24: Modèle Matlab donnant M_{12-1} en fonction des dimensions du plot Y_P et X_P

Grâce à cette méthode nous pouvons facilement obtenir les dimensions du plot capacitif. Comme montré sur la figure I-23 par exemple pour $X_P=Y_P=2.5\text{mm}$, la position du zéro de transmission est $F_{zs}= 12.52\text{ GHz}$. Pour la même longueur et largeur du plot capacitif, le terme du couplage dispersif sera $M_{12-1}= 0.117$ comme montré sur la figure I-24.

I.5.4. Conception et réalisation d'un filtre 4 pôles à couplage dispersif

Afin de valider ce concept, nous avons poursuivi l'étude par la conception d'un filtre 4 pôles à plot capacitif.

Pour cela, nous avons synthétisé une première matrice de couplage grâce au logiciel SyMaCo développé par Aurélien Périgaud basé sur l'outil de synthèse FEMo, créé par Stéphane Bila. Le logiciel SyMaCo permet ainsi, entre autres choses, d'obtenir les courbes des paramètres S et la matrice de couplage d'un filtre défini par l'utilisateur avec sa fréquence centrale et sa bande passante, ses pertes et sa fonction de filtrage.

Cette matrice du couplage est ensuite introduite sur le logiciel commercial Keysight ADS pour paramétrer les éléments d'un circuit équivalent. Le logiciel ADS permet l'optimisation des paramètres du circuit électrique équivalent grâce à ses algorithmes internes, de manière efficace.

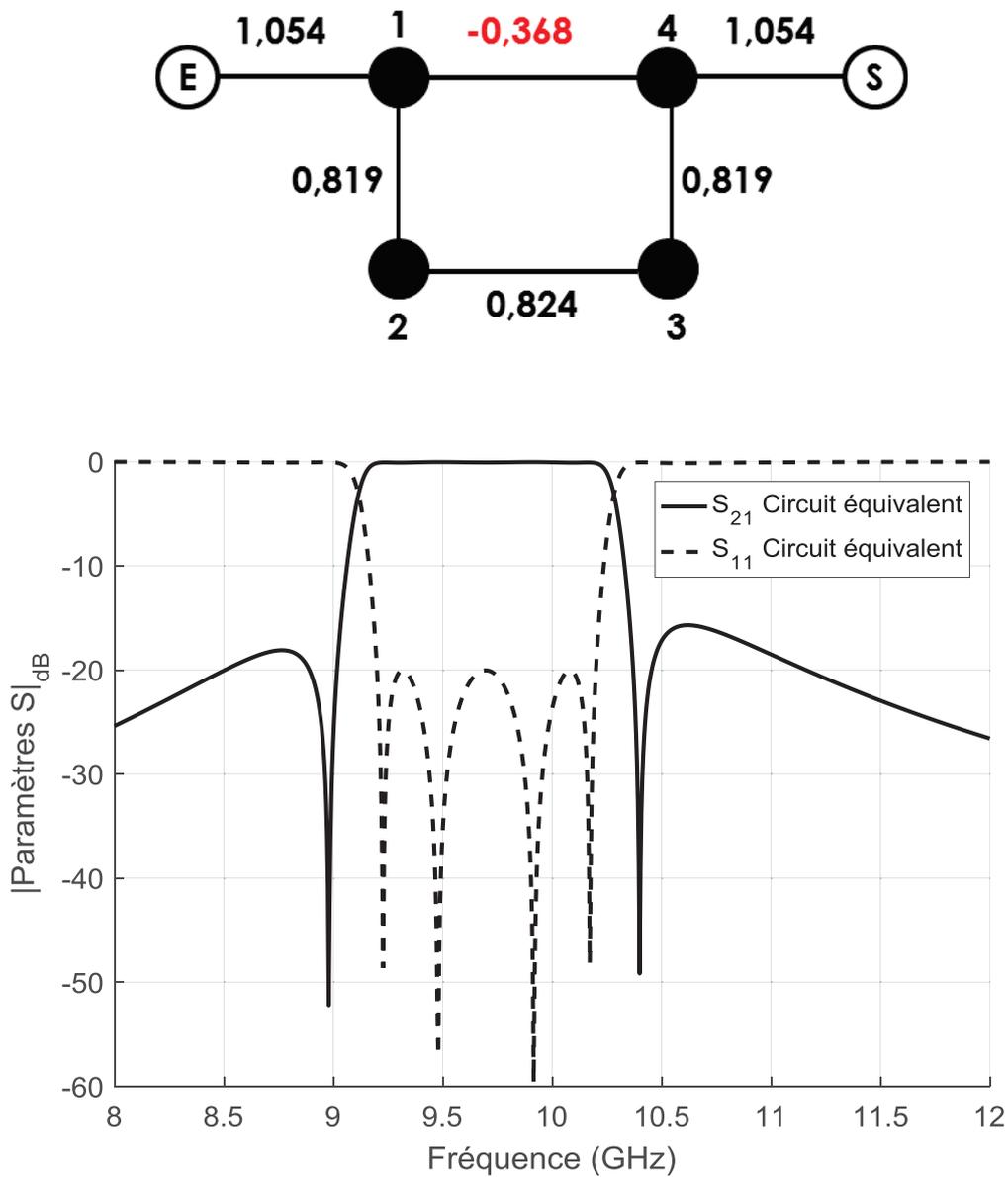


Figure I-25: Circuit équivalent du filtre 4 pôles à couplage croisé ($M_{14} \neq 0$)

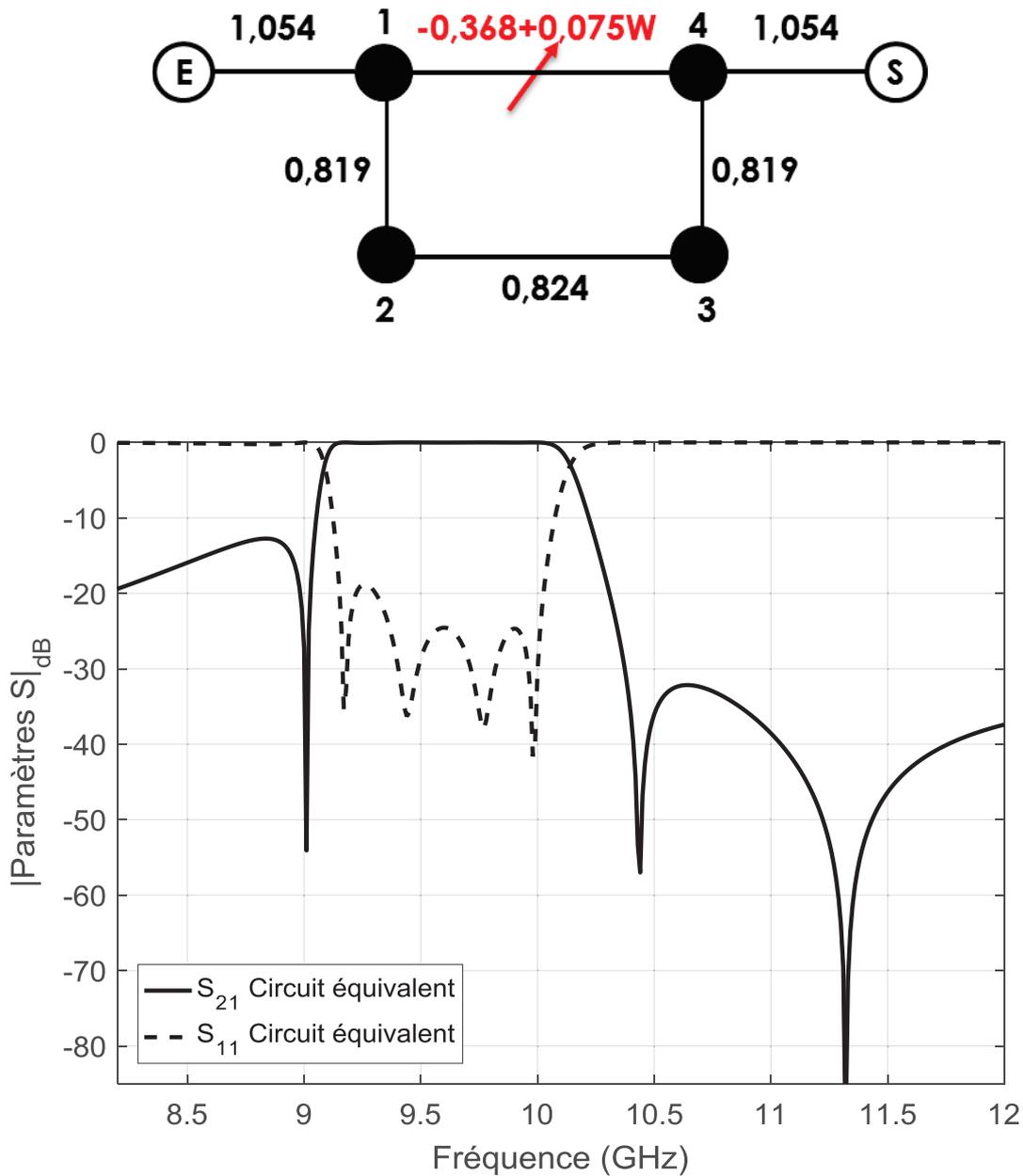


Figure I-26: Réponse en circuit équivalent du filtre 4 pôles à couplage croisé dispersif

Ainsi, la réponse du circuit équivalent correspondant au diagramme de couplage présenté dans la figure I-25 comporte deux zéros de transmission de chaque côté de la bande passante. Dans ce cas, le couplage croisé entre résonateurs **1** et **4** est non dispersif ($M_{14} \neq 0$). Ces deux zéros de transmission sont effectivement prévus par la règle du plus court chemin.

Nous avons alors rajouté un terme de dispersion pour le couplage entre les résonateurs **1** et **4**, tout en gardant les valeurs précédentes pour les autres couplages, indépendants de la fréquence.

La réponse en fréquence obtenue avec le circuit équivalent est représentée sur la figure I-26. L'introduction du couplage dispersif se traduit alors par la création d'un zéro de transmission supplémentaire dans la bande stoppée supérieure.

Le filtre est ensuite dimensionné en guide d'ondes grâce au logiciel Microwave Wizard de Mician et validé par le logiciel ANSYS HFSS.

Le logiciel MicrowaveWizard est basé sur une méthode de décomposition modale (mode-matching). Il se prête donc bien à la modélisation de structures en cavités ne comportant que peu de discontinuités. Le logiciel HFSS est un simulateur 3D basé sur la méthode des Eléments Finis avec un maillage adaptatif qui permet de modéliser plus précisément les structures, notamment en présence de discontinuités. Ainsi, l'ensemble des études effectuées dans le cadre de cette thèse est basé sur l'utilisation de simulations de type circuit équivalent avec ADS, et de type 3D avec Microwave Wizard et HFSS.

Le modèle électromagnétique du filtre 4 pôles est représenté sur la figure I-27. Cette structure est constituée de deux chemins de couplage : un chemin direct couplant les cavités résonantes 1 et 4 par un plot capacitif et un chemin indirect couplant les cavités 1, 2, 3 et 4 par des iris de couplage.

Les dimensions sont déterminées initialement en étudiant des structures simplifiées couplant simplement 2 cavités, comme présenté précédemment pour l'étude des couplages dispersifs (figure I-16 par exemple). Les dimensions sont optimisées ensuite globalement grâce aux algorithmes de d'optimisation internes au logiciel Microwave Wizard.

La structure optimisée a été fabriqué en plastique par impression 3D suivie d'une métallisation à la laque à l'argent. Les réponses du modèle électromagnétique et du prototype sont comparées à la réponse théorique sur la figure I-28.

Cette figure et le tableau I-1 montrent une très grande cohérence entre la mesure et les simulations, ce qui prouve la validité de l'approche de conception. Le filtre fabriqué possède un facteur de qualité de l'ordre de 700.

Notons que sur la figure I-28, un écart est observé entre les simulations électromagnétiques et la modélisation électrique pour la bande stoppée supérieure. Cet écart est principalement dû aux modes supérieurs qui ne sont pas pris en compte dans le circuit équivalent.

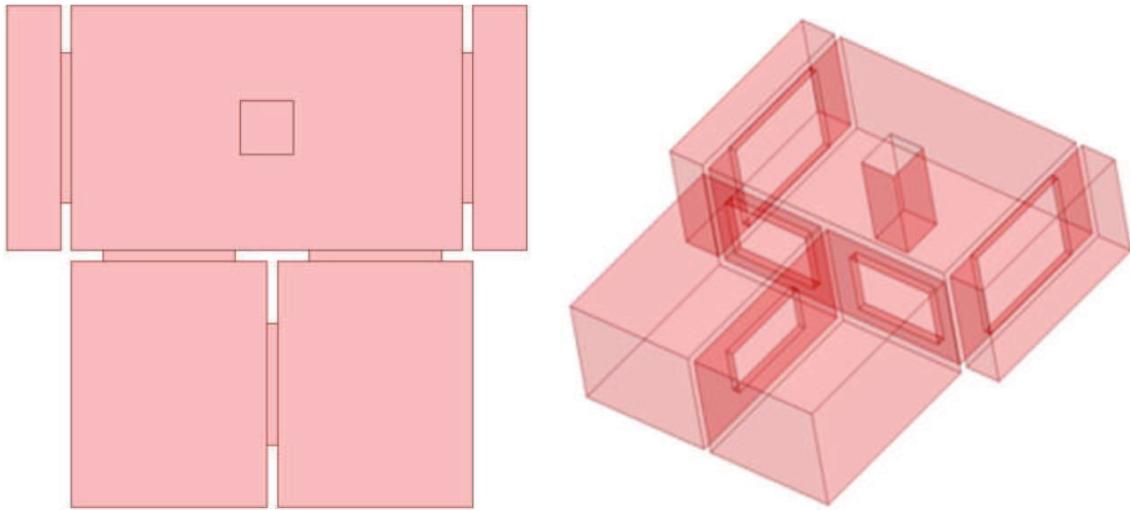


Figure I-27: Structure du filtre 4 pôles par plot capacitif

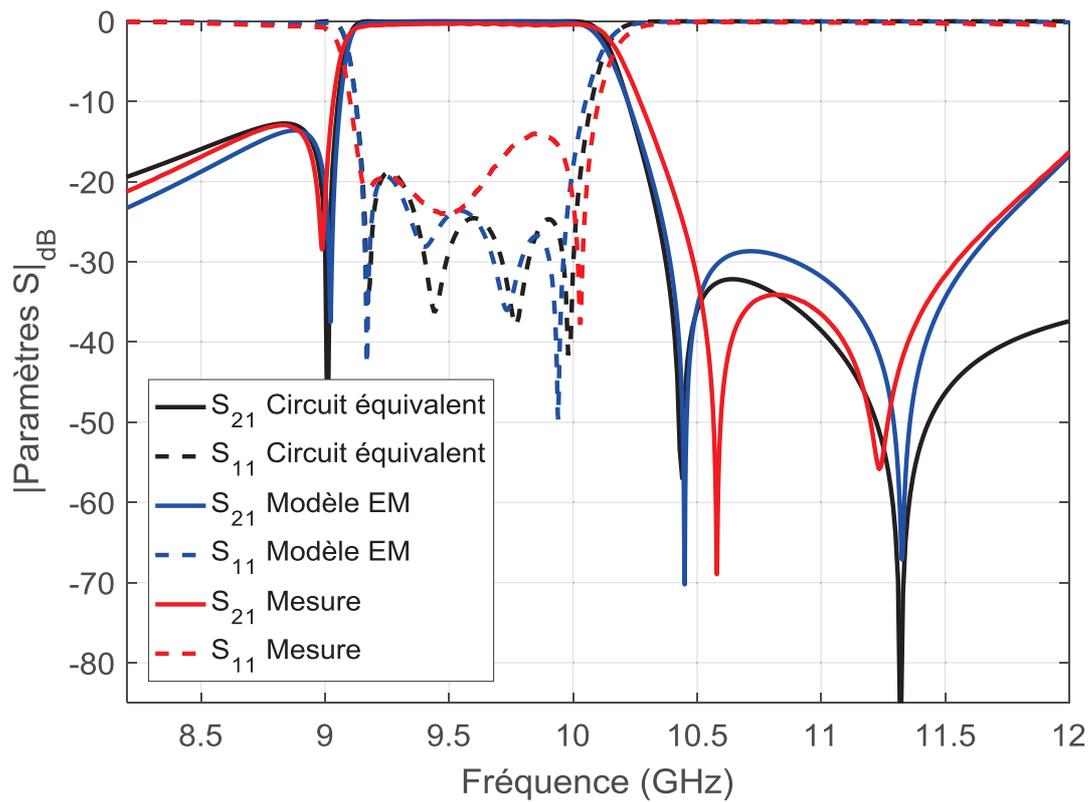


Figure I-28: Paramètres [S] obtenus par circuit équivalent, simulation électromagnétique et mesure de prototype du filtre 4 pôles à couplage dispersif

**Tableau I-1: Comparaison des grandeurs caractéristiques obtenues par simulation
électromagnétique et en mesure**

Grandeurs	Modèle électromagnétique	Mesures
F₀(GHz)	9,59	9,6
BP (MHz)	900	970
IL (dB)	0,085	0,257
RL (dB)	19,3	14,7
Fzero #1 (GHz)	9,022	8,986
Fzero #2(GHz)	10,45	10,579
Fzero #3(GHz)	11,326	11,237
Q_{0 ext}	1500	700

Avec :

- **F₀** : la fréquence centrale
- **BP** : la bande passante
- **IL** : les pertes d'insertion
- **RL** : le coefficient de réflexion (return loss)
- **Fzero** : la fréquence du zéro de transmission
- **Q_{0 ext}** : le facteur de qualité

I.6. Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons tout d'abord décrit les aspects théoriques de la synthèse et de la conception des filtres à résonateurs couplés avec des couplages indépendants de la fréquence.

Dans la deuxième partie, nous avons présenté la synthèse des filtres à résonateurs couplés avec des couplages dépendants de la fréquence. Nous avons donné ensuite quelques illustrations de structures réalisant un couplage dispersif.

Nous avons ensuite présenté une approche de synthèse pour des filtres à couplages dispersifs par plot capacitif. L'avantage de ce concept se traduit par la création d'un zéro de transmission supplémentaire qui augmente la sélectivité du filtre.

Finalement, nous avons mis en évidence le principe, puis conçu et réalisé un filtre 4 pôles grâce à ce même concept.

Dans le chapitre suivant, nous proposons de nouveaux éléments de couplage dispersifs permettant de maîtriser des zéros de transmission à la fois dans la bande stoppée supérieure et dans la bande stoppée inférieure.

Chapitre II. CONCEPTION ET REALISATION DE FILTRES HYPERFREQUENCES A COUPLAGES DISPERSIFS

II.1. Introduction

Différentes techniques de synthèse ont été développées pour concevoir des filtres hyperfréquences à architectures optimisées. La plupart de ces techniques sont basées sur une représentation de la matrice de couplage [13].

Une première hypothèse, avec ce modèle, est que les résonateurs sont couplés les uns aux autres par des couplages indépendants de la fréquence. Dans ce cas, la génération de zéros de transmission pour améliorer la sélectivité de la bande passante est contrôlée par une disposition appropriée des couplages croisés entre résonateurs [15].

Cette hypothèse reste acceptable pour la synthèse de filtres passe-bande à bande étroite; cependant, considérer les couplages magnétiques ou électriques comme indépendants de la fréquence sur une large bande passante n'est pas suffisant car la dispersion des couplages devient importante et peut générer des zéros de transmission supplémentaires à contrôler pour optimiser la conception [27-37].

Dans ce chapitre, nous présentons, tout d'abord des nouveaux éléments à couplage dispersif. Ces éléments sont disposés dans des topologies de filtres deux pôles. Ce couplage peut être positif et/ou négatif, générant des zéros de transmission supplémentaires dans la bande stoppée inférieure ou supérieure.

Dans la deuxième partie, nous décrivons la synthèse et la conception d'un filtre bi-bandes avec des couplages dépendants de la fréquence. A ce stade, nous détaillerons la conception du filtre bi-bandes avec un couplage dispersif négatif ou positif.

Enfin, dans la dernière partie, nous présentons une application de ce design à des spécifications pour la 5G en bande millimétrique.

II.2. Nouveaux éléments à couplage dispersif

En suivant la même approche que nous avons utilisée pour modéliser le plot capacitif, nous allons cette fois caractériser de nouveaux éléments de couplage dispersif, mixtes c'est à dire capables de générer des couplages positifs ou négatifs, forts ou faibles.

Cette approche est illustrée par un modèle de circuit équivalent qui se rapproche du couplage inter-résonateur et aide à visualiser la création de zéro de transmission. Lorsque le couplage mixte est dispersif [22], il est possible que le couplage magnétique soit égal au couplage électrique à une certaine fréquence et qu'un zéro de transmission apparaisse. Des travaux antérieurs [38-40] rapportent l'apparition de ce zéro de transmission dans des structures 3D.

Sur la figure II-1, nous pouvons visualiser le modèle de circuit équivalent qui comporte le couplage dépendant de la fréquence. Cette structure fait la synthèse d'un filtre deux pôles à couplage dispersif. Cette dispersion se traduit par l'expression $\mathbf{M}_{12} = \mathbf{M}_{12_0} + \mathbf{M}_{12_1} \omega$ qui a été développé dans le chapitre I. En changeant le signe du terme \mathbf{M}_{12_0} (+/-), le zéro de transmission se déplace de la bande stoppée inférieure vers la bande supérieure. Une fois que nous avons choisi le placement du zéro de transmission, nous sommes capable de le déplacer en modifiant la valeur de couplage dispersif de \mathbf{M}_{12_1} .

La figure II-2 prouve la validité de notre approche de circuit équivalent. Après avoir fixé la valeur du paramètre $\mathbf{M}_{12_0} = 0.781$, un zéro de transmission se produit dans la bande inférieure à la fréquence $f_{z1} = 8.5 \text{ GHz}$ pour une valeur $\mathbf{M}_{12_1} = 0.148$; puis en changeant juste la valeur du terme $\mathbf{M}_{12_1} = 0.214$ ce zéro se déplace en $f_{z2} = 8.15 \text{ GHz}$.

D'autre part, pour déplacer le zéro de transmission dans la bande supérieure, nous avons changé le signe du paramètre $\mathbf{M}_{12_0} = -0.781$; le zéro de transmission se trouve alors à $f_{z3} = 10.5 \text{ GHz}$ pour $\mathbf{M}_{12_1} = 0.148$ et $f_{z4} = 10.85 \text{ GHz}$ pour $\mathbf{M}_{12_1} = 0.214$.

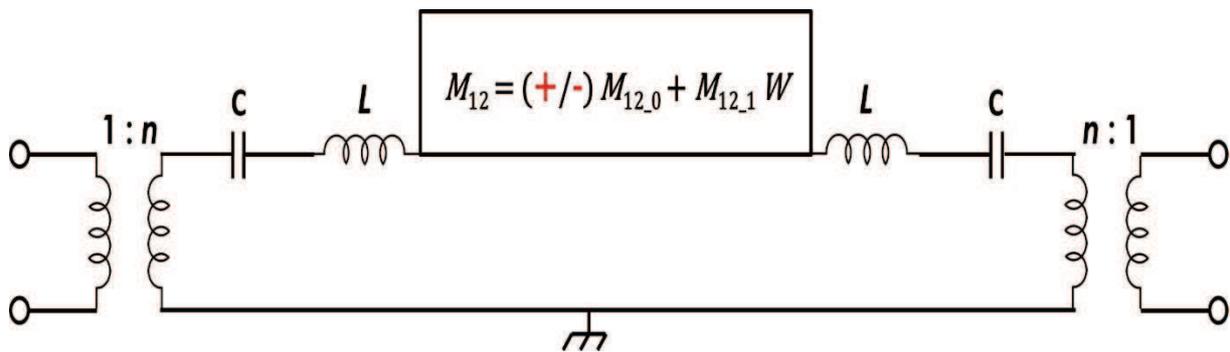


Figure II-1: Modèle de circuit équivalent pour le couplage inter-résonateur dispersif

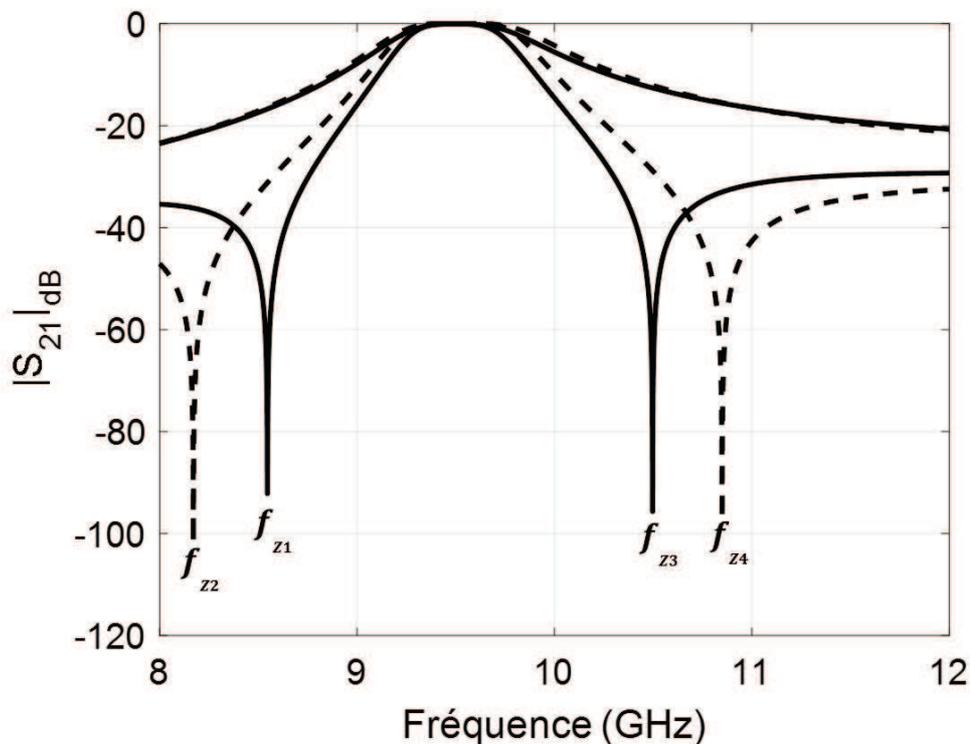


Figure II-2: Réponse de circuit équivalent pour un filtre deux pole à couplage dispersif

Ce principe du couplage mixte modélisé par un circuit équivalent pour caractériser plusieurs éléments ou motifs de couplage dispersif est utilisé pour implémenter des structures 3D.

Suivant l'approche utilisée pour modéliser un plot capacitif, nous avons recherché d'autres éléments, où le couplage électrique/magnétique est dominant, afin de produire un couplage dispersif négatif/positif qui génère un ou plusieurs zéros de transmission supplémentaires à des fréquences supérieures/inférieures à la bande passante.

II.2.1. Plot en forme de marteau

L'élément de couplage dispersif peut fournir une valeur positive ou négative, en fonction de sa forme, pour générer un zéro de transmission supplémentaire dans la bande stoppée supérieure ou inférieure. En suivant l'approche présentée dans le chapitre I, nous avons donc, modélisé un autre élément, où le couplage magnétique est dominant, afin de produire un couplage dispersif positif qui génère un zéro de transmission supplémentaire à une fréquence inférieure de la bande passante.

Pour ce faire nous avons étudié un élément de couplage en forme de marteau montré sur la figure II-3 (a). L'élément est paramétré par deux dimensions, présentées dans les figures II-3 (b) et (c), H_M (profondeur de marteau) et L_M (largeur de marteau), qui sont liés directement aux couplages $M_{12,0}$ et $M_{12,1}$.

Pour arriver à maîtriser le comportement du marteau, nous avons réalisé une étude paramétrique. La profondeur du marteau H_M permet de positionner le zéro de transmission dans la bande stoppée inférieure ou supérieure.

Par exemple, d'après la figure II-4, nous pouvons remarquer, que pour $H_M = 4\text{mm}$, le zéro de transmission est positionné dans la bande inférieure, à $f_{Zi} = 8.5\text{ GHz}$ et pour $H_M = 6.5\text{ mm}$ ce zéro va passer dans la bande supérieure à la fréquence $f_{Zs} = 10.5\text{ GHz}$.

Un autre paramètre dimensionnel, que nous avons testé, est la largeur L_M . Ce paramètre permet de déplacer le zéro de transmission dans la bande stoppée inférieure ou supérieure comme montré sur la figure II-5.

Dans la bande inférieure ($H_M = 4\text{mm}$), pour $L_M = 10\text{ mm}$, 10.3 mm et 10.6 mm les zéros de transmission se déplacent de $f_{Z1} = 8.3\text{ GHz}$, à $f_{Z2} = 8.5\text{ GHz}$, et $f_{Z3} = 8.7\text{ GHz}$ respectivement.

Dans la bande supérieure ($H_M = 6.5\text{ mm}$), pour $L_M = 10\text{mm}$, 10.3 mm et 10.6 mm les zéros de transmission se déplacent de $f_{Z4} = 10.4\text{ GHz}$, à $f_{Z5} = 10,6\text{ GHz}$ et $f_{Z6} = 10,8\text{ GHz}$ respectivement.

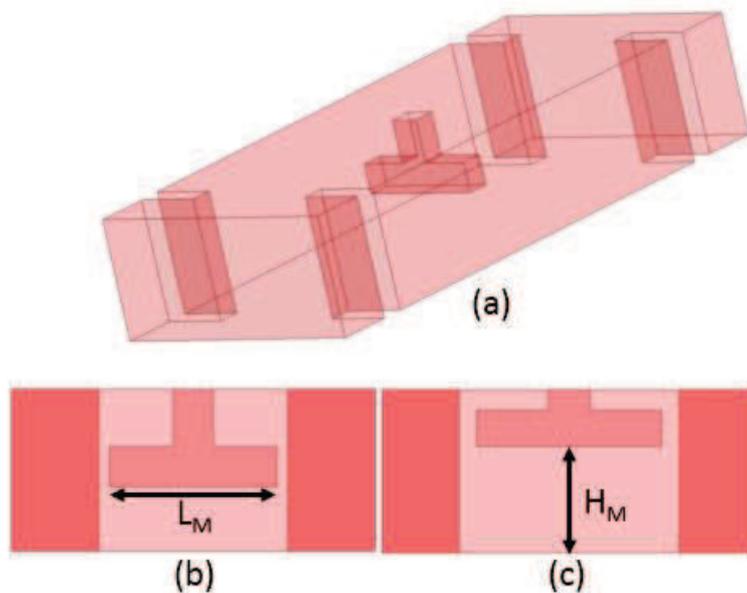


Figure II-3: Structure de filtre deux pôles avec un plot en forme de marteau

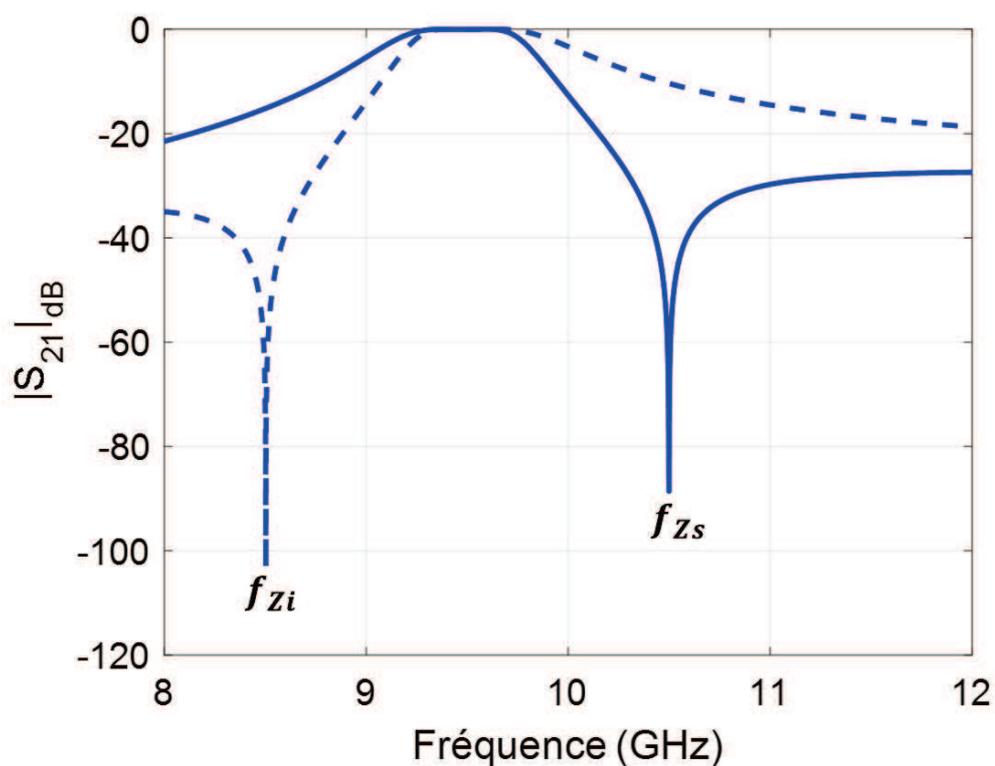


Figure II-4: Paramètres [S] obtenus par simulation électromagnétique pour des différentes hauteurs H_M de plot en forme de marteau

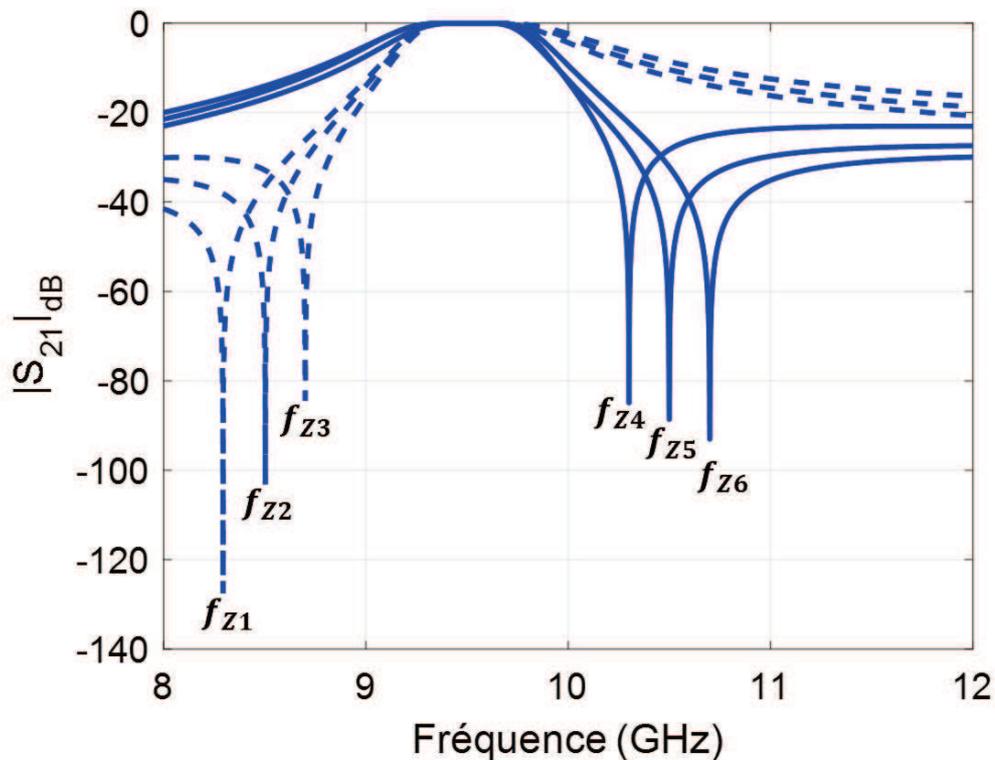


Figure II-5: Paramètres [S] obtenus par simulation électromagnétique pour des différents largeurs L_M de plot en forme de marteau

Après avoir choisi les dimensions du marteau avec le modèle électromagnétique, nous choisissons de réaliser une structure avec une profondeur du marteau $H_M= 4\text{mm}$ et une largeur $L_M= 11\text{mm}$. En fixant ces dimensions, un zéro de transmission va se produire dans la bande stoppée inférieure, comme montré sur la figure II-7.

Ce filtre ainsi dimensionné a été fabriqué en plastique grâce à l'impression 3D. Une photo de la maquette réalisée est présentée sur la figure II-6.

Un très bon accord entre les simulations et les mesures est obtenu, tant au niveau de la fréquence centrale que de largeur de bande passante et surtout pour la position du zéro de transmission.

Les pertes d'insertion sont de l'ordre de 0.48 dB et le coefficient de réflexion est de -23.8 dB. Ainsi, les résultats de simulation et de la mesure prouvent la possibilité d'implémenter un tel couplage dispersif positif en utilisant le plot en forme de marteau.

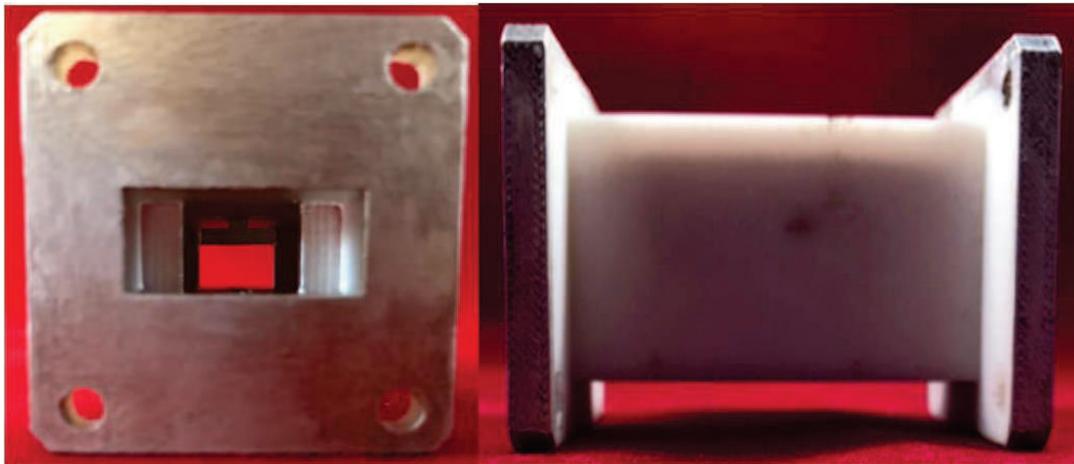


Figure II-6: Prototype d'un filtre deux pôles à couplage dispersif positif (plot en forme de marteau)

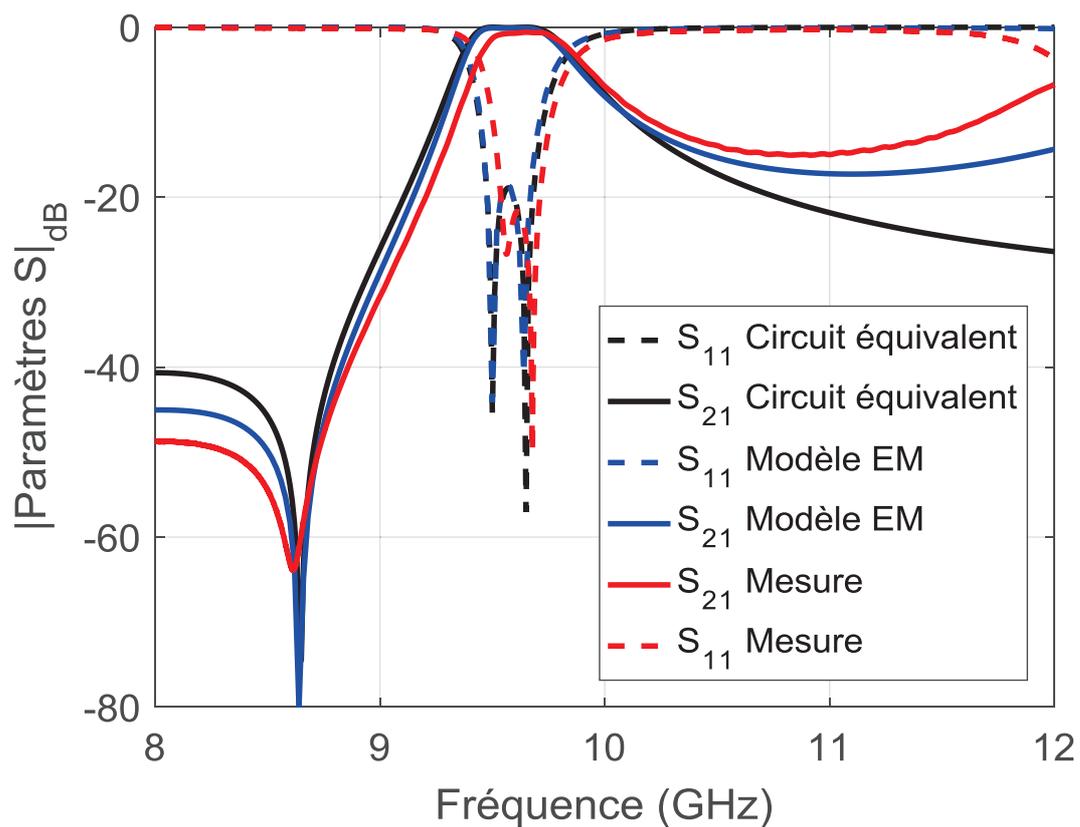


Figure II-7: Paramètres [S] obtenus par circuit équivalent, simulation électromagnétique et mesure de prototype du filtre 2 pôles à couplage dispersif positif

Après avoir mesuré le filtre deux pôles à couplage positif dispersif, nous avons ajusté la réponse théorique à celle mesurée afin d'extraire la matrice de couplage.

La figure II-8 présente une comparaison entre la matrice de couplage idéale et celle extraite de la mesure. On peut ainsi remarquer que les deux matrices sont très similaires, à l'exception des couplages d'entrée-sortie légèrement augmentés expérimentalement.

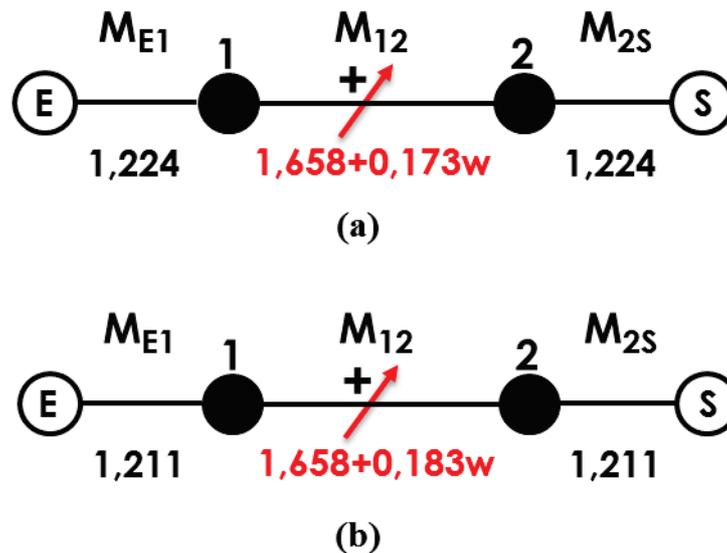


Figure II-8: Comparaison des couplages théoriques (a) et extraits de la mesure (b) pour le filtre deux pôles à couplage positif (marteau)

Ensuite, pour obtenir expérimentalement un zéro de transmission positionné dans la bande stoppée supérieure, nous avons, dans un premier temps, ré-optimisé la réponse du circuit équivalent, en particulier les termes de couplage inter-résonateur M_{12_0} et M_{12_1} , puis nous avons utilisé un modèle électromagnétique, en choisissant la hauteur $H_M = 6.5\text{mm}$ et la largeur $L_M = 11\text{mm}$.

Le filtre ainsi dimensionné a été fabriqué en plastique comme le montre la figure II-9, en suivant la procédure de fabrication précédente. D'après la figure II-10, nous pouvons remarquer la validité de notre concept, en comparant la réponse de mesure avec celles de la simulation électromagnétique et du circuit équivalent.

Les positions du zéro de transmission se trouvent approximativement à la même fréquence, les pertes d'insertion sont de l'ordre de 0.77 dB et le coefficient de réflexion est de -20 dB.

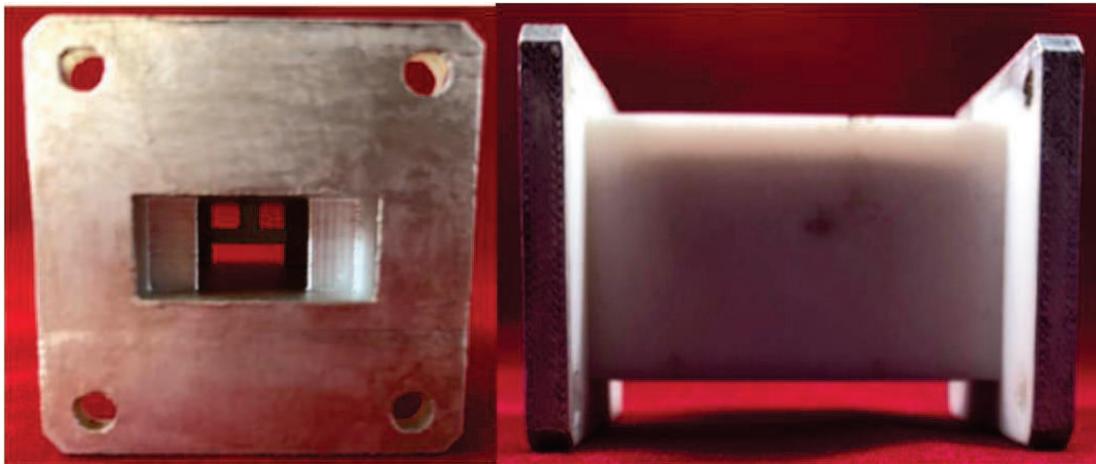


Figure II-9: Prototype d'un filtre deux pole à couplage dispersif négatif (plot en forme de marteau)

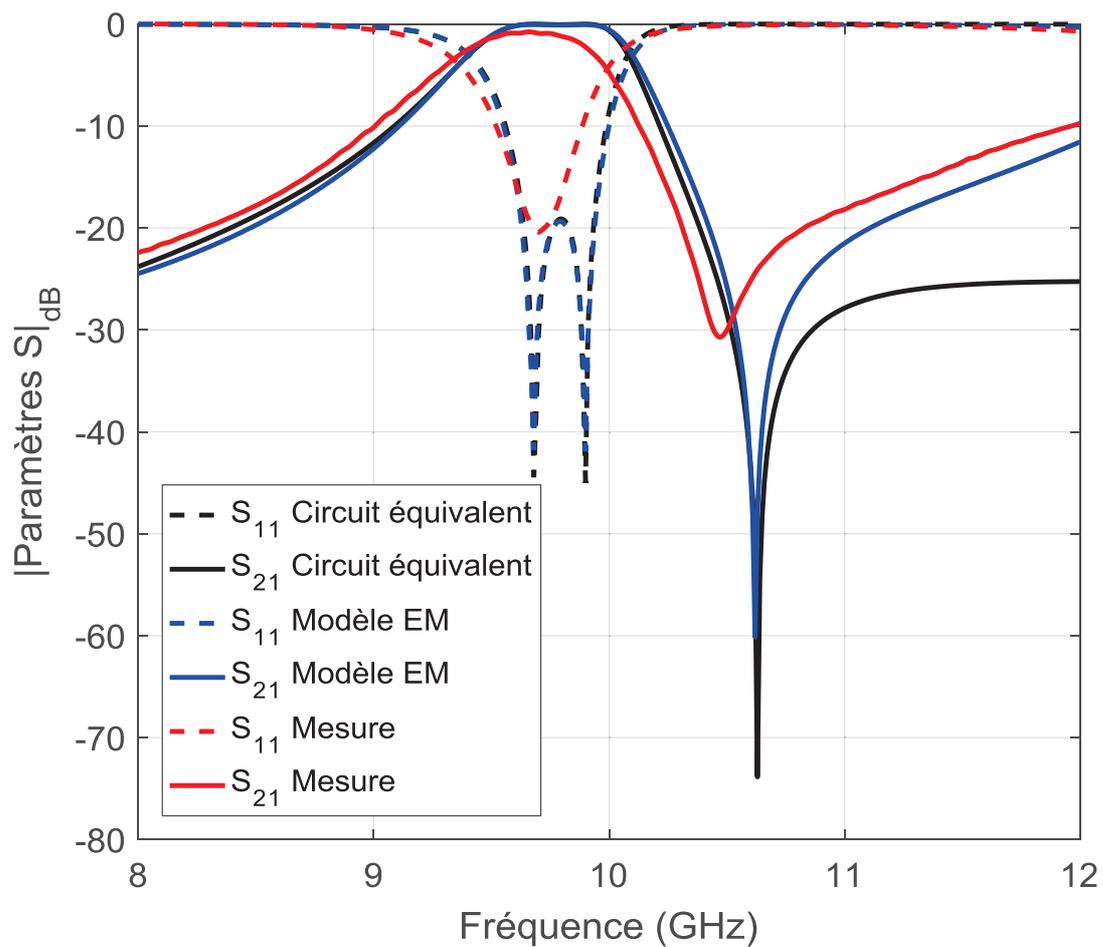


Figure II-10: Paramètres [S] obtenus par circuit équivalent, simulation électromagnétique et mesure de prototype du filtre 2 pôles à couplage dispersif négatif

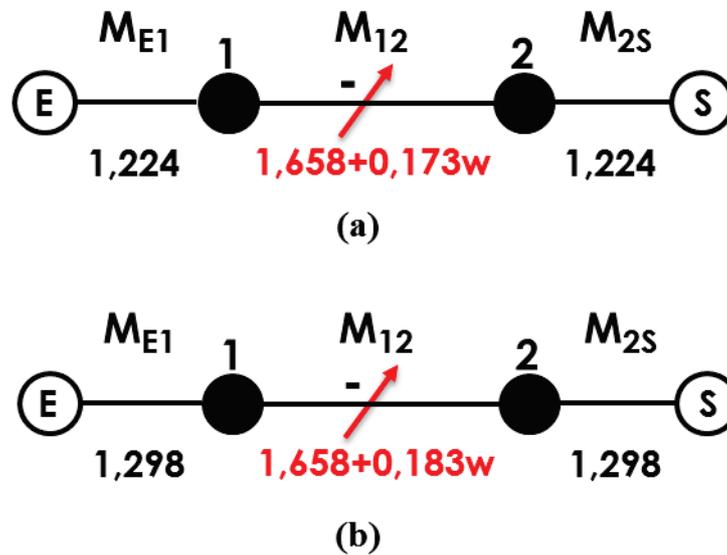


Figure II-11: Comparaison des couplages théoriques (a) et extraits de la mesure (b) pour le filtre deux pôles à couplage négatif (marteau)

La comparaison entre la matrice de couplage théorique et celle extraite de la mesure, effectuée sur la figure II-11, fait apparaître une nouvelle fois des couplages en entrée/sortie plus forts que prévus.

Dans la partie suivante, nous allons présenter un autre élément de couplage dispersif, positif ou négatif, mais utilisable pour des valeurs de couplage plus faible, donc destiné à des bandes passantes étroites.

II.2.2. Iris replié

Traditionnellement, on a tendance à considérer un couplage par iris dans un filtre en guide d'onde comme étant de nature magnétique ou électrique en fonction de la forme de l'iris, de celle de la cavité et des modes couplés. Un iris de couplage de forme rectangulaire reste limité surtout en ce qui concerne la sélectivité du filtre. Nous avons alors cherché à caractériser un iris de forme repliée. Grâce à ce changement de forme, nous allons voir dans la suite, qu'il est possible d'intégrer un couplage dispersif négatif ou positif. L'amplitude du couplage avec un iris replié reste faible par rapport au plot précédent en forme de marteau, mais il peut s'avérer

utile dans des filtres en guides d'ondes à bande étroite ou dans des filtres à plus large bande lorsque des couplages faibles s'avèrent nécessaires.

La modélisation de l'iris replié profite de la même démarche paramétrique que celle utilisée pour le plot en forme de marteau.

Le filtre deux pôles à couplage dispersif possède maintenant un couplage inter-résonateur réalisé à l'aide d'un iris replié comme le montre la figure II-12 (a).

Cet iris replié est paramétré par deux dimensions, qui sont liés directement aux termes des couplages M_{12_0} et M_{12_1} . Ces dimensions sont présentées sur les figures II-12 (b) et (c) et dénommées H_{iris} pour la hauteur de l'iris et L_{iris} pour sa largeur.

Dans le but d'étudier la sensibilité à ces dimensions de l'iris replié, nous avons effectué des simulations électromagnétiques avec le logiciel HFSS, pour des différentes hauteurs de l'iris H_{iris} .

En faisant varier H_{iris} de 5mm à 8mm, on peut observer sur la figure II-13, que le zéro de transmission passe d'un côté à l'autre de la bande passante.

Autrement dit, lorsque le paramètre H_{iris} varie, le couplage change de signe et varie entre $f_{z1} = 8.5 \text{ GHz}$ dans la bande stoppée inférieure et $f_{z5} = 10.5 \text{ GHz}$ dans la bande stoppée inférieure.

Ainsi, après avoir étudié l'élément en fonction de H_{iris} , nous nous sommes focalisés sur le paramètre L_{iris} , qui permet de déplacer en fréquence la position du zéro de transmission.

D'après la figure II-14, on peut remarquer un changement important dans la position du zéro de transmission pour des différentes valeurs de L_{iris} , aussi bien en bande stoppée inférieure qu'en bande stoppée supérieure

Dans le premier cas, nous avons fixé $H_{\text{iris}} = 5 \text{ mm}$: le zéro de transmission se trouve dans ce cas dans la bande stoppée inférieure comme montré précédemment. Pour le déplacer, nous avons fait varier la valeur de L_{iris} . Pour des largeurs d'iris $L_{\text{iris}} = 11.5 \text{ mm}$, 11.8 mm et 12.1 mm , on peut remarquer que le zéro de transmission se déplace aux fréquences $f_{z1} = 8.3 \text{ GHz}$, $f_{z2} = 8.5 \text{ GHz}$ et $f_{z3} = 8.7 \text{ GHz}$ respectivement.

Dans le deuxième cas, nous avons fixé $H_{\text{iris}} = 8 \text{ mm}$: le zéro de transmission se trouve alors dans la bande stoppée supérieure. Pour le déplacer, nous avons fait varier la valeur de L_{iris} à

11.5 mm, 11.8 mm et 12.1 mm. On peut remarquer que le zéro de transmission se déplace aux fréquences $f_{z4} = 10.4 \text{ GHz}$, $f_{z5} = 10.6 \text{ GHz}$ et $f_{z6} = 10.8 \text{ GHz}$.

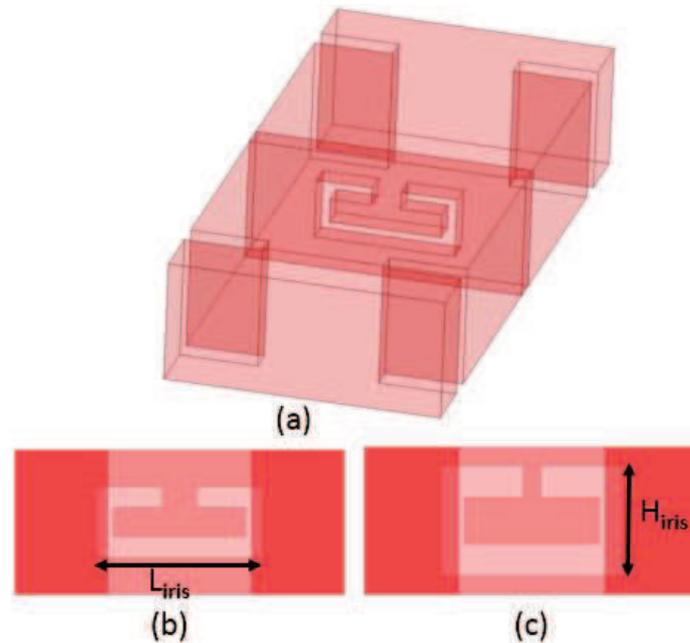


Figure II-12: Structure de filtre deux pole avec un plot en forme d'iris replié

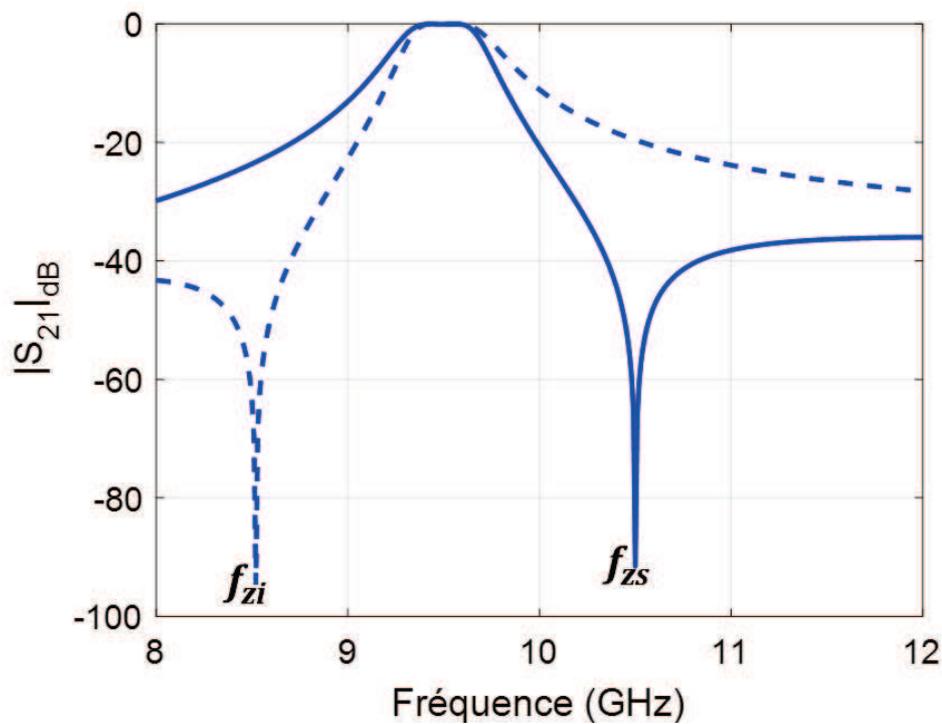


Figure II-13: Paramètres [S] obtenus par simulation électromagnétique pour des différentes hauteurs H_{iris} de l'iris replié

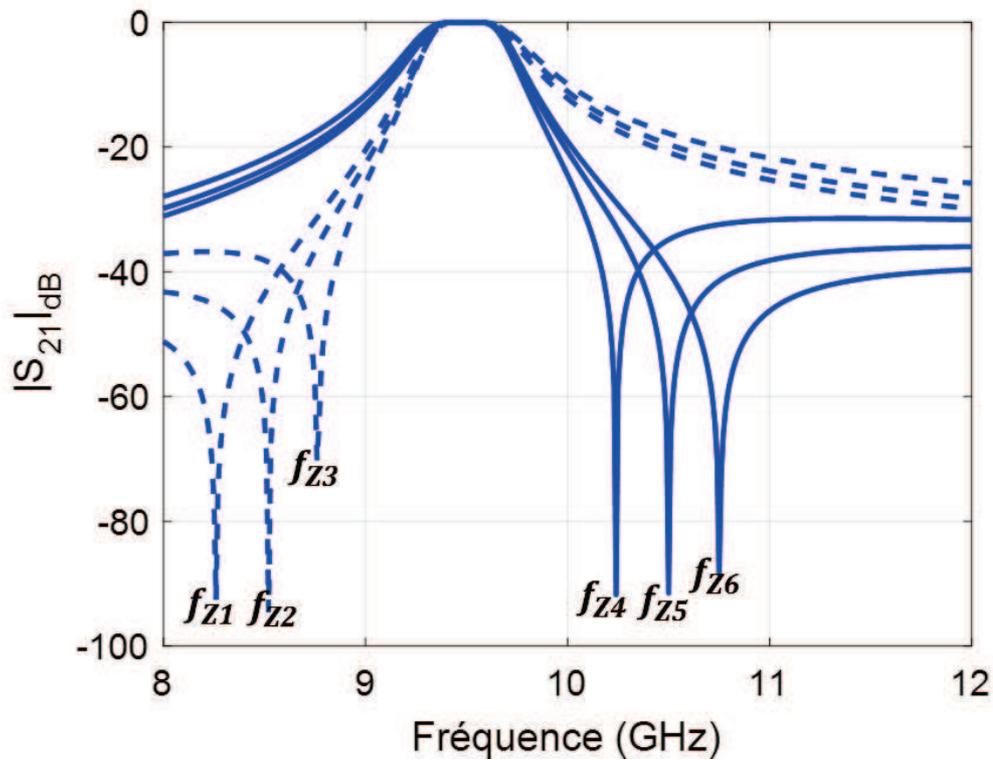


Figure II-14: Paramètres [S] obtenus par simulation électromagnétique pour des différents largeurs L_{iris} de l'iris replié

Pour valider notre concept, deux filtres deux pôles à couplage dispersif (iris replié) ont été dimensionnés en guide d'onde en WR90. Ces filtres ont ensuite été fabriqués par l'impression 3D.

La figure II-15 montre une photo de la maquette fabriquée du premier filtre à couplage dispersif positif réalisé par un iris replié qui prend les dimensions $H_{iris} = 5$ mm et $L_{iris} = 10.3$ mm.

Une très bonne cohérence entre la réponse du circuit équivalent, la simulation électromagnétique et la mesure est obtenue comme montré sur la figure II-16. Cet accord est très bon tant au niveau de la fréquence centrale que de la largeur de bande passante ou de la position du zéro de transmission. Les pertes d'insertion sont de l'ordre de 1.3 dB et le coefficient de la réflexion est de -21.3 dB. La dégradation au niveau de la bande passante est due à la fabrication, et plus précisément à la procédure de métallisation à la laque à l'argent.

Chapitre II. CONCEPTION ET REALISATION DE FILTRES HYPERFREQUENCES A COUPLAGES DISPERSIFS

La figure II-18 présente une photo de la maquette fabriquée pour le deuxième filtre à couplage dispersif négatif réalisé avec un iris replié qui prend les dimensions de $H_{\text{iris}} = 10.5 \text{ mm}$ et $L_{\text{iris}} = 10.9 \text{ mm}$.

Un très bon accord est encore obtenu entre le circuit équivalent, la simulation électromagnétique et la mesure, comme montré sur la figure II-19. On peut remarquer que la position du zéro de transmission se décale sur l'axe des fréquences ; les pertes d'insertion sont de l'ordre de 0.75 dB et le coefficient de la réflexion est -21.6 dB. Le décalage de position du zéro de transmission est encore attribué à la procédure de métallisation.

Dans chaque configuration, les couplages d'entrée/sortie extraits de la mesure s'avèrent un peu plus fort que ceux des circuits équivalents, comme exprimé dans les figures II-17 et II-20.

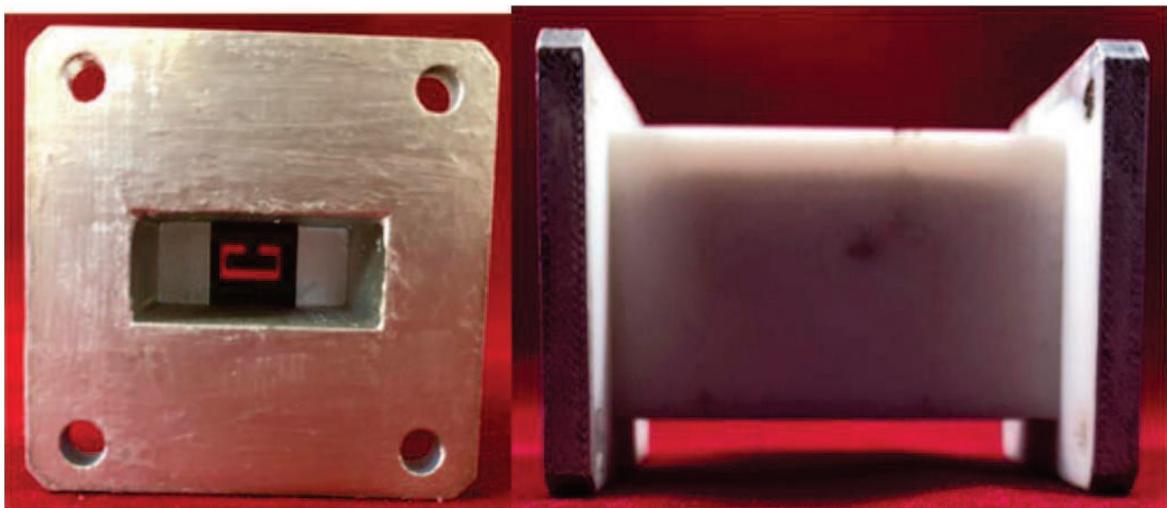


Figure II-15: Prototype d'un filtre deux pole à couplage dispersif positif (iris replié)

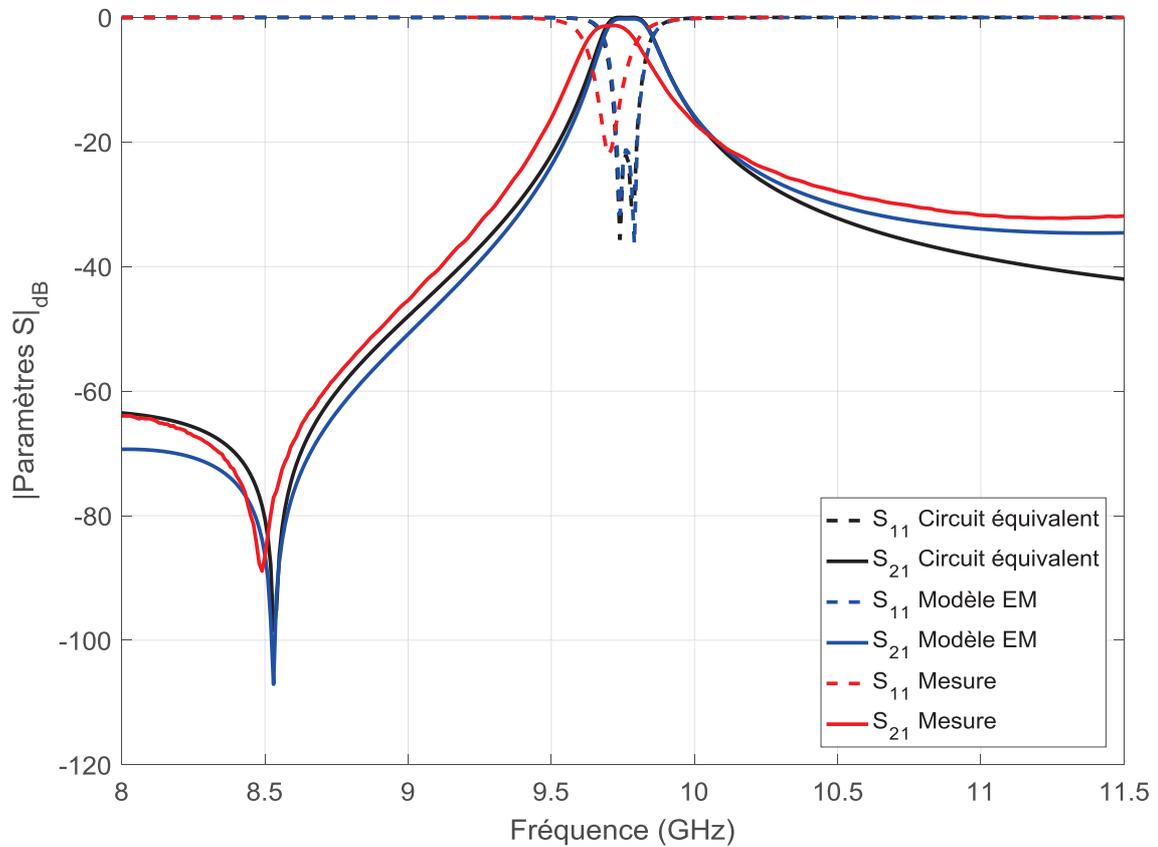


Figure II-16: Paramètres [S] obtenus par circuit équivalent, simulation électromagnétique et mesure du prototype de filtre 2 pôles à couplage dispersif positif

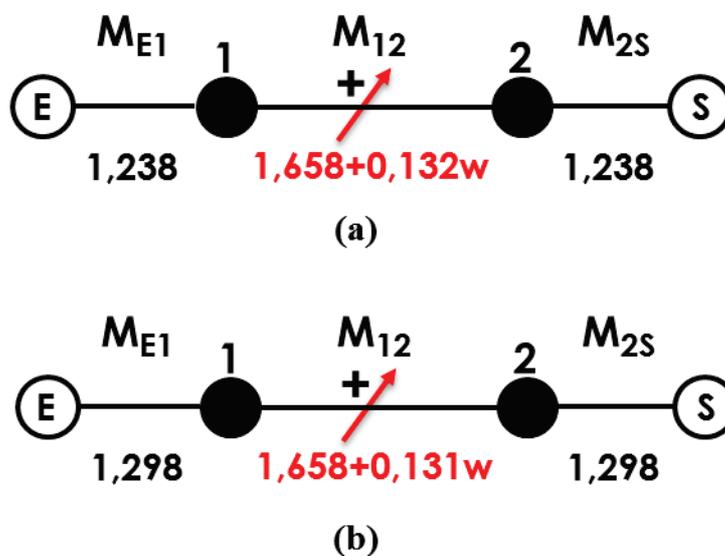


Figure II-17: Comparaison entre les diagrammes de couplage du filtre deux pôles à couplage positif (iris replié) de la matrice théorique (a) et celui extrait de la mesure (b)

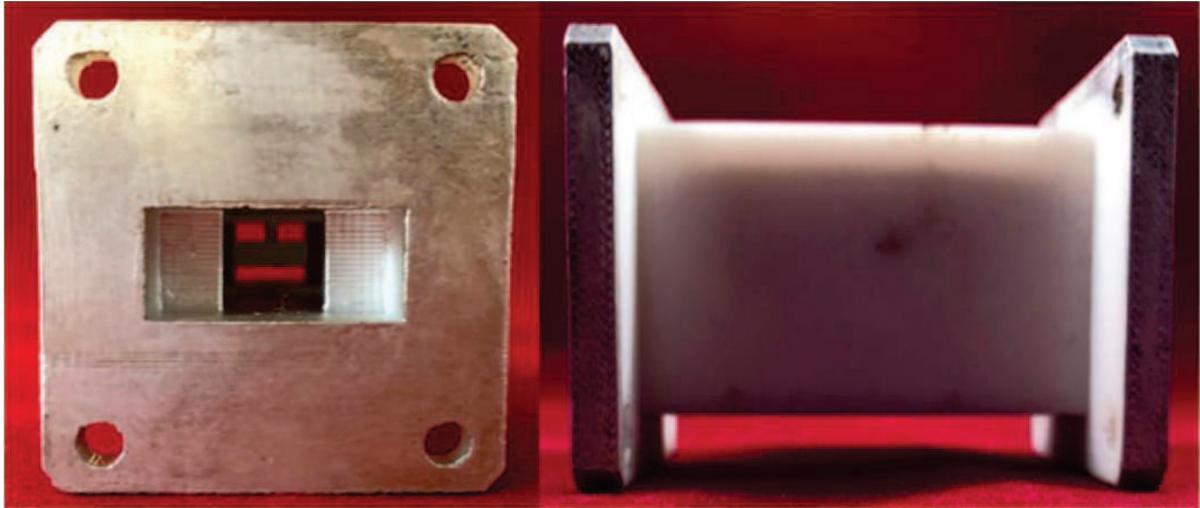


Figure II-18: Prototype du filtre deux pôles à couplage dispersif négatif (iris replié)

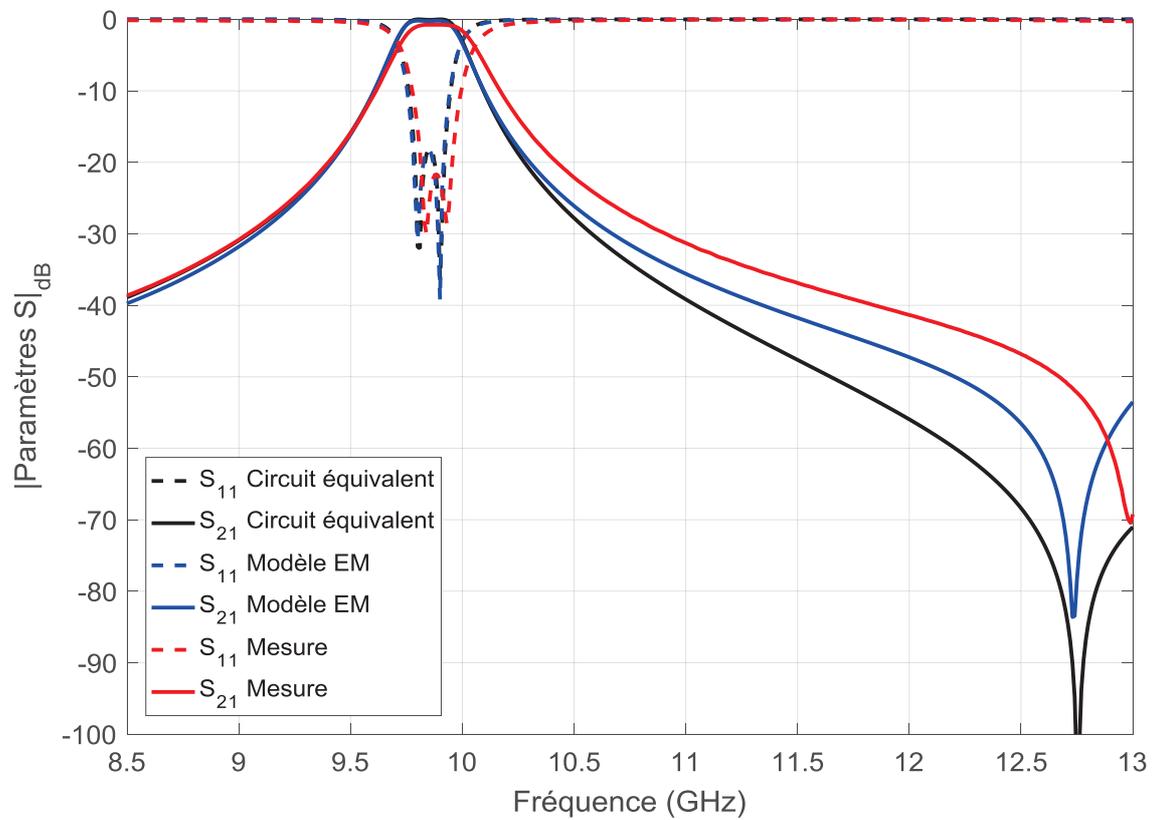


Figure II-19: Paramètres [S] obtenus par circuit équivalent, simulation électromagnétique et mesure de prototype du filtre 2 pôles à couplage dispersif négatif

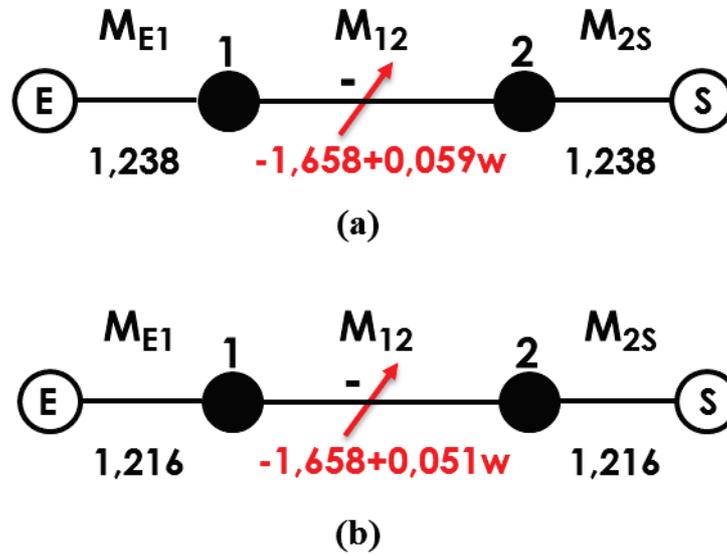


Figure II-20: Comparaison entre les diagrammes de couplage du filtre deux pôles à couplage négatif (iris replié) de la matrice théorique (a) et celui de la mesure (b)

Dans les parties suivantes, nous allons présenter d'autres éléments de couplage dispersif, variantes des précédents, pour la création de zéros de transmission.

II.2.3. Iris en forme de G

Un iris en forme de G a été caractérisé pour modéliser un couplage dispersif négatif. Cet iris est encore une fois implémenté dans un filtre deux pôles pour obtenir un zéro de transmission supplémentaire dans la bande stoppée supérieure.

La structure du modèle électromagnétique simulé est montrée sur la figure II-21. Le paramètre dimensionnel le plus efficace pour déplacer le zéro de transmission est la largeur L_G .

D'après la figure II-22, on peut voir que le zéro de transmission se décale progressivement vers les fréquences hautes. Pour une certaine largeur d'iris.

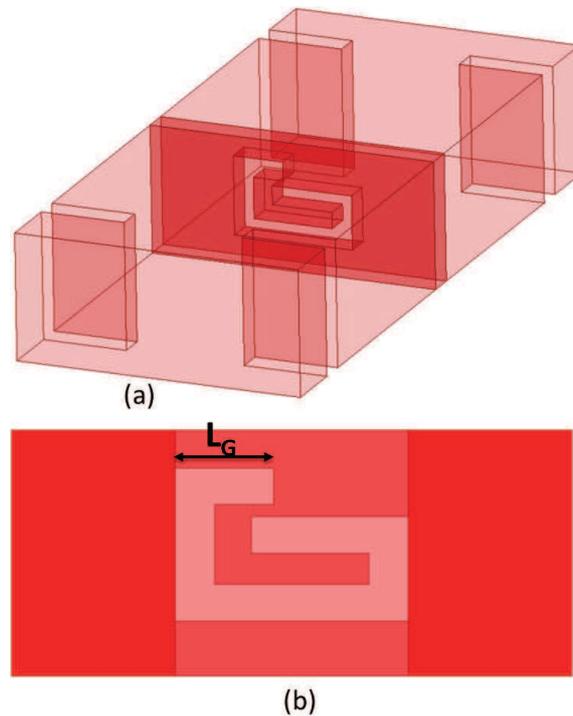


Figure II-21: Structure de filtre deux pôles avec un iris en forme de G

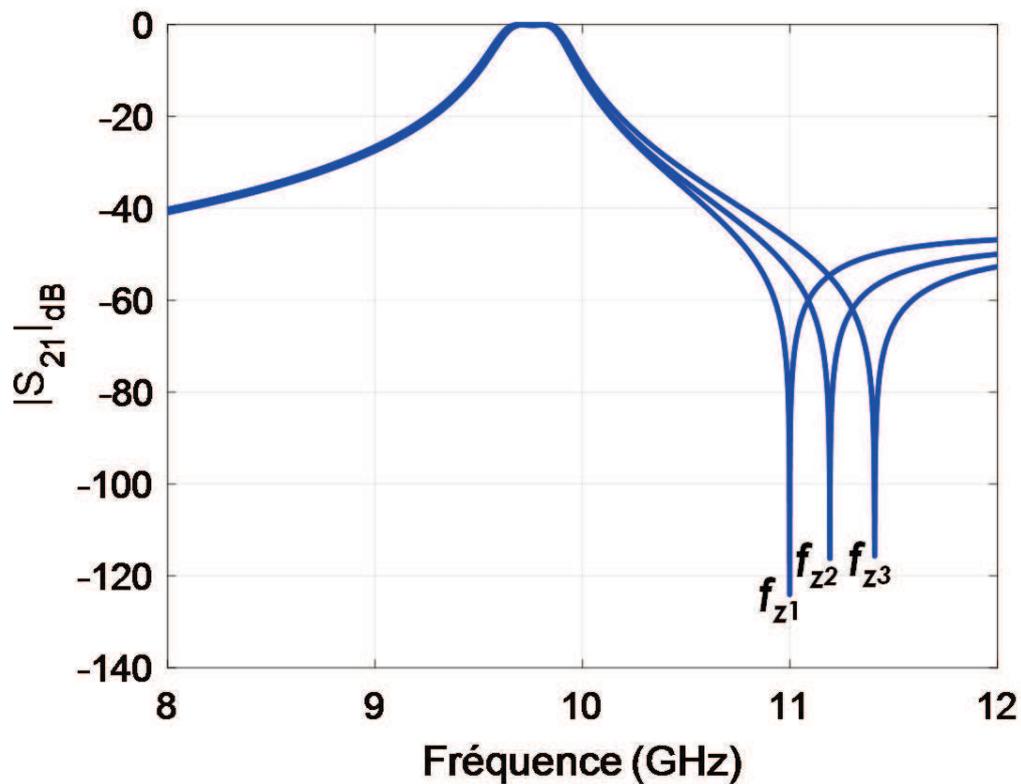


Figure II-22: Paramètres [S] obtenus par simulation électromagnétique pour des différentes largeurs L_B de l'iris en forme de G

II.2.4. Iris en forme de +

Nous nous intéressons pour finir au cas d'un couplage positif dispersif. Ce couplage est réalisé par un iris en forme de 'plus'. L'iris est placé entre les résonateurs 1 et 2 dans un guide d'onde comme montré la figure II-23.

Pour une certaine ouverture au milieu de l'iris, un zéro de transmission va apparaître dans la bande stoppée inférieure. La position du zéro de transmission est alors pilotée par l'ouverture L_c .

On peut constater d'après la figure II-24, que pour une ouverture de $L_c = 3\text{mm}$, 2.85mm et 2.65mm , la position du zéro de transmission varie de $f_{z1} = 8.6\text{GHz}$, à $f_{z2} = 8.4\text{GHz}$ et $f_{z3} = 8.2\text{GHz}$.

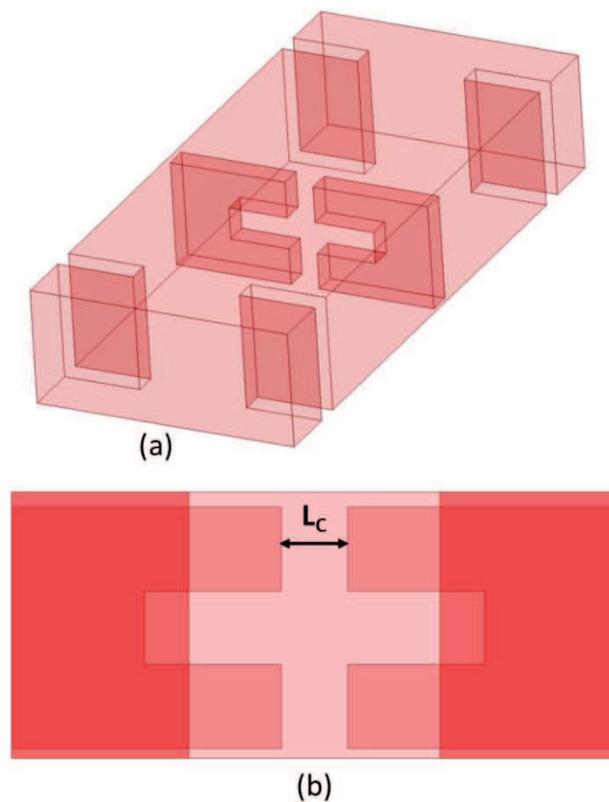


Figure II-23: Structure de filtre deux pôles par iris en forme de +

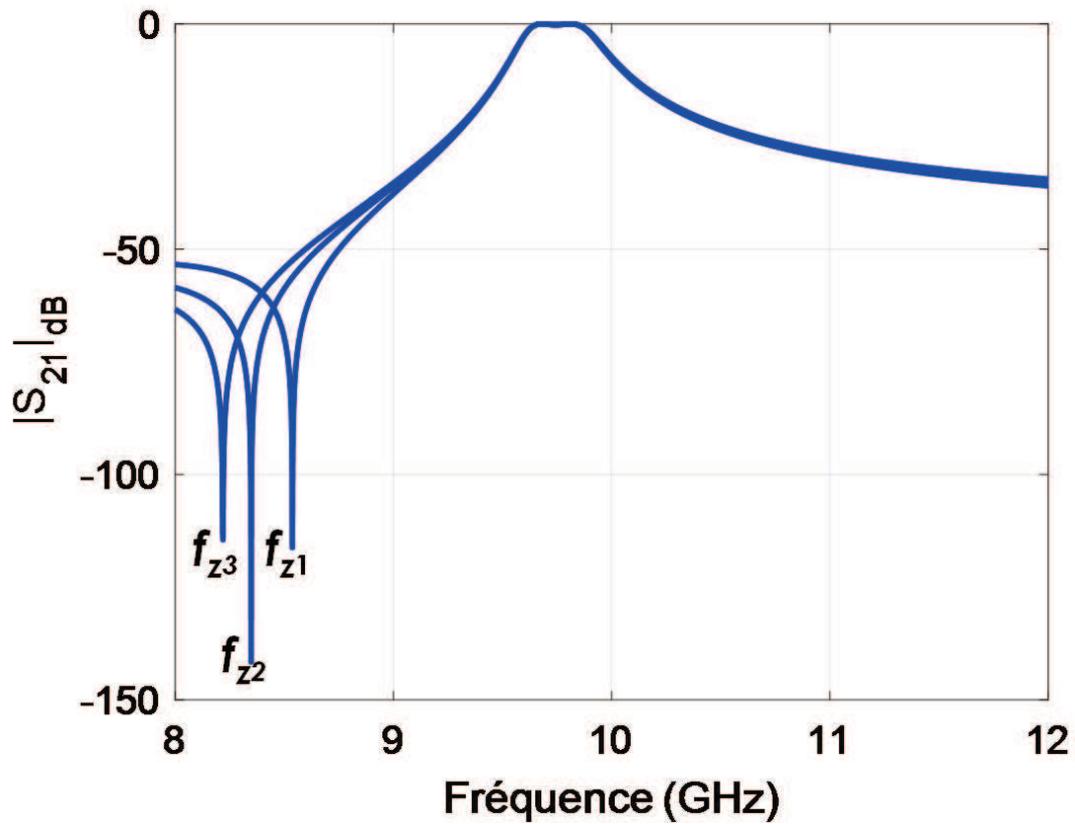


Figure II-24: Paramètres [S] obtenus par simulation électromagnétique pour différentes largeurs L_C de l'iris en forme +

II.3. Conception de filtres multi-bandes à couplages croisés dispersifs

Dans cette section, nous allons présenter la conception de filtres multi-pôles multi-bandes possédant des couplages croisés dispersifs. Le couplage dispersif peut être positif ou négatif, générant des zéros de transmission supplémentaires dans la bande stoppée inférieure ou supérieure, en utilisant les éléments de couplages dispersifs traités dans la section précédente.

II.3.1. Filtre à couplage croisé dispersif négatif

Dans cette partie, nous allons concevoir un filtre six pôles multi-bande à plot capacitif. Dans un premier temps, nous avons optimisé la matrice de couplage initiale du filtre multi-bande par l'optimisation du circuit équivalent lié au diagramme de couplage donné sur la figure II-25.

Dans ce diagramme de couplage, tous les couplages sont de signes positifs et considérés comme non dispersifs, tandis que le couplage croisé entre les résonateurs 1 et 6 est négatif.

La réponse de circuit équivalent est présentée sur la figure II-26. D'après cette figure, on peut remarquer que lorsque le terme dispersif est nul ($M_{16,1} = 0$), quatre zéros de transmission sont produits. En considérant maintenant un couplage croisé dispersif (négatif) entre les résonateurs 1 et 6 ($M_{16,1} \neq 0$), un zéro de transmission supplémentaire apparaît dans la bande stoppée supérieure.

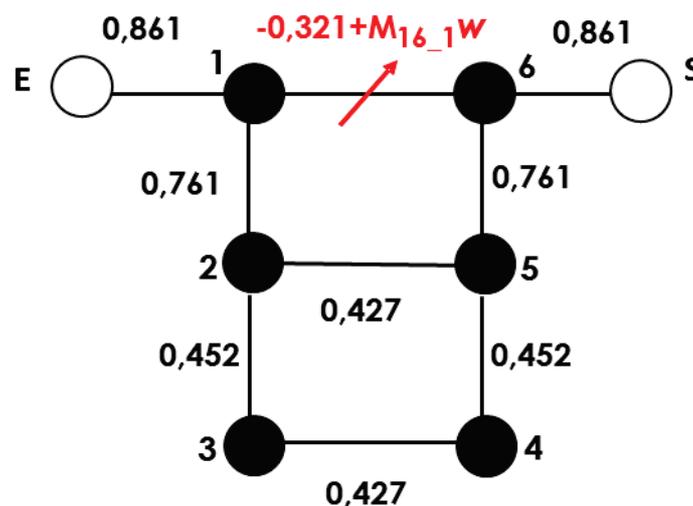


Figure II-25: Diagramme de couplage du filtre six pôles multi-bande à couplage croisé dispersif négatif obtenu par optimisation du circuit équivalent

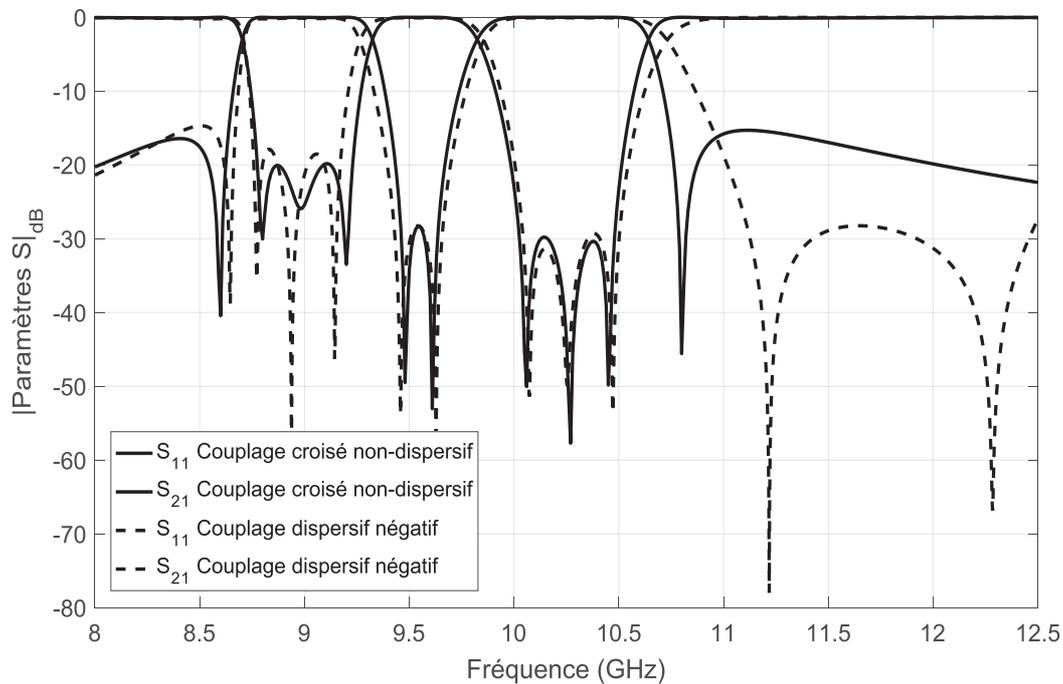


Figure II-26: Paramètres [S] obtenus avec le diagramme de couplage présenté à la figure II-25, en considérant soit un couplage croisé non dispersif entre les résonateurs 1 et 6, soit un couplage croisé dispersif (valeur négative)

Afin de valider ce concept, un filtre six pôles multi-bande avec un plot capacitif est conçu et optimisé pour réaliser une bande passante de 700 MHz centrée sur 8,9 GHz et une bande passante de 900 MHz centrée sur 10,25 GHz.

Le modèle de filtre illustré sur la figure II-27 est optimisé à l'aide du logiciel Microwave Wizard de Mician en suivant la même procédure que celle décrite dans la chapitre I pour le filtre 4 pôles. Nous avons ensuite validé sa réponse électromagnétique, en utilisant le logiciel HFSS.

Sur la figure II-28, la réponse électromagnétique optimisée est comparée à la réponse synthétisée. On peut observer dans les deux réponses qu'un cinquième zéro de transmission est généré dans la bande stoppée supérieure, en raison du couplage dispersif généré par le plot capacitif placé entre les résonateurs 1 et 6.

Une légère différence peut être observée à haute fréquence entre la simulation électromagnétique et la modélisation par circuit équivalent. Ces écarts sont principalement dus aux modes supérieurs qui ne sont pas pris en compte dans le modèle circuit équivalent.

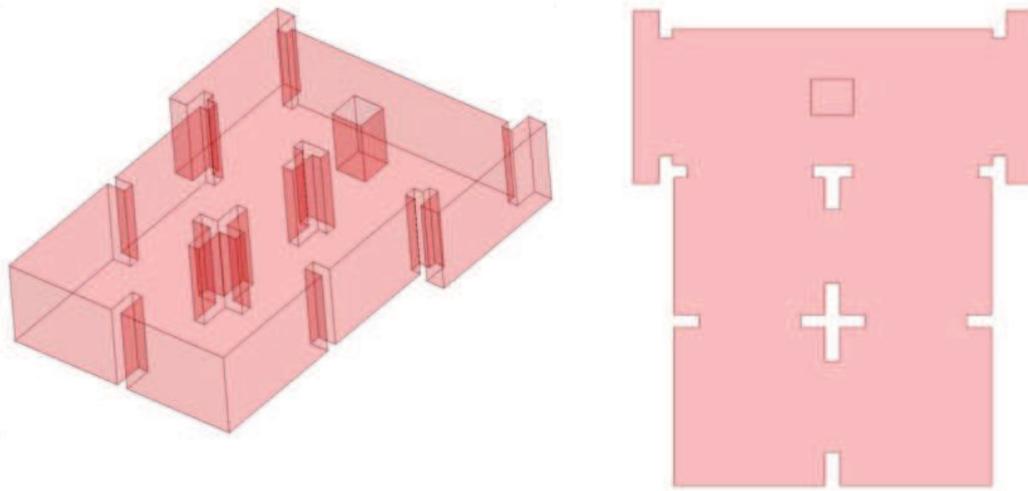


Figure II-27: Filtre six pôles bi-bande à couplage dispersif négatif (plot capacitif)

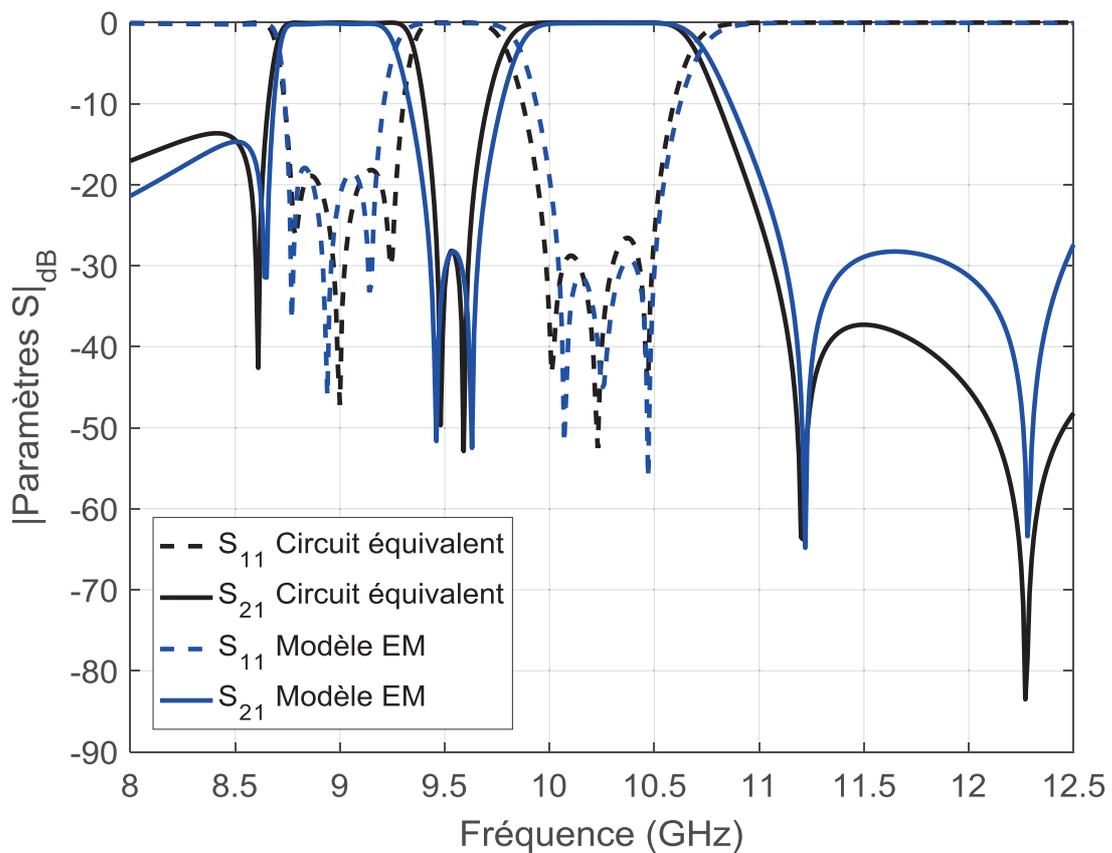


Figure II-28: Paramètres [S] obtenus par simulations du circuit équivalent et du modèle électromagnétique

Chapitre II. CONCEPTION ET REALISATION DE FILTRES HYPERFREQUENCES A COUPLAGES DISPERSIFS

Un prototype, montré sur la figure II-29, a été fabriqué par impression 3D plastique et métallisé à la laque d'argent. La figure II-30 compare les résultats obtenus par mesure du prototype réalisé et les simulations du modèle électromagnétique. On peut visualiser une très bonne cohérence entre les deux réponses, ce qui prouve la validité de notre approche de conception.

L'accord est obtenu, tant au niveau des fréquences centrales que des largeurs de bandes passantes et des positions des zéros de transmission. Les pertes d'insertion sont respectivement de l'ordre de 0.093 dB et de 0.075 dB pour chacune des deux bandes passantes, le coefficient de la réflexion est de 15 dB pour la première bande et de 24 dB pour la deuxième bande.

La matrice de couplage extraite d'après la mesure est montrée sous la forme d'un diagramme de couplage sur la figure II-31. En comparant ce diagramme du couplage avec celui du circuit équivalent déjà montré dans la figure II-25, on peut facilement remarquer qu'il n'a pas de changement notable entre les deux matrices de couplage, ce qui prouve encore la validité de notre concept.

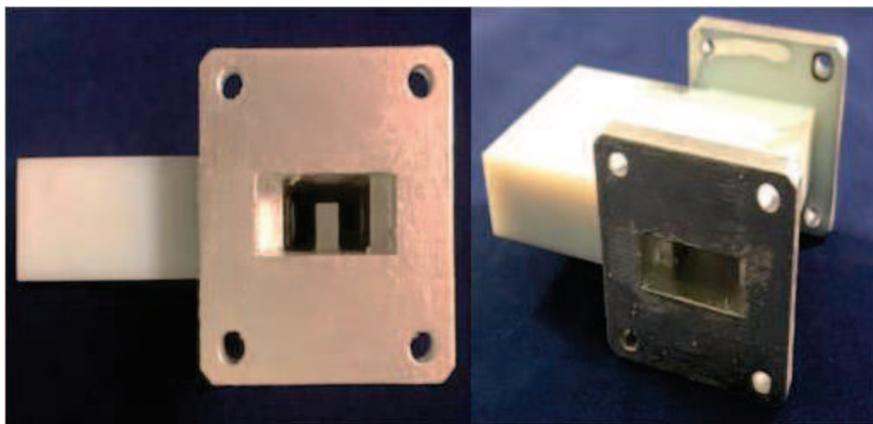


Figure II-29: Prototype du filtre six pôles bi-bande (guide d'onde) avec un couplage dispersif négatif (plot capacitif)

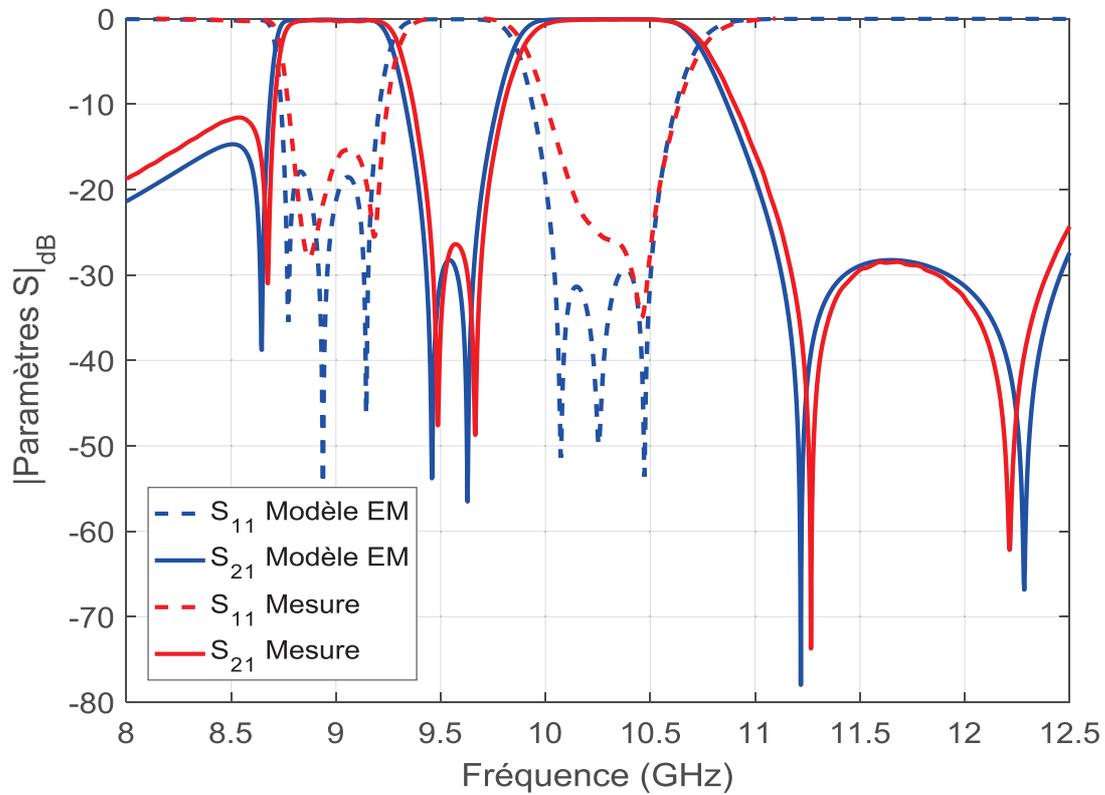


Figure II-30: Paramètres [S] obtenus par les simulations du modèle électromagnétique et les mesures

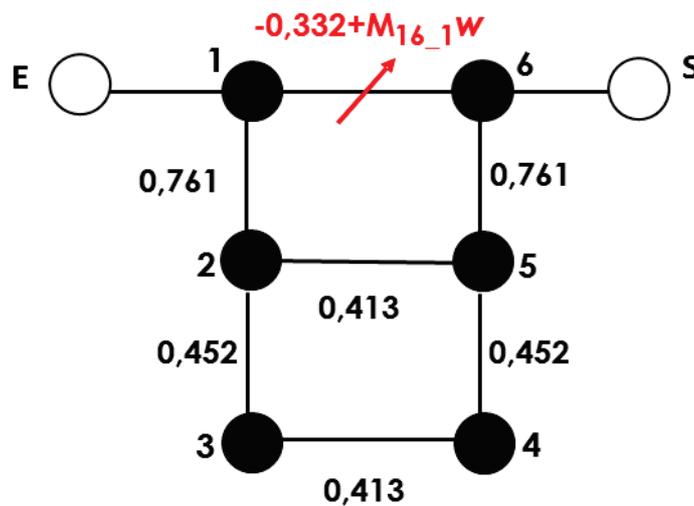


Figure II-31: Diagramme de couplage du filtre six pôles multi-bande à couplage croisé dispersif négatif extrait de la mesure

Dans la partie suivante, nous nous intéressons à l'intégration d'un couplage dispersif positif dans la même structure de filtre bi-bande.

II.3.2. Filtre à couplage croisé dispersif positif

On considère maintenant un couplage croisé dispersif positif. Nous avons donc, ré-optimisé le diagramme de couplage montré sur la figure II-25, en changeant le signe du couplage entre les résonateurs 1 et 6 pour obtenir un couplage dispersif positif.

Nous avons modifié le signe des autres couplages pour former la fonction en recombinaison en phase les différents chemins, direct et indirects, en transformant des couplages de signe positif en un ou plusieurs couplages négatifs. Il y a évidemment plusieurs solutions à ce problème qui donnent théoriquement la même réponse en fréquence et nous en avons sélectionné par exemple deux sur les figures II-32 et II-33.

Dans le premier cas, le couplage entre les résonateurs 1 et 2 a un signe négatif et tous les autres couplages conservent un signe positif, tandis que dans le deuxième cas, on modifie juste les signes de couplage entre les résonateurs 2 et 5 et entre les résonateurs 3 et 4.

L'analyse des circuits équivalents paramétrés par les diagrammes de couplage proposés dans les deux cas est présentée dans la figure II-34. On peut remarquer d'après cette figure, que le zéro de transmission supplémentaire se trouve dans la bande stoppée inférieure.

Cette solution n'a pas été implémentée sous la forme d'un modèle électromagnétique, mais elle reste une perspective à ce travail.

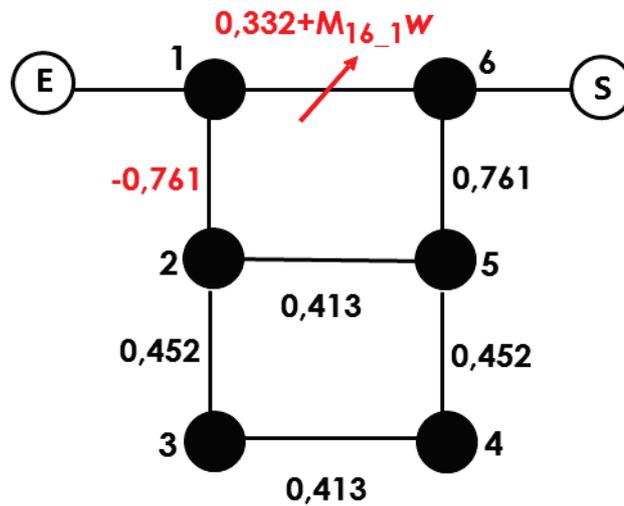


Figure II-32: Diagramme de couplage du filtre six pôles multi-bande à couplage croisé dispersif positif obtenu par optimisation du circuit équivalent (couplage négatif non-dispersif entre les résonateurs 1 et 2)

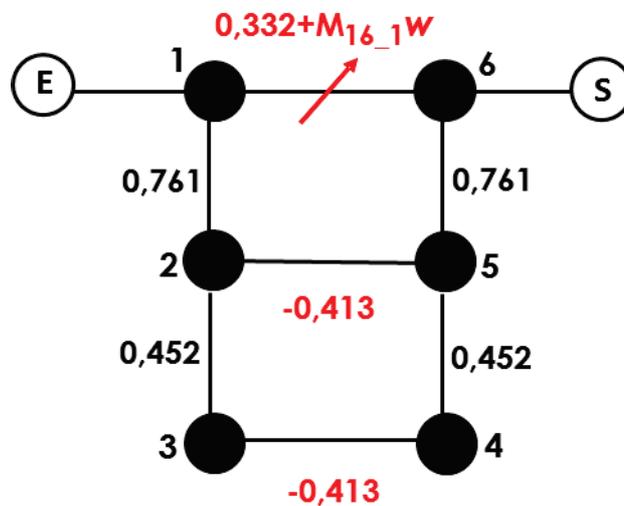


Figure II-33: Diagramme de couplage du filtre six pôles multi-bande à couplage croisé dispersif positif obtenu par optimisation du circuit équivalent ((couplage négatif non-dispersif entre les résonateurs 2-5 et 3-4)

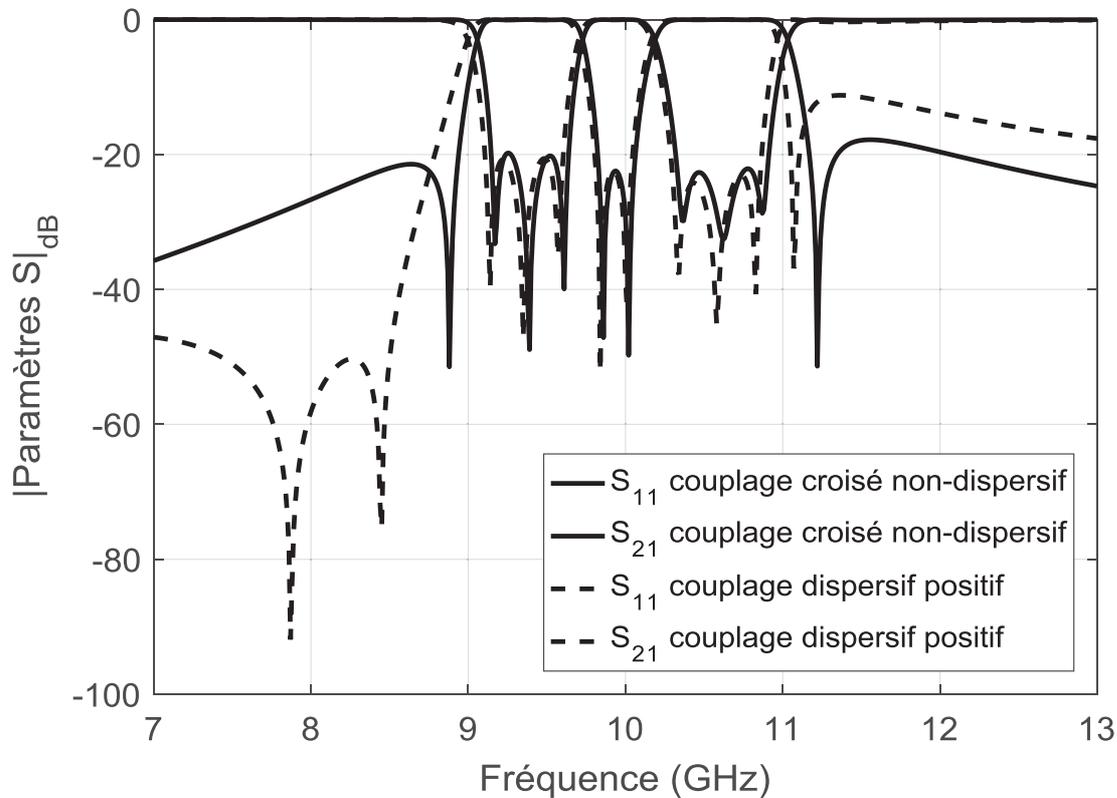


Figure II-34: Paramètres [S] obtenus avec le diagramme de couplage présenté à la figure II-33, en considérant soit un couplage croisé non dispersif entre les résonateurs 1 et 6, soit un couplage croisé dispersif (valeur positive)

II.3.3. Application à des spécifications pour la 5G

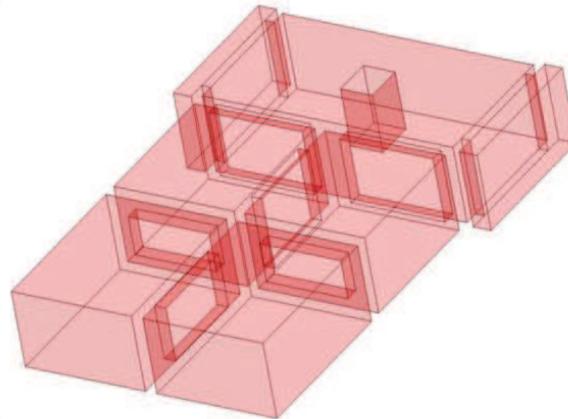
Dans cette partie, le concept précédent a été étendu à la conception d'un filtre multi-bande à couplage dispersif aux fréquences millimétriques. Le filtre est synthétisé pour réaliser deux bandes passantes de 1.36 GHz et 2 GHz, respectivement centrées à 23,7 GHz et 26,7 GHz avec des spécifications électriques précisées dans le tableau II-1.

Le schéma de couplage et la structure de filtre en guide d'onde sont représentés sur la figure II-35. L'architecture permet de générer 5 zéros de transmission pour augmenter la sélectivité dans la bande passante supérieure.

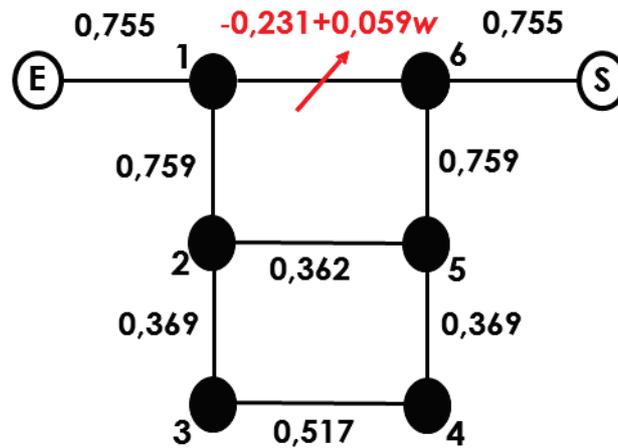
La structure a été dimensionnée à l'aide le logiciel Microwave Wizard, et la réponse optimisée par rapport au circuit équivalent est donnée sur la figure II-36.

Chapitre II. CONCEPTION ET REALISATION DE FILTRES HYPERFREQUENCES A COUPLAGES DISPERSIFS

Il est signalé que sur la figure II-36, une différence peut être observée à haute fréquence entre les simulations électromagnétiques et la modélisation par circuit équivalent, principalement due aux modes supérieurs qui ne sont pas pris en compte dans le circuit équivalent.



(a)



(b)

Figure II-35: Filtre bi-bande à couplage dispersif : structure en guide d'ondes (a) et diagramme de couplage(b)

Tableau II-1: Spécifications prises à titre d'exemple pour les bandes millimétriques en 5G

	Fmin (GHz)	Fmax (GHz)	Spécification (dB)
[S21]	22	22.74	-20
[S11]	23.25	24.25	-15
[S21]	24.79	25.49	-15
[S11]	26.26	27.23	-15
[S21]	29.59	33	-20

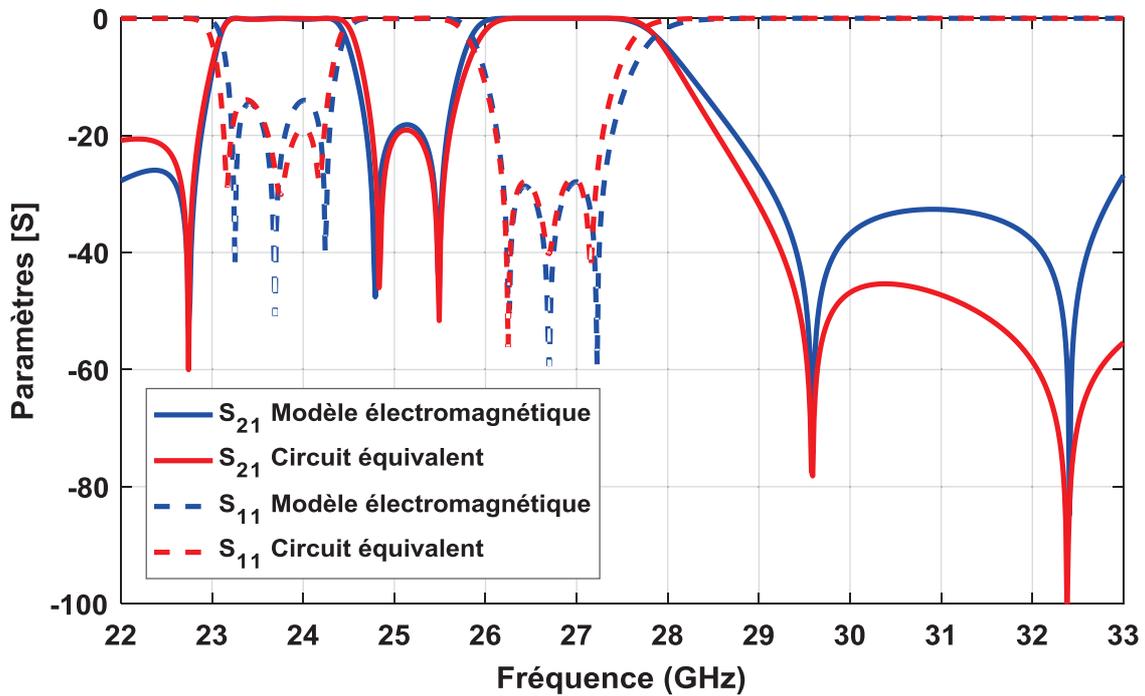


Figure II-36: Paramètres[S] obtenus par simulation du circuit équivalent et du modèle électromagnétique pour le filtre bi-bande

II.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la conception et la caractérisation de différents éléments réalisant un couplage dispersif. Une comparaison en termes de performances électriques entre la réponse théorique obtenue par un circuit équivalent, la réponse obtenue par simulation électromagnétique et la mesure a montré une bonne cohérence pour différents éléments dispersifs avec des performances électriques semblables.

Nous avons finalement conçu des filtres bi-bandes en implémentant les éléments de couplage dispersifs négatifs ou positifs. Le dispositif obtenu présente une compacité et des performances électriques satisfaisantes pour une sélectivité plus forte traduite par la création d'un zéro de transmission supplémentaire.

Chapitre III. INTEGRATION D'ELEMENTS DE COUPLAGE DISPERSIFS DANS DES STRUCTURES DE FILTRAGE EN LIGNE

III.1. Introduction

La création de zéros de transmission avec des topologies classiques basées sur des couplages croisés [18] rend les structures relativement plus complexes à fabriquer. Pour cette raison, plusieurs solutions récentes ont été proposées dans la littérature pour réaliser des filtres pseudo elliptiques avec des zéros de transmission tout en conservant la topologie en ligne, pratique d'un point de vue de la réalisation.

Deux catégories de solutions peuvent être adoptées pour réaliser des filtres pseudo-elliptiques en ligne : la première solution [37] - [40] repose sur la synthèse de topologies à pôles extraits avec des nœuds non résonnants (NRN). La seconde solution repose sur l'utilisation de couplages dépendants de la fréquence [41] qui génèrent eux-mêmes des zéros de transmission.

Un exemple de topologie à pôles extraits est décrit sur la figure III-1. Cette approche conduit à des structures plus simples à dimensionner mais relativement encombrantes et nous ne nous attarderons donc pas plus sur cette solution.

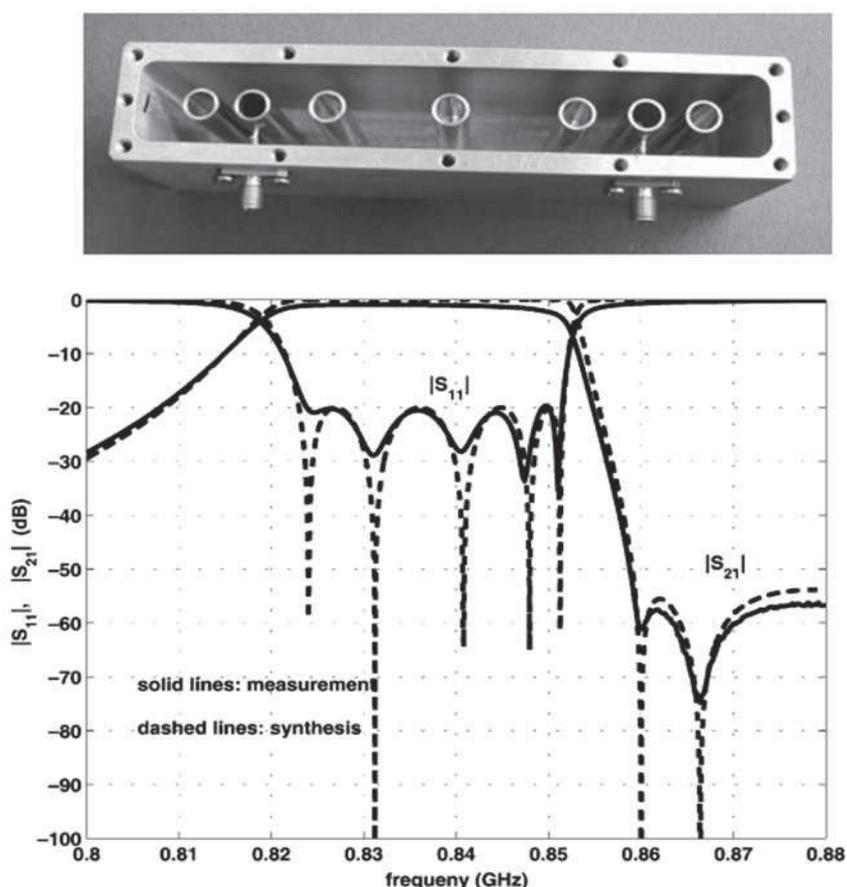


Figure III-1: Topologie de filtre à pôles extraits [40]

Chapitre III. INTEGRATION D'ELEMENTS DE COUPLAGE DISPERSIFS DANS DES STRUCTURES DE FILTRAGE EN LIGNE

Pour les filtres en ligne à couplages dispersifs, la plupart des configurations proposées partent dans une certaine mesure de la topologie en ligne. Les zéros de transmission sont ensuite disposés plus ou moins à proximité de la bande passante pour augmenter la sélectivité mais généralement les zéros de transmission ne sont toujours contrôlés indépendamment.

Dans [42], des filtres en ligne du second et du troisième ordres sont réalisés en intégrant des couplages mixtes entre chaque résonateur. La figure III-2 présente le filtre 3 pôles réalisé par couplage mixte électrique/magnétique. Pour obtenir le couplage électrique, une ligne microruban déposée sur un substrat diélectrique est insérée dans l'iris de couplage, et relie le sommet des barreaux internes. D'autre part, la jonction conductrice qui relie deux barreaux adjacents, permet de contrôler en fonction de sa position le couplage magnétique.

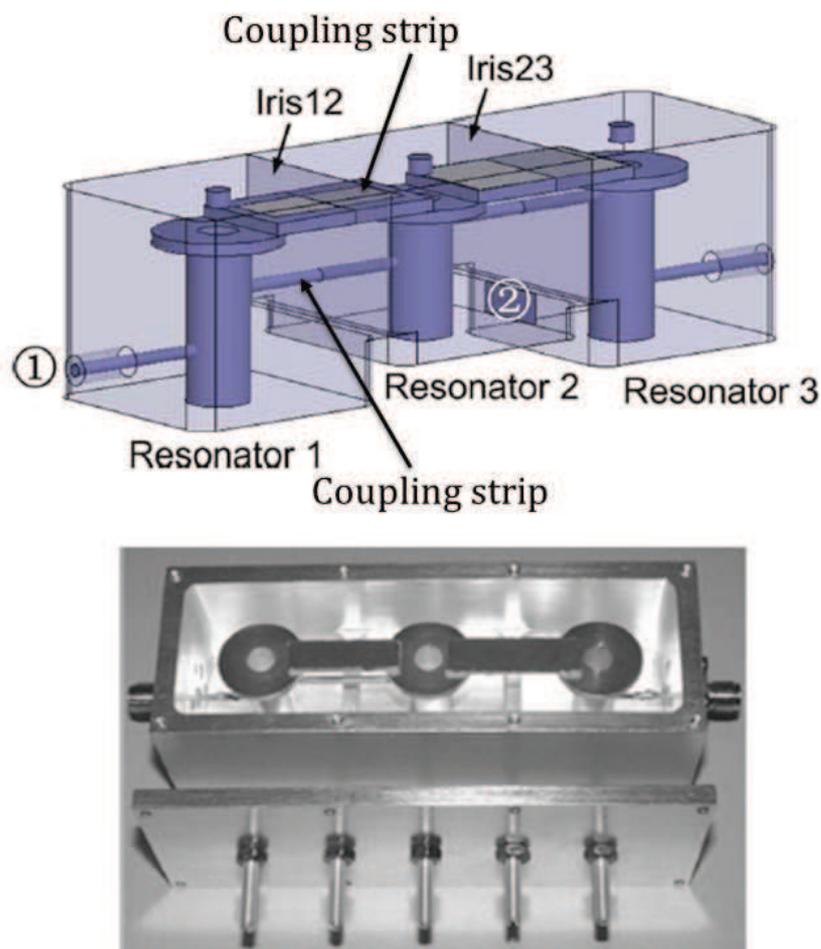


Figure III-2: Modèle électromagnétique et maquette du filtre 3 pôles à couplages mixtes [42]

La figure III-3, montre la réponse de la mesure comparée à celle de la simulation électromagnétique. On peut observer deux zéros de transmission de part et d'autre de la bande passante.

Néanmoins, ce mécanisme nécessite un certain nombre de manipulations et une approche plus générale pour concevoir des filtres en ligne avec des ordres plus élevés.

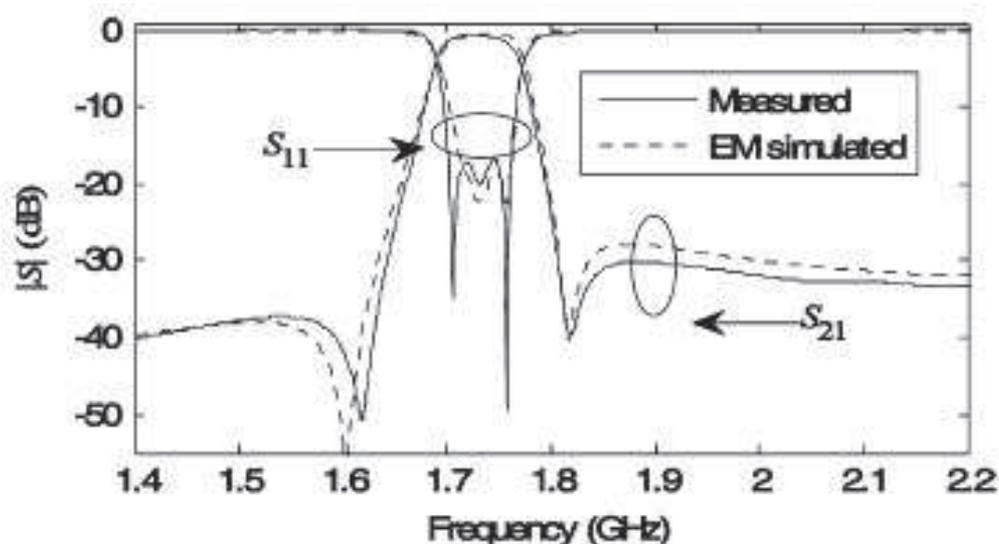


Figure III-3: Paramètres [S] mesurés du filtre 3 pôles comparés avec ceux du modèle électromagnétique [42]

Récemment, une méthode de synthèse directe est rapportée dans [43], mais elle est disponible pour une condition en ligne très particulière où un seul zéro de transmission peut être réalisé. En l'absence d'une approche de synthèse directe générale, le fait qu'un réseau en ligne sélectionné puisse réaliser la réponse en fréquence requise n'est toujours pas prévisible.

Dans ce chapitre, nous introduisons des éléments de couplage dispersifs comme proposés dans le chapitre précédent dans une structure de filtre en ligne qui initialement ne génère pas de zéro de transmission.

Les éléments de couplage dispersif sont introduits comme éléments de couplage inter-résonateurs mais également comme éléments de couplage d'entrée-sortie pour générer un nombre maximum de zéros de transmission.

III.2. Synthèse de filtres en ligne à couplages dispersifs

Dans cette partie, nous allons utiliser une structure de filtre en ligne constituée de 4 résonateurs et nous allons introduire des éléments de couplage dispersifs positifs et négatifs pour générer des zéros de transmission en dessous et/ou en dessous de la bande passante.

III.2.1. Structure en ligne initiale

Théoriquement, dans une structure en ligne contenant des couplages inter-résonateurs indépendants de la fréquence, on obtient, d'après la règle du plus court chemin énoncée dans le premier chapitre, une réponse sans zéro de transmission.

Nous avons ainsi synthétisé un filtre 4 pôles en ligne à couplages indépendants de la fréquence en utilisant le logiciel de synthèse de matrices de couplage SyMaCo développé par Aurélien Périgaud, lui même basé sur le code FELo écrit par Stéphane Bila.

SyMaCo est un outil permettant, entre autres choses, d'obtenir les courbes des paramètres [S] et la matrice de couplage d'un filtre défini par l'utilisateur avec son nombre de pôles et éventuellement de zéros de transmission en fonction de la classe de fonction sélectionnée (Butterworth, Chebyshev, Chebyshev généralisé ..), son adaptation, son facteur de qualité, sa fréquence centrale et sa bande passante. Cette matrice de couplage pourra ensuite être exploitée sur le logiciel ADS sous la forme d'un circuit électrique équivalent.

Le diagramme de couplage du filtre 4 pôle synthétisé initialement est présenté sur la figure III-4. On note que les couplages inter-résonateurs ont des valeurs indépendantes de la fréquence, autrement dit non-dispersives. La réponse du circuit équivalent est présentée sur la figure III-5, et on peut remarquer qu'aucun zéro de transmission n'apparaît dans la réponse.

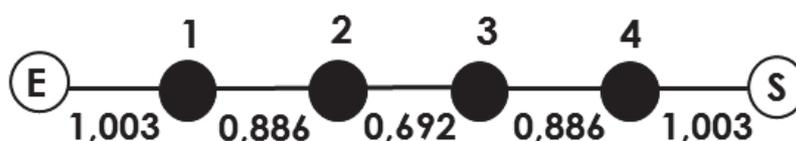


Figure III-4: Diagramme de couplage non dispersif

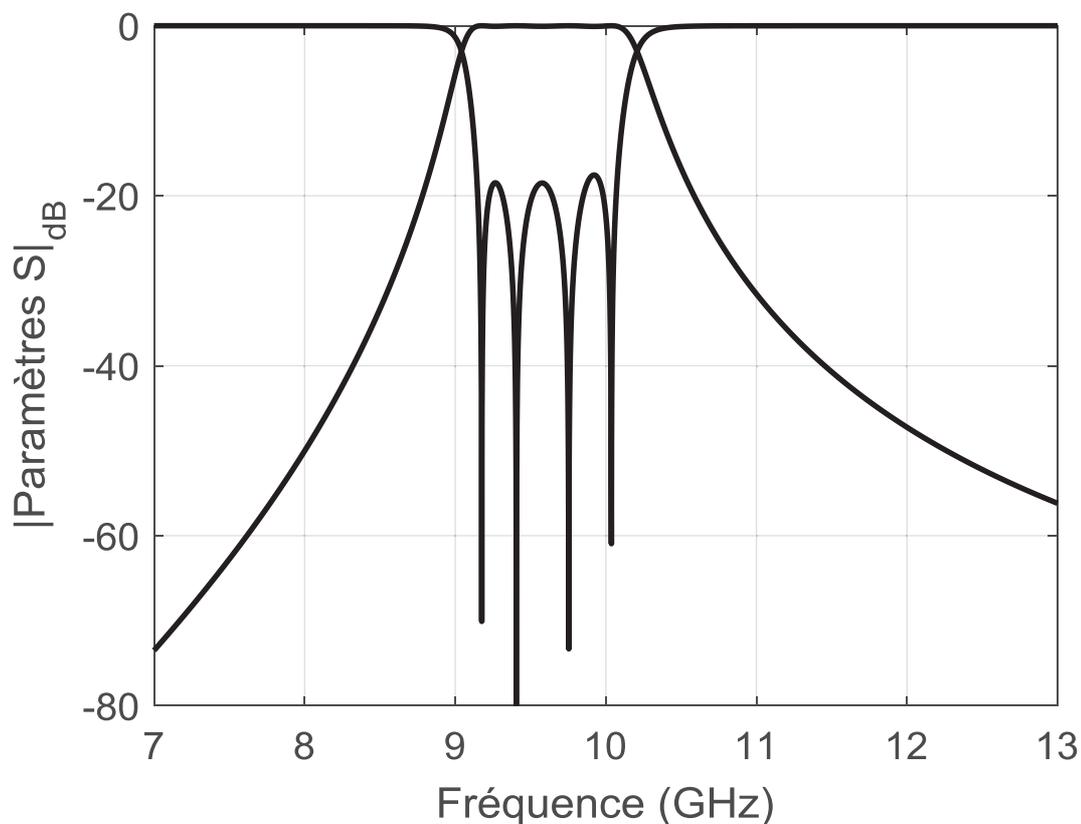


Figure III-5: Paramètres [S] obtenus par le diagramme de couplage présenté à la figure III-4

A partir de la matrice de couplage initiale de ce filtre 4 pôles en ligne et de sa réponse en fréquence, nous allons dans la partie suivante prendre en considération des termes de couplage dispersifs et les intégrer dans le diagramme de couplage.

III.2.2. Génération de zéros de transmission par intégration de couplages dispersifs

Nous allons remplacer les couplages inter-résonateurs par des couplages dispersifs positifs et négatifs et positionner ainsi 3 zéros de transmission en dehors de la bande passante dont la position sera fixée par ajustement des termes constants et dispersifs.

Dans la structure en guide d'ondes, l'emplacement de chaque zéro de transmission sera déterminée par les dimensions des éléments de couplages dispersifs proposés au chapitre II.

Chapitre III. INTEGRATION D'ELEMENTS DE COUPLAGE DISPERSIFS DANS DES STRUCTURES DE FILTRAGE EN LIGNE

A partir de la synthèse précédente, nous avons plusieurs possibilités pour placer les zéros de transmission générés par couplages dispersifs :

- Deux couplages négatifs et un couplage positif pour générer deux zéros de transmission dans la bande stoppée supérieure et un zéro de transmission dans la bande stoppée inférieure
- Deux couplages positifs et un couplage négatif pour générer deux zéros de transmission dans la bande stoppée inférieure et un zéro de transmission dans la bande stoppée supérieure
- Trois couplages négatifs pour générer trois zéros de transmission dans la bande stoppée supérieure
- Trois couplages positifs pour générer trois zéros de transmission dans la bande stoppée inférieure

Nous allons ainsi traiter chacun des cas d'un point de vue de la synthèse et nous en dimensionnerons certains ensuite.

III.2.2.1. Topologie avec deux couplages négatifs et un couplage positif

Dans un premier temps, nous avons repris la matrice de la topologie en ligne initiale servant de référence en rajoutant un terme de couplage dispersif entre chaque résonateur comme montré sur le diagramme présenté sur la figure III-6.

L'arrangement des couplages dispersifs pour le premier cas est constitué de couplages dispersifs négatifs entre les résonateurs 1 et 2 et entre les résonateurs 3 et 4 et d'un couplage dispersif positif entre les résonateurs 2 et 3.

La réponse du circuit équivalent est présentée sur la figure III-7. On peut observer trois zéros de transmission supplémentaires, avec deux zéros de transmission localisés dans la bande stoppée supérieure grâce aux deux couplages dispersifs négatifs, et le troisième zéro dans la bande stoppée inférieure grâce au couplage dispersif positif.

En comparant cette réponse avec celle du circuit équivalent initial (figure III-5), c'est-à-dire sans couplage dispersif, on peut constater que les deux réponses possèdent sensiblement les mêmes fréquences centrales et les mêmes bandes passantes, avec maintenant trois zéros de transmission supplémentaires.



Figure III-6: Diagramme de couplage avec deux couplages dispersifs négatifs et un positif

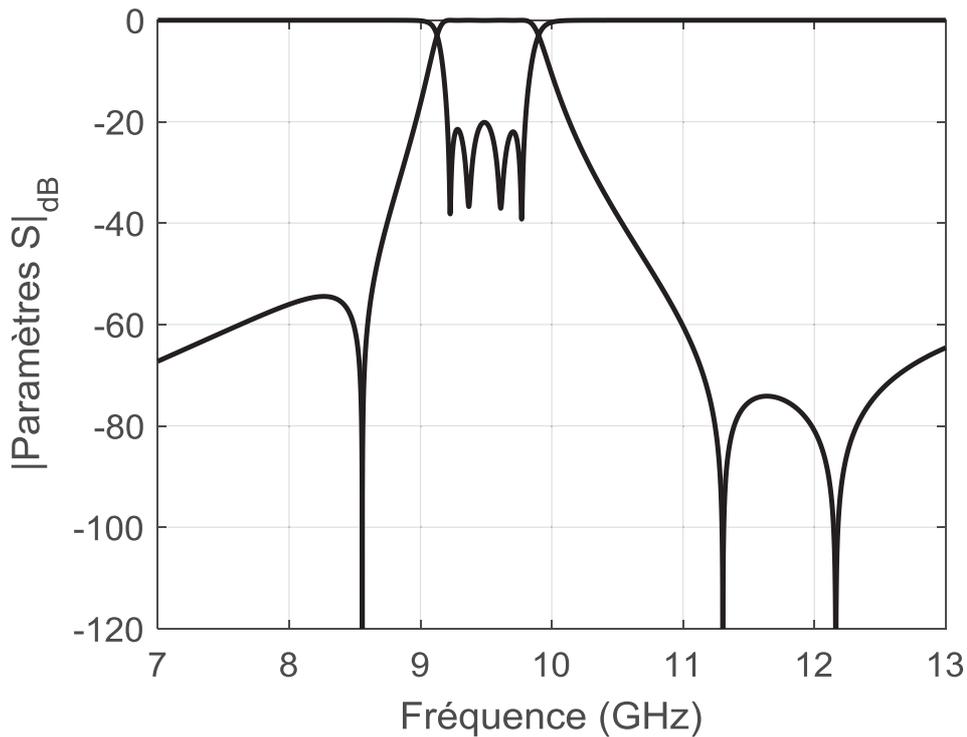


Figure III-7: Paramètres [S] obtenus avec le diagramme de couplage présenté sur la figure III-6

III.2.2.2. Topologie avec deux couplages positifs et un couplage négatif

L'approche précédente est répétée pour synthétiser un filtre avec deux couplages dispersifs positifs et un négatif.

La matrice de couplage de référence est modifiée comme présenté sur la figure III-8, avec des couplages dispersifs positifs entre les résonateurs 1-2 et 3-4 et un couplage dispersif négatif entre résonateurs 2 et 3. On notera que les valeurs des couplages dispersifs positifs sont différents pour contrôler les positions des deux zéros de transmission de manière distincte.

On retrouve comme prévu sur la figure III-9, deux zéros de transmission dans la bande stoppée inférieure et un dans la bande supérieure.



Figure III-8: Diagramme de couplage avec deux couplages dispersifs positifs et un négatif

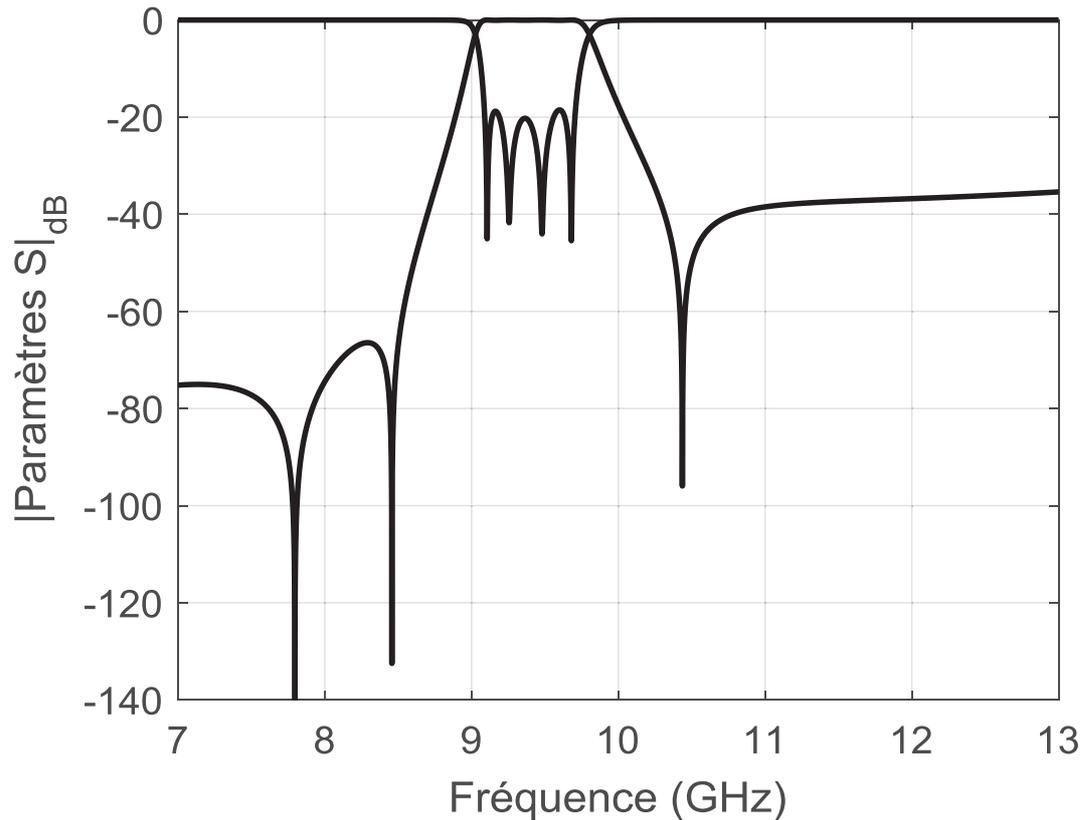


Figure III-9: Paramètres [S] obtenus avec le diagramme de couplage présenté sur la figure III-8

III.2.2.3. Topologie avec trois couplages négatifs

Nous avons ensuite testé une solution à trois couplages dispersifs négatifs comme présenté sur le diagramme du couplage de la figure III-10.

La figure III-11 présente la réponse optimisée des paramètres [S] du circuit équivalent, dans laquelle on peut retrouver trois zéros de transmissions dans la bande stoppée supérieure.



Figure III-10: Diagramme de couplage avec trois couplages dispersifs négatifs

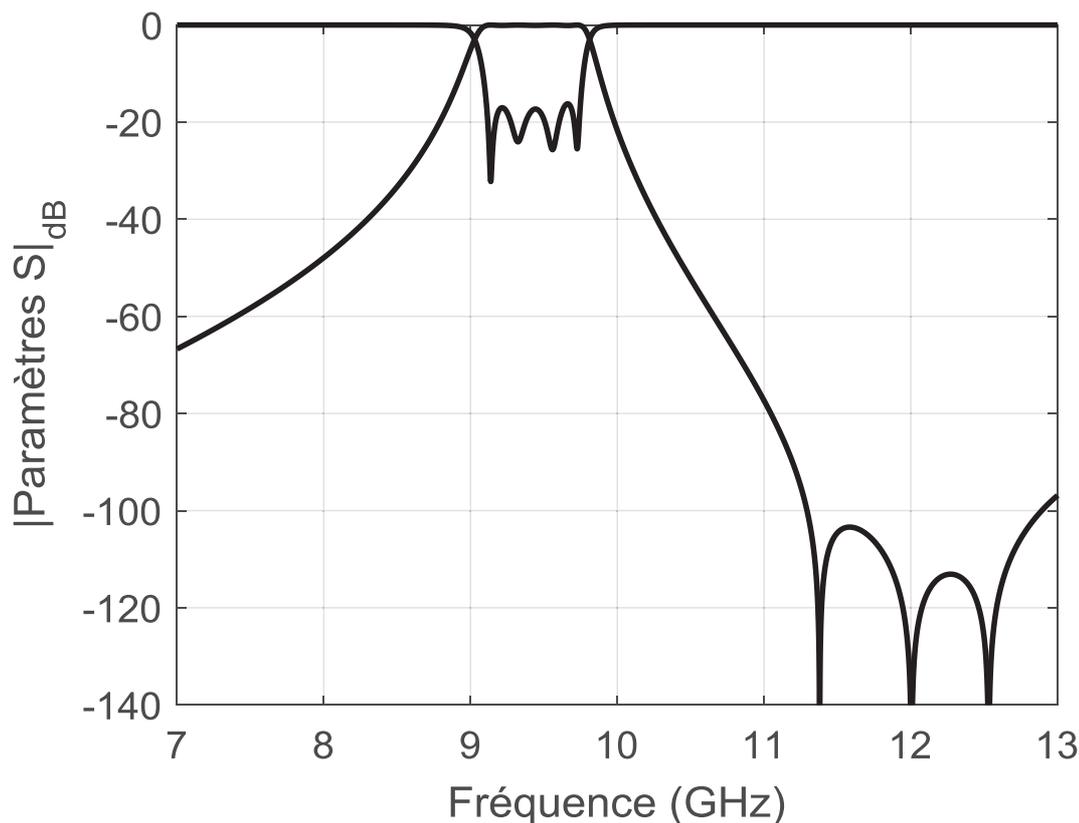


Figure III-11: Paramètres [S] obtenus avec le diagramme de couplage présenté sur la figure III-10

III.2.2.4. Topologie avec trois couplages positifs

Enfin, dans cette dernière partie, nous proposons la synthèse d'un filtre 4 pôles en ligne avec trois couplages dispersifs positifs. Le diagramme de couplage présenté sur la figure III-12 est ainsi optimisé avec des couplages inter-résonateurs dispersifs positifs, avec des termes dépendants de la fréquence distincts dans le but de positionner les trois zéros de transmissions à des fréquences différentes dans la bande stoppée inférieure, comme montré sur la figure III-13.



Figure III-12: Diagramme de couplage avec trois couplages dispersifs positifs

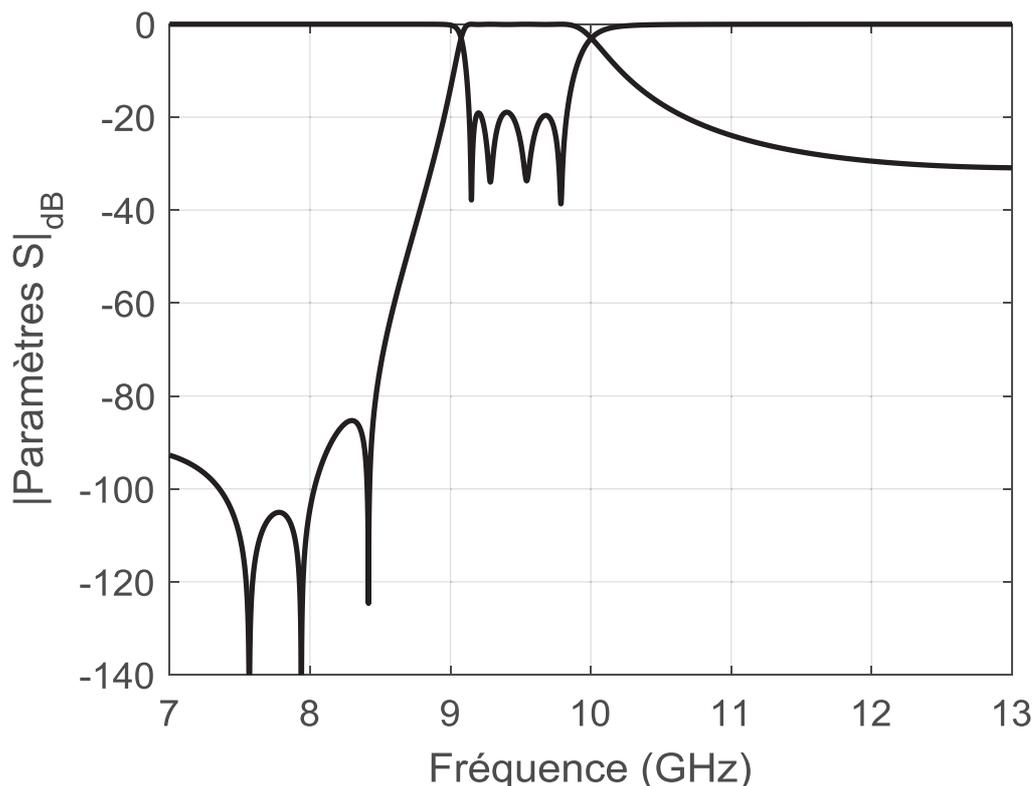


Figure III-13: Paramètres [S] obtenus avec le diagramme de couplage présenté sur la figure III-12

III.2.3. Conception de filtres en ligne à couplages dispersifs

Dans cette partie, nous implémentons deux des solutions précédentes : une solution avec 3 zéros de transmission d'un même côté de la bande passante, en l'occurrence les 3 dans la bande stoppée supérieure, et une avec 2 zéros de transmission d'un côté et 1 de l'autre, et nous avons choisi 2 zéros dans la bande stoppée inférieure et 1 dans la bande stoppée supérieure.

Le dimensionnement des modèles électromagnétique s'appuie sur les éléments de couplage dispersifs proposés au second chapitre.

III.2.3.1. Filtre 4 pôles avec deux couplages positifs et un couplage négatif

A partir des synthèses précédentes, nous avons eu recours à des simulations électromagnétiques avec le logiciel ANSYS HFSS pour dimensionner notamment la solution présentée sur la figure III-8. Quatre cavités rectangulaires sont placées en ligne et couplées entre elles, par un plot capacitif entre les résonateurs 2 et 3 pour réaliser le couplage dispersif négatif, et par des plots en forme de marteau entre les résonateurs 1-2 et 3-4 pour réaliser les couplages dispersifs positifs.

Les sections des guides d'onde sont dans le standard WR90 ($a = 22.86$ mm et $b = 10.16$ mm), dont la plage nominale de fonctionnement s'étale de 6.557 GHz à 13.114 GHz.

Après avoir optimisé et fixé les différentes dimensions des plots capacitifs et du plot en forme de marteau, nous avons effectué une simulation de la structure finale montrée sur la figure III-14. Les dimensions optimisées des éléments des couplages dispersifs sont listées dans le tableau III-1.

En comparant les réponses du modèle électromagnétique et du circuit équivalent sur la figure III-15, nous remarquons que nous obtenons quasiment les mêmes résultats. De plus, il faut noter que les deux réponses possèdent les mêmes fréquences centrales et mêmes bandes passantes. Les positions des zéros de transmission sont très similaires, ce qui valide notre concept.

Une maquette réalisée en plastique par l'impression 3D est prévue dans la perspective de valider expérimentalement ces travaux.

Tableau III-1: dimensions des éléments de couplage dispersif pour la structure décrite sur la figure III-14

Élément de couplage positif dispersif	Plot en forme de marteau (entre résonateurs 1 et 2)	Plot en forme de marteau (entre résonateurs 3 et 4)
Hauteur du marteau (H_m)	$H_m = 7.5 \text{ mm}$	$H_m = 7.53 \text{ mm}$
Largueur du marteau (L_m)	$L_m = 10.25 \text{ mm}$	$L_m = 10.63 \text{ mm}$
Élément de couplage négatif dispersif	Plot capacitif (entre résonateurs 2 et 3)	
Hauteur du plot (H_p)	$H_p = 6.5 \text{ mm}$	
Largueur du plot (L_p)	$L_p = 3.5 \text{ mm}$	

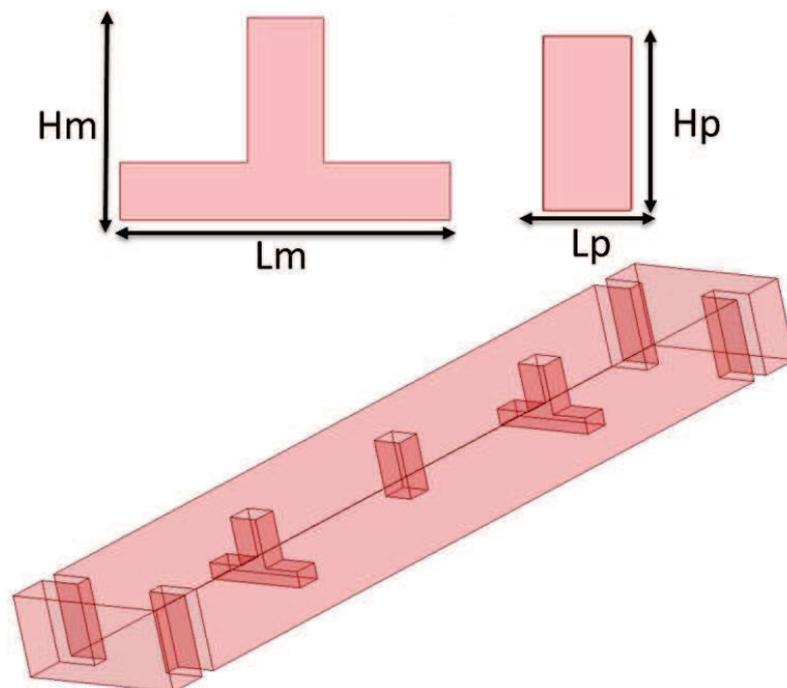


Figure III-14: Structure du filtre 4 pôles en ligne avec deux couplages dispersifs positifs et un négatif

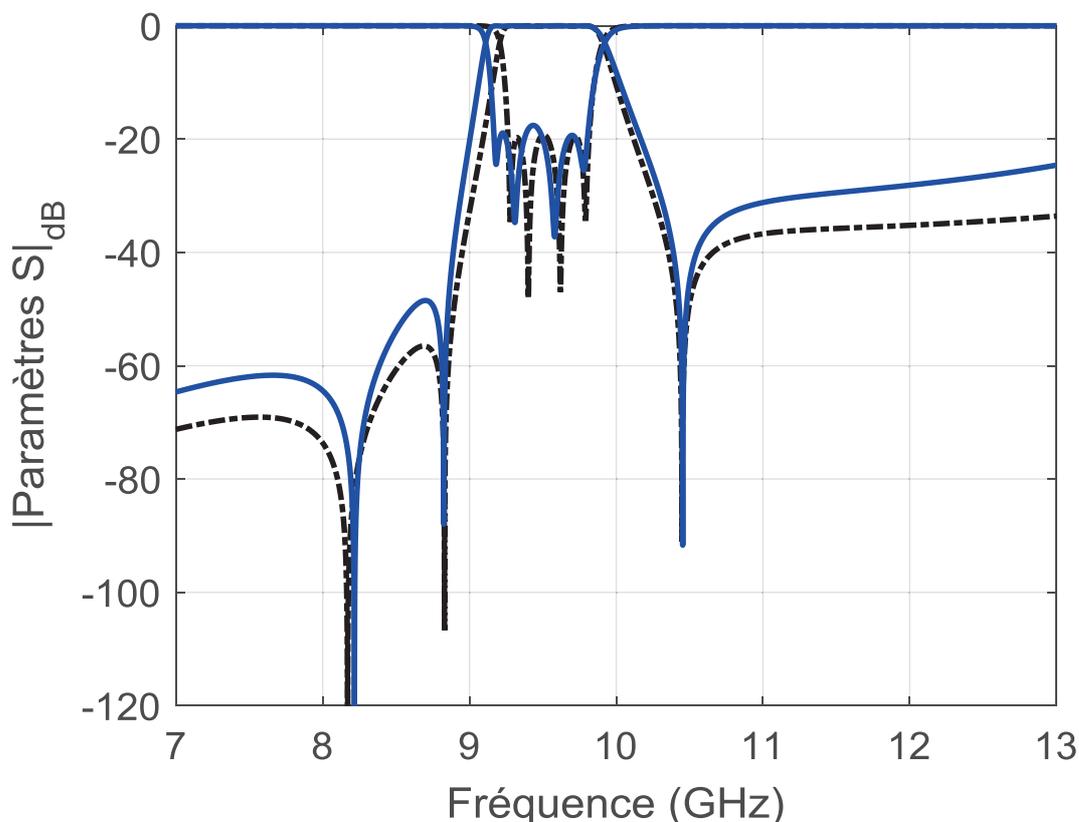


Figure III-15: Paramètres[S] obtenus par la simulation du modèle électromagnétique du filtre 4 pôles en ligne avec deux couplages dispersifs positifs et un négatif

III.2.3.2. Filtre 4 pôles avec trois couplages négatifs

Pour la modélisation électromagnétique de la solution présentée sur la figure III-10, nous avons conservé les dimensions transverses du guide rectangulaire WR90, puis nous avons dimensionné deux plots capacitifs entre les résonateurs 1 et 2 et entre les résonateurs 3 et 4 et un plot en forme de marteau entre les résonateurs 2 et 3 pour réaliser les trois couplages négatifs.

La structure finale du modèle électromagnétique est présentée sur la figure III-16, et les dimensions des éléments de couplage sont présentées dans le tableau III-2.

La réponse en paramètre [S] du modèle électromagnétique est présentée sur la figure III-17. Les trois zéros de transmission se retrouvent comme prévu dans la bande stoppée supérieure. La réalisation d'une maquette est prévue dans la perspective de valider expérimentalement les travaux.

Tableau III-2: dimensions des éléments de couplage dispersif pour la structure décrite sur la figure III-16

Élément de couplage négatif dispersif	Plot capacitif (entre résonateurs 1 et 2)	Plot capacitif (entre résonateurs 3 et 4)
Hauteur du plot (H_p)	$H_p = 7.5 \text{ mm}$	$H_p = 7.53 \text{ mm}$
Largueur du plot (L_p)	$L_p = 4.1 \text{ mm}$	$L_p = 3.8 \text{ mm}$
Élément de couplage négatif dispersif	Plot en forme de marteau (entre résonateurs 2 et 3)	
Hauteur du marteau (H_m)	$H_m = 4.2 \text{ mm}$	
Largueur du marteau (L_m)	$L_m = 11.42 \text{ mm}$	

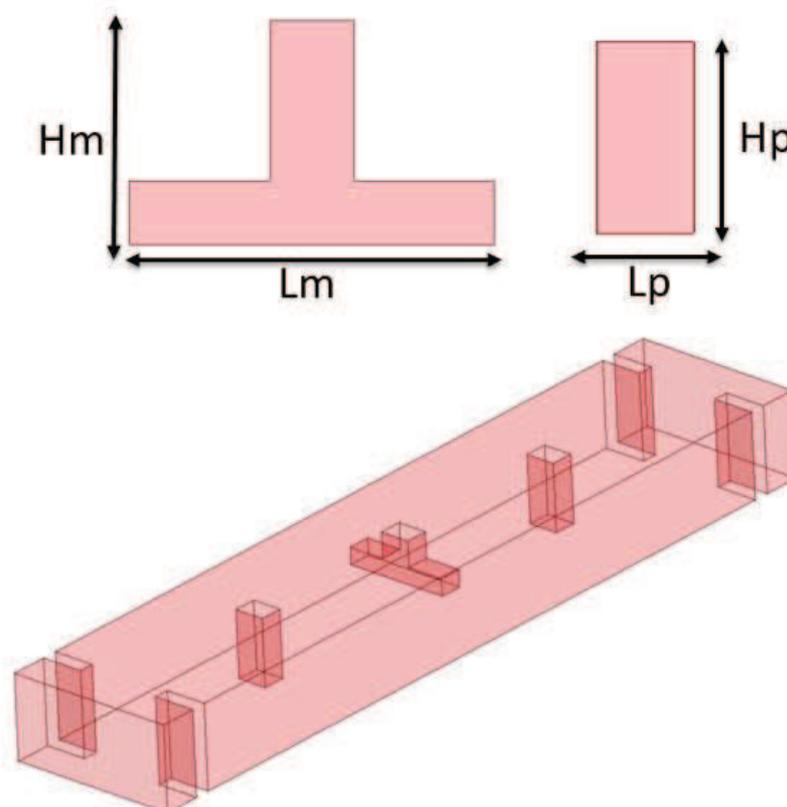


Figure III-16: Structure du filtre 4 pôles en ligne avec trois couplages dispersifs négatifs

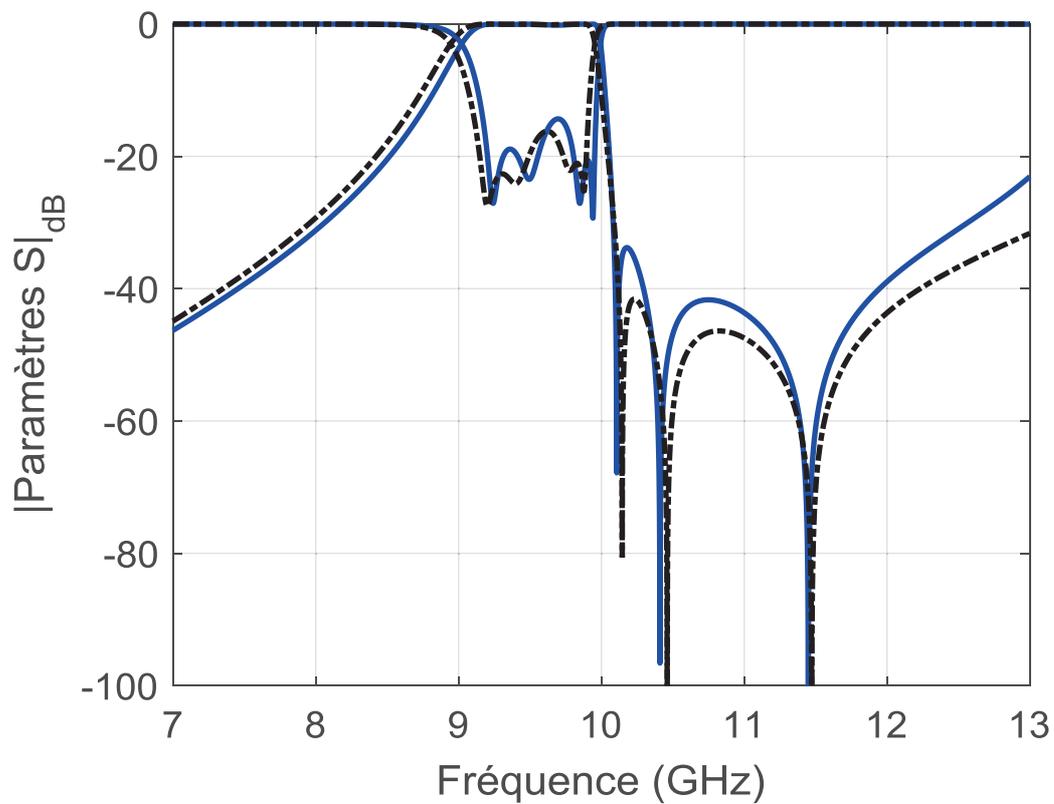


Figure III-17: Paramètres[S] obtenus par la simulation du modèle électromagnétique du filtre 4 pôles en ligne avec trois couplages dispersifs négatifs

III.3. Synthèse de filtres à couplages d'entrée-sortie dispersifs

Dans la partie précédente, nous avons montré que l'intégration de couplages dispersifs dans la topologie en ligne joue un rôle essentiel pour augmenter la sélectivité par la création de zéros de transmission supplémentaires.

Cette approche a été uniquement appliquée aux couplages inter-résonateur mais elle peut être étendue aux couplages entrée sortie pour augmenter encore le nombre de zéros de transmissions et atteindre un nombre de zéros de transmission supérieur au nombre de résonateurs..

Pour cela, nous allons dimensionner une structure simplifiée avec seulement deux résonateurs et étendre la synthèse au filtre 4 pôles en ligne.

III.3.1. Structure à 2 pôles en ligne à couplages d'entrée-sortie dispersifs

L'intégration de couplages dispersifs en entrée-sortie doit permettre de générer des zéros de transmissions supplémentaires dans la bande stoppée inférieure et/ou supérieure.

Pour valider ce concept, nous avons effectué la conception d'un filtre à 2 pôles avec des couplages d'entrée- sortie dispersifs. Dans un premier temps, nous avons optimisé les termes de couplage dispersifs avec le circuit équivalent. Les valeurs obtenues sont données dans le diagramme du couplage de la figure III-18. La réponse obtenue avec le circuit équivalent est présentée sur la figure III-19, et on peut observer trois zéros de transmission, dont deux dans la bande stoppée inférieure, dus aux couplages d'entrée-sortie positifs, et le troisième dans la bande stoppée supérieure dû au couplage inter-résonateurs négatif.

En ajustant les termes dispersifs du couplage inter-résonateurs et des couplages en entrée-sortie, on remarque que les zéros de transmission se déplacent en fréquence, en conservant la bande passante comme montré sur la figure III-20.



Figure III-18: Diagramme de couplage du filtre deux pôles à couplages d'entrée-sortie dispersifs

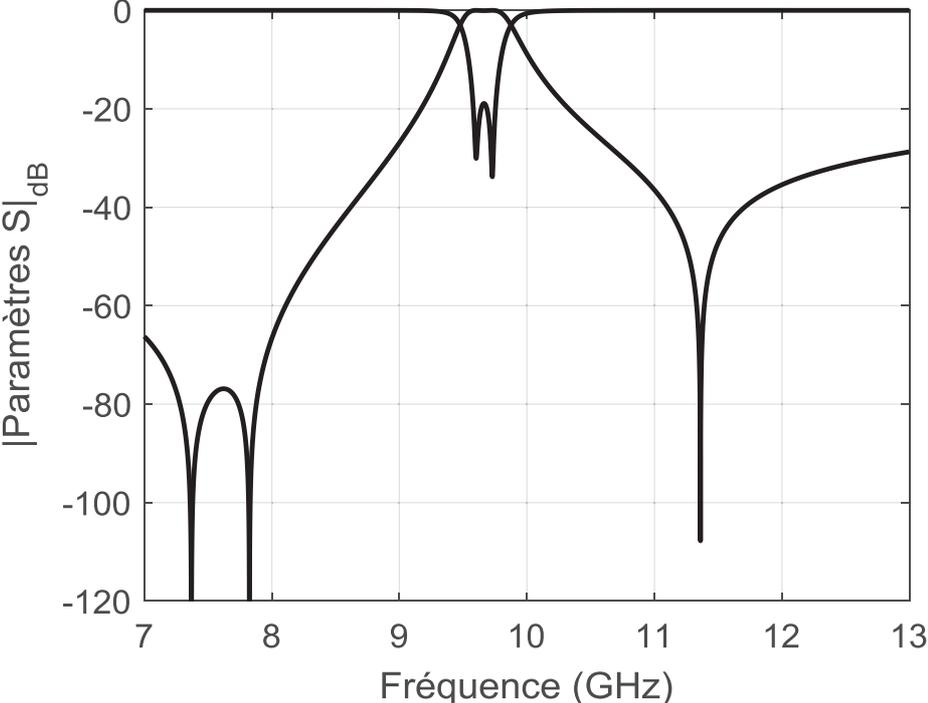


Figure III-19: Paramètres [S] obtenus avec le diagramme de couplage présenté sur la figure III-18

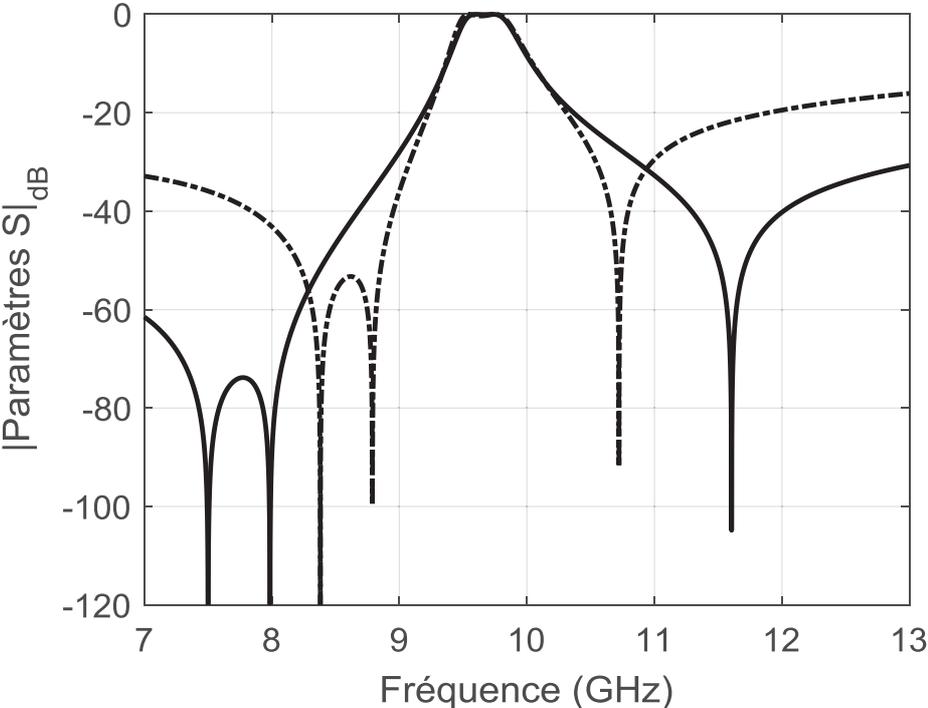


Figure III-20: Paramètres [S] obtenus pour des différentes valeurs des termes dispersifs

Chapitre III. INTEGRATION D'ELEMENTS DE COUPLAGE DISPERSIFS DANS DES STRUCTURES DE FILTRAGE EN LIGNE

Le filtre deux pôles est ensuite dimensionné en guide d'ondes grâce au logiciel HFSS. La structure est représentée sur la figure III-21 et les dimensions du plot capacitif et du plot en forme de marteau sont détaillées dans le tableau III-3.

D'après les résultats de simulation électromagnétique montrés sur la figure III-22, nous remarquons que la réponse obtenue est similaire avec celle du circuit équivalent, que ce soit sur le niveau d'adaptation, la fréquence centrale ou la bande passante. De plus, il faut signaler que les zéros de transmission sont placés à proximité de leurs positions théoriques.

Tableau III-3: dimensions des éléments de couplage dispersif pour la structure décrite sur la figure III-21

Élément de couplage positif dispersif	Plot en forme de marteau (en entrée)	Plot en forme de marteau (en sortie)
Hauteur du marteau	$H_{m1} = 7.82 \text{ mm}$	$H_{m2} = 7.92 \text{ mm}$
Largueur du marteau	$L_{m1} = 11.34 \text{ mm}$	$L_{m2} = 10.92 \text{ mm}$
Élément de couplage négatif dispersif	Plot capacitif (entre résonateurs 1 et 2)	
Hauteur du plot	$H_p = 7.12 \text{ mm}$	
Largueur du plot	$L_p = 3.23 \text{ mm}$	

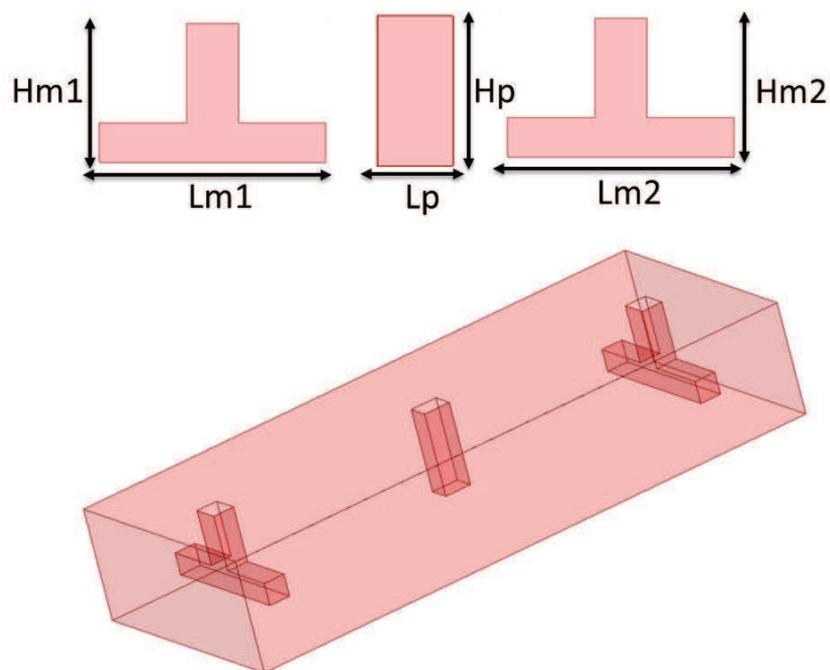


Figure III-21: Structure du filtre 2 pôles à couplages d'entrée sortie dispersifs

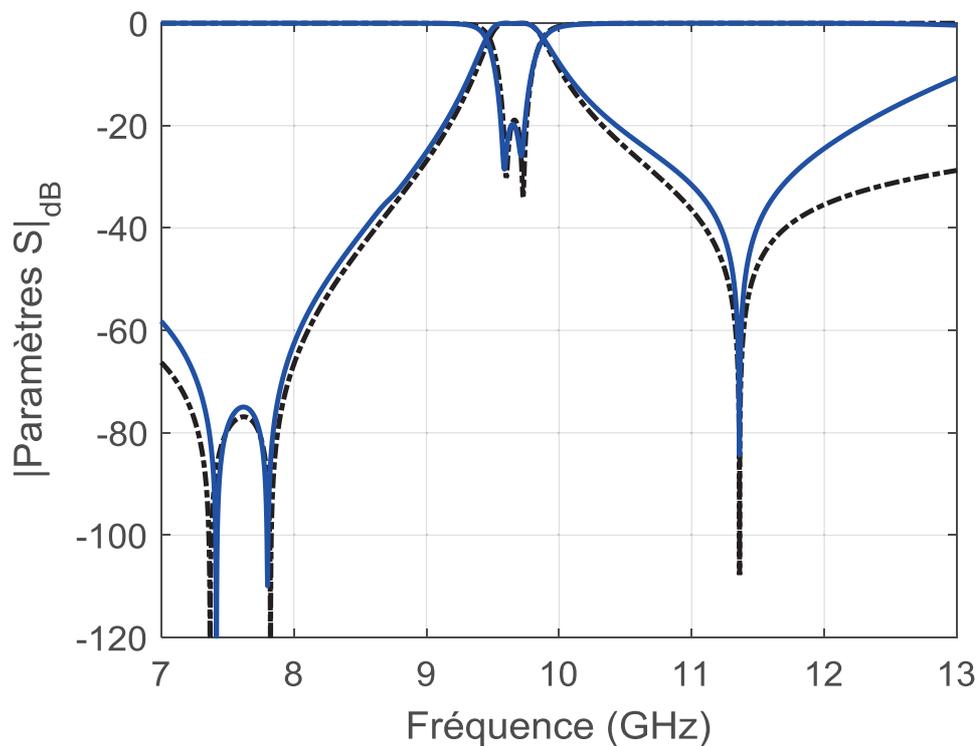


Figure III-22: Paramètres[S] obtenus par la simulation du modèle électromagnétique du filtre 2 pôles à couplages entrée-sortie dispersifs

III.3.2. Synthèse de filtres à couplages d'entrée-sortie et inter-résonateurs dispersifs

Dans cette partie, nous introduisons des couplages d'entrée-sortie dispersifs dans des topologies de filtres plus complexes, en ligne et à couplages croisés.

III.3.2.1. Filtre 4 pôles en ligne

Le premier exemple concerne le filtre 4 pôles en ligne afin de générer et contrôler 5 zéros de transmission dans la réponse en fréquence.

Le diagramme de couplage est présenté dans la figure III-23. Dans cet exemple, les couplages d'entrée/sortie sont négatifs, générant deux zéros de transmission dans la bande stoppée supérieure, tandis que les couplages inter-résonateurs sont positifs, générant également 3 zéros de transmission dans la bande stoppée inférieure, comme démontré sur la figure III-24.



Figure III-23: Diagramme de couplage avec trois couplages inter-résonateurs positifs et deux couplages entrée-sortie négatifs

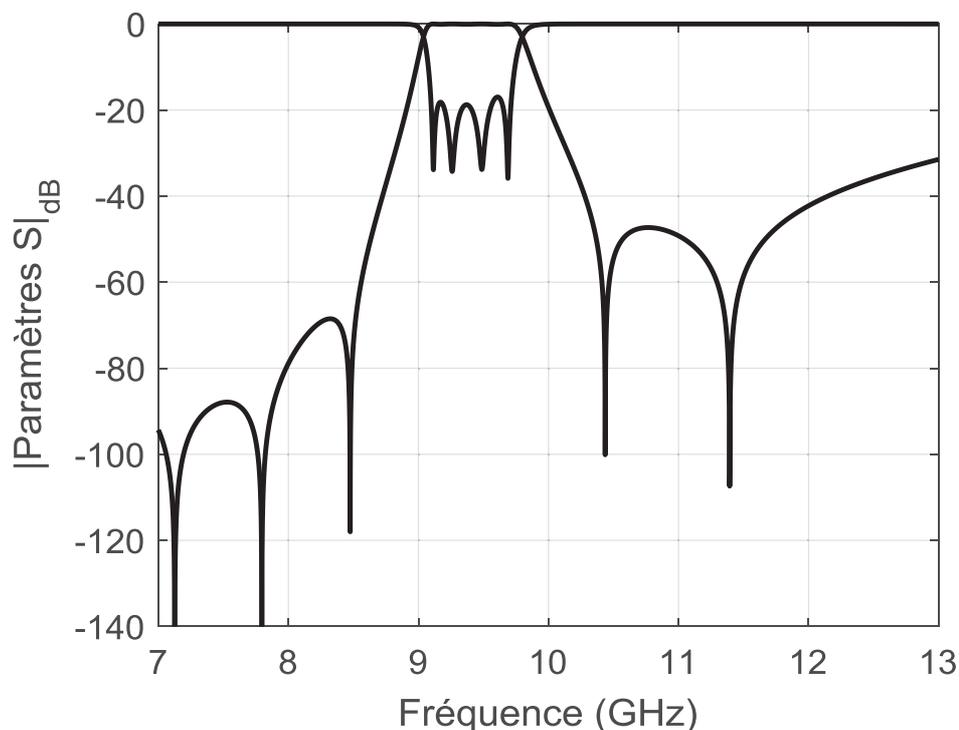


Figure III-24: Paramètres [S] obtenus avec le diagramme de couplage de la figure III-23

III.3.2.2. Filtres à couplages croisés (non adjacents)

L'intégration de couplages entrée-sortie dispersifs peut également s'appliquer à des structures qui ne sont pas en ligne, c'est-à-dire comportant des couplages croisés (non-adjacents). A titre d'exemple, nous présentons sur les figures III-25 et III-26 des résultats de synthèse pour une topologie en triplet, qui dans une configuration sans couplage dispersif ne permet de générer qu'un seul zéro de transmission.

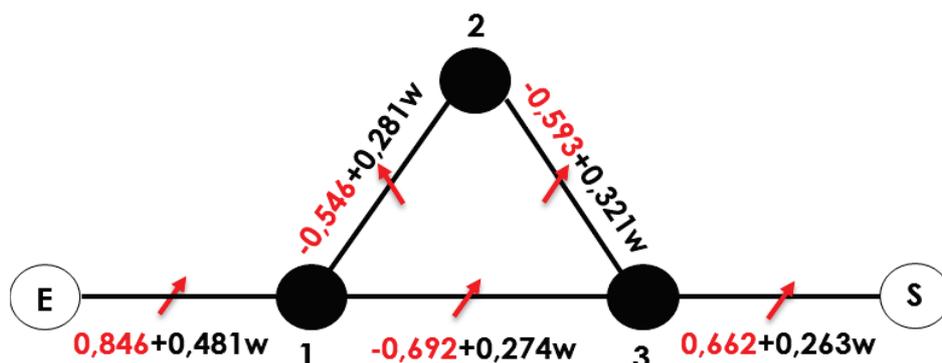


Figure III-25: Diagramme du couplage dispersif pour un triplet

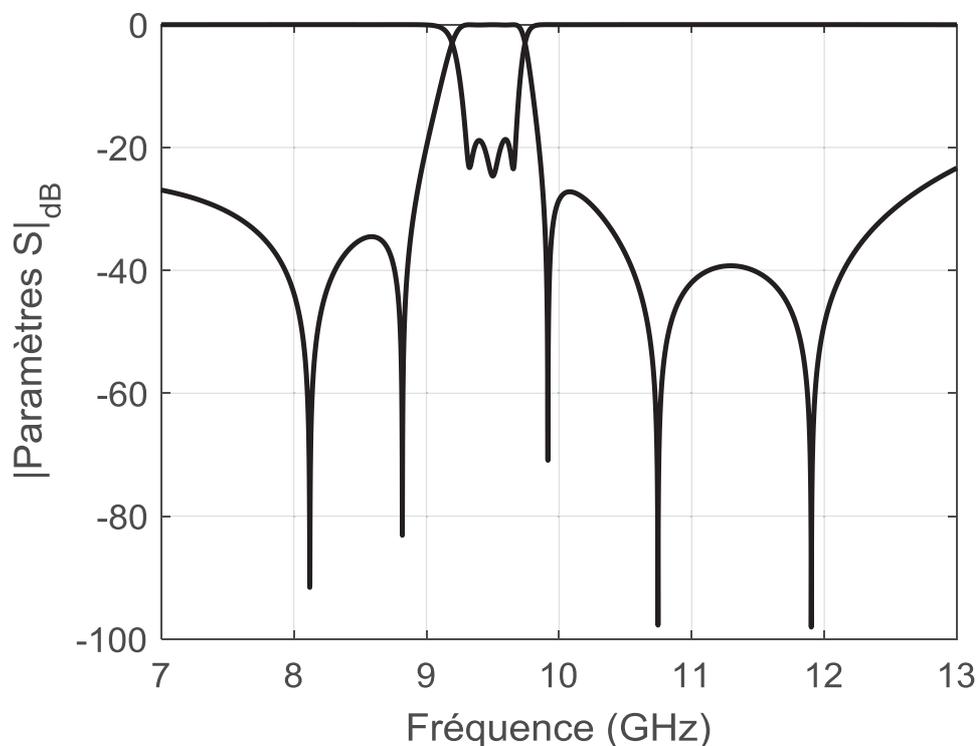


Figure III-26: Paramètres [S] obtenus avec le diagramme de couplage de la figure III-25

Chapitre III. INTEGRATION D'ELEMENTS DE COUPLAGE DISPERSIFS DANS DES STRUCTURES DE FILTRAGE EN LIGNE

Dans la configuration précédente, les couplages d'entrée sortie dispersifs positifs, génèrent 2 zéros de transmission en dessous de la bande passante et les 3 couplages inter-résonateurs dispersifs négatifs génèrent 3 zéros de transmission en dessus de la bande passante.

Ainsi, on peut étendre le concept des couplages d'entrée-sortie dispersifs au filtre 6 pôles bi-bandes dimensionné dans le second chapitre pour répondre aux spécifications en 5G données dans le tableau III-4.

Le diagramme de couplage optimisé avec des couplages d'entrée-sortie dispersifs est donné, avec les valeurs des couplages, sur la figure III-27. La réponse obtenue pour la fonction optimisée est montrée sur la figure III-28. On peut voir clairement que la réponse respecte le cahier des charges donné dans le tableau III-4 et qu'elle montre une sélectivité remarquable par la création de 7 zéros de transmission grâce aux couplages dispersifs.

Tableau III-4: Spécifications prises à titre d'exemple pour les bandes millimétriques en 5G

	Fmin (GHz)	Fmax (GHz)	Spécification (dB)
[S21]	20	22	-30
[S21]	22	22.74	-20
[S11]	23.25	24.25	-15
[S21]	24.79	25.49	-15
[S11]	26.26	27.23	-15
[S21]	29.59	30	-20
[S21]	30	33	-30

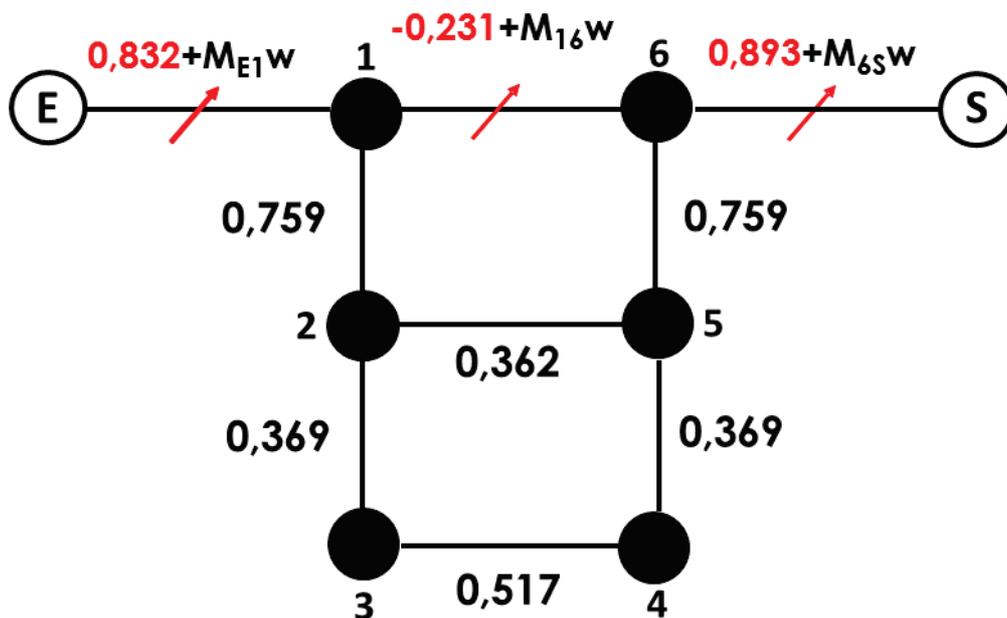


Figure III-27: Diagramme du couplage du filtre 6 pôles bibande sur spécifications 5G

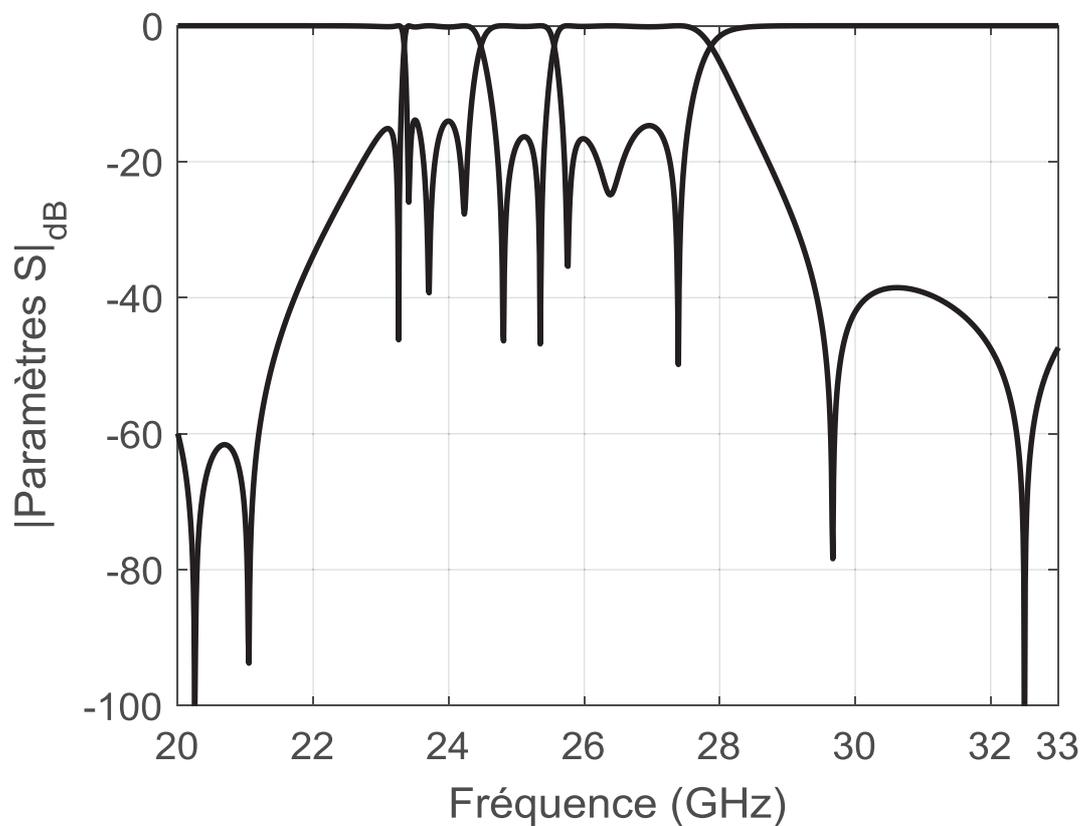


Figure III-28: Paramètres [S] obtenus avec le diagramme de couplage de la figure III-27

III.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les travaux réalisés sur l'introduction de couplages dispersifs dans des structures en ligne. Après un état de l'art de ces dispositifs, nous avons présenté la conception d'un filtre dans une topologie en ligne, en partant d'une réponse initiale sans zéro de transmission, puis nous avons montrée l'intérêt d'intégrer des éléments de couplage dispersifs inter-résonateurs afin d'augmenter la sélectivité.

Nous avons ensuite introduit des couplages dispersifs en entrée-sortie pour atteindre un nombre de zéros de transmission supérieur au nombre de pôles de la structure en ligne.

Finalement, nous avons appliqué cette approche à des topologies à couplages non adjacents (par opposition aux couplages en ligne) et réussi à synthétiser une structure réalisant une fonction bande à 6 pôles et 7 zéros de transmission capable de répondre aux spécifications prises en exemple pour la 5G.

CONCLUSION GÉNÉRALE

CONCLUSION GÉNÉRALE

Les filtres hyperfréquences sont des composants clés pour les systèmes d'émission-réception sans fils. Le développement de méthodologies de synthèse prenant en compte, dès les premières étapes de la conception, tous les phénomènes physiques inhérents à leur implémentation aux fréquences microondes est primordial pour aboutir à des performances optimisées avec des architectures de systèmes efficaces.

Au cours de cette thèse, dans le but d'améliorer les performances et simplifier les architectures des systèmes de télécommunications large bande comme la 5G, une nouvelle approche de synthèse et de conception prenant en compte le comportement dispersif des couplages dans les filtres à résonateurs couplés a été développée.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté un état de l'art sur les filtres à couplages dispersifs et sur la prise en compte de la dépendance en fréquence du couplage pour la synthèse des filtres. L'approche retenue consiste à intégrer un terme de couplage dispersif dans la représentation sous forme de matrice classique et de lier les (deux) paramètres du couplage dispersif aux dimensions de l'élément de couplage. L'avantage de l'approche proposée se traduit par la génération d'un zéro de transmission supplémentaire dont le positionnement est contrôlé et qui augmente la sélectivité du filtre. Nous avons mis en évidence le principe sur une structure coupant deux cavités, puis conçu et réalisé un filtre 4 pôles présentant un troisième zéros de transmission dû à un couplage dispersif.

Le second chapitre était consacré à la conception et la réalisation de nouveaux filtres hyperfréquences à couplages dispersifs. Pour cela, de nouveaux éléments ont été proposés et caractérisés pour réaliser des couplages dispersifs positifs ou négatifs permettant de déplacer les zéros de transmission supplémentaires, aussi bien dans la bande stoppée supérieure que dans la bande stoppée inférieure. Nous avons intégré et dimensionné ces éléments grâce à des structures simplement constituées de deux cavités, permettant de tester la sensibilité de chaque élément de couplage dispersif à ses paramètres dimensionnels. Le concept a été validé par la conception et la caractérisation de prototypes de filtres 2 pôles. Un filtre 6 pôles bi-bande avec

CONCLUSION GÉNÉRALE

cinq zéros de transmission a ensuite été conçu, réalisé et testé, et le concept a été transposé aux fréquences millimétriques avec des spécifications compatibles avec les réseaux sans fil 5G.

Le dernier chapitre a consisté à intégrer les éléments de couplage dispersifs dans des structures de filtrage en ligne afin d'augmenter la sélectivité de ces structures sans en augmenter la complexité. Une sélection d'articles concernant les filtres en ligne a été présentée. Nous avons ensuite proposé une structure de filtre en ligne constituée de 4 résonateurs couplés, que nous avons ré-optimisée afin de générer plusieurs zéro de transmission dans des différentes positions. Finalement nous avons étendu le concept aux couplages d'entrée sortie.

A travers cette thèse, l'approche proposée de prise en compte et de contrôle des phénomènes dispersifs dans les couplages a été explorée et montre son potentiel pour la synthèse de filtres à résonateurs couplés. La prise en compte des phénomènes dispersifs est notamment intéressant pour la synthèse de filtres à large bande passante où les phénomènes de dispersion apparaissent naturellement.

Une perspective naturelle est de généraliser cette approche à la synthèse de filtres large bandes dans différentes technologies pour en améliorer la synthèse et notamment profiter des phénomènes dispersifs et des zéros de transmission générés en contrôlant leurs positions sur l'axe des fréquences.

Références bibliographiques

[1] **G. P. Fettweis**

"The Tactile Internet: Applications and Challenges"

IEEE Vehicular Technology Magazine, vol. 9, no. 1, pp. 64-70, March 2014.

[2] *FINAL ACTS WRC-15 WORLD RADIOCOMMUNICATION CONFERENCE (GENEVA, 2015)*.

[3] **Boris MORET**

« Amplificateur de puissance autonome pour applications OFDM et beamforming de la 5G aux fréquences millimétriques en technologie CMOS avancée »

Thèse de Doctorat en Electronique, université de bordeaux, 2017

Disponible sur : <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-01695496/document>

[4] **L. Szydlowski, A. Lamecki, and M. Mrozowski**

“Coupled-resonator filters with frequency-dependent couplings: Coupling matrix synthesis”

IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 22, no. 6, pp. 312–314, June 2012.

[5] **A. Lamecki and M. Mrozowski**

“Bandpass/bandstop coupling matrix synthesis based on rational representation of scattering parameters”

Proc. Microw. Conf. (APMC'10) Asia-Pacific, Dec. 2010, pp. 1974–1976.

[6] **S. Amari, M. Bekheit, and F. Seyfert**

“Notes on bandpass filters whose inter-resonator coupling coefficients are linear functions of frequency”

IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig., Atlanta, GA, USA, Jun. 2008, pp. 1207–1210.

[7] **J.D. Rhodes**

« Theory on electrical filters »

Wiley Interscience, John Wiley & Sons – 1976.

[8] **A. E. Atia and A. E. Williams**

“Newtypes of bandpass filters for satellite transponders”

COMSAT Tech. Rev., vol. 1, pp. 21–43, Fall 1971.

[9] **A.E. Atia, A.E. Williams**

« Narrow-Bandpass Waveguide Filters »

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques vol. 20, no. 4, pp. 258 – 265, Apr 1972.

[10] **A.R. Harish, J.S.K. Raj**

« A direct method to compute the coupling between non identical microwave cavities »

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.52, n°12, Dec. 2004.

- [11] **D. Bariant, S. Bila, D. Baillargeat, S. Verdeyme, P. Guillon**
« Fast and accurate CAD of narrow band waveguide filters applying an electromagnetic segmentation method »
IMS 2002, IEEE MTT-S International Microwave Symposium, USA, June 2-7, 2002.
- [12] **S. B. Cohn**
« Direct coupled resonator filters »
Proceedings of the IRE, February 1957, vol. 45, pp.187-196.
- [13] **R. J. Cameron**
“General coupling matrix synthesis methods for Chebyshev filtering functions,”
IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 47, pp. 433–442, Apr. 1999.
- [14] **R. J. Cameron**
"Advanced coupling matrix synthesis techniques for microwave filters"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 51, no. 1, pp. 1-10, Jan. 2003.
- [15] **F. Seyfert, S. Bila**
« General synthesis techniques for coupled resonator networks »
IEEE Microwave Magazine, Vol.8, Issue 5, pp.98-104.
- [16] <http://www-sop.inria.fr/apics/Dedale/WebPages/index.html>.
- [17] **Richard J. Cameron, Jean-Charles Faugere, Fabrice Rouillier, Fabien Seyfert**
Exhaustive Approach to the Coupling Matrix Synthesis Problem and Application to the Design of High Degree Asymmetric Filters
Received 5 September 2005; accepted 21 June 2006.
- [18] **R. J. Cameron, C. M. Kudsia, and R. Mansour**
Microwave Filters for Communication Systems: Fundamentals, Design and Applications.
Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2007.
- [19] **D. Swanson and G. Macchiarella**
“Microwave filter design by synthesis and optimization ”
IEEE Microw. Mag., vol. 8, no. 2, pp. 52–69, Apr. 2007.
- [20] **S. Amari and G. Macchiarella**
“Synthesis of inline filters with arbitrarily placed attenuation poles by using nonresonating nodes”
IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 53, no. 10, pp. 3075–3081, Oct. 2005.
- [21] **W. Meng, H.-M. Lee, K. A. Zaki, and A. E. Atia**
“Synthesis of multicoupled resonator filters with frequency-dependent couplings”
IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig., May 2010, pp. 1716–1719.
- [22] **S. Amari and J. Bornemann**
“Using frequency-dependent coupling to generate finite attenuation poles in direct-coupled resonator bandpass filters”
IEEE Microw. Guided Wave Lett., vol. 9, no. 10, pp. 404–406, Oct. 1999.

[23] M. Politi and A. Fossati

“Direct coupled waveguide filters with generalized Chebyshev response by resonating coupling structures”

Proc.Eur. Microw. Conf. (EuMC), Sep. 2010, pp. 966–969.

[24] L. Szydlowski, N. Leszczynska, A. Lamecki, and M. Mrozowski

“A substrate integrated waveguide (SIW) bandpass filter in a box configuration with frequency-dependent coupling”

IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 22, no. 11, pp. 556–558, Nov. 2012.

[25] L. Szydlowski, A. Lamecki, and M. Mrozowski

“Coupled-resonator waveguide filter in quadruplet topology with frequency-dependent coupling—A design based on coupling matrix”

IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 22, no. 11, pp. 553–555, Nov. 2012.

[26] L. Szydlowski, A. Jedrzejewski, and M. Mrozowski

“A trisection filter design with negative slope of frequency-dependent crosscoupling implemented in substrate integrated waveguide (SIW)”

IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 23, no. 9, pp. 456–458, Sep. 2013.

[27] L. Szydlowski and M. Mrozowski

“A self-equalized waveguide filter with frequency-dependent (resonant) couplings”

IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 24, no. 11, pp. 769–771, Nov. 2014.

[28] L. Szydlowski, N. Leszczynska, A. Lamecki, and M. Mrozowski

“Dimensional synthesis of coupled-resonator pseudoelliptic microwave bandpass filters with constant and dispersive couplings”

IEEE Trans.Microw. Theory Techn., vol. 62, no. 8, pp. 1634–1646, Aug. 2014.

[29] J. T. Kuo, Y. C. Wang, and J. W. Kuo

“Diplexer with trisections synthesized by frequency-dependent coupling”

Proc. Asia–Pacific Microw. Conf. (APMC), vol. 3, Dec. 2015, pp. 1–3.

[30] S. Amari

“Synthesis of cross-coupled resonator filters using an analytical gradient-based optimization technique”

IEEE Trans. Microw.Theory Tech., vol. 48, no. 9, pp. 1559–1564, Sep. 2000.

[31] A. Lamecki, P. Kozakowski, and M. Mrozowski

“Fast synthesis of coupled-resonator filters”

IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 14, no. 4, pp. 174–176, Apr. 2004.

[32] P. Kozakowski and M. Mrozowski

“Quadratic programming approach to coupled resonator filter CAD”

IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 54, no. 11, pp. 3906–3913, Nov. 2006.

- [33] **J. Y. Jin, X. Q. Lin, Y. Jiang and Q. Xue**
 "A Novel Compact ϵ -Plane Waveguide Filter With Multiple Transmission Zeroes"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 63, no. 10, pp. 3374-3380, Oct. 2015.
- [34] **J. S. Hong and M. J. Lancaster**
 Microwave Filters for RF/Microwave Applications.
 New York, NY, USA: Wiley, 2011.
- [35] **A. Jedrzejewski, L. Szydlowski and M. Mrozowski**
 "Accurate design of pseudoelliptic inline SIW filters with frequency-dependent couplings"
 2014 20th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications (MIKON), Gdansk, 2014.
- [36] **K. Chin, C. Chang, C. Chen, Z. Guo, D. Wang and W. Che**
 "LTCC Multilayered Substrate-Integrated Waveguide Filter With Enhanced Frequency Selectivity for System-in-Package Applications"
IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, vol. 4, no. 4, pp. 664-672, April 2014.
- [37] **G. Macchiarella**
 "Synthesis of an in-line prototype filter with two transmission zeros without cross couplings"
IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 14, no. 1, pp. 19–21, Jan. 2004.
- [38] **S. Bastioli**
 "Nonresonating mode waveguide filters"
IEEE Microw. Mag., vol. 12, no. 6, pp. 77–86, Oct. 2011.
- [39] **S. Bastioli, L. Marcaccioli, and R. Sorrentino**
 "Waveguide pseudoelliptic filters using slant and transverse rectangular ridge resonators"
IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 56, no. 12, pp. 3129–3136, Dec. 2008.
- [40] **S. Amari and G. Macchiarella**
 "Synthesis of inline filters with arbitrarily placed attenuation poles by using nonresonating nodes"
IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 53, no. 10, pp. 3075–3081, Oct. 2005.
- [41] **Y. He, G. Wang, L. Sun, L. Wang, R. Zhang, and G. Rushingabigwi**
 "Direct matrix synthesis for in-line filters with transmission zeros generated by frequency-variant couplings"
IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig., Honolulu, HI, USA, Jun. 2017, pp. 356–359.
- [42] **H. Wang and Q.-X. Chu**
 "An inline coaxial quasi-elliptic filter with controllable mixed electric and magnetic coupling"
IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 57, no. 3, pp. 667–673, Mar. 2009.
- [43] **S. Tamiazzo and G. Macchiarella**
 "Synthesis of cross-coupled filters with frequency dependent couplings"
IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 65, no. 3, pp. 775–782, Mar. 2017.

[44] A. Nasser

« Contribution au développement de méthodes de synthèse pour la conception de filtres hyperfréquences à bandes passantes multiples »

Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, Septembre 2008

Disponible sur : <http://epublications.unilim.fr/theses/2008/nasser-abdallah/nasser-abdallah.pdf>

Bibliographie personnelle

Les travaux, issus de cette thèse, ont fait l'objet de plusieurs communications internationales et d'une communication nationale. Actuellement nous sommes en train de rédiger deux publications de revues.

Publications dans les conférences nationales avec comité de lecture

A. Haidar, H. Ezzeddine and S. Bila

"Synthèse et conception de filtres hyperfréquences larges bandes à couplages dispersifs"
JNM (Journées Nationales Microondes) mai 2017 Saint Malo.

Publications dans les revues internationales avec comité de lecture

A. Haidar, H. Ezzeddine and S. Bila

"Design of a dual-bandpass filter with dispersive coupling"
2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), Honolulu, HI, 2017, pp. 730-732.

A. Haidar, H. Ezzeddine, J. Sence, O. Tantot and S. Bila

"Multiband Filters with Positive or Negative Dispersive Cross-Couplings"
2018 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium - IMS, Philadelphia, PA, 2018, pp. 1083-1086.

A. Haidar, H. Ezzeddine, O. Tantot and S. Bila

"Design of Multiband Bandpass Filters with Dispersive Cross-couplings for Improved Selectivity"
IWMF (International Workshop on Microwave Filters), April 2018- ESA/ESTEC, Noordwijk, The Netherlands.

Etienne Laplanche, Anthony Delage, Ahmad Haidar, William Feuray, Johann Sence, Aurélien Perigaud, Olivier Tantot, Nicolas Delhote, Serge Verdeyme, Stéphane Bila, Ludovic Carpentier

"Recent development in additive manufacturing of passive hardware and conformal printing"
European Microwave Conference (EuMW 2018), Sep 2018, Madrid, Spain.

ANNEXES

Annexe 1. Les fonctions de transfert

Un filtre peut être modélisé par un quadripôle comme montré sur la figure A1.1.

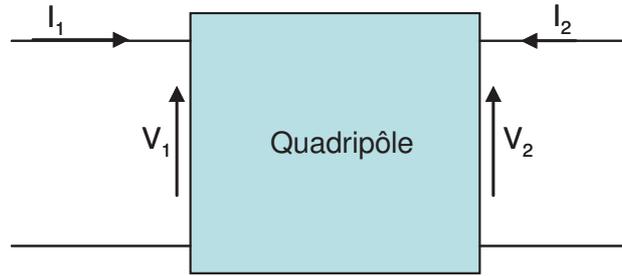


Figure A1.1: Schéma de principe d'un quadripôle

$E(f)$ et $S(f)$ sont donc les tensions ou les courants en entrée/sortie du quadripôle, ainsi $\frac{V_2(f)}{V_1(f)}$

et $\frac{I_2(f)}{I_1(f)}$ etc... sont des fonctions de transfert. Cependant, ces grandeurs ne sont pas mesurables

dans le domaine des microondes. Pour cela, on raisonne sur les puissances et sur les ondes de puissance. Ces grandeurs sont montrées sur la figure A1.2.

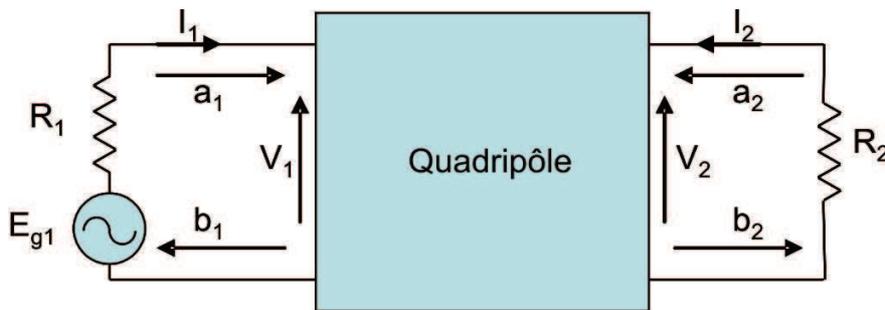


Figure A1.2: Schéma d'un quadripôle alimenté

Les ondes entrantes sont notées : a_1 et a_2 , et les ondes sortantes sont notées : b_1 et b_2 . Elles sont exprimées en fonction des tensions/courants par les relations suivantes :

$$a_1 = \frac{V_1 + R_1 I_1}{2\sqrt{R_1}} \text{ et } b_1 = \frac{V_1 - R_1 I_1}{2\sqrt{R_1}}$$

$$a_2 = \frac{V_2 + R_2 I_2}{2\sqrt{R_2}} \text{ et } b_2 = \frac{V_2 - R_2 I_2}{2\sqrt{R_2}}$$

Ces ondes sont liées entre elles par la matrice de répartition $[S]$ (*scattering matrix* en anglais) de la manière suivante :

$$[b] = [S].[a] \quad (A1.2)$$

Avec,

$$b = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix}, S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}, a = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (A1.3)$$

En développant cette équation matricielle, on obtient :

$$b_1 = S_{11} \cdot a_1 + S_{12} \cdot a_2 \quad (A1.4)$$

$$b_2 = S_{21} \cdot a_1 + S_{22} \cdot a_2 \quad (A1.5)$$

Si la sortie est adaptée ($a_2 = 0$), on obtient :

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \text{ et } S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \quad (A1.6)$$

Or, les puissances mises en jeu sont exprimées en fonction des ondes de puissance de la manière suivante :

$$P_i = \frac{1}{2} * |a_1|^2, P_r = \frac{1}{2} * |b_1|^2, P_t = \frac{1}{2} * |b_2|^2 \quad (A1.7)$$

Avec,

P_i : Puissance incidente

P_r : Puissance réfléchie par le filtre

P_t : Puissance transmise par le filtre

Par conséquent, les fonctions de transfert et de réflexion du quadripôle, notées respectivement $H(j\omega)$ et $T(j\omega)$, sont définies par :

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{P_r}{P_i} = |S_{11}|^2 \text{ et } |T(j\omega)|^2 = \frac{P_t}{P_i} = |S_{21}|^2 \quad (A1.8)$$

Si le filtre est adapté en sortie.

De plus, si le filtre est sans pertes, nous avons la relation suivante :

$$|T(j\omega)|^2 + |H(j\omega)|^2 = 1 \quad (A1.9)$$

Par conséquent, on peut exprimer la fonction de transfert sous la forme suivante :

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + |D(j\omega)|^2} \quad (A1.10)$$

Où

$$D(j\omega) = \frac{T(j\omega)}{H(j\omega)} \quad (A1.11)$$

représente la fonction discriminante du filtre.

D'autre part, les fonctions de transfert et de réflexion sont des fonctions polynomiales rationnelles qui prennent généralement la forme suivante :

$$H(j\omega) = \frac{1}{\varepsilon} \frac{P(j\omega)}{Q(j\omega)}, T(j\omega) = \frac{R(j\omega)}{Q(j\omega)} \quad (A1.12)$$

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

$$D(j\omega) = \varepsilon \frac{R(j\omega)}{P(j\omega)} = \varepsilon \frac{\prod_{i=1}^n (j\omega - Z_{Ri})}{\prod_{i=1}^{n_z} (j\omega - Z_{Pi})} \quad (A1.13)$$

Où Z_{Ri} (les zéros de R) et Z_{Pi} (les zéros de P), sont respectivement les zéros de réflexion et de transmission. n et n_z sont respectivement l'ordre de la fonction de transfert et le nombre de zéros de transmission. Connaissant la fonction discriminante $D(j\omega)$, il est possible d'en déduire le coefficient ε et les polynômes $R(j\omega)$ et $P(j\omega)$. Enfin, d'après l'équation (A1.9), le polynôme $Q(j\omega)$ peut être calculé ainsi que les pôles (zéros de Q).

Les fonctions utilisées en pratique pour $D(j\omega)$ sont données ci-dessous. Ces fonctions sont calculées pour un prototype passe-bas. Pour obtenir le filtre passe-bande correspondant, une transformation en fréquence passe-bas passe-bande [A1.1] peut être réalisée.

La fonction de type Butterworth

Il s'agit de l'approximation la plus simple de la fonction de filtrage idéale. La fonction discriminante $D(j\omega)$ est une fonction puissance de la pulsation :

$$D(j\omega) = (j\omega)^n \quad (A1.14)$$

Avec, n l'ordre du filtre.

Par conséquent, la fonction de transfert est donnée par :

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \omega^{2n}} \quad (A1.15)$$

En pratique, on exprime la fonction de transfert en dB :

$$|H(j\omega)|_{dB} = 20 * \log(|H(j\omega)|) = 10 * \log\left(\frac{1}{1 + \omega^{2n}}\right) \quad (A1.16)$$

Le tracé de cette fonction pour différents ordres est donné ci-dessous :

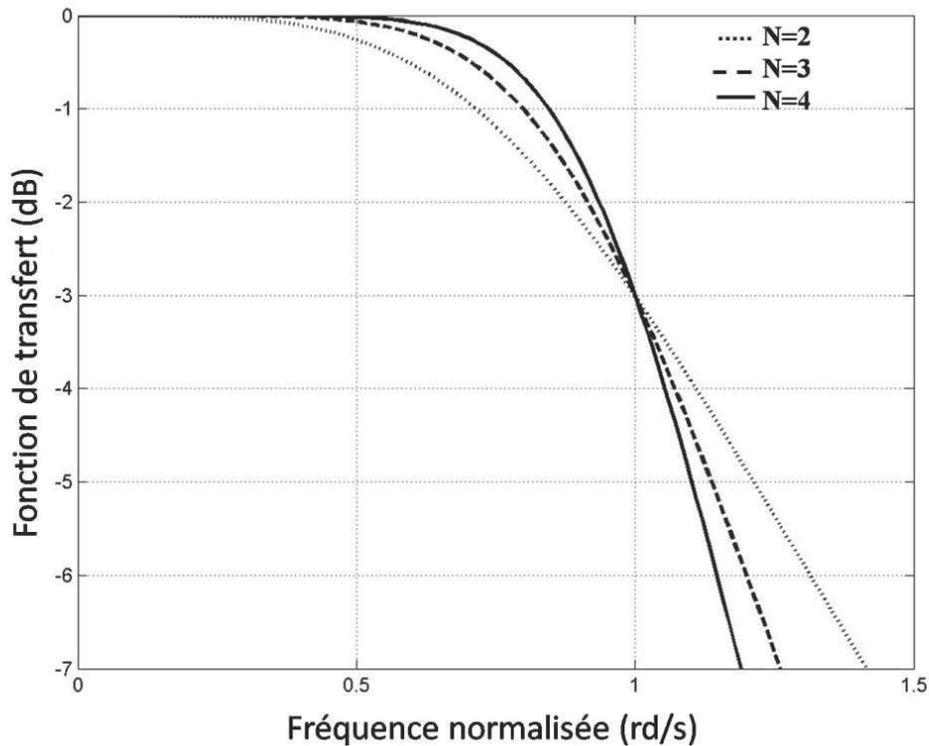


Figure A1.3: Fonction de transfert d'un prototype passe-bas de type Butterworth pour différents ordres

On voit que pour $\omega=1 \text{ rd/s}$, $|H(j\omega)|_{dB} = -3 \text{ dB}$. Cela correspond à une transmission de la moitié de la puissance incidente, et marque une transition entre la bande passante et la bande coupée. On parle alors de bande passante à -3 dB .

La fonction de type Tchebychev

Cette fonction est telle que les réponses en transmission et en réflexion ne présentent pas d'ondulation hors de la bande passante, mais une ondulation constante ϵ dans la bande passante. Elle est calculée pour obtenir dans ces conditions une sélectivité optimale, pour un ordre n donné. La fonction discriminante $D(j\omega)$ dans ce cas est :

$$D(j\omega) = j^n * \epsilon * T_n(\omega) \quad (A1.17)$$

avec $T_n(\omega)$ le polynôme de Tchebychev de degré n , défini par :

$$T_n(\omega) = \cos(n * \cos^{-1}(\omega)) \text{ si } \omega < 1 \text{ rd/s} \quad (A1.18)$$

$$T_n(\omega) = \cosh(n * \cosh^{-1}(\omega)) \text{ si } \omega > 1 \text{ rd/s} \quad (A1.19)$$

Une comparaison, pour un ordre $n = 2$, entre une fonction de Tchebychev ayant une ondulation de 0.2 dB et une fonction de Butterworth est donnée ci-dessous :

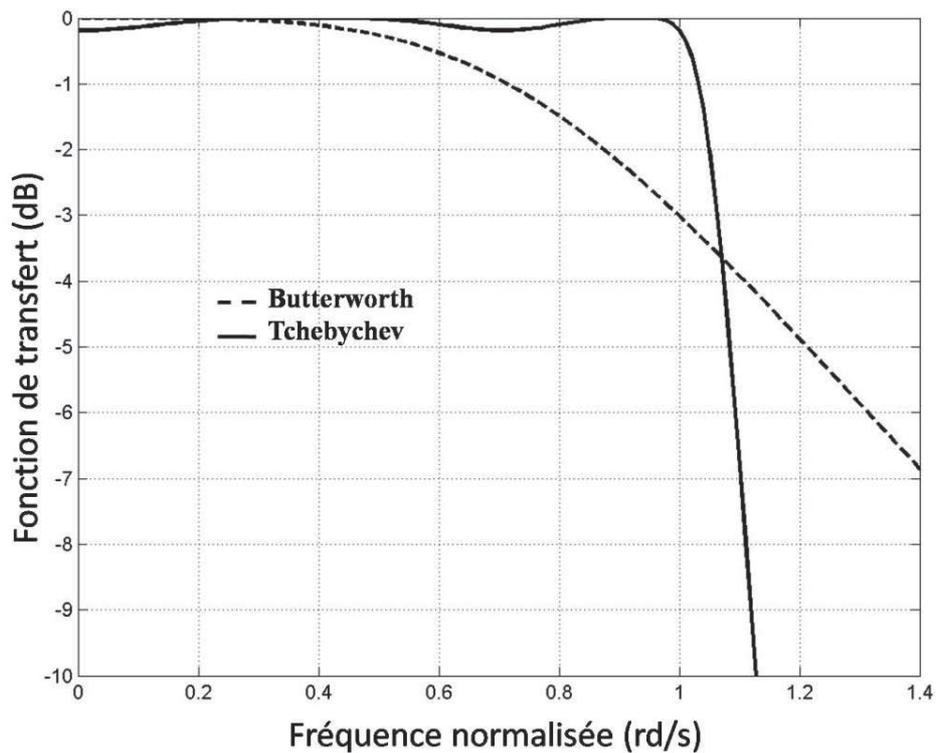


Figure A1.4: Comparaison entre les fonctions de transfert Butterworth et Tchebychev pour n=2
 On constate que pour un ordre n donné, la fonction de Tchebychev est plus sélective que la fonction de Butterworth. Tout de même, cette fonction présente des ondulations dans la bande passante qui peuvent avoir un effet non négligeable sur les performances électriques d'un filtre.

On note que la bande passante ($\omega = 1 \text{ rd/s}$) de la fonction de Tchebychev correspond à un niveau de transmission égal à la valeur de l'ondulation dans la bande passante. On parle alors de bande passante équi-ondulation (dans le cas d'une fonction de Butterworth le niveau de transmission est à -3dB pour $\omega = 1 \text{ rd/s}$).

On note que pour ces deux fonctions (Butterworth et Tchebychev), $P(j\omega) = 1$. Par conséquent, tous les zéros de transmission sont à l'infini. Afin d'obtenir encore plus de sélectivité, on va imposer ces zéros à des fréquences finies dans la bande atténuée proche de la bande passante. Il s'agit de la fonction pseudo-elliptique.

La fonction pseudo-elliptique

La fonction discriminante $D(j\omega)$ d'une fonction de type pseudo elliptique (ou Tchebychev généralisée) est donnée par :

$$D(j\omega) = \epsilon * T_n(\omega) \quad (A1.20)$$

Avec,

$$T_n(\omega) = \cosh \left(\sum_{i=1}^n \cosh^{-1}(x_i(\omega)) \right) \quad (A1.21)$$

Et,

$$x_i(\omega) = \frac{\omega - 1/\omega_i}{1 - \omega/\omega_i} \quad (A1.22)$$

Les m zéros finis de P ($p_i = j\omega_i$) sont les zéros de transmission imposés (les autres zéros sont placés à l'infini). Les n zéros de R , répartis entre $-j$ et $+j$, dépendent des p_i et sont calculés par récurrence. Les n zéros de Q sont déduits de P et R d'après la relation de conservativité(A1.9).

Une comparaison, pour un ordre $n = 4$, entre une fonction de Tchebychev et une fonction pseudo-elliptique ayant un zéro de transmission à $\omega_i = 1.5$ rd/s est montrée ci-dessous. L'ondulation est fixée à 1 dB.

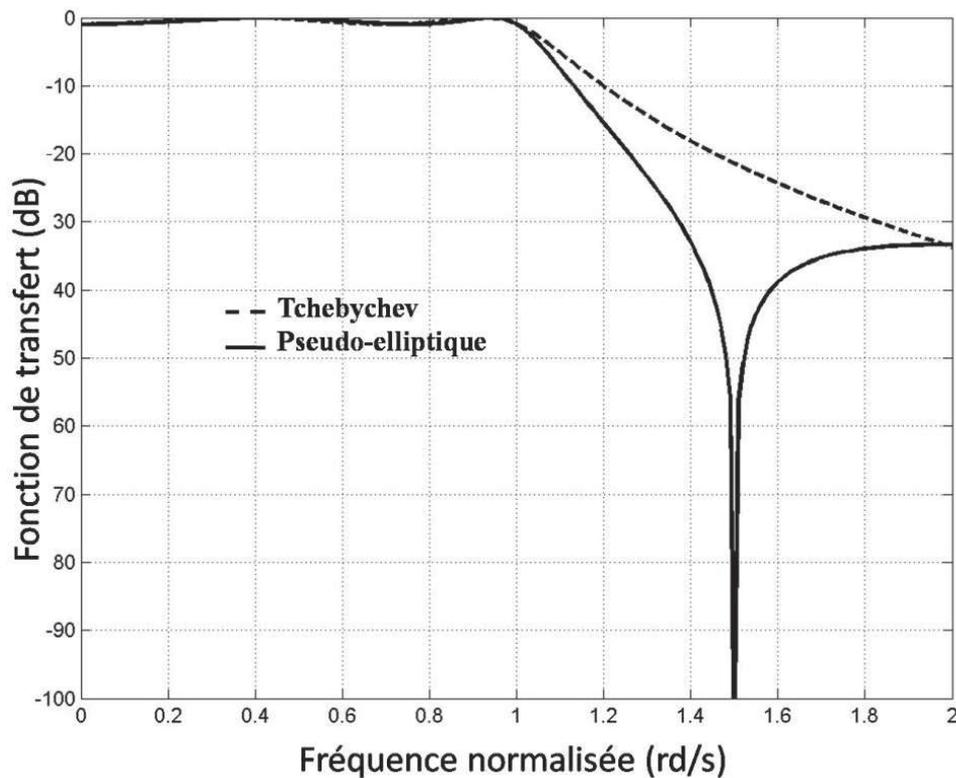


Figure A1.5: Comparaison entre les fonctions Tchebychev et pseudo-elliptique pour n=4

On voit que le zéro de transmission dans la bande atténuée, permet d'atteindre des niveaux de réjection plus élevés à proximité de la bande passante pour un même ordre de filtre.

Enfin, une comparaison entre les fonctions de Butterworth, de Tchebychev, et pseudo-elliptique en module et en temps de propagation de groupe (figure A1.6) montre une variation plus importante du temps de propagation de groupe lorsque la réjection est améliorée.

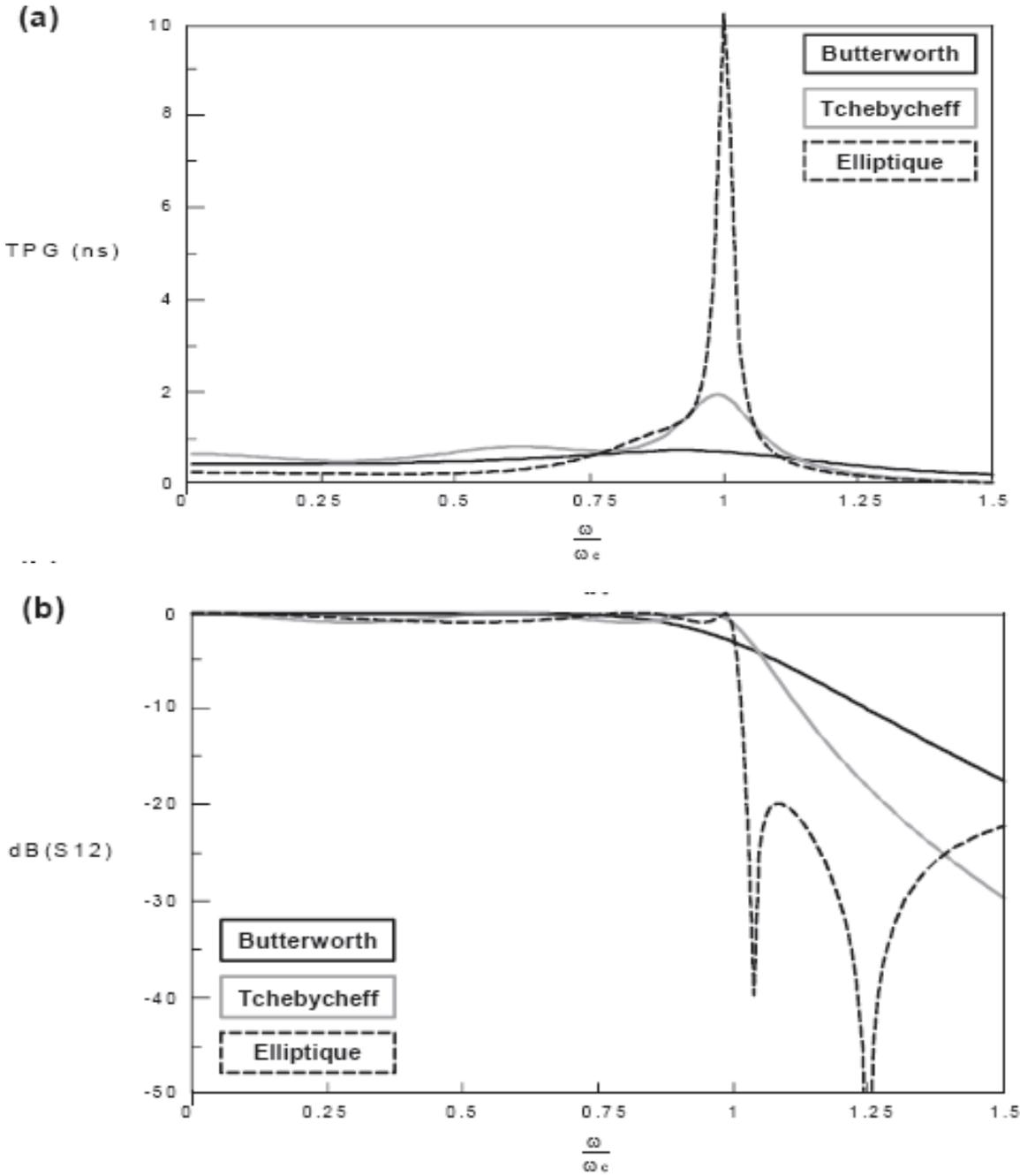


Figure A1.6: Comparaison entre les trois fonctions usuelles : (a) en TPG ; (b) en module [44]

Annexe 2. De la fonction de filtrage à la matrice de couplage

La figure A2.1 montre le circuit équivalent d'un filtre N pôles à deux accès alimenté avec une source de tension et connecté aux impédances de source R_I et de charge R_N .

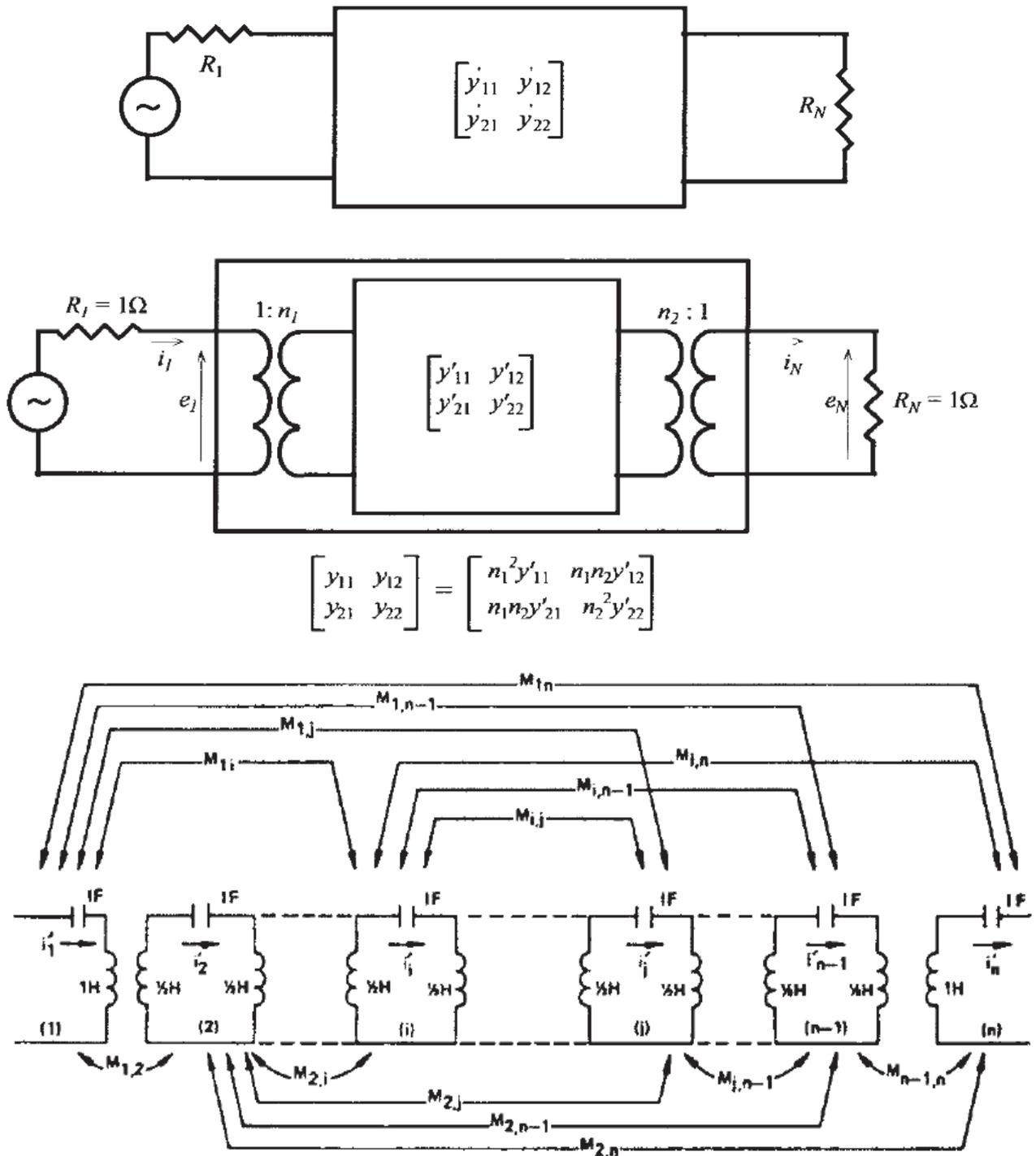


Figure A2.1: circuit équivalent d'un filtre N pôles à bande étroite sans pertes, (a) : réseau équivalent entre R_I et R_N ; (b) : normalisation des impédances d'entrée/sortie par utilisation de transformateurs; (c) : circuit équivalent détaillé [13]

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

$$Z_{11}(p) = \frac{z_{11} \left[\frac{1}{y_{22}} + R_N \right]}{z_{22} + R_N} = \frac{z_{11} \left[\frac{1}{y_{22}} + 1 \right]}{z_{22} + 1} \quad (A2.1)$$

Si R_N est normalisée à 1Ω (figure A2.1(b)).

Si $R_N=1\Omega$ (figure A2.1(b)), l'impédance d'entrée s'écrit de la forme suivante :

$$Z_{11}(p) = \frac{1 - S_{11}(p)}{1 + S_{11}(p)} = \frac{Q(p) \pm R(p)}{Q(p) \mp R(p)} = \frac{m_1 + n_1}{m_2 + n_2} \quad (A2.2)$$

où m_1, m_2, n_1 et n_2 sont des polynômes respectivement pairs et impairs construits à partir de $R(p)$ et $Q(p)$:

$$R(p) = R_0 + R_1 p + R_2 p^2 + \dots \quad (A2.3)$$

$$Q(p) = Q_0 + Q_1 p + Q_2 p^2 + \dots \quad (A2.4)$$

$$m_1 = \text{Re}(R_0 + Q_0) + \text{Im}(R_1 + Q_1) p + \text{Re}(R_2 + Q_2) p^2 + \dots \quad (A2.5)$$

$$n_1 = \text{Im}(R_0 + Q_0) + \text{Re}(R_1 + Q_1) p + \text{Im}(R_2 + Q_2) p^2 + \dots \quad (A2.6)$$

Si N est pair, on pose

$$Z_{11}(p) = \frac{n_1 * \left[\frac{m_1}{n_1} + 1 \right]}{m_2 + n_2} \quad (A2.7)$$

En comparant (A2.1) et (A2.7) on peut en déduire que

$$y_{22} = \frac{n_1}{m_1} \quad (A2.8)$$

Et

$$y_{21} = \frac{P(p)}{\epsilon m_1} \quad (A2.9)$$

Si N est impair, on pose

$$Z_{11}(p) = \frac{m_1 * \left[\frac{n_1}{m_1} + 1 \right]}{m_2 + n_2} \quad (A2.10)$$

Alors,

$$y_{22} = \frac{m_1}{n_1} \quad (A2.11)$$

Et

$$y_{21} = \frac{P(p)}{\epsilon n_1} \quad (A2.12)$$

Après avoir exprimé les admittances en court-circuit à partir des polynômes caractéristiques, ces mêmes admittances en court-circuit doivent être reliées aux éléments du circuit équivalent.

D'après la figure A2.1(b), on peut relier les tensions et courants aux accès par :

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} e_1 \\ e_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} n_1^2 * y'_{11} & n_1 n_2 * y'_{12} \\ n_1 n_2 * y'_{21} & n_2^2 * y'_{22} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} e_1 \\ e_N \end{bmatrix} \quad (A2.13)$$

En écrivant la loi des mailles dans chaque résonateur pour le circuit interne détaillé sur la figure A2.1(c), on peut écrire :

$$[jM + pI + R] * [i_1, i_2, i_3, \dots, i_N]^t = e_1 * [1, 0, 0, \dots, 0]^t \quad (A2.14)$$

avec :

$$M = \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} & \dots & \dots & M_{1N} \\ M_{12} & M_{22} & & & \\ \vdots & & \ddots & & \\ \vdots & & & \ddots & \\ M_{1N} & & & & M_{NN} \end{bmatrix} \quad (A2.15)$$

$$R = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 0 & & & \\ \vdots & & \ddots & & \\ \vdots & & & \ddots & \\ 0 & & & & R_N \end{bmatrix} \quad (A2.16)$$

et I la matrice identité.

La résolution de (A2.14) pour $R_1 = R_N = 0$ permet de calculer les admittances en court circuit y_{21} et y_{22} :

$$y_{21}(p) = \frac{i_N}{e_1} |_{R_1, R_N=0} = j[-M - \omega I]_{N1}^{-1} \quad (A2.17)$$

$$y_{22}(p) = \frac{i_N}{e_N} |_{R_1, R_N=0} = j[-M - \omega I]_{NN}^{-1} \quad (A2.18)$$

M est une matrice réelle et symétrique par rapport à la diagonale principale et toutes ses valeurs propres sont réelles. Il existe donc une matrice orthogonale T telle que :

$$-M = T * \Lambda * T^t \quad (A2.19)$$

où :

$$\Lambda = \text{diag}[\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \dots, \lambda_N] \quad (A2.20)$$

λ_i étant les valeurs propres de $-M$

et

$$T * T^t = I \quad (A2.21)$$

D'après ces dernières équations, les admittances en court-circuit peuvent s'écrire :

$$y_{21}(p) = j[T * \Lambda * T^t - \omega I]_{N1}^{-1} \quad (A2.22)$$

et

$$y_{22}(p) = j[T * \Lambda * T^t - \omega I]_{NN}^{-1} \quad (A2.23)$$

La solution générale peut s'écrire sous la forme suivante:

$$[T * \Lambda * T^t - \omega I]_{ij}^{-1} = \sum_{k=1}^N \frac{T_{ik}T_{jk}}{\omega - \lambda_k} i, j = 1, 2, 3, \dots, N \quad (A2.24)$$

Alors,

$$y_{21}(p) = j \sum_{k=1}^N \frac{T_{Nk}T_{1k}}{\omega - \lambda_k} \quad (A2.25)$$

et,

$$y_{22}(p) = j \sum_{k=1}^N \frac{T_{Nk}^2}{\omega - \lambda_k} \quad (A2.26)$$

Ces dernières équations permettent de relier les admittances en court-circuit du circuit équivalent à leur expression déduite des polynômes caractéristiques.

Les équations (A2.25) et (A2.26) montre que les valeurs propres λ_k de $-M$ sont les racines du dénominateur commun de $y_{21}(p)$ et $y_{22}(p)$. La première et la dernière ligne de la matrice T (T_{1k} et T_{Nk}) peuvent être calculées à partir des résidus des admittances en court-circuit $y_{21}(p)$ et $y_{22}(p)$. Connaissant les numérateurs et les dénominateurs de $y_{21}(p)$ et $y_{22}(p)$ d'après les équations (A2.8) et (A2.9), les résidus r_{22k} et r_{21k} peuvent être déterminés et on obtient:

$$T_{Nk} = \sqrt{r_{22k}} \quad (A2.27)$$

et

$$T_{1k} = \frac{r_{21k}}{T_{Nk}} = \frac{r_{21k}}{\sqrt{r_{22k}}} \quad k = 1, 2, 3, \dots, N \quad (A2.28)$$

La résolution de (A2.13) permet de déterminer les valeurs de n_1 et n_2 tel que:

$$n_1^2 = R_1 = \sum_{k=1}^N T_{1k}^2 \quad (A2.29)$$

Et,

$$n_2^2 = R_N = \sum_{k=1}^N T_{Nk}^2 \quad (A2.30)$$

Pour le circuit interne, on obtient alors :

$$T'_{1k} = \frac{T_{1k}}{n_1} \quad (A2.31)$$

Et,

$$T'_{Nk} = \frac{T_{Nk}}{n_2} \quad (A2.32)$$

La première et la dernière ligne de la matrice T calculées, les autres lignes peuvent être choisies en appliquant le procédé d'ortho-normalisation de Gram-Schmidt ou un procédé équivalent, et la matrice de couplage M peut être synthétisée en utilisant (A2.19).

Annexe 3. Synthèse des filtres à résonateurs- couplés avec des couplages dépendants de la fréquence [4]

Dans l'approche classique, les paramètres de réflexion et de transmission sont liés à la matrice de couplage via les équations suivantes [5], [30].

$$S_{11} = 1 + 2jR_1 \frac{\det(M' - jR' + wI')}{\det(M - jR' + wI)} \quad \text{III-1}$$

$$S_{21} = -2j\sqrt{R_1 R_N} \frac{\det(M'' - jR'' + wI'')}{\det(M - jR + wI)} \quad \text{III-2}$$

où M est la matrice de couplage de taille $N \times N$, R est égal à zéro sauf pour les éléments $R_{11} = R_1$ et $R_{NN} = R_N$ et I est la matrice d'identité.

La matrice M' est la sous-matrice principale supérieure obtenue en supprimant la dernière ligne et colonne de la matrice M et I' constitue la matrice d'identité de taille $N - 1 \times N - 1$. Les matrices M'', R'', I'' sont créées de manière similaire, sauf que cette fois la première et la dernière colonne sont supprimées dans les matrices, M, R et I .

Dans le cas où les couplages sont dépendants de la fréquence, les équations ci-dessus prennent la forme suivante :

$$S_{11} = 1 + 2jR_1 \frac{\det(M' - jR' + wM'_1)}{\det(M - jR' + wM_1)} \quad \text{III-3}$$

$$S_{21} = -2j\sqrt{R_1 R_N} \frac{\det(M'' - jR'' + wM''_1)}{\det(M - jR + wM_1)} \quad \text{III-4}$$

d'où M_1 est une matrice symétrique $N \times N$ avec des éléments sur la diagonale principale et des éléments hors diagonale représentant un composant de couplage dispersif inter-résonateur responsable de la variation linéaire d'un coefficient de couplage.

L'équation ci-dessus montre que les pôles communs des paramètres [S] sont des valeurs propres d'une matrice linéaire,

$$L(\lambda) = M - jR - \lambda M_1 \quad \text{III-5}$$

Tandis que les zéros de transmission sont des valeurs propres de la matrice linéaire $[M'' - jR'', M_1'']$. Pour compléter l'ensemble des valeurs propres avec les zéros du paramètre S_{11} , l'équation III-6 a été reformulé comme suit [5]:

$$S_{11} = \frac{F}{E} = 1 + 2jR_1 \frac{\det(M' - jR' + wM_1')}{\det(M - jR' + wM_1)} \quad \text{III-7}$$

$$\frac{F - E}{E} = \frac{G}{E} = 2jR_1 \frac{\det(M' - jR' + wM_1')}{\det(M - jR' + wM_1)} \quad \text{III-8}$$

Où F et E sont des polynômes dérivés analytiquement dans [13]. Il est apparent à partir les équations ci-dessus que les zéros dans le nouveau polynôme G sont des valeurs propres dans la matrice $[M' - jR', M_1']$.

Nous pouvons voir maintenant la synthèse de la matrice de couplage avec des couplages dépendants de la fréquence comme un problème d'optimisation non linéaire de la fonction de coût C définie sous la forme suivante [31]:

$$C = (\lambda_0 - \lambda)^H (\lambda_0 - \lambda) \quad \text{III-9}$$

où λ_0 est un ensemble de racines obtenues à partir d'une représentation rationnelle des paramètres S , tandis que λ est un vecteur de valeurs propres obtenu à une certaine étape d'itération à partir des trois matrices $[M - jR, M_1]$, $[M' - jR', M_1']$, $[M'' - jR'', M_1'']$. Notons que $()^H$ indique la transposition hermitienne. La minimisation de la fonction C peut être effectuée en utilisant une approche de programmation quadratique similaire à celle présentée dans [32].

Pour calculer les gradients requis par l'algorithme, il faut trouver les sensibilités des valeurs propres généralisées à des petits changements aux éléments de la matrice de couplage. Ceci peut être fait en utilisant la théorie de la perturbation de la valeur propre qui donne l'expression de la forme suivante pour la sensibilité de la $i^{\text{ème}}$ valeur propre au changement de j , $k^{\text{ème}}$, élément de la matrice M_1''

$$\frac{\delta \lambda_i}{\delta M_1''(j,k)} = -\lambda_i \frac{w_i^H T_1 X_i}{w_i^H M_1'' X_i} \quad \text{III-10}$$

où la matrice T_1 est une matrice non-symétrique $(N - 1 \times N - 1)$ avec toutes les entrées mises à zéro, sauf pour $T_1^{(j,k)} = 1$, X_i et X_i sont respectivement les vecteurs propres de cotés droite et gauche. Par exemple, lorsque $j = 2$ et $k = 3$, T_1 a la forme suivante:

$$T_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \vdots & 0 \\ 1 & 0 & \ddots & 0 & \vdots \\ \vdots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix}$$

RÉSUMÉ

Ces travaux de thèse concernent la mise au point d'une méthodologie de conception de filtres passe-bandes à couplages dispersifs permettant d'optimiser la sélectivité de ces filtres en générant et en contrôlant la position de zéros de transmission supplémentaires. Un état de l'art sur les différentes approches proposées dans la littérature pour la synthèse de filtres hyperfréquences à couplage dispersif est d'abord proposé. Cette analyse est illustrée par plusieurs exemples concrets, et une structure en particulier, comportant un couplage par plot capacitif, constitue le point de départ des travaux. De nouveaux éléments de couplage dispersifs ont été ensuite proposés, capables de générer aussi bien des couplages positifs que négatifs, permettant ainsi de positionner les zéros de transmission dans la bande stoppée supérieure ou inférieure. Ces éléments ont alors été intégrés dans des structures de filtrage plus complexes pour réaliser par exemple des structures en ligne possédant plusieurs zéros de transmission hors bande ou des filtres multibandes à la sélectivité renforcée. Plusieurs des dispositifs conçus ont été fabriqués et mesurés. Les résultats expérimentaux sont en bon accord avec les simulations validant ainsi l'approche proposée.

Mots-clés : synthèse de filtres, filtres hyperfréquences, couplage dispersif, filtre passe-bande, filtre multi-bande

ABSTRACT

This thesis report deals with the development of a methodology for the design of bandpass filters including dispersive coupling to optimize the selectivity of these filters by generating and controlling the position of additional transmission zeros. A state of the art on the different approaches proposed in the literature for the synthesis of microwave filters with dispersive coupling is first proposed. This analysis is illustrated by several concrete examples, and a structure in particular, comprising a coupling capacitive post, is the starting point of the work. New dispersive coupling elements were then proposed, capable of generating both positive and negative couplings, thus enabling the transmission zeros to be positioned in the upper or lower stopped band. These elements have then been integrated in more complex filtering structures to achieve, for example, on-line structures having several out-of-band transmission zeros or multiband filters with enhanced selectivity. Many of the devices designed have been manufactured and measured. The experimental results are in good agreement with the simulations validating the proposed approach.

Keywords: Filter synthesis, microwave filter, dispersive coupling, bandpass filter, multiband filter