

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE Dr. TAHAR MOULAY – SAIDA

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE



N° D'ORDRE :

THÈSE

Présentée par

BECHAREF Kada

Pour l'obtention du diplôme de

DOCTORAT LMD en Technologies de la Communication

Filière : Télécommunications

Spécialité : Micro-ondes et Optoélectroniques pour les Systèmes de Télécommunications

THEME

Etude et application des métamatériaux pour la conception des circuits RF miniaturisés

Soutenu publiquement, le 20/12/2018 devant le jury composé de :

N°	Nom et prénom	Qualité	Grade	Etablissement
1	Dr. BENALLOU Yassine	Président	MCA	Université Dr. Tahar Moulay de Saida
2	Dr. NOURI Keltouma	Rapporteur	MCA	Université Dr. Tahar Moulay de Saida
3	Dr. BOUAZZA Boubakar Seddik	Co-rapporteur	MCA	Université Dr. Tahar Moulay de Saida
4	Pr. FEHAM Mohammed	Examineur	Prof	Université Abou Bakr Belkaid de Tlemcen
5	Pr. BENAHMED Nassreddine	Examineur	Prof	Université Abou Bakr Belkaid de Tlemcen
6	Dr. ARBOUCHE Omar	Examineur	MCA	Université Dr. Tahar Moulay de Saida

Année Universitaire 2017-2018

Thèse préparée au Laboratoire de Technologies de Communications – Université de Saida

Dedicace

*Je tiens à dédier ce modeste travail à la plus merveilleuse des mamans,
qui m'a toujours sur etre présente, m'a supporté, conseillé et dirigé*

*Je le dédie également à mon père qui m'a beaucoup encouragé, m'a
scutenu malgré toute sa scuffrance durable, je lui souhaite la guérison.*

À mon frère et mes sœurs

À tous les membres de la famille becharef grand et petit

À tous mes amis sans oublier les collégiens Ibrahimi Amer

*Enfin, je le dédie à tous ceux que je connais et qui me connaissent de
prêt ou de loin*

Becharef kada

Remerciements

Je remercie ALLAH le tout-puissant de m'avoir donné le courage, la volonté et la patience de mener à terme cette présente thèse.

Je tiens d'abord à remercier mon directeur de thèse Melle Nouri Kltouma Maître de conférence classe A à l'université Dr. Tahar Molay de Saida pour m'avoir fait bénéficier de ses grandes connaissances scientifiques ainsi que pour le temps, la patience qu'il m'a accordé et les précieux conseils qu'il m'a généreusement prodigué.

De même je tiens à remercier vivement mon Co-encadreur Monsieur Bouazza Boubakar Seddik maître de conférence classe A à l'université Dr. Tahar Molay de Saida pour les conseils précieux.

Je remercie également Mr. Benallou Yassine maître de conférence classe A à l'université Dr. Tahar Molay de Saida pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de cette thèse.

J'adresse aussi mes remerciements aux examinateurs Mr. Feham Mohammed professeur à l'université de Tlemcen, Mr Benahmed Nassreddine, professeur à l'université de Tlemcen et Mr. Arbouche Omar maître de conférence classe A à l'université Dr. Tahar Molay de Saida , pour avoir accepté de juger ce travail, et qui me font l'honneur d'être membres de ce jury.

J'adresse mes vives reconnaissances à tous les membres du laboratoire de technologies de communications et à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de cette thèse.

Enfin, je voudrais remercier ma famille à qui je dédie tout naturellement ce travail

« Etude et application des métamatériaux pour la conception des circuits RF miniaturisés »

Résumé :

Les métamatériaux ont un rôle très important à jouer dans les nouvelles technologies surtout dans le domaine des télécommunications. Avec la disponibilité de l'indice de réfraction négatif de métamatériaux, on peut améliorer les performances des dispositifs microondes. Ces dispositifs artificiels présentent plusieurs avantages tels que leur intégration avec l'environnement planaire et aussi leur faible coût de fabrication. Dans ce travail, on s'est intéressé à la simulation et la modélisation des dispositifs microondes à base des métamatériaux à l'aide des logiciels ADS, HFSS et Matlab.

Ce travail s'articule autour de trois axes majeurs : Le premier axe présente la modélisation des différents résonateurs à base de métamatériaux conçus avec des lignes micro-rubans à conducteurs imprimés sur un substrat diélectrique, notamment les résonateurs en Anneaux Fendus « RAFs » carré et circulaire. Un autre résonateur basé sur une association des RAFs et un réseau de tiges métalliques a exhibé un indice de réfraction négatif. Ensuite, l'utilisation d'un nouveau type de plan de masse démétallisé par des résonateurs en anneaux fendus complémentaires (RAFCs) a été conçu.

Le second axe, consiste à concevoir des filtres passe bas, passe-bande et coupe bande en technologies planaire et SIW 'Substrat Integrated Waveguide' à base des métamatériaux tout en répondant aux cahiers de charges.

Ensuite, les résultats obtenus ont été utilisés afin d'extraire les différents paramètres tels que la permittivité, la perméabilité et l'indice de réfraction.

Dans le troisième axe, nous nous sommes attachés à la conception des antennes à l'aide de logiciel d'Ansoft-HFSS. Nous avons modélisé tout d'abord une antenne patch à base de technologie micro-ruban. Afin d'améliorer les performances de cette antenne, nous avons associé au patch, des résonateurs métamatériaux de type CSRRs à plusieurs rangées. Dans la deuxième partie, nous nous sommes intéressés à la conception des antennes volumiques en SIW en utilisant des fentes longitudinales et des résonateurs RAFCs.

Les résultats de la conception de ces antennes montrent une amélioration de leurs performances en termes de l'adaptation et la bande passante.

L'utilisation de ces matériaux offre des avantages tels que la réduction du poids et de l'encombrement, ce qui est bénéfique pour leur intégration dans un système électronique.

Mots-clés : métamatériau, micro-ruban, perméabilité négative, permittivité négative, indice de réfraction négatif, résonateur, filtre, antenne, SIW, ADS, HFSS, MATLAB.

Abstract :

Metamaterials have a very important role to play in new technologies, especially in the field of telecommunications. With the availability of the negative refractive index of metamaterials, it is possible to improve the performance of microwave devices. These artificial devices have several advantages such as their integration with the planar environment and also their low cost of manufacture. In this work, we are interested in the simulation and modeling of microwave devices based on metamaterials using ADS, HFSS and Matlab software.

This work is articulated around three major axes: The first axis presents the modeling of different resonators based on metamaterials designed with microstrip lines with printed conductors on a dielectric substrate,

especially resonators Split Rings "SRR" square and circular. Another resonator based on an association of the "SRR" and a network of metal rods exhibited a negative refractive index. Then, using a new type of demetallized mass plan by complementary split ring resonators (CSRR) has been conceived.

The second axis, consists in designing low pass, bandpass and band-Stop filters in planar technologies and SIW 'Substrat Integrated Waveguide' based on metamaterials while answering the specifications.

Then, The results obtained were subsequently used to extract the various parameters such as the permittivity, permeability and refractive index.

In the third axis, we focused on antenna design using Ansoft -HFSS software. We first modeled a patch antenna based on microstrip technology. In order to improve the performance of this antenna, we associated with the patch, metamaterial resonators of type CSRRs with several rows. In the second part, we became interested to the design of voluminal antennas in SIW using longitudinal slots and resonators CSRRs.

The results of the design of these antennas show an improvement in their performance in terms of adaptation and bandwidth.

The use of these materials offers advantages such as reducing weight and bulk, which is beneficial for their integration into an electronic system.

Key words: metamaterial, microstrip, negative permeability, negative permittivity, negative refractive index, resonator, filter, antenna, SIW, ADS, HFSS, MATLAB.

المخلص:

تلعب المواد الميتامتريو دورًا مهمًا جدًا في التقنيات الجديدة، خاصة في مجال الاتصالات. مع توفر معامل الانكسار السلبى للمادة ميتامتريو، يمكن تحسين أداء أجهزة الميكروويف. تتميز هذه الأجهزة الصناعية بالعديد من المزايا مثل تكاملها مع البيئة المستوية وكذلك مع تكلفة تصنيعها المنخفضة. في هذا العمل، نحن مهتمون بمحاكاة ونمذجة أجهزة الموجات الصغرية المستندة إلى مواد مستخدمة باستخدام ADS و HFSS وبرنامج Matlab.

يركز هذا العمل على ثلاثة محاور رئيسية: يقدم المحور الأول نمذجة الرنانات المختلفة على أساس مواد موصلة مصممة بخطوط أشرطة دقيقة مطبوعة على طبقة عازلة، على وجه الخصوص الرنانات الانقسام "RAFs" الدائرية و مربع و عرضت مرنان آخر على أساس مزيج من RAFs وشبكة من قضبان معدنية مؤشر الانكسار السالب. بعد ذلك، تم تصميم استخدام نوع جديد من المستوى الأرضي منزوعاً من الرنانات الحلزونية المتكاملة (RAFCs).

ويتمثل المحور الثاني يتكون من تصميم مرشحات تمرير منخفضة، ممر الموجة والنطاق في التقنيات المستوية و SIW "لدليل الموجات المتكامل الفرعي" استناداً إلى المواد الضارة أثناء الإجابة على المواصفات. بعد ذلك، تم استخدام النتائج التي تم الحصول عليها لاستخراج المعلمات المختلفة مثل السماحية والنفاذية ومؤشر الانكسار.

في المحور الثالث، ركزنا على تصميم الهوائي باستخدام برنامج Ansoft -HFSS. قمنا أولاً بتصميم هوائي التصحيح على أساس تقنية الشريط الصغير. ولتحسين أداء هذا الهوائي، ارتبطنا بالرقاقة، والمرنانات المادية نوع CSRRs إلى عدة صفوف. في الجزء الثاني، درسنا تصميم الهوائيات SIW باستخدام فتحات طولية ومرنانات RAFCs. تظهر نتائج تصميم هذه الهوائيات تحسناً في أدائها فيما يتعلق بالتكيف وعرض النطاق. استخدام هذه المواد يوفر مزايا مثل انخفاض الوزن والحجم، وهو أمر مفيد لإدماجها في نظام إلكتروني.

الكلمات المفتاحية: ميتا متریال، النفاذية السلبية، السماحية السلبية، معامل الانكسار السالب، مرنان، الفلتر، هوائي، مرنان، SIW، MATLAB، HFSS، ADS،

LISTE DES CONTENTS

Dédicace	
Remerciements	
Résumé	
SOMMAIRE	I
Liste des tableaux	VII
Symboles et abréviations	VIII
Liste des figures	IX
Introduction Générale	01

CHAPITRE I [ETAT DE L'ART SUR LES METAMATERIAUX]

I.1 Introduction.....	05
I.2 Définition des metamateriaux.....	05
I.3 Historique des metamateriaux.....	06
I.4 Propagation electromagnetique.....	11
I.4.1 Dans un milieu homogène.....	11
I.4.2 Cas d'un milieu doublement négatif (métamatériaux).....	12
I.5 Synthèse des metamateriaux.....	15
I.5.1 Approche fils minces.....	15
I.5.2 Approche résonateurs.....	17
I.5.3 Approche résonateurs et fils minces.....	20
I.6 Synthèse d'une ligne main gauche.....	21
I.6.1 Calcul des vitesses de phase et de groupe.....	24
I.6.2 Ligne purement main droite (RH).....	24
I.6.3 Ligne purement main gauche (left hand: LH).....	25
I.6.4 Diagramme de dispersion d'une ligne compensée « main droite – main.....	27
gauche » (RH-LH)	
I.6.5 Ligne équilibrée.....	29
I.6.6 Tableau récapitulatif.....	30
I.7 Applications des metamateriaux.....	31
I.7.1 Le camouflage (cloaking).....	31
I.7.2 Les lentilles parfaites ou super-résolutions.....	34
I.7.3 La miniaturisation.....	36
I.7.4 La sélectivité.....	37

I.8 Conclusion.....	38
References bibliographiques -chapitre -I-.....	39

CHAPITRE II [ANALYSE ET CONCEPTION DES RESONNATEURS METAMATERIAUX]

II.1 Introduction.....	46
II.2 Extraction des parametres effectifs.....	47
II.1.2 Extraction par la méthode de Nicolson-Ross-Weir.....	47
II.3 Approche hybride.....	49
II.4 Conception de resonateur raf a activite magnetique.....	50
II.4.1 Résonateur RAF circulaire.....	51
II.4.1.1 Modèle équivalent de la cellule RAF circulaire.....	52
II.4.1.2 Etapes de la conception schématique.....	53
II.4.1.3 Conception électromagnétique de la cellule RAF Circulaire	55
II.4.1.4 Étude paramétrique du RAF circulaire.....	59
II.4.2 Résonateur RAF carré.....	62
II.4.2.1 Schéma équivalent sous ADS.....	64
II.4.2.2 Conception électromagnétique de la cellule RAF Carrée.....	66
II.4.3 La cellule RAF en U.....	72
II.4.4 La cellule RAF E interdigité.....	74
II.5 Resonateur a activite electrique.....	76
II.5.1 Tiges continues.....	76
II.5.2 Résonateur ELC.....	78
II.5.3 Résonateur en double S.....	80
II.6 Materiaux magneto-electrique.....	82
II. 6.1 Association de tiges et de RAFs.....	82
II.6.2 Association de U et T.....	85
II.7 Resonateur en anneau fendu complementaire « RAFC »	87
II.8 Conclusion.....	93
References bibliographiques -chapitre -II-.....	95

**CHAPITRE III [CONCEPTION DES FILTRES
HYPERFREQUENCE A BASE DE METAMATERIAUX]**

III.1 Introduction.....	99
III.2 Principe general du filtrage hyperfrequence.....	100
III.2.1 Définition du filtre.....	100
III.2.2 Rôle du filtre dans les systèmes de communications.....	100
III.2.3 Classification des filtres.....	101
III.4 Gabarit des filtres.....	103
III.5 Fonctions de filtrage.....	106
III.5.1 Approximation en Amplitude de Butterworth.....	106
III.5.2 Approximation en amplitude de Tchebychev.....	107
III.5.3 Approximation en amplitude elliptique.....	111
III.6 Elements de synthese des filtres micro-ondes.....	111
III.6.1 Méthode des paramètres image.....	112
III.6.2 Méthode des pertes d'insertion.....	112
III.6.3 Transposition de fréquence et d'impédance à partir du gabarit passe....	112
bas	
III.6.3.1 Transformation en impédance.....	113
III.6.3.2 Transformation en fréquence	114
III.6.3.2.1 Transformation passe bas –passe haut.....	114
III.6.3.2.2 Transformation passe bas –passe bande.....	115
III.6.3.2.3 Transformation Passe bas-coupe Bande.....	116
III.7 Mise en œuvre des elements distribues pour le filtrage	117
en hyperfrequence	
III.7.1 Outils de transformation des éléments localisés en éléments.....	118
distribués	
III.7.1.1 Résonateurs quart d'onde et demi-onde, et la transformation.....	118
de Richard	
III.7.1.2 Identités de Kuroda.....	119
III.7.1.3 Les inverseurs d'impédance et d'admittance	120
III.8 étapes de conception des filtres micro-ondes.....	122
III.9 Modelisation et conception d'un filtre passe-bas.....	123
III.9.1 Procédure de conception	123

III.9.2 Conception du filtre passe bas à saut d'impédance.....	125
III.9.2.1 Cahier de charges de ce filtre	125
III.9.2.2 Schéma équivalent sous ADS	125
III.9.2.3 Simulation électromagnétique d'un filtre passe bas.....	127
à saut d'impédance en technologie microruban	
III. 9.2.4 Conception du filtre passe bas à saut d'impédance	131
chargé de trois CSRRs	
III.9.2.5 Conception du filtre passe bas à saut d'impédance chargé	133
par un RAF rectangulaire	
III.10 Conception d'un filtre passe-bande	136
III.10.1 Simulation schématique du filtre passe bande avec ADS.....	136
III.10.1.a Synthèse des filtres passe-bande à éléments localisés.....	136
III.10.1.b Cahier de charges.....	137
III.10.1.c Circuit électrique.....	137
III.10.1.d Réalisation pratique des inverseurs d'impédances.....	139
III.10.1.e Réalisation physique de la matrice de couplage et les facteurs....	141
de qualité	
III.10.2 Simulation électromagnétique du filtre passe-bande à base de.....	143
CSRRs circulaires	
III.11 Conception d'un filtre coupe bande a base des cellules RSRRS.....	145
III.11.1 Simulation schématique de ce filtre avec ADS.....	145
III.11.1.a Choix du gabarit du filtre.....	145
III.11.2 Simulation électromagnétique du filtre coupe-bande à base de.....	148
cellules métamatériaux RSRRs	
III.12 Conception d'un filtre coupe-bande a base des cellules CSRRs.....	151
III.13 Conception d'un filtre passe-bande a base de résonateur en forme «E»....	156
interdigitee complémentaire en SIW	
III.13.1 Technologie SIW.....	156
III.13.2 Les règles de conception.....	157
III.13.3 L'adaptation d'un guide d'onde SIW	160
III.13.4 Impédance caractéristique.....	162
III.13.5 Simulation schématique d'un filtre passe bande avec ADS.....	167
III.13.5.1 Filtre passe bande d'ordre 1	167

III.13.5.1 .1 Matrice de couplage et facteur de qualité.....	167
III.13.5.1.2 Schéma équivalent sous ADS.....	168
III.13.5.2 Filtre passe bande d'ordre 3.....	169
III.13.5.2.1 Matrice de couplage et facteur de qualité.....	169
III.13.5.2.2 Schéma équivalent sous ADS	170
III.13.6 Simulation électromagnétique d'un filtre passe bande en SIW avec.....	172
HFSS	
III.13.6.1 Filtre passe bande de premier ordre en SIW sans transitions.....	172
III.13.6.2 Filtre passe bande de premier ordre en SIW avec transitions.....	173
III.13.6.3 Filtre passe bande de troisième ordre en SIW	175
III.14 conception d'un filtre coupe-bande en SIW base sur des CSRRs.....	177
III.14.1 La conception d'une ligne SIW dans la bande X.....	177
III.14.2 Conception d'un filtre coupe bande.....	179
III.15 Conclusion.....	183
References bibliographiques -chapitre -III-.....	185

**CHAPITRE IV [APPLICATION DES METAMATERIAUX POUR
LA CONCEPTION DES ANTENNES]**

IV.1 Introduction.....	192
IV.2 Definition d'une antenne imprimée	192
IV.3 Caracteristiques des antennes.....	194
IV.3 .1 Caractéristiques de rayonnement.....	194
IV.3 .1.a Diagramme de rayonnement.....	194
IV.3 .1.b Directivité.....	195
IV.3 .1.c Gain.....	196
IV.3.1.d Résistance de rayonnement.....	196
IV.3.1.e Polarisation.....	196
IV.3.2 Caractéristique électrique.....	197
IV.3.2.a Impédance d'entrée.....	197
IV.3.2.b Le facteur de qualité.....	198
IV.3.2.c Bande d'utilisation.....	198

IV.3.2.d Rendement.....	199
IV.4 Modelisation de l'antenne patch.....	199
IV.4.1 Méthode de cavité.....	200
IV.4.2 Méthode de la ligne de transmission.....	200
IV.5 Conception des antennes.....	202
IV.5.1 Antenne patch.....	202
IV.5.2 Conception des antennes patch à base des métamatériaux CSRRs....	204
IV.5.3 Conception des antennes en SIW	209
IV.5.3.1 Conception d'une antenne en technologie SIW.....	209
IV.5.3.2 Conception d'une antenne à fentes longitudinales en SIW	213
IV.5.3.3 Conception d'une antenne à RAFC en SIW.....	217
IV.6 Conclusion	220
References bibliographiques -chapitre -IV-.....	222
Conclusion générale et perspectives	224

LISTE DES TABLEAUX

Tableau I.1	: Résumé de toutes les caractéristiques de la ligne main droite, de la ligne purement main gauche et de la ligne « métalline » compensée	31
Tableau II.1	: Les valeurs des éléments localisés après calcul.....	53
Tableau II.2	: Dimensions du résonateur à anneau fendu carré.....	65
Tableau III.1	: Les valeurs des éléments g_k de Tchebychev en fonction..... de l'ordre du filtre	110
Tableau III.2	: Transformations en fréquence à partir du prototype passe bas.....	117
Tableau III.3	: Circuits équivalents des lignes de transmission en circuit ouvert et en circuit fermé.	119
Tableau III.4	: Spécifications de ce filtre.....	125
Tableau III.5	: Les valeurs des éléments du prototype passe-bas suivant l'ordre de filtre	126
Tableau III.6	: Paramètres d'approximation de conception	129
Tableau III.7	: Paramètres de conception d'approximation	133
Tableau III.8	: Spécifications de ce filtre.....	137
Tableau III.9	: Valeurs des éléments pour prototype passe bas.....	137
Tableau III.10:	Les inverseurs d'impédances $K_{i,i+1}$	141
Tableau III.11:	Les valeurs des éléments prototype passe bas.....	146
Tableau III.12:	Spécifications de ce filtre.....	167
Tableau III.13:	Valeurs des éléments pour prototype passe bas.....	167
Tableau III.14:	Les inverseurs d'impédances $K_{i,i+1}$	168
Tableau III.15:	Valeurs des éléments pour prototype passe bas.....	169
Tableau III.16:	Les inverseurs d'impédances $K_{i,i+1}$	170
Tableau III.17:	Dimensions du filtre PB SIW de type E interdigité.....	172
Tableau III.18:	Dimensions du filtre SIW de type E interdigité.....	174
Tableau III.19:	Dimensions du filtre SIW de type E interdigité.....	176
Tableau III.20:	Dimensions du filtre SIW-CSRRs.....	180
Tableau IV.1	: Dimensions de l'antenne patch.....	202
Tableau IV.2	: Dimensions de l'antenne SIW.....	210
Tableau IV.3	: Dimensions de l'antenne SIW a deux fentes.....	214
Tableau IV.4	: Différentes caractéristiques de l'antenne à fentes.....	215
Tableau IV.5	: Les fréquences de résonance et leurs coefficients S_{11} de cette..... antenne	218

Symboles et abréviations

Symboles :

f	Fréquence
ω	Fréquence angulaire
f_0	Fréquence central
f_c	Fréquence coupure
L	Inductance
C	Capacité
R	Résistance
Z_0	Impédance Caractéristique
\vec{E}	Vecteur champ électrique
\vec{H}	Vecteur champ magnétique
μ	perméabilité magnétique
ε	permittivité électrique
n	l'indice de réfraction
J	densité volumique de courant
γ	la constante de propagation
λ_0	Longueur d'onde dans l'espace libre
\vec{S}	le vecteur de Poynting
\vec{k}	Le vecteur d'onde

Abréviations :

MMT	métamatériaux
MTL	méta-lignes
SRR	Split-ring resonator
CSRR	Complementary split-ring resonator
ADM	All-Dielectric Metamaterials
NRW	Nicolson-Ross-Weir
LPF	Low-pass filter
MNG	Magnetic Negative
ENG	Electrical Negative
LHM	Left Handed material
DPS	Double Positive
DNG	Double Negative
MMG	Matériaux Main Gauche

LISTE DES FIGURES

Figure I.1	: Évolution de l'occurrence du mot « Metamaterials ».....	06
Figure I.2	: Premières ébauches de métamatériaux dans l'Histoire :.....	07
	(a) le méta-atome, (b) première représentation d'une super-lentille	
Figure I.3	: Effet capacitif dans deux anneaux fendus, ou SRR (à gauche)	09
	permettant une perméabilité négative sur une certaine gamme de	
	fréquence (à droite). Pendry et al (1999)	
Figure I.4	: Le premier métamatériau de l'histoire, dont la cellule.....	09
	($\epsilon_{eff} < 0$) et de SRR métalliques ($\mu_{eff} < 0$) sur un circuit imprimé. La	
	combinaison des deux permet d'avoir un indice effectif négatif vers 10	
	GHz	
Figure I.5	: Schématisation de l'évolution de la structure de base des.....	10
	métamatériaux métalliques lorsqu'on se rapproche du visible. La	
	miniaturisation s'accompagne également d'une simplification des	
	structures.	
Figure I.6	: Trièdre direct (matériaux main droite).....	12
Figure I.7	: Trièdre indirect (matériaux main gauche).....	13
Figure I.8	: Propagation d'une onde plane à travers un milieu selon.....	13
	le signe de ces paramètres constitutifs (permittivité et perméabilité)	
Figure I.9	: Loi de Snell-Descartes lors du passage d'une onde	14
	d'un milieu main droite (a) vers un milieu main droite (angle positif),	
	(b) vers un milieu main gauche (angle négatif)	
Figure I.10	: Structure du réseau de fils métalliques minces.....	15
	proposée par Pendry pour avoir un milieu à permittivité négative	
Figure I.11	: Exemple de la permittivité (partie réelle) d'un réseau de fils,	17
	la permittivité est négative, elle reprend une valeur positive à la	
	fréquence plasma électrique (environ 22.3 GHz), le champ électrique	
	est orienté en parallèle avec les fils	
Figure I.12	: eau suisse introduit par Pendry.....	18
Figure I.13	: RAF avec un seul anneau.....	18
Figure I.14	: RAFs avec double anneaux.....	19
Figure I.15	: Exemple de la perméabilité d'un réseau de SRRs,.....	20

	la partie réelle de perméabilité devient négative à environ 8.5 GHz	
Figure I.16	: La structure proposée par D. Smith qui combine les fils minces et les SRRs pour avoir un milieu doublement négatif (metamateriaux)	20
Figure I.17	: Exemple de la permittivité et de la perméabilité d'un réseau constitue de fils minces et de SRRs, on observe l'existence d'une bande de fréquences entre 8.5 et 9 GHz où les deux sont négatives	21
Figure I.18	: Circuit équivalent d'une ligne de transmission modifiée..... (sans pertes)	22
Figure I.19	: Circuit d'une ligne main droite.....	24
Figure I.20	: Variation de la constante de phase (β) d'une ligne main droite en..... fonction de la fréquence	25
Figure I.21	: Circuit d'une ligne main gauche.....	26
Figure I.22	: Variation de la vitesse de groupe et de la vitesse de phase d'une ligne main gauche en fonction de la fréquence	27
Figure I.23	: Variation de la constante de phase (β) d'une ligne main gauche..... en fonction de la fréquence	27
Figure I.24	: Courbe de dispersion, fréquence en fonction de β (deux sens de propagation)	28
Figure I.25	: Courbe de dispersion d'une ligne de transmission..... et une ligne main gauche (fréquence en fonction de β)	29
Figure I.26	: Courbe de dispersion d'une ligne équilibrée,..... fréquence en fonction de β	30
Figure I.27	: Schématisation du phénomène de camouflage, ou cloaking.....	32
Figure I.28	: Vérification expérimentale par Smith et al.en 2006 de la cape d'invisibilité 2D	33
Figure I.29	: Schéma illustrant le fonctionnement d'une super-lentille.....	35
Figure I.30	: Amplitude du champ électrique mesuré.....	35
Figure I.31	: Photo d'une antenne patch miniaturisée grâce à une couche de métamatériau à la perméabilité améliorée. Le facteur de miniaturisation pour ce type d'antenne est de l'ordre de 3 à 6 selon la fréquence de travail Buell et al. 2014	36

Figure I.32	: Exemple d'une couche d'absorbant par Hao et al.....	37
Figure I.33	: Exemple d'un métamatériau plan ayant une grande sensibilité..... en fréquence au THz, Liu et al. 2010	37
Figure II.1	: Exemple des cellules hybrides,..... (a) cellule unitaire qui se compose de la ligne SRR chargée de micro- ruban et d'un stub inductif (b) Cellule unitaire composée de CSRR	50
Figure II.2	: Topologie de résonateur en anneau fendu (RAF).....	51
Figure II.3	: Résonateur en anneau fendu circulaire.....	51
Figure II.4	: Modèle équivalent de la cellule RAF..... en fonction de L , C_{surf} et C_{gap}	52
Figure II.5	: Schéma électrique idéal d'une cellule RAF circulaire.....	54
Figure II.6	: Résultat de simulation de RAF circulaire.....	54
Figure II.7	: Représentation et dimensions d'une cellule d'un RAF circulaire.....	55
Figure II.8	: Simulations de RAF circulaire avec \vec{E} selon l'axe z..... Coefficients de réflexion et transmission en dB.	56
Figure II.9	: Simulations de RAF circulaire, parties réelle et imaginaire de la..... perméabilité effective.	57
Figure II.10	: Réponse fréquentielle d'un RAF circulaire..... avec \vec{E} selon l'axe y : Réflexion et transmission en dB	58
Figure II.11	: Simulations de RAF circulaire,..... Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective.	58
Figure II.12	: Cartographie du champ électrique d'un SRR Circulaire avec \vec{E} selon l'axe z.	59
Figure II.13	: Influence de gap sur la réponse fréquentielle.....	60
Figure II.14	: Influence de l'espacement entre les deux anneaux..... formant le RAF sur les coefficients de réflexion et de transmission en dB.	61
Figure II.15	: Variation de la largeur de ruban du RAF (w) sur la réponse..... fréquentielle du résonateur en anneau fendu	62
Figure II.16	: (a) Topologie d'un résonateur en anneau fendu carré..... (b) Son circuit équivalent.	62
Figure II.17	: Schéma équivalent de résonateur RAFC..... de la figure II.16 sous logiciel ADS	65

Figure II.18 :	Réponse idéale du circuit équivalent..... de la figure II.17 sous le logiciel ADS	66
Figure II.19 :	Topologie et dimensions du RAF carré.....	67
Figure II.20 :	Simulations de RAF carré avec \vec{E} selon l'axe y, coefficient de réflexion et Transmission en dB.	68
Figure II.21 :	Simulations de RAF carré, parties réelle et imaginaire..... de la perméabilité	69
Figure II.22 :	Simulations de RAF carré avec E selon l'axe z, coefficient de réflexion et transmission en dB	70
Figure II.23 :	Simulations de RAF carré, parties réelle et imaginaire de la..... perméabilité effective	71
Figure II.24 :	Cartographie du champ électrique d'un RAF carré avec \vec{E} selon l'axe z	72
Figure II.25 :	Configuration de la cellule de RAF-U :..... Représentation et dimensions ($L_{out} = 3$ mm, $w = 0.33$ mm)	72
Figure II.26 :	Structure de RAF U : Coefficients de réflexion et transmission en dB	73
Figure II.27 :	Simulations de RAF-U,..... parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective.	73
Figure II.28 :	Représentation et dimensions d'une unité de cellule du RAF-E..... interdigité ($L_{out} = 3$ mm; $w = 0.33$ mm; $G=0.33$ mm)	74
Figure. II.29 :	Simulations de RAF- E interdigité avec E selon l'axe z :..... Réflexion et transmission en dB	75
Figure II.30 :	Simulations de RAF-E interdigité,..... Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective	75
Figure II.31 :	Représentation et dimensions d'une unité de cellule de la tige.....	76
Figure II.32 :	Simulation d'une tige métallique, coefficients de transmission et réflexion en dB avec \vec{E} selon l'axe z.	77
Figure II.33 :	Simulations de tige métallique,..... parties réelle et imaginaire de la permittivité effective	78
Figure II.34 :	Représentation et dimensions du résonateur ELC..... $W = g = 0.33$ m; $L_{out}=3$ mm	79

Figure II.35 :	Résonateur ELC, Coefficients de réflexion et de transmission en dB	79
Figure II.36 :	Parties réelle et imaginaire de la permittivité effective..... de résonateur ELC	80
Figure II.37 :	Représentation et dimensions d'une unité de cellule..... du résonateur en double « S ».	81
Figure II.38 :	Coefficients de Réflexion et transmission en dB.....	81
Figure II.39 :	Parties réelle et imaginaire de la permittivité effective.....	82
Figure II.40 :	Représentation et dimensions d'une unité de cellule..... du matériau main gauche fait de tiges et de RAFs. $g = 0.33\text{mm}$. $W = 0.33\text{mm}$ $R_{\text{out}} = 1.5\text{mm}$ et $S = 0.33\text{mm}$	83
Figure II.41 :	Coefficients de Réflexion et Transmission en dB..... de la structure de la figure II.40	84
Figure II.42 :	Parties réelles et imaginaires de l'indice de réfraction..... de la structure de la figure II.40	84
Figure II.43 :	Représentation et dimensions d'une unité de cellule formée de deux résonateurs U et T	85
Figure II.44 :	Coefficients de Réflexion et transmission en dB de cette structure.....	86
Figure II.45 :	Parties réelles et imaginaires de l'indice de réfraction de cette..... structure	86
Figure II.46 :	Comparaison entre géométrie du RAF et du RAFC.....	88
Figure II.47 :	Principe de Babinet appliqué à un écran absorbant et son..... complémentaire	88
Figure II.48 :	Principe de Booker appliqué à un écran métallique..... et son complémentaire (une fente)	89
Figure II.49 :	Principe de Booker appliqué à un dipôle.....	90
Figure II.50 :	Polarisation appropriée des champs électromagnétiques..... pour le bon fonctionnement du RAFC.	90
Figure II.51 :	La perméabilité et la permittivité de RAFC.....	90
Figure II.52 :	Représentation et dimensions d'une unité de cellule..... d'un RAF carré complémentaire	91
Figure II.53 :	Simulations de RAFC de forme carré avec \vec{E} selon l'axe x..... Coefficients de réflexion et transmission en dB	92

Figure II.54 :	Simulations de RAFC,(a) parties réelle et imaginaire de perméabilité (b) parties réelle et imaginaire de permittivité effective.	93
Figure III.1 :	Synoptique d'un module émission/réception.....	101
Figure III.2 :	Gabarits des filtres idéaux	102
Figure III.3 :	Gabarit d'un filtre passe-bas réel conçu à partir..... d'éléments localisés (A représente l'atténuation du filtre, en dB)	104
Figure III.4 :	Cahier de charges d'un filtre passe bande.....	104
Figure III.5 :	Gabarit en amplitude d'un filtre passe-bande.....	105
Figure III.6 :	Réponse en transmission de la fonction Butterworth pour différents ordres n.	106
Figure III.7 :	Réponse en transmission de la fonction de Tchebychev pour..... différentes Valeurs de n.	108
Figure III.8 :	Réponses du prototype passe bas elliptique en fonction de l'ordre du filtre n.	111
Figure III.9 :	Circuits prototypes du filtre passe bas.....	113
Figure III.10 :	Transformation en impédance.....	114
Figure III.11 :	Transformation passe bas-passe haut.....	114
Figure III.12 :	Transformation en fréquence passe bas-passe bande.....	116
Figure III.13 :	Transformation des éléments passe bas- coupe bande.....	116
Figure III.14 :	Identités de Kuroda, e.u : éléments unitaires.....	120
Figure III.15 :	Élément unitaire.....	120
Figure III.16 :	(a) Opérations des inverseurs d'impédance et d'admittance..... (b) Exemple de réalisation des inverseurs par des lignes distribuées quart d'onde.	121
Figure III.17 :	Propriétés des inverseurs.....	121
Figure III.18 :	Etapas de conception des filtres.....	122
Figure III.19 :	(a) Modélisation localisée d'un filtre passe-bas sous form d'un réseau en échelle, (b) Courbe de réponse du filtre passe-bas.	123
Figure III.20 :	Prototype de filtre passe-bas avec n impair.....	124
Figure III.21 :	Circuit électrique d'un filtre passe-bas à saut d'impédance d'ordre n.....	125
Figure III.22 :	Schéma équivalent de prototype passe-bas.....	126

Figure III.23 :	Réponse fréquentielle du filtre passe bas d'ordre 3 à élément localisés sous ADS	127
Figure III.24 :	Métallisation longitudinale du filtre passe bas à saut d'impédance, (a) Vue à trois dimensions (b) Vue à deux dimensions de ce filtre	128
Figure III.25 :	Réponse fréquentielle du filtre passe bas	130
Figure III.26 :	Topologies de nouveau filtre passe bas à saut d'impédance, (a) Vue à trois dimensions (b) Vue à deux dimensions de ce filtre	130
Figure III.27 :	Réponse fréquentielle de nouveau filtre passe bas	131
Figure III.28 :	Filtre passe bas à trois CSRRs , (a) Vue à trois dimensions (b) Vue à deux dimensions de ce filtre	132
Figure III.29 :	Réponse fréquentielle du filtre passe bas chargé de trois CSRRs	132
Figure III.30 :	Parties réelle et imaginaire de l'indice de réfraction de ce filtre	133
Figure III.31 :	FPB chargé par un RAF rectangulaire, (a) Vue à trois dimensions (b) Layout (c) Structure de RAF rectangulaire	134
Figure III.32 :	Réponse fréquentielle du filtre passe bas chargé de RAF rectangulaire	134
Figure III.33 :	Parties réelle et imaginaire de la perméabilité de ce filtre	135
Figure III.34 :	Schéma équivalent d'un prototype passe-bande à éléments localisés	136
Figure III.35 :	Schéma équivalent de ce filtre tracé avec ADS	138
Figure III.36 :	Réponse fréquentielle du filtre passe bande à éléments localisés	138
Figure III.37 :	Filtres avec: (a) inverseurs d'impédance, (b) inverseurs d'admittance	139
Figure III.38 :	Circuit schématique du filtre passe-bande tracé à l'aide de logiciel ADS.	142
Figure III.39 :	Réponse idéale du circuit équivalent du filtre avec des inverseurs d'impédances sous le logiciel ADS	142
Figure III.40 :	Filtre passe bande (a) Vue à trois dimensions du filtre passe bande (b) Vue à deux dimensions de ce filtre	143
Figure III.41 :	Résonateur en anneaux fendus circulaires	144
Figure III.42 :	Réponse en fréquence du filtre passe bande	144
Figure III.43 :	Variation de l'indice de réfraction en fonction de la fréquence de ce filtre.	145
Figure III.44 :	Gabarit du filtre coupe bande à étudier	145
Figure III.45 :	Circuit équivalent d'un filtre coupe bande ordre 3 à éléments localisés	147

Figure III.46 :	Réponse fréquentielle du filtre coupe bande à éléments localisés.....	147
Figure III.47 :	Filtre coupe bande utilisant un seul résonateur RSRR,(a) Vue à..... troisdimensions du filtre coupe bande,(b) Vue à deux dimensions de ce filtre	148
Figure III.48 :	Réponse en fréquence du filtre coupe bande avec un seul RSRR.....	148
Figure III.49 :	Filtre coupe bande microruban utilisant 2 RSRRs, (a) Vue à trois..... dimensions du filtre coupe bande,(b) Vue à deux dimensions de ce filtre	149
Figure III.50 :	Réponse en fréquence du filtre coupe bande avec deux résonateurs..... RSRRs	149
Figure III.51 :	Filtre coupe bande microruban utilisant 3 RSRRs, (a) Vue à trois..... dimensions du filtre coupe bande,(b) Vue à deux dimensions de ce filtre	150
Figure III.52 :	Réponse en fréquence du filtre coupe bande combine 3 RSRRs.....	150
Figure III.53 :	Parties réelle et imaginaire de la perméabilité de ce filtre.....	151
Figure III.54 :	Filtre coupe-bande utilisant un réseau de 4×4 RAFCs..... (a) Géométrie en 3-D de la structure coupe-bande sous HFSS (b) Géométrie en 2-D du filtre, La ligne d'alimentation microruban est en marron et le plan de masse démétallisé par les RAFCs (fentes blanches).	152
Figure III.55 :	Réponses fréquentielles (a) filtre micro-ruban chargé de 4 CSRRs, (b)filtre micro-ruban chargé avec 8 CSRRs, (c) filtre micro-ruban chargé avec 12 CSRRs et (d) filtre micro-ruban chargé avec 16 CSRRs .	154
Figure III.56 :	Parties réelle et imaginaire de l'indice de réfraction effectif..... du filtre chargé par 2×4 RAFCs	155
Figure III.57 :	Configuration d'un guide SIW conçu par les vias métalliques.....	157
Figure III.58 :	Guide d'onde rectangulaire remplis par un substrat.....	159
Figure III.59 :	Exemples de transition ligne micro-ruban / guides d'ondes.....	161
Figure III.60 :	La transition de la ligne micro-ruban vers un guide SIW.....	161
Figure III.61 :	La distribution de champ électrique E..... (a) à l'entrée et (b) à la sortie de la transition entre la ligne micro-ruban et le guide SIW	162

Figure III.62 :	Paramètres géométriques de la transition.....	163
Figure III.63 :	Schéma de la transition sous ADS.....	166
Figure III.64 :	Présentation du taper fonctionnant dans la bande Ku..... sous Momentum	166
Figure III.65 :	Simulation du taper par Momentum.....	166
Figure III.66 :	Circuit schématique du filtre passe-bande.....	168
Figure III.67 :	Réponse idéale du circuit équivalent du filtre d'ordre 1..... sous le logiciel ADS	169
Figure III.68 :	Graphe de couplage du filtre passe bande d'ordre 3.....	170
Figure III.69 :	Circuit schématique du filtre passe-bande.....	171
Figure III.70 :	Réponse idéale du circuit équivalent du filtre d'ordre 3..... sous le logiciel ADS.	171
Figure III.71 :	Structure d'un filtre passe bande SIW en forme E interdigité..... sans transitions, obtenue avec logiciel HFSS, (a)Vue à trois dimensions du filtre passe bande (b) Vue à deux dimensions de ce filtre	172
Figure III.72 :	Coefficients de réflexion et transmission en dB sous HFSS.....	173
Figure III.73 :	Structure d'un filtre passe bande SIW en forme E interdigité avec..... transitions, (a)Vue à trois dimensions (b) Vue à deux dimensions	173
Figure III.74 :	Coefficients de réflexion et transmission en dB sous HFSS.....	174
Figure III.75 :	Parties réelle et imaginaire de l'indice de réfraction du filtre passe..... bande de premier ordre en SIW.	175
Figure III.76 :	Topologie du filtre SIW- de type E interdigité, (a)Vue à trois..... dimensions (b) Vue à deux dimensions	175
Figure III.77 :	Distribution du champ électrique dans le filtre SIW de type..... E interdigité	176
Figure III.78 :	Réponse fréquentielle du filtre SIW de type E interdigité.....	177
Figure III.79 :	Structure de la ligne SIW dans la bande X,..... (a)Vue à trois dimensions (b) Vue à deux dimensions de ce filtre	178
Figure III.80 :	Réponse fréquentielle de la ligne SIW.....	178
Figure III.81 :	Filtre SIW- CSRRs , (a)Vue à trois dimensions du filtre SIW-CSRR.... (b) Vue à deux dimensions de ce filtre	179
Figure III.82 :	Réponse fréquentielle du filtre SIW-CSRRs.....	180

Figure III.83 :	Parties réelle et imaginaire de l'indice de réfraction du filtre coupe bande SIW -CSRR	181
Figure III.84 :	Géométrie de filtre SIW-3CSRRs obtenue avec HFSS, (a) Vue à trois dimensions (b) Vue à deux dimensions de ce filtre	181
Figure III.85 :	Paramètres S_{ij} du filtre coupe bande en technologie SIW a base de 3*CSRRs	182
Figure III.86 :	Distribution du champ électrique du mode TE_{10} dans le filtre coupe bande SIW Obtenue avec le logiciel HFSS	183
Figure IV.1 :	Structure d'une antenne planaire.	193
Figure IV.2 :	Géométries de base de l'antenne patch.	193
Figure IV.3 :	Diagramme de rayonnement en 3D.	194
Figure IV.4 :	Diagramme de rayonnement bidimensionnel en coordonnées cartésiennes.	195
Figure IV.5 :	Différents états de polarisation d'une onde électromagnétique	196
Figure IV.6 :	Antenne en mode émetteur.	197
Figure IV.7 :	Bande passante et coefficient de réflexion.	198
Figure IV.8 :	Les fentes rayonnantes d'une antenne patch.	199
Figure IV.9 :	Schéma descriptif du modèle de la cavité résonante.	200
Figure IV.10 :	(a) : Ligne de transmission micro-ruban ; (b) : Lignes de champ électrique	201
Figure IV.11 :	Extension de la longueur physique L.	201
Figure IV.12 :	Géométrie de l'antenne patch.	202
Figure IV.13 :	Coefficient de réflexion de l'antenne patch.	203
Figure IV.14 :	Diagramme de rayonnement à deux dimensions ($\phi = 0^\circ$, $\phi = 90^\circ$)	203
Figure IV.15 :	Diagramme de rayonnement en 3D.	204
Figure IV.16 :	La structure de l'antenne patch chargée par 1×5 CSRRs (a) Vue en trois dimensions, (b) Vue à deux Dimensions, (c) Géométrie du RAFC complémentaire avec	205
Figure IV.17 :	Variation du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence.	205
Figure IV.18 :	(a) Evolution du gain de l'antenne en fonction de l'angle θ . (b) Diagramme de rayonnement ($\phi = 0^\circ$, $\phi = 90^\circ$) à deux dimensions (c) Diagramme de rayonnement en 3D	206

Figure IV.19 :	La topologie de l'antenne patch chargée par 2×5 CSRRs.....	207
	(a) Vue en trois dimensions (b) vue en deux dimensions.	
Figure IV.20 :	Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.....	207
Figure IV.21 :	(a) Evolution du gain de l'antenne en fonction de l'angle θ ,.....	209
	(b) Diagramme de rayonnement à deux dimensions et (c) Diagramme de rayonnement en 3D	
Figure IV.22 :	Antenne en SIW (a) Vue à trois dimensions,	210
	(b) Vue à deux dimensions	
Figure IV.23 :	Coefficient de réflexion (S_{11}) en fonction de la fréquence.....	211
Figure IV.24 :	Diagrammes de rayonnement de cette antenne.....	212
Figure IV.25 :	Dimensions des fentes et espaces entre les fentes.....	213
Figure IV.26 :	Structure de l'antenne SIW à deux fentes,.....	214
	(a) Vue à trois dimensions (b) Vue à deux dimensions	
Figure IV.27 :	Coefficient de réflexion de l'antenne SIW à deux fentes.....	215
Figure IV.28 :	Diagrammes de rayonnement à 2D.....	216
Figure IV.29 :	Variation du gain total tridimensionnel.....	216
	à la fréquence 28.50 GHz	
Figure IV.30 :	Géométrie de l'antenne SIW à base des métamatériaux	217
	(a) Vue à trois dimensions (b) Vue à deux dimensions.	
Figure IV.31 :	Coefficient de réflexion de l'antenne SIW avec RAFC.....	218
Figure IV.32 :	Les diagrammes de rayonnement de l'antenne SIW	220
	à base de RAFC	

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION
GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Les dernières recherches en électromagnétisme ont été marquée par l'apparition d'une nouvelle catégorie de matériaux innovants appelés "métamatériaux". Le contrôle judicieux et la bonne maîtrise de la propagation de la lumière dans ces milieux ont permis d'apporter d'importantes avancées technologiques et scientifiques aussi bien dans le domaine des microondes que dans le domaine de l'optique [1].

Ces métamatériaux sont des composites artificiels auxquels il est possible d'assigner des propriétés électromagnétiques non disponible à l'état naturel. Il s'agit généralement de structures périodiques diélectriques ou métalliques de taille très inférieure à la longueur d'onde. Ils sont donc assimilables à des matériaux homogènes et peuvent être décrits par une permittivité et une perméabilité macroscopiques effectives. Il en résulte que ces caractéristiques électromagnétiques peuvent être calculées par la théorie de milieu effectif et vont dépendre à la fois des propriétés intrinsèques des inclusions, de leurs paramètres géométriques et de leurs interactions mutuelles [2].

Le nombre de schémas de métamatériaux comprennent une collection d'éléments résonants, possédant deux résonances, l'une électrique et l'autre magnétique. A la résonance électrique le matériau possède une permittivité relative effective de partie réelle négative. De même à la résonance magnétique le matériau possède une perméabilité effective relative de partie réelle négative. La combinaison de ces deux résonances simultanées donne un matériau à indice de réfraction négative où les propriétés intéressantes émergent alors au voisinage de ces résonances.

Le concept de métamatériau fut évoqué pour la première fois dans le domaine de l'optique en 1968, par le physicien russe Victor Veselago dans la publication de son premier article sur ce sujet [3]. Il envisagea de façon théorique la possibilité de créer artificiellement un matériau présentant une permittivité et une perméabilité relative simultanément négative, donc un indice de réfraction négatif. En appliquant les équations de Maxwell, il a démontré qu'une onde qui se propage dans un tel milieu possède des propriétés électromagnétiques renversées par rapport à celles des matériaux « conventionnels », en l'occurrence des vecteurs d'onde et de poynting antiparallèles faisant ainsi référence au trièdre inverse des vecteurs \vec{k} , \vec{H} et \vec{E} . Cependant, la technologie de l'époque ne permettait pas leur étude expérimentale. En 1999, John Pendry, imagine concrètement comment fabriquer

des métamatériaux possédant cet indice négatif [4]-[5]. Il proposa deux structures artificielles, métalliques formées d'anneaux concentriques coupés, appelées split-ring résonateurs (SRR), et de fils métalliques continus, permettant d'obtenir séparément des réponses électriques et magnétiques négatives dans les hyperfréquences. En réunissant les deux réseaux dans une structure périodique composite, il réalisa le milieu proposé par V. Veselago. Ce milieu présentait alors un indice négatif au voisinage de la fréquence de résonance des "SRRs". Ce n'est qu'en l'an 2000 que D.R. Smith avait montré expérimentalement que le matériau composite de J. Pendry présentait bien une permittivité et une perméabilité négatives, et donc un indice de réfraction négatif [6].

Depuis, l'étude des métamatériaux connaît un réel essor dans le monde de la recherche scientifique grâce notamment aux progrès à la fois de la modélisation électromagnétique et de la maîtrise des procédés technologiques de réalisation. Plusieurs nouveaux résonateurs ont été proposés afin d'obtenir des propriétés magnétiques améliorées. Les principaux avantages de ces matériaux artificiels sont la simplicité d'intégration, le faible coût de fabrication et l'efficacité. Ces nouvelles propriétés attractives des métamatériaux ont d'ores et déjà ouvert une voie prometteuse à des applications potentielles dans des domaines aussi variés comme la médecine avec les biocapteurs, les micro-ondes avec les antennes et les composants guidés, la détection et la défense avec les radars, les medias avec les super-lentilles. Une autre application emblématique des métamatériaux consiste en la mise au point de dispositifs d'invisibilité et de transparence [7].

La conception des composants compacts et performants constitue un grand défi dans le domaine des RF/microondes, l'intégration des systèmes de transmission sans fils pour ces gammes de fréquences nécessite la réduction des dimensions de chaque fonction élémentaire de la chaîne d'émission-réception (filtres, antennes, etc..). Depuis l'apparition pratique des métamatériaux en 2001, les chercheurs ont proposé des composants RF à base de cellules métamatériaux, et ceci dans le but de réaliser des circuits plus compacts et miniaturés.

Ces travaux de thèse sont réalisés dans ce contexte. Ils concernent l'étude et la conception des composants RF à base des métamatériaux, à travers les paramètres S_{ij} d'une part et l'extraction des paramètres effectifs de ces métamatériaux d'autre part à savoir la perméabilité, la permittivité et aussi l'indice de réfraction.

Ce manuscrit se décompose en quatre chapitres :

Le premier chapitre fournit le contexte théorique indispensable pour une bonne compréhension de l'étude sur les métamatériaux. Nous présentons en premier lieu

l'historique ainsi que la théorie générale liée à la propagation des ondes électromagnétiques dans un milieu main droite et main gauche. Nous distinguerons ensuite leur classification en termes de paramètres effectifs : perméabilité et permittivité effectives.

Dans la fin de ce chapitre, un ensemble d'applications de métamatériaux dans le domaine des filtres microondes et des circuits est cité.

Dans le deuxième chapitre, nous nous intéressons à la modélisation des différents éléments qui constituent les matériaux main gauche.

Des outils et des techniques d'analyse généralement dédiés pour ces résonateurs seront détaillés. Tout d'abord, des formules analytiques seront exploitées pour calculer les dimensions des RAFs circulaire et carré, ces dimensions permettront de trouver les éléments localisés de schéma équivalent de résonateur.

Des conceptions avec des schémas équivalents à éléments localisées analysées par le biais de logiciel ADS (Advanced Design System) seront utilisées, à fin d'obtenir les réponses fréquentielles de ces résonateurs métamatériaux.

Ces dimensions seront utilisées aussi par le logiciel électromagnétique HFSS pour extraire les paramètres « S_{ij} » de ces éléments. Par une technique d'inversion de ces coefficients à l'aide de Matlab, les paramètres effectifs seront déterminés.

Le travail effectué comporte aussi une partie consacrée à l'étude paramétrique pour regarder l'influence des dimensions sur les réponses fréquentielles. Enfin, les résultats de conception seront analysés et commentés.

Nous aborderons dans **le troisième chapitre** l'analyse et la conception des différentes configurations des filtres hyperfréquences à base des résonateurs métamatériaux. En premier lieu, nous dresserons un état de l'art sur les filtres micro-ondes. Ensuite, nous allons concevoir des filtres passe bas et coupe bande en technologie micro-ruban en introduisant les RAFs et les RAFs complémentaires soient circulaires ou rectangulaires, gravés sur le plan de masse de ces structures. Ce chapitre sera terminé par la conception des filtres passe-bande et coupe bande en technologie SIW 'Substrat Integrated Waveguide' à base des métamateriaux tout en répondant au cahier de charges , en passant par le calcul de la matrice de couplage et les coefficients de qualité, qui nous aide à trouver le schéma équivalent de chaque filtre et sa réponse fréquentielle au moyen de logiciel ADS. Ensuite ce filtre sera conçu à l'aide de logiciel électromagnétique HFSS, les paramètres S_{ij} tirés avec ce logiciel seront exploités pour calculer les paramètres effectifs de ce filtre.

Le quatrième chapitre consiste à l'application des métamatériaux dans le domaine antennaire.

Il commencera par l'étude et la modélisation d'une antenne patch à base de technologie micro-ruban susceptible d'être miniaturisée en tenant compte des spécificités de métamatériaux.

Nous appliquerons ensuite à ce type d'antennes des résonateurs métamatériaux qui comportent plusieurs rangées des RAFCs afin d'améliorer leurs performances en termes de la bande passante et l'adaptation. Les réponses fréquentielles seront obtenues grâce au logiciel HFSS.

A la fin de ce chapitre, nous allons concevoir des antennes volumiques à base des fentes longitudinales et des résonateurs RAFCs en technologie SIW. A partir de ce travail, nous allons voir l'influence des métamatériaux sur les performances des antennes planaire et volumique.

Nous terminons ce manuscrit par une conclusion générale qui résume l'essentiel de ce travail et étale les perspectives possibles.

CHAPITRE I

ETAT DE L'ART SUR LES METAMATERIAUX

I.1 INTRODUCTION

Ce premier chapitre fournit le contexte théorique indispensable pour une bonne compréhension de l'étude sur les métamatériaux (MMT) et les méta-lignes (MTL). La première partie de ce chapitre portera sur l'état de l'art et sur le principe théorique des MMT. Nous commencerons par une définition et un historique général puis nous donnerons un rappel théorique sur la propagation électromagnétique dans les métamatériaux en partant des équations de Maxwell. L'origine des propriétés sera ainsi définie et les différentes méthodes d'étude et de synthèse des métamatériaux vont être exposées.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous focaliserons sur la méthode duale de la théorie des lignes de transmission qui permet l'émergence des structures métamatériaux planaires. Nous commencerons par la présentation de la théorie de la ligne de transmission traditionnelle à main droite, la ligne à propagation main gauche puis nous détaillerons la ligne compensée « main droite - main gauche » (RH-LH). Enfin, nous présenterons des exemples d'application de métamatériaux.

I.2 DEFINITION DES METAMATERIAUX

La définition généralement admise d'un métamatériau « MMT » est la suivante : "un MMT est une structure artificielle pseudo-homogène possédant des propriétés électromagnétiques non disponibles dans la nature" [1]. Cette définition, assez vague, est sujette à controverse ; surtout au sujet des termes "non disponibles dans la nature" et "artificielle". En effet, la plupart des matériaux utilisés de nos jours sont artificiels et la plupart de leurs propriétés ne sont pas disponibles telles que dans la nature. L'article de A. Shvitsky résume bien le problème de la définition du terme métamatériaux [9].

Le terme pseudo-homogène veut dire que la taille de la cellule de base constituant le matériau, p , doit être beaucoup plus petite que la longueur d'onde guidée λ_g . A la fréquence de fonctionnement, le matériau est donc vu comme homogène par l'onde. Il est admis que la limite d'homogénéité est fixée à $p < \lambda_g/4$. Cette limite nous assure que les phénomènes de diffraction pourront être négligés [3].

Enfin, le terme "**propriétés électromagnétiques non disponibles dans la nature**" est très vague. Nous imaginons aisément que selon ce seul critère beaucoup de nouvelles structures peuvent être considérées comme des MMT.

Etant définis comme **pseudo-homogènes**, il est possible de définir la perméabilité magnétique μ et la permittivité électrique ε du MMT. Ceux-ci et les matériaux classiques peuvent alors être classés en fonction du signe de ces deux paramètres qui forment l'indice de réfraction, n .

I.3 HISTORIQUE DES METAMATERIAUX

Les métamatériaux sont des milieux artificiels, dont la structure périodique sub-longueur d'onde permet d'avoir un contrôle sur la permittivité (ε), la perméabilité (μ), ou les deux grandeurs à la fois, offrant la possibilité d'un indice négatif, une condition qui n'existe pas dans la nature.

Initialement purs objets théoriques si l'on pense à l'article fondateur de Veselago, où l'auteur se questionnait sur les conséquences physiques d'une ε et d'une μ négatives dans les équations de Maxwell [10], les métamatériaux sont devenus, depuis les années 2000 et en moins d'une décennie, l'une des technologies émergentes les plus prolifiques, car ils touchent à des domaines très différents comme l'électronique, l'optique, le magnétisme, la mécanique, l'acoustique, la science des matériaux en général, etc. Ils sont suffisamment « à la mode » pour être depuis 2010 à l'origine d'un nouveau mot-clé dans la recherche scientifique, avec l'apparition du terme « metadevices », désignant toute nouvelle fonctionnalité pratique issue de ce type de structures [11]. La figure I.1 représente l'évolution de l'occurrence du mot «Metamaterials» dans les publications scientifiques depuis l'an 2000 (Gauche). Nombre de citations de ces articles sur la même période (Droite).

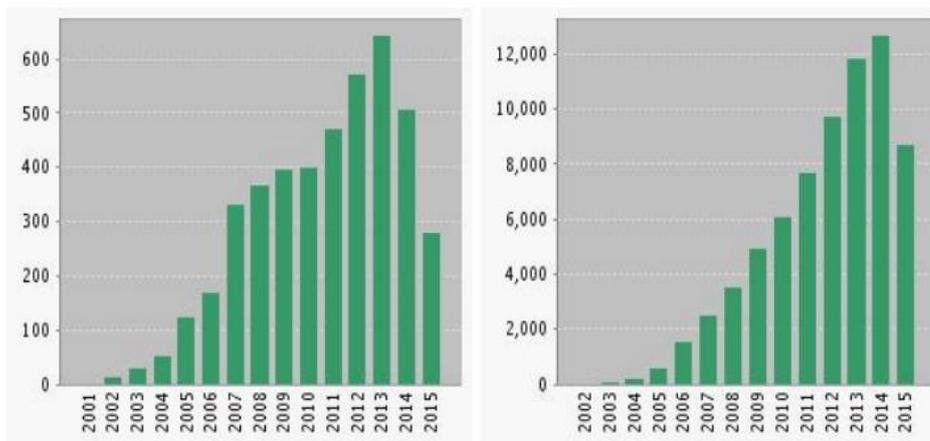


Figure I.1 : Évolution de l'occurrence du mot «Metamaterials» [8]

Les métamatériaux sont en réalité un domaine de recherche plus ancien qu'on ne le pense, c'est ce que l'on va voir maintenant.

- **Des premières ébauches**

L'article du physicien russe Victor Veselago fait souvent office de point de départ lorsque l'on parle des métamatériaux, à juste titre puisqu'il y fait part de ses réflexions sur ce qu'il se passerait si la permittivité et la perméabilité d'un milieu étaient négatives en même temps [10].

On peut néanmoins remonter un peu plus loin, car bien que le terme n'existait pas encore, le premier « métamatériau » au sens strict, c'est-à-dire composé de « méta-atomes » artificiels permettant le contrôle des ondes, existait déjà. En effet, Jagadis Chunder Bose proposa en 1898 des structures chirales, aux propriétés non-naturelles, en tordant sur elles-mêmes des fibres végétales (jute) créant ainsi une anisotropie [12]. Il voulait mettre en évidence un effet de polarisation dans des solutions à base de sucre. Il forme, avec ces fibres de jute torsadées, un des premiers atomes artificiels de l'histoire. De la même manière, on peut considérer les hélices filaires diluées dans un milieu hôte de Karl Ferdinand Lindman (1914) comme une étape dans la recherche de milieux artificiels capables de contrôler des ondes [13]. En 1952 également, S.A. Schelkunoff et H. Friis proposèrent dans un livre commun une méthode pour augmenter la perméabilité d'une structure artificielle diélectrique [14]. La figure I.2 illustre les premières ébauches de métamatériaux dans l'Histoire. A gauche, le méta-atome de J. Bose en 1898. A droite, première représentation d'une super-lentille par Veselago. Images tirées d'emerson et al. (1997) [4] et Veselago et al (1968) [10].

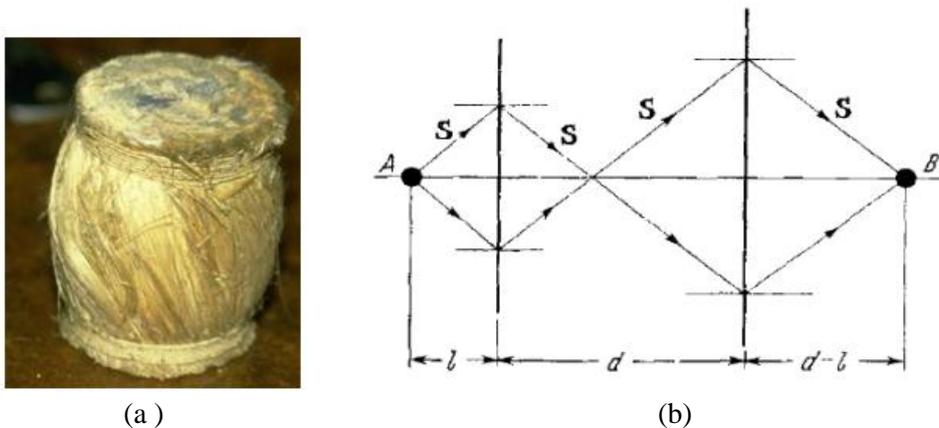


Figure I.2: Premières ébauches de métamatériaux dans l'Histoire :(a) le méta-atome, (b) première représentation d'une super-lentille

Néanmoins, ces exemples ne sont que des balbutiements. D'un point de vue théorique, Victor Veselago est bien le premier à avoir posé les bases d'une réflexion sur le sens et les conséquences d'un matériau à indice négatif. Il est le premier à montrer qu'une onde dans ce type de milieu aurait son vecteur d'onde et son vecteur de Poynting antiparallèles. Le trièdre formé habituellement par le vecteur d'onde, le champ électrique et le champ magnétique ne serait donc plus direct mais indirect, d'où l'appellation parfois de matériaux « main-gauche » pour désigner les métamatériaux.

Cependant, comme Veselago le rappelle à la fin de son article, l'absence de matériaux à perméabilité négative empêche toute vérification expérimentale, et il faudra attendre plusieurs années avant que cela soit le cas [10].

- **Aux réalisations majeures**

Pour concevoir les milieux imaginés par Veselago, il fallait en fait deux choses: avoir un réseau permettant une permittivité négative, un autre permettant une perméabilité négative et en espérant que les propriétés s'additionnent, combiner les deux pour avoir un milieu d'indice de réfraction négatif.

Les premières études théoriques de John Pendry en 1996 vont dans ce sens, il montre qu'il est possible de diminuer de six ordres de grandeur la fréquence plasma (effective) d'un métal, et donc d'autant la zone où la permittivité effective est négative [5]. Ainsi, en fonction du taux de remplissage et de la période du réseau, on peut choisir la fréquence de fonctionnement de la permittivité négative.

Concernant la perméabilité, c'est plus complexe. Une perméabilité négative est difficilement observable à l'état naturel, seuls quelques matériaux antiferromagnétiques ou ferrimagnétiques le permettent. A partir des travaux de Hardy et Whitehead en 1981 sur des anneaux coupés à forte réponse magnétique [16], Pendry proposa de jouer sur l'effet capacitif de deux anneaux métalliques fendus (les fameux SRR, pour Split-Ring Resonator) imbriqués l'un dans l'autre [15], comme l'illustre la figure I.3, à gauche.

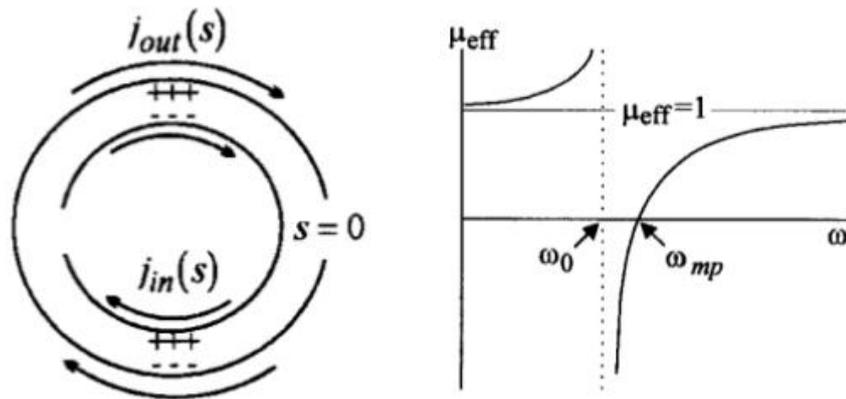


Figure I.3 : Effet capacitif dans deux anneaux fendus, ou SRR (à gauche) permettant une perméabilité négative sur une certaine gamme de fréquence (à droite).

Pendry et al (1999) [15].

En effet, le deuxième anneau sert à ajouter un courant de rappel au courant induit par la circulation des charges dans le premier anneau. Ce courant de rappel donne un caractère résonant à la perméabilité effective.

Par la suite, D.R. Smith fut le premier à montrer la faisabilité d'un indice négatif en combinant ces deux méthodes [6]. Un réseau espacé de fils de cuivre sur un circuit imprimé permettait en effet une permittivité effective négative, tandis qu'en parallèle, un réseau de SRRs métalliques permettait une perméabilité effective négative, confirmant ainsi les travaux théoriques de John Pendry. Ces avancées théoriques faites, il ne manquait plus que le passage à la pratique. L'année suivante, en 2001, avec R.A. Shelby, la vérification expérimentale du premier métamatériau à indice négatif est faite dans la gamme micro-ondes (10 GHz) [17] (figure I.4).

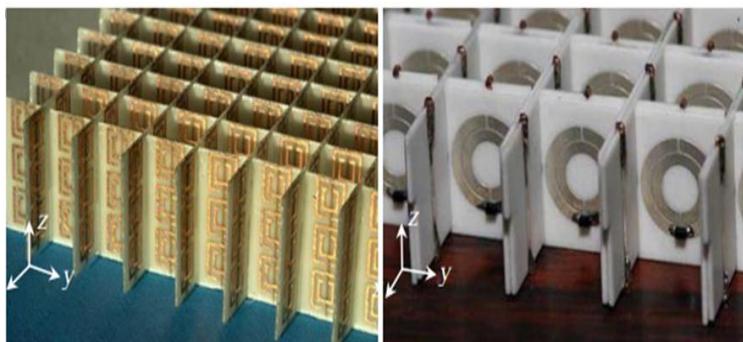


Figure I.4: Le premier métamatériau de l'histoire, dont la cellule ($\epsilon_{eff} < 0$) et de SRR métalliques ($\mu_{eff} < 0$) sur un circuit imprimé. La combinaison des deux permet d'avoir un indice effectif négatif vers 10 GHz [17].

- **Jusqu'aux dernières avancées**

Les années 2000 vont voir ce domaine se développer considérablement. Des applications importantes vont apparaître et les dispositifs ne vont cesser de se perfectionner. On observe une montée progressive vers les hautes fréquences, avec la volonté de se rapprocher du domaine du visible. Cette « montée » vers le visible va s'accompagner, en plus d'une miniaturisation, d'une simplification des structures. Celle-ci s'explique par plusieurs facteurs, notamment par un effet capacitif plus important aux petites dimensions, permettant de se passer progressivement du second anneau de la Figure I.3, puis de l'anneau lui-même. Ainsi, dans certains cas, comme chez Shalaev et al. en 2005, de simples tiges parallèles en réseau suffisent : la permittivité effective négative est assurée par les tiges métalliques elles-mêmes en dessous de leur fréquence plasma, la perméabilité effective négative est assurée par les courants asymétriques liés à la proximité des tiges entre elles [18]. La figure I.5 illustre cette progression vers le visible.

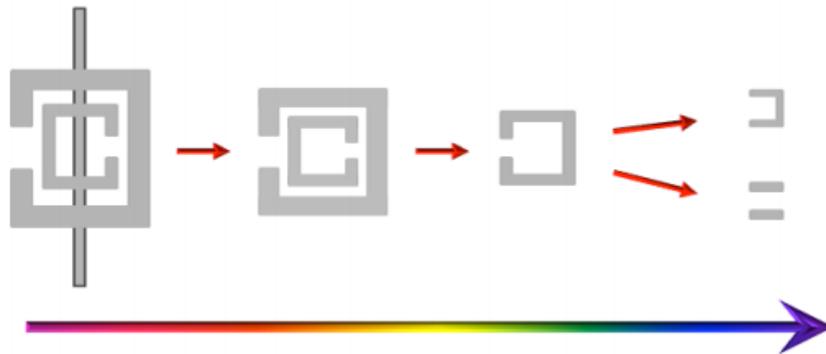


Figure I.5 : Schématisation de l'évolution de la structure de base des métamatériaux métalliques lorsqu'on se rapproche du visible. La miniaturisation s'accompagne également d'une simplification des structures.

Pour illustrer cette progression, on peut citer les travaux de Markos et Soukoulis en 2003, ces derniers ayant fabriqués, sur le principe des SRRs et des tiges métalliques de Pendry, un métamatériau à indice négatif vers 10 GHz [19]. La même année, Parazzoli et al. Proposa une structure légèrement différente de Smith capable d'avoir un indice négatif vers 12,5 GHz [20]. Des perméabilités négatives furent progressivement obtenues vers 1 THz [21], 6 THz [22] et 60 THz [23], toujours sur le même principe, avant que l'équipe de Moser et al. Obtienne en 2005 un indice négatif vers 2,4 THz avec un jeu de SRRs et de tiges métalliques de dimensions inférieures à 100 μm [25]. En même temps, Soukoulis et al. Proposent des structures en « U » à base d'or, permettant un indice négatif bien plus haut en fréquence, vers 100 THz

[25]. Quant à l'optique, il fut atteint par Shalaev et al. en 2005 à l'aide d'un réseau de tiges nanométriques parallèles [18]. Sur un principe légèrement différent (une grille métallique de type fishnet, à base d'argent), un indice négatif fut mesuré vers 200 THz par Dolling et al. En 2006 [26]. Des résonances magnétiques allant jusqu'à 600 THz furent proposées en 2005, à l'aide de structures « multi-gaps », sortes de carrés dont les côtés sont fendus en leur centre, et dont la fréquence de résonance augmente avec le nombre de fentes [27].

Les travaux abordés jusqu'à maintenant fonctionnent tous sur le principe des SRRs métalliques de Pendry, néanmoins, celui-ci atteint vite ses limites [28]. Le concept fonctionne certes à hautes fréquences, jusque dans le domaine du visible [18]-[29]-[30], cependant les pertes inhérentes des métaux dans cette gamme restent un problème. C'est pourquoi des méthodes alternatives ont vu le jour, notamment celles basées sur des matériaux diélectriques [60], à fort indice de réfraction.

I.4 PROPAGATION ELECTROMAGNETIQUE

I.4.1 Dans un milieu homogène

Pour une onde électromagnétique monochromatique qui se propage dans un milieu homogène, on peut réécrire les équations de Maxwell sous cette forme[10]:

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = - \frac{d\vec{B}}{dt} \quad \text{et} \quad \vec{\nabla} \times \vec{H} = \frac{d\vec{D}}{dt} \quad (\text{I.1})$$

Avec :

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad \text{et} \quad \vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad (\text{I.2})$$

\vec{E} : représente le champ électrique, \vec{H} : le champ magnétique, \vec{B} : l'induction magnétique et \vec{D} : l'induction électrique, μ : la perméabilité magnétique, ϵ : la permittivité électrique avec:

$$\mu = \mu_r \mu_0 \quad \text{et} \quad \epsilon = \epsilon_r \epsilon_0 \quad (\text{I.3})$$

ϵ_r et μ_r représentent respectivement la permittivité relative et la perméabilité relative du milieu de propagation, ϵ_0 et μ_0 représentent respectivement la permittivité et la perméabilité du vide.

Pour une onde plane qui se propage selon la direction z , un caractère ondulatoire ($e^{j\omega t}$) et propagatif ($e^{-\gamma z}$) sont associés aux champs électromagnétiques \vec{E} et \vec{H} . Le champ électromagnétique s'écrit alors:

$$\vec{E} = \vec{E}_0 e^{j\omega t} e^{-\gamma z} \quad \text{et} \quad \vec{H} = \vec{H}_0 e^{j\omega t} e^{-\gamma z} \quad (\text{I.4})$$

La variation des champs \vec{E} et \vec{H} étant liée par les équations de Maxwell, l'onde est représentée fréquemment par un seul de ses champs : en général le champ électrique dans un but de simplification.

E_0 représente l'amplitude du champ électrique, ω la pulsation qui est définie par :

$$\omega = 2\pi f \quad (\text{I.5})$$

Si on considère l'onde qui se propage sans pertes, on peut écrire les équations (I.4):

$$\vec{E} = \vec{E}_0 e^{j\omega t} e^{-kz} \quad \text{et} \quad \vec{H} = \vec{H}_0 e^{j\omega t} e^{-kz} \quad (\text{I.6})$$

Avec: k le nombre d'onde

I.4.2 Cas d'un milieu doublement négatif (métamatériaux)

Nous pouvons déduire qu'avec ϵ et μ simultanément positives, les vecteurs \vec{E} , \vec{H} et \vec{k} forment un trièdre direct ou main droite (Figure I.6).

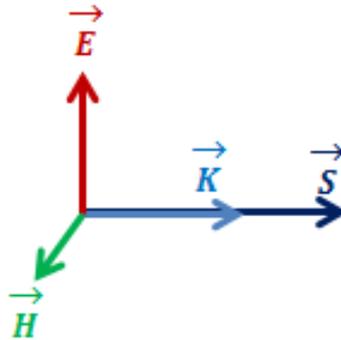


Figure I.6 : Trièdre direct (matériaux main droite)

Le flux d'énergie est décrit par le vecteur de Poynting qui s'écrit :

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H} \quad (\text{I.7})$$

Par conséquent \vec{S} et \vec{k} suivent la même direction.

Nous pouvons également déduire qu'une autre possibilité satisfait cette équation, c'est le cas où ϵ et μ sont simultanément négatives. Dans ce cas, les vecteurs \vec{E} , \vec{H} et \vec{k} forment un trièdre indirect ou main gauche (Figure I.7). C'est

l'hypothèse théorique qui était introduite pour la première fois en 1964 par Veselago [10]. Le chercheur russe a exposé plusieurs propriétés physiques d'un tel matériau qui n'existe pas dans la nature d'où le nom de métamatériau. Ces propriétés seront exposées par la suite.

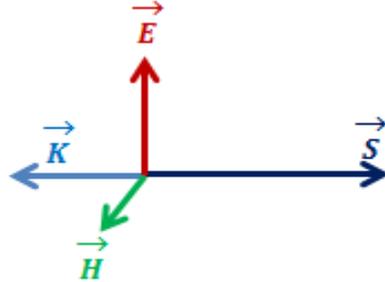


Figure I.7 : Trièdre indirect (matériaux main gauche)

En général, la réponse électromagnétique d'un matériau quelconque face à une onde électromagnétique incidente est déterminée par ses deux paramètres intrinsèques ϵ_r et μ_r . Donc, selon les signes de ϵ_r et μ_r , quatre combinaisons sont possibles. La Figure I.8 représente les différents types de matériaux selon ces combinaisons.

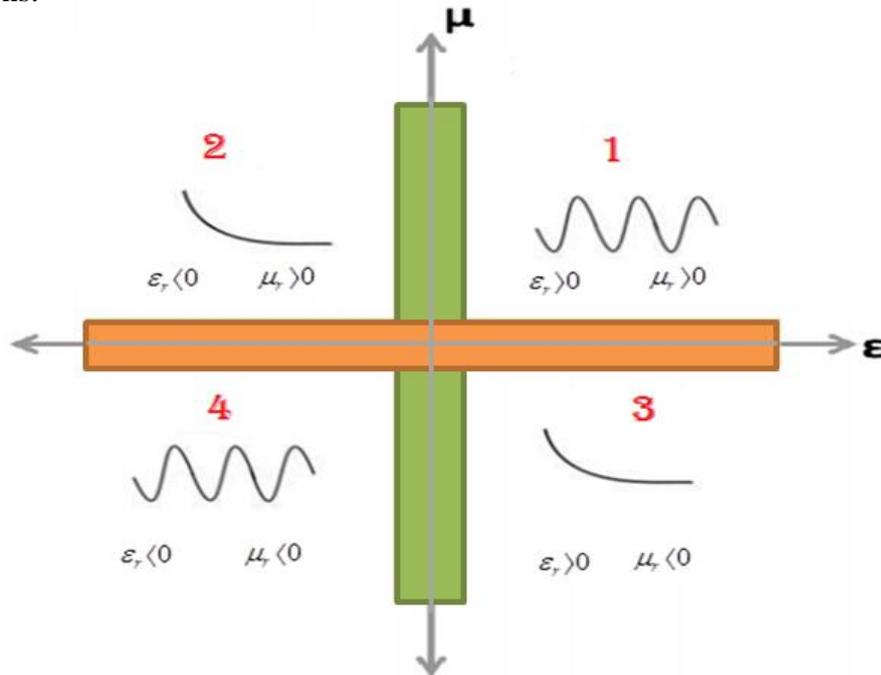


Figure I.8 : Propagation d'une onde plane à travers un milieu selon le signe de ces paramètres constitutifs (permittivité et perméabilité)

Les cadrans 1 et 4 sont les zones où l'onde est donc propagative.

- **Le cas** où $\epsilon_r > 0$ et $\mu_r > 0$ (main droite) représente le cas des matériaux classique comme les diélectriques.

- **Le cas** où $\varepsilon_r < 0$ et $\mu_r < 0$ (main gauche) représente le cas des métamatériaux. Les zones 2 et 3 sont des zones où l'onde ne se propage pas (onde évanescente).

- **Le cas** où $\varepsilon_r > 0$ et $\mu_r < 0$ représente le cas des ferrites.

- **Le cas** où $\varepsilon_r < 0$ et $\mu_r > 0$ représente le cas des plasmas.

Revenons au cas qui nous intéresse (cadran 4), comme noté auparavant, les métamatériaux appelés également matériaux main gauche ou encore matériaux doublement négatifs n'existent pas dans la nature.

Le fait que les trois vecteurs $\vec{E}, \vec{H}, \vec{k}$ forment un trièdre indirect implique que la vitesse de phase et la vitesse de groupe de l'onde sont dans des directions opposées:

Milieu main droite : $v_\varphi > 0$ ($k > 0$) et $v_g > 0$ (I.8)

Milieu main gauche: $v_\varphi < 0$ ($k < 0$) et $v_g > 0$ (I.9)

Le fait que ε_r et μ_r soit toutes les deux négatives implique que l'indice de réfraction n du milieu est négatif, car:

$$n^2 = \varepsilon_r \mu_r \quad (\text{I.10})$$

Cela provoque l'inversion de la loi de Snell-Descartes, car lors du passage d'un milieu main droite à un milieu main gauche, l'onde réfractée sera transmise du même côté de la normale que l'onde incidente (Figure I.9) [3].

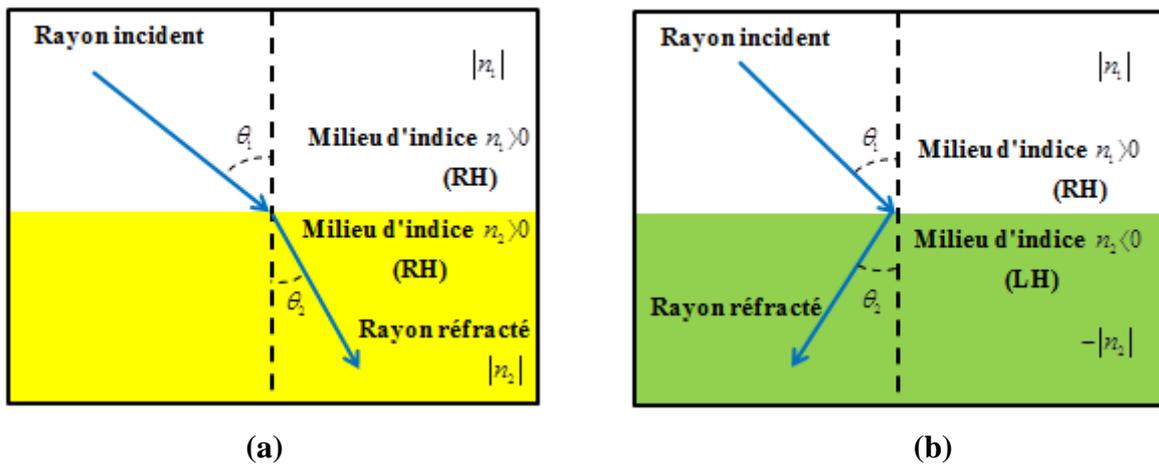


Figure I.9 : Loi de Snell-Descartes lors du passage d'une onde d'un milieu main droite (a) vers un milieu main droite (angle positif), (b) vers un milieu main gauche (angle négatif)

Les matériaux main gauche impliquent d'autres changements sur des phénomènes physiques bien connus, comme l'inversion de l'effet Doppler, l'inversion de l'effet Cerenkov et l'inversion de la convergence et de la divergence dans les lentilles concaves et convexes respectivement [10].

I.5 SYNTHÈSE DES METAMATERIAUX

La réalisation pratique du premier métamatériau a été obtenue grâce à la révolution en trois étapes. D'abord, la réalisation d'un milieu avec une permittivité négative. Puis, d'un milieu avec une perméabilité négative. Enfin, la superposition des deux milieux pour obtenir un milieu doublement négatif.

I.5.1 Approche fils minces

- **Milieu à permittivité négative**

Pendry 1998 a appliqué les propriétés particulières des fils métalliques minces ce qui peut modifier la permittivité effective du milieu d'accueil lorsqu'il est excité d'une façon appropriée [17]-[31]. Son évaluation est utilisée le long du cylindre métallique noyé dans un milieu homogène. La géométrie du milieu composée par l'intégration de fil placé périodiquement est illustrée sur la figure I.10.

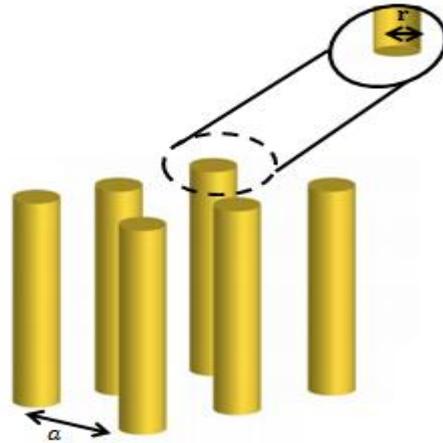


Figure I.10 : Structure du réseau de fils métalliques minces proposée par Pendry pour avoir un milieu à permittivité négative [32].

La dépendance fréquentielle de la permittivité des métaux suit le modèle de Drude :

$$\varepsilon_r(f) = 1 - \frac{f_{pe}^2}{f^2 + jf_c f} \quad (\text{I.11})$$

Avec: f_{pe} la fréquence plasma électrique donnée par l'équation (I.12), f_c est la fréquence de collision donnée par l'équation (I.13).

$$\omega_{pe} = \sqrt{\frac{ne^2}{\varepsilon_0 m_e}} \quad (\text{I.12})$$

$$\omega_c = \frac{1}{\tau} \quad (\text{I.13})$$

Avec: n : la densité d'électrons, e : la charge élémentaire, m_e : la masse, τ : le temps de collision.

Si on considère le cas idéal dans l'équation (I.11), c'est-à-dire une partie imaginaire nulle, on déduit que les métaux présentent naturellement une permittivité négative en dessous de leur fréquence plasma électrique. Au vu des valeurs des éléments de l'équation (I.12), cette fréquence plasma électrique se situe typiquement dans le domaine du visible et de l'ultraviolet. Par exemple, elle est de 2184 THz pour l'or, 3570 THz pour l'aluminium et 1788 THz pour le cuivre [33].

Pour avoir une permittivité négative dans le domaine des micro-ondes, J. Pendry a proposé d'abaisser la fréquence plasma électrique [32]-[34]. Cela permet d'abaisser la densité des électrons dans l'équation (I.12) car il revient à définir un milieu effectif régi également par le modèle de Drude, où n devient n_{eff} (équation: I.14). De plus, le courant qui circule le long des tiges métalliques induit un champ magnétique qui agit à son tour sur les charges en rendant leur masse effective plus élevée, m_e devient m_{eff} (équation: I.15).

$$n_{\text{eff}} = \frac{n\pi r^2}{a^2} \quad (\text{I.14})$$

$$m_{\text{eff}} = \frac{\mu_0 e^2 \pi r^2 n}{2\pi} \ln\left(\frac{a}{r}\right) \quad (\text{I.15})$$

Avec n la densité d'électrons dans les tiges métalliques, r leur rayon et a l'espacement (le pas du réseau).

L'effet combiné de la dilution du milieu et de l'augmentation de la masse effective permet donc de diminuer la fréquence plasma électrique.

Cette astuce a permis de créer un milieu présentant une permittivité négative exploitable dans le domaine des micro-ondes. Un exemple de permittivité en fonction de la fréquence d'un réseau de fils métalliques est présenté dans la Figure I.11.

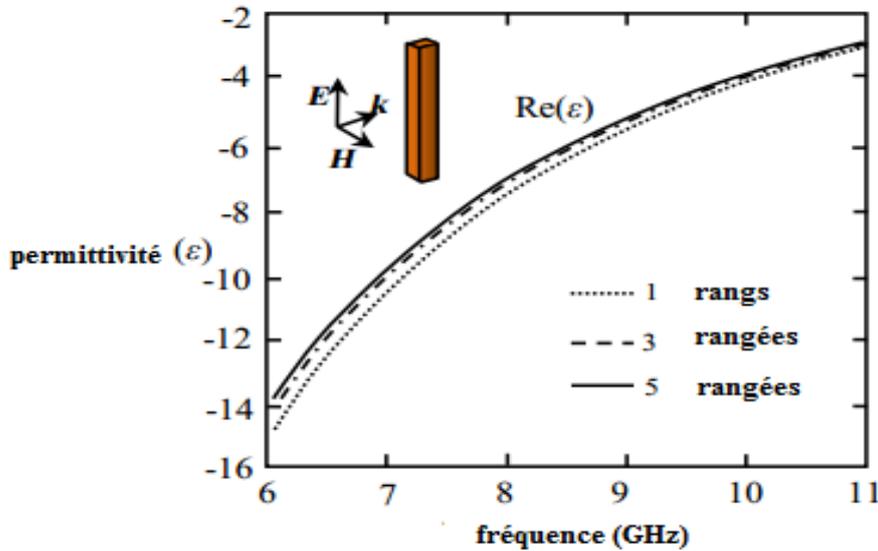


Figure I.11 : Exemple de la permittivité (partie réelle) d'un réseau de fils, la permittivité est négative, elle reprend une valeur positive à la fréquence plasma électrique (environ 22.3 GHz), le champ électrique est orienté en parallèle avec les fils [33].

I.5.2 Approche résonateurs

- **Milieu à perméabilité négative**

Dans la littérature et pour des applications dans les microondes, il est possible d'avoir des matériaux ferromagnétiques [34] et composite antiferromagnétique [15] tels que MgF_2 et FeF_2 présentant une perméabilité négative, l'inconvénient de ces matériaux se résume en leurs poids et les pertes magnétiques énormes qui peuvent se présenter.

En 1999, Pendry introduisit une nouvelle structure permettant de créer des milieux non magnétiques avec une réponse magnétique [15], cette structure est le «Rouleau suisse: Swiss-roll» présenté dans la figure I.12. Le rouleau suisse est un ensemble de spirales, chaque spirale est enroulée sur un cylindre de rayon r .

Les spirales conductrices sont isolées de tours et les tours sont espacés par un espacement noté d . La structure du Rouleau suisse est une structure artificielle métallique qui est caractérisée par une réponse magnétique en absence de composant magnétique, en effet, lorsqu'on applique un champ magnétique selon l'axe du cylindre, un courant est induit dans le conducteur, par conséquent, une capacité complète est créée d'où le circuit résonne et fait circuler un courant.

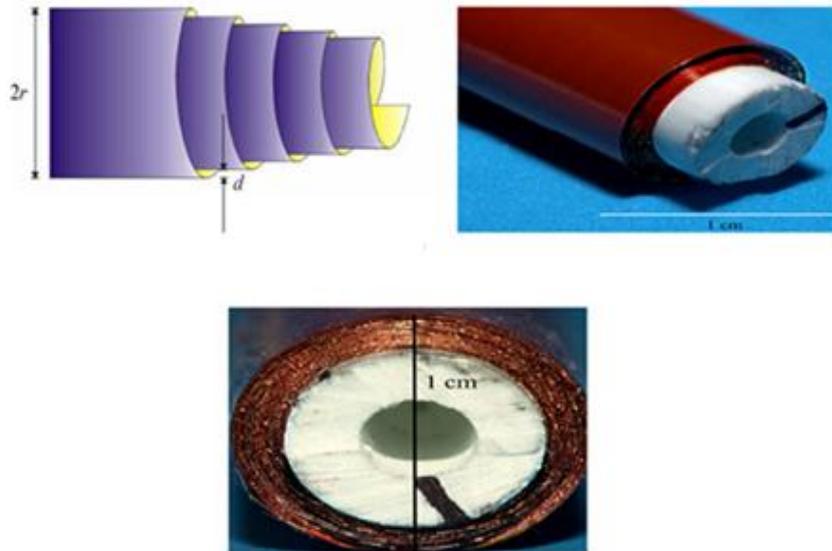


Figure I.12: Rouleau suisse introduit par Pendry.

En 2005, selon des études de Kafesaki et al, la résonance magnétique avec une perméabilité négative peut être obtenue en utilisant des RAFs ‘SRRs’ en simple ou double anneaux.

La figure I.13 montre la forme carrée et circulaire d’un RAF avec un seul anneau placé dans l’air. La figure I.14 montre la géométrie des RAFs en double anneaux.

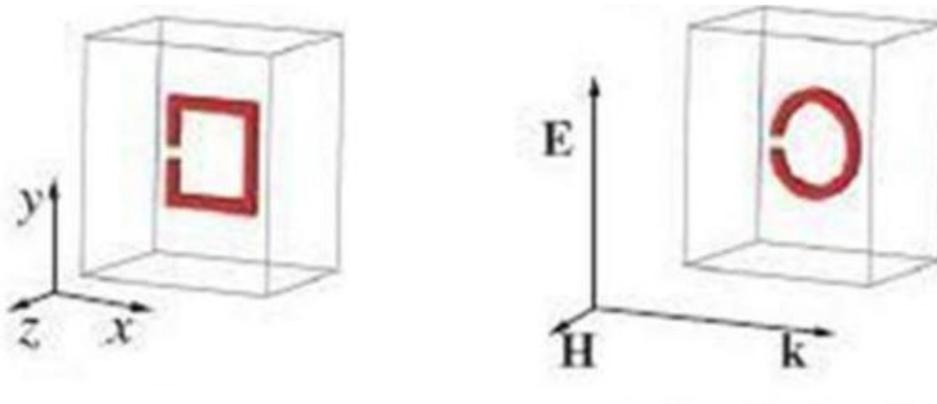


Figure I.13: RAF avec un seul anneau



Figure I.14: RAFs avec double anneaux.

La dépendance fréquentielle de la perméabilité suit un modèle de Lorentz donné par l'équation suivante [33].

$$\mu_{eff}(\omega) = 1 - \frac{\omega_{pm}^2 - \omega_m^2}{\omega(\omega + j\Gamma) - \omega_m^2} \quad (I.16)$$

Avec ω_m : la fréquence de résonance magnétique, ω_{pm} : la fréquence plasma magnétique, Γ les pertes métalliques du SRR. Ces fréquences peuvent s'écrire en fonction des paramètres géométriques des SRRs à l'aide des équations suivantes:

$$\omega_m = \sqrt{\frac{3lc_0^2}{\pi \ln\left(\frac{2c}{d}r^3\right)}} \quad (I.17)$$

$$\omega_{pm} = \frac{\omega_m}{\sqrt{1 - \frac{\pi r^2}{a^2}}} \quad (I.18)$$

Avec: C_0 est la vitesse de la lumière dans le vide

l : la distance entre les résonateurs

Si les pertes métalliques sont suffisamment faibles, le SRR donne une valeur de perméabilité négative dans la bande de fréquences comprises entre ω_m et ω_{pm} .

Un exemple est présenté dans la Figure I.15, la perméabilité d'un SRR carré passe par une valeur négative autour de 8.5 GHz, la permittivité quant à elle reste positive.

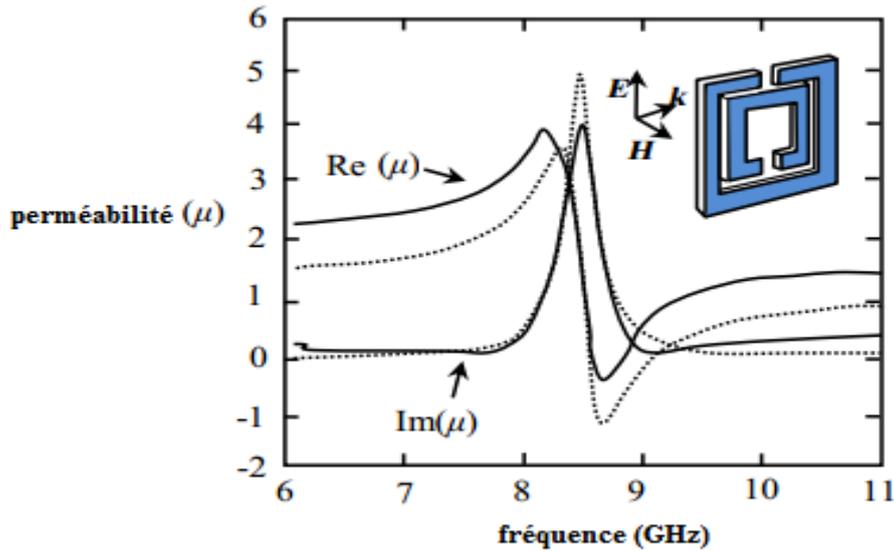


Figure I.15 : Exemple de la perméabilité d'un réseau de SRRs, la partie réelle de perméabilité devient négative à environ 8.5 GHz [33].

I.5.3 Approche résonateurs et fils minces

- **Milieu doublement négatif**

La première démonstration expérimentale d'un milieu composite doublement négatif a été présentée par D. Smith en 2000 [15]-[35]-[36]. En s'inspirant des travaux de J. Pendry, il a superposé un réseau de fils et un réseau de SRRs (Figure I.16). Il a observé ainsi une transmission à travers ce milieu dans la bande de fréquence dans laquelle la permittivité et la perméabilité sont négatives. Cette expérimentation a démontré pour la première fois la théorie des milieux main gauche introduite par Veselago, qui prévoit une propagation des ondes électromagnétiques à travers un milieu doublement négatif. Ce fut le premier métamatériau réalisé.

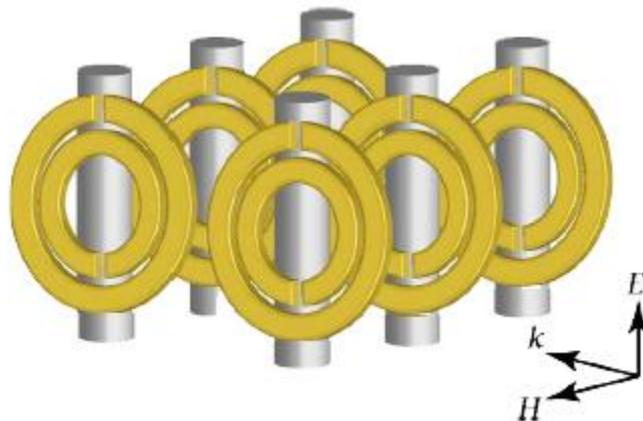


Figure I.16 : La structure proposée par D. Smith qui combine les fils minces et les SRRs pour avoir un milieu doublement négatif (metamateriaux) [37].

La Figure I.17 présente la permittivité et la perméabilité d'une structure faite de superposition du réseau de fil et du réseau de SRRs, cette superposition donne une bande de fréquence entre 8.5 et 9 GHz où ε et μ sont toutes deux négatives.

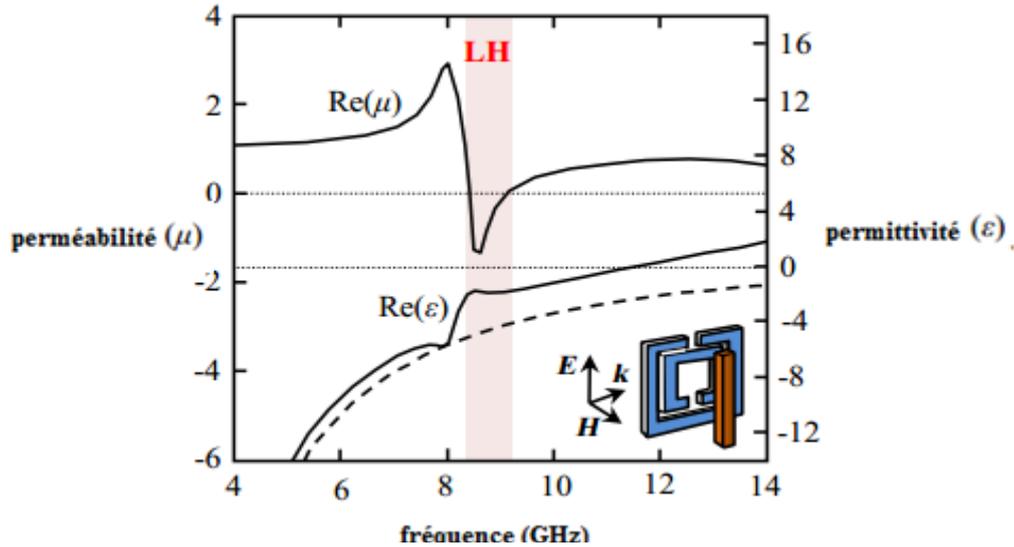


Figure I.17: Exemple de la permittivité et de la perméabilité d'un réseau constitué de fils minces et de SRRs, on observe l'existence d'une bande de fréquences entre 8.5 et 9 GHz où les deux sont négatives [33].

Pour avoir une bonne adaptation d'impédance avec l'air, les valeurs de ε et μ doivent être proches comme le montre l'équation de l'impédance normalisée :

$$Z_n = \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} \quad (\text{I.19})$$

I.6 SYNTHÈSE D'UNE LIGNE MAIN GAUCHE

En hyperfréquence, la longueur d'onde est petite devant la taille et la longueur de la ligne de transmission. De façon classique une ligne de transmission est modélisée par un circuit électrique périodique. Le circuit équivalent de la cellule élémentaire est présenté dans la figure suivante, où dx est la longueur du tronçon unitaire, cette longueur est considérée très petite devant la longueur d'onde guidée.

Pour démontrer et expliquer les phénomènes main gauche et main droite, on utilise le circuit équivalent d'un segment de ligne de transmission (figure I.18) [38]- [39].

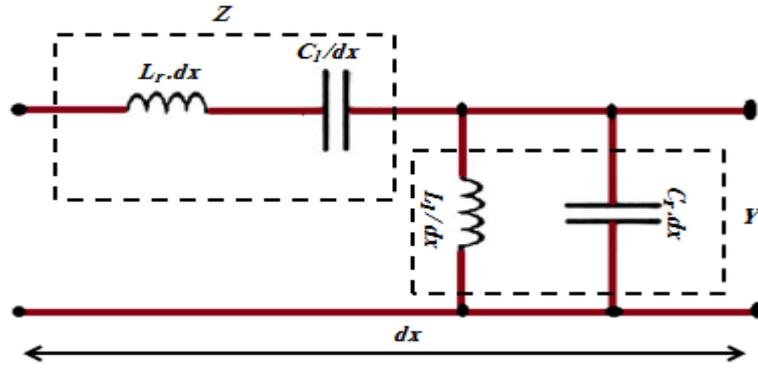


Figure I.18: Circuit équivalent d'une ligne de transmission modifiée (sans pertes)

On peut réécrire les équations des télégraphistes qui caractérisent ces lignes de transmission comme suit [38]:

$$\begin{cases} \frac{dV}{dX} = -ZI = -j\omega \left(L_r - \frac{1}{\omega^2 C_l} \right) I \\ \frac{dI}{dX} = -ZV = -j\omega \left(C_r - \frac{1}{\omega^2 L_l} \right) V \end{cases} \text{ avec } \begin{cases} V = v(X) \\ I = i(X) \end{cases} \quad (\text{I.20})$$

La solution de ces équations donne les équations d'ondes suivantes [38] :

$$\begin{cases} \frac{d^2 V}{dX^2} - \gamma^2 V = 0 \\ \frac{d^2 I}{dX^2} - \gamma^2 I = 0 \end{cases} \quad (\text{I.21})$$

γ : est la constante de propagation

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{ZY} \quad (\text{I.22})$$

Les solutions des équations d'ondes sont :

$$\begin{cases} V(X) = V_0^+ e^{-\gamma X} + V_0^- e^{+\gamma X} \\ I(X) = I_0^+ e^{-\gamma X} + I_0^- e^{+\gamma X} \end{cases} \quad (\text{I.23})$$

V_0^+ et I_0^+ sont la tension et le courant dans le sens direct de l'onde transmise.

V_0^- et I_0^- sont la tension et le courant dans le sens opposé de l'onde transmise.

Les fréquences de résonance de circuit main droite et de circuit main gauche sont:

ω_r , ω_l respectivement [38], [39] et [40]:

$$\begin{cases} \omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \text{ (rad.m / s)} \\ \omega_l = \frac{1}{\sqrt{L_l C_l}} \text{ (rad.m / s)} \end{cases} \quad (\text{I.24})$$

Les fréquences de résonance série et parallèle sont ω_{se} , ω_{sh} respectivement [42],[43] et [44]:

$$\begin{cases} \omega_{se} = \frac{1}{\sqrt{L_r C_l}} \text{ (rad.m / s)} \\ \omega_{sh} = \frac{1}{\sqrt{L_l C_r}} \text{ (rad.m / s)} \end{cases} \quad (\text{I.25})$$

A partir de la figure I.18, on peut extraire l'impédance et l'admittance du circuit équivalent comme suit :

$$\begin{cases} Z = j \left(\omega L_r - \frac{1}{\omega C_l} \right) \\ Y = j \left(\omega C_r - \frac{1}{\omega L_l} \right) \end{cases} \quad (\text{I.26})$$

Le coefficient de propagation est : $\gamma = \sqrt{ZY}$

Les équations (I.20) et (I.21) conduisent à écrire l'équation de la constante de propagation:

$$\gamma = j \sqrt{\left(2 + \frac{\omega^2}{\omega_r^2} + \frac{\omega_l^2}{\omega^2} \right)} \quad (\text{I.27})$$

L'impédance caractéristique est donnée par l'équation suivante:

$$Z_c = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{\omega L_r - 1/\omega C_l}{\omega C_r - 1/\omega L_l}} \quad (\text{I.28})$$

$$\text{Ce qui nous donne : } Z_c = Z_l \sqrt{\frac{(\omega / \omega_{se})^2 - 1}{(\omega / \omega_{sh})^2 - 1}} \quad (\text{I.29})$$

$$\text{Avec: } Z_l = \sqrt{\frac{L_l}{C_l}} \quad (\text{I.30})$$

Et nous introduisons aussi l'impédance :

$$Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (\text{I.31})$$

I.6.1 Calcul des vitesses de phase et de groupe

La vitesse de phase V_{ph} d'une onde est la vitesse à laquelle la phase de l'onde se propage dans l'espace ou dans un guide d'onde. Si l'on sélectionne n'importe quel point particulier de l'onde (par exemple la crête), il donnera l'impression de se déplacer dans l'espace à la vitesse de phase [38]-[369].

$$V_{ph} = \frac{\omega}{\beta} = S(\omega) \frac{\omega}{\sqrt{(\omega/\omega_r)^2 + (\omega_l/\omega)^2 - K\omega_l^2}} \quad (I.32)$$

$$\text{Avec: } S(\omega) = \begin{cases} -1 & \text{si } \omega < \min(\omega_{se}, \omega_{sh}) \\ +1 & \text{si } \omega > \max(\omega_{se}, \omega_{sh}) \end{cases} \quad (I.33)$$

$$\text{Et: } K = L_r C_l + L_l C_r \text{ (s / rad)}^2$$

La vitesse de groupe correspond généralement à la vitesse à laquelle l'énergie est transportée par le signal, on définit la vitesse de groupe comme suit [38] :

$$V_g = \left(\frac{d\beta}{d\omega} \right)^{-1} = \frac{|\omega\omega_r^{-2} - \omega^{-3}\omega_l^2|}{\sqrt{(\omega/\omega_r)^2 + (\omega_l/\omega)^2 - k\omega_l^2}} \quad (I.34)$$

I.6.2 Ligne purement main droite (RH)

Si l'on annule l'impédance Z_l et l'admittance Y_l , le modèle de la figure I.18 se réduit à un circuit main droite (Right Hand: RH) ou une ligne conventionnelle (figure I.19). A partir du circuit équivalent, on retrouve le modèle RH sans pertes.

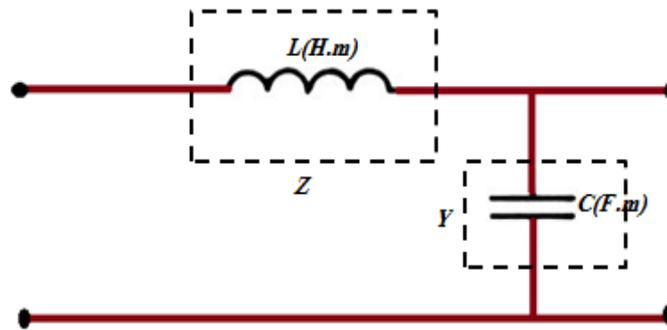


Figure I.19: Circuit d'une ligne main droite

$$\begin{cases} Z_l = \frac{j}{\omega C_l} = 0 \\ Y_l = \frac{j}{\omega L_l} = 0 \end{cases} \quad (I.35)$$

On aura donc :

La constante de propagation est : $\gamma = j\beta$

L'impédance et l'admittance sont : $Z = jL\omega$ et $Y = jC\omega$

La constante de phase est : $\beta = \omega\sqrt{LC} > 0$

L'impédance caractéristique est : $Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}}$

La vitesse de phase est : $V_{ph} = \frac{1}{\sqrt{LC}} > 0$

La vitesse de groupe est : $V_g = \frac{1}{\sqrt{LC}} > 0$

Dans ce cas la vitesse de phase et la vitesse de groupe sont égales: $V_{ph} = V_g = \omega_r$.

La variation de la constante de phase de la ligne purement main droite est présentée sur la figure suivante, toutes les valeurs de la constante de phase sont positives :

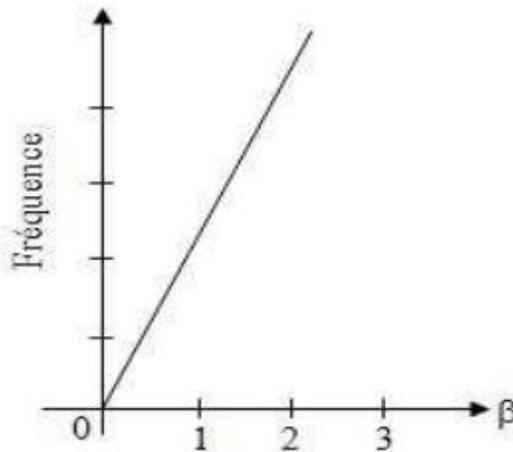


Figure I.20: Variation de la constante de phase (β) d'une ligne main droite en fonction de la fréquence

I.6.3 Ligne purement main gauche (Left Hand: LH)

Si on annule l'impédance Z_r et l'admittance Y_r , on obtient un circuit main gauche (LH) (Figure I.21). C'est un cas purement théorique car il y a toujours des segments de ligne entre les éléments localisés C_1 et L_1 . On suppose cependant que leur influence est négligeable à la fréquence de travail.

$$\begin{cases} Z_r = j\omega L_r = 0 \\ Y_r = j\omega C_r = 0 \end{cases} \quad (\text{I.36})$$

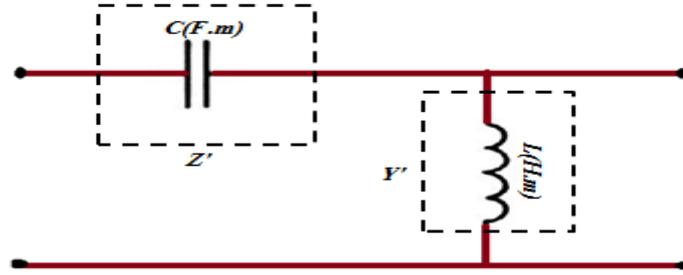


Figure I.21: Circuit d'une ligne main gauche

On aura donc :

L'impédance et l'admittance sont : $Z' = \frac{1}{jC\omega}$ et $Y' = \frac{1}{jL\omega}$

La constante de propagation est : $\gamma = \sqrt{Z'Y'} = \frac{1}{j\omega\sqrt{LC}} = -j \frac{1}{\omega\sqrt{LC}}$

La constante de phase est : $\beta = -\frac{1}{\omega\sqrt{LC}} < 0$

L'impédance caractéristique est : $Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}}$

La vitesse de phase est : $V_{ph} = -\omega^2 \sqrt{LC}$

$$V_{ph} = -\frac{\omega^2}{\omega_l} < 0$$

La vitesse de groupe est : $V_g = \omega^2 \sqrt{LC}$

$$\rightarrow V_g = \frac{\omega^2}{\omega_l} > 0$$

Ce qui nous donne un indice de réfraction : $n = \frac{C_0}{V_{ph}} = -\frac{C_0}{\omega^2 \sqrt{LC}} < 0$

C_0 : est la vitesse de la lumière dans le vide.

A partir de cette dernière équation, on constate qu'il est possible effectivement d'obtenir un indice de réfraction négatif, et aussi une vitesse de phase et une vitesse de groupe opposées (figure I.22).

$$V_{ph} = -V_g = -\frac{\omega^2}{\omega_l} \quad (\text{I.37})$$

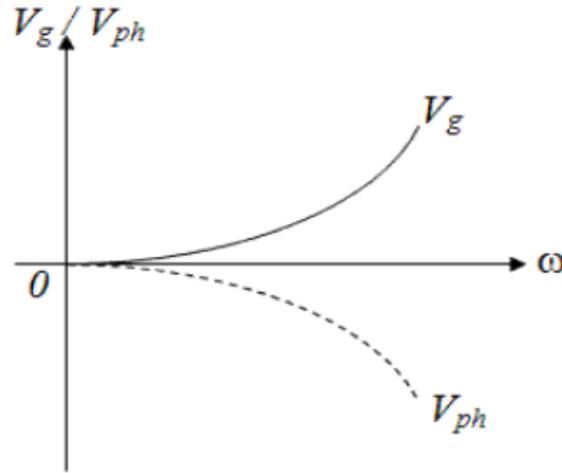


Figure I.22: Variation de la vitesse de groupe et de la vitesse de phase d'une ligne main gauche en fonction de la fréquence [38]

La variation de la constante de propagation de la ligne purement main gauche est présentée sur la figure suivante, on voit bien que la constante de phase est négative sur toute la gamme de fréquences :

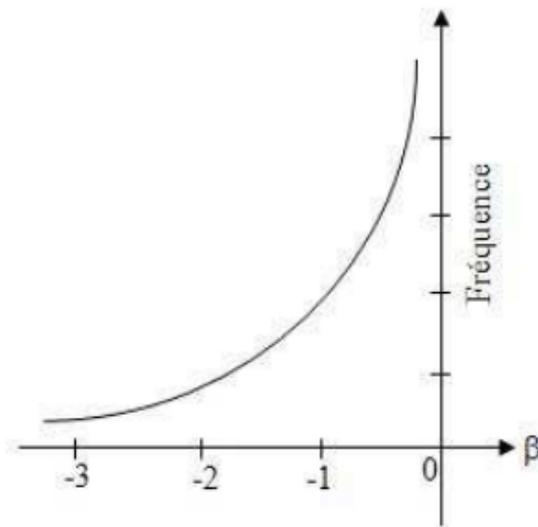


Figure I.23: Variation de la constante de phase (β) d'une ligne main gauche en fonction de la fréquence [38]

I.6.4 Diagramme de dispersion d'une ligne compensée « main droite - main gauche » (RH-LH)

La structure composite main droite/gauche ou Composite Right/Left Handed (CRLH) en anglais fait partie de la catégorie MMG non résonnant. Contrairement aux

structures basées sur les réseaux de fil+SRR, cette approche n'utilise pas de résonateurs pour créer artificiellement des permittivités et perméabilités négatives. Les principaux avantages sont donc de faibles pertes, une plus large bande d'utilisation et un encombrement moindre., il est possible de réaliser une ligne CRLH en technologie planaire [61].

La théorie des lignes CRLH est basée sur la théorie des lignes de transmission. Elle fut entièrement détaillée dans le livre de Caloz et Itoh [37].

La variation de la constante de propagation (constante de phase) d'une ligne composite est donnée par l'équation suivante [61]:

$$\gamma = \alpha + j\beta = jS(\omega) \left(\sqrt{\left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)^2 + \left(\frac{\omega_l}{\omega}\right)^2} - K\omega_l^2 \right) \quad (\text{I.38})$$

Avec: $K = L_r C_l + L_l C_r (s / rad)^2$

$$S(\omega) = \begin{cases} -1 & \text{si } \omega < \min(\omega_{se}, \omega_{sh}) \\ +1 & \text{si } \omega > \max(\omega_{se}, \omega_{sh}) \end{cases} \quad (\text{I.39})$$

On peut, à partir de l'équation précédente, tracer le diagramme de dispersion $\omega = f(\beta)$ de cette ligne.

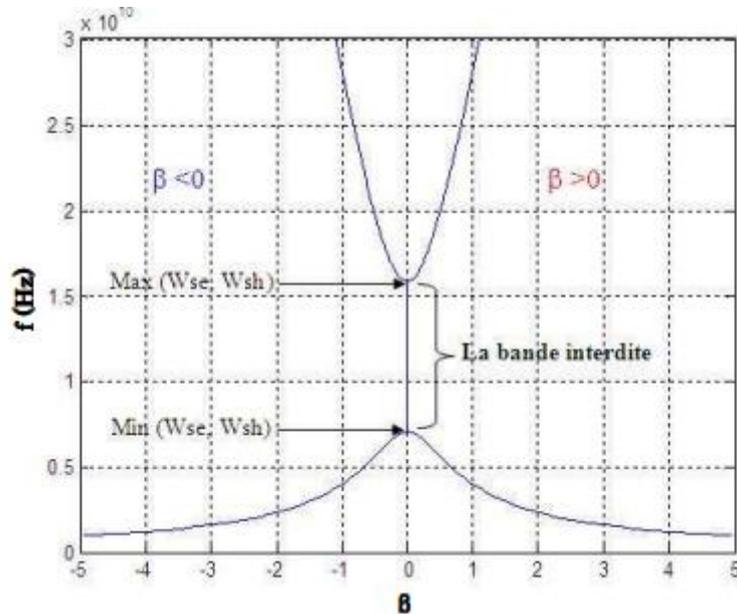


Figure I.24: Courbe de dispersion, fréquence en fonction de β (deux sens de propagation) [1]

La figure I.24 montre qu'il y a 3 zones de fréquences dans lesquelles la constante de phase β prend des valeurs particulières (on notera β la constante de propagation dans le sens direct)

- l'onde à une constante de propagation β négative lorsque la fréquence est inférieure au minimum des deux fréquences (ω_{se} et ω_{sh}) ($f \leq \min(\omega_{se}, \omega_{sh})$).
- l'onde à une constante de propagation β nulle (pas de propagation) entre $\min(\omega_{se}$ et $\omega_{sh})$ et $\max(\omega_{se}, \omega_{sh})$. On définit alors une bande interdite.
- l'onde à une constante de propagation β positive au dessus de $f \geq \max(\omega_{se}, \omega_{sh})$. On retrouve le fonctionnement de la ligne de transmission conventionnelle.

La figure I.25 présente la variation de la constante de phase « β » qui est négative (en rouge) pour une ligne main gauche au contraire d'une ligne normale (en bleu) qui est divisé en trois zones :

La première zone où la ligne est purement gauche ($\beta < 0$), la deuxième zone c'est une bande interdite où la constante de propagation est nulle, dans la troisième zone la ligne fonctionne comme une ligne purement main droite.

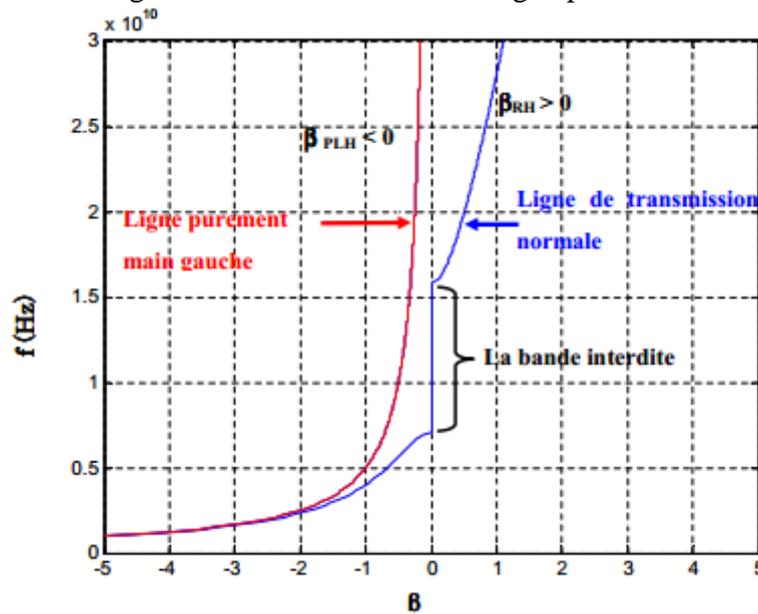


Figure I.25: Courbe de dispersion d'une ligne de transmission et une ligne main gauche (fréquence en fonction de β) [1]

I.6.5 Ligne équilibrée

La ligne de transmission équilibrée à une propriété particulière très intéressante lorsque les fréquences de résonance série et parallèle (équation (I.25)) sont égales ($\omega_{se} = \omega_{sh} = \omega_0$), ce qui nous donne $L_r C_l = L_l C_r$ [42],[45].

Dans les lignes de transmissions équilibrées, la bande interdite n'existe pas. La figure suivante présente la variation de la constante de propagation en fonction de la fréquence.

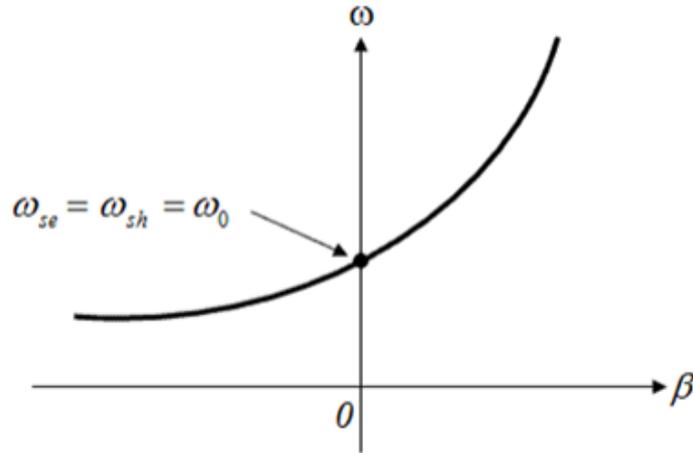


Figure I.26: Courbe de dispersion d'une ligne équilibrée, fréquence en fonction de β [40]

I.6.6 Tableau récapitulatif

Le tableau I.1 présente une comparaison des différents modèles de lignes de transmissions [40]:

	Purement main droite	Purement main gauche	Ligne de transmission "métalline" réelle	
Le model				
$\beta = \sqrt{ZY}$				
$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta}$	$2\pi\omega_R / \omega$	$2\pi\omega_L / \omega$	$2\pi / \omega / \omega_R - \omega_L / \omega $	$\frac{2\pi}{\sqrt{(\omega / \omega_r)^2 + (\omega_l / \omega)^2 - K \omega_l^2}}$

$V_{ph} = \frac{\omega}{\beta}$	ω_r	$-\omega^2 / \omega_l^2$	$\omega^2 \omega_r / (\omega^2 - \omega_l \omega_r)$	$S(\omega) \frac{\omega}{\sqrt{(\omega/\omega_r)^2 + (\omega_l/\omega)^2 - K \omega_l^2}}$
$V_g = \frac{d\omega}{d\beta}$	ω_r	ω^2 / ω_l^2	$\omega^2 \omega_r / (\omega^2 + \omega_l \omega_r)$	$\frac{ \omega \omega_r^2 - \omega^3 \omega_l^2 }{\sqrt{(\omega/\omega_r)^2 + (\omega_l/\omega)^2 - k \omega_l^2}}$
$Z_c = \frac{Z}{Y}$	$Z_r = \sqrt{L_r / C_r}$	$Z_l = \sqrt{L_l / C_l}$	$Z_c = Z_r = Z_l$	$\sqrt{\frac{\omega L_r - 1 / \omega C_l}{\omega C_r - 1 / \omega L_l}}$
ε	C_r	$-1 / (\omega^2 L_l)$	$C_r - 1 / (\omega^2 L_l)$	
μ	L_r	$-1 / (\omega^2 C_l)$	$L_r - 1 / (\omega^2 C_l)$	
$n = \pm c \sqrt{\varepsilon \mu}$	c / ω_r	$-c \omega_l / \omega^2$	$c(1 / \omega_r - \omega_l / \omega^2)$	

Tableau I.1 : Résumé de toutes les caractéristiques de la ligne main droite, de la ligne purement main gauche et de la ligne « métalline » compensée [40]

I.7 APPLICATIONS DES METAMATERIAUX

Si les métamatériaux jouissent d'un intérêt croissant ces dernières années, c'est pour les retombées technologiques énormes qu'ils laissent entrevoir, via notamment :

- ❖ les techniques de camouflage ;
- ❖ la miniaturisation ;
- ❖ La super-résolution ;
- ❖ La sélectivité.

Ces techniques peuvent servir tant dans le domaine militaire que médical, aérospatial, ou simplement dans les télécommunications. Bien qu'il en existe d'autres, nous détaillerons ici ces quelques applications importantes des métamatériaux.

I.7.1 Le camouflage (cloaking)

Récemment, une nouvelle manière de contrôler la propagation d'une onde électromagnétique a vu le jour et porte le nom d'optique transformationnelle. Son formalisme est décrit dans l'article de référence de Pendry en 2006, où il explique comment, par une déformation progressive de l'espace, certaines zones peuvent être rendues invisibles pour une onde incidente [44]. Cette méthode revient à « tordre » les ondes électromagnétiques, à la manière d'un mirage, au point de rendre une zone de l'espace non irradiée par cette onde. Changer les propriétés physiques d'un milieu afin de modifier l'espace lui-même avait déjà été abordé par André Nicolet dans un article de 1994, sans grande répercussion cependant [45]. Cette possibilité a également été

discutée par Andrew Ward et John Pendry en 1996 via un article commun [7]. Discussion qui a entraîné cette fois-ci une étude théorique plus approfondie, l'article de Pendry et al. en 2006 et sa vérification expérimentale la même année en sont la concrétisation [44]-[46]. John Pendry lui-même résume ces recherches sur le camouflage dans un article de 2009, riche en références [47].

Il faut cependant avoir à l'esprit que d'un point de vue strictement expérimental, la cape d'invisibilité (typiquement, à la manière d'Harry Potter), celle qui implique une transparence complète dans toutes les directions, n'existe pas. Le concept a fait l'objet d'importantes publications, une grande partie d'entre elles sont regroupées dans l'article de Pendry de 2009 déjà cité [47], mais on reste pour l'instant au stade de la recherche. La figure I.27 montre du phénomène de camouflage, ou cloaking. A gauche le principe de l'optique transformationnelle, permettant de dévier un rayon lumineux ou équivalent en déformant le système de coordonnées cartésien dans lequel il se propage. A droite la représentation 3D de ce que serait un gradient d'indice artificiel capable de déformer les ondes électromagnétiques (traits noirs) par le principe de l'optique transformationnelle. Ceci permet de rendre des zones de l'espace invisible (sphère centrale) [44].

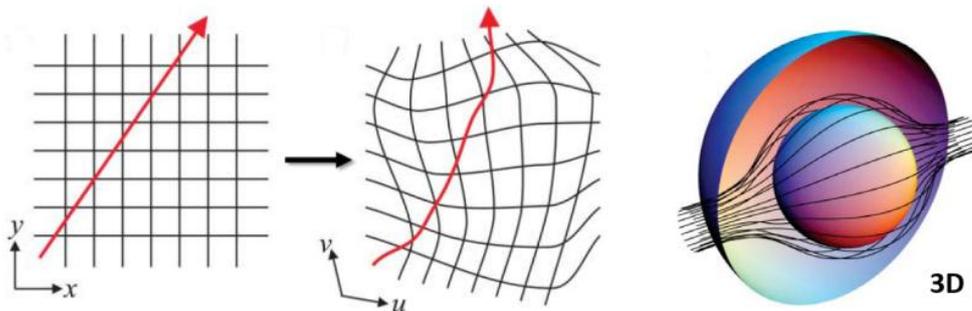


Figure I.27: Schématisation du phénomène de camouflage, ou cloaking [44].

Il y a en réalité deux aspects dans le domaine du camouflage : la cape d'invisibilité (trois dimensions) et le tapis d'invisibilité, ou carpe cloak (deux dimensions). A l'heure actuelle, aucun dispositif à trois dimensions n'a été réalisé pour le camouflage, seule la technique du tapis d'invisibilité existe. C'est en novembre 2006 que David R. Smith de l'université de Duke montre pour la première fois la faisabilité de ce dispositif dans le domaine des micro-ondes [46]. Grâce à ce dispositif, une onde plane incidente ne voit pas son front d'onde modifié par la présence d'un objet au centre du tapis, comme cela devrait se passer normalement. Par une variation graduelle de l'indice de réfraction, l'onde se déforme puis se reforme

progressivement, quasiment à l'identique en sortie de dispositif, comme le montre la figure I.28, vérification expérimentale par Smith et al. en 2006 de la cape d'invisibilité 2D. Dans la Figure I.28-A, la simulation de la cape avec des paramètres idéaux. Dans la Figure I.28-B, la simulation avec les paramètres réels du matériau. Dans la Figure I.28- C, sans la cape. Dans la Figure I.28-D, les mesures [46].

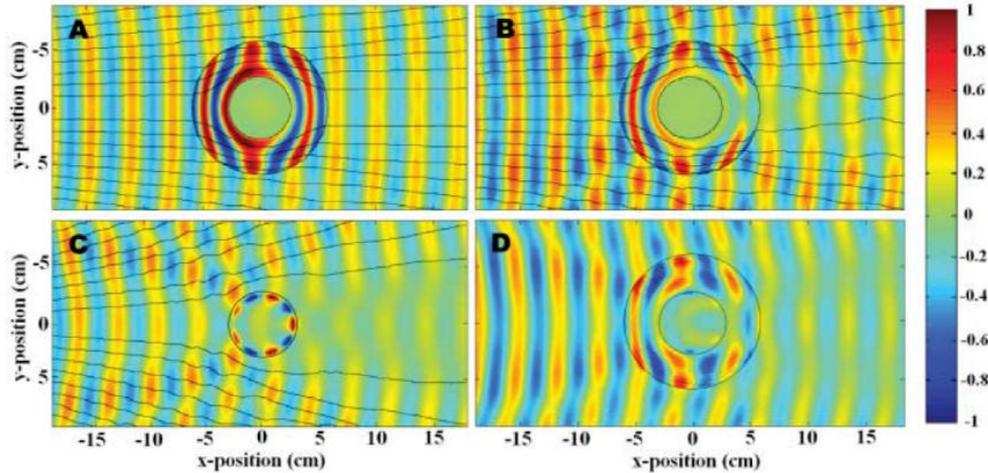


Figure I.28: Vérification expérimentale par Smith et al. en 2006 de la cape d'invisibilité 2D [46].

Dans ce domaine, J. Valentine a été le premier à montrer la faisabilité du cloaking dans le visible [42]-[48]. Cependant, les structures microscopiques ne pouvaient camoufler que des structures elles aussi microscopiques. C'est en 2011, que le premier tapis d'invisibilité macroscopique dans le visible fut créé, grâce à l'utilisation d'un minéral particulier, la Calcite [49].

Notons que ce concept d'optique transformationnelle est transposable dans des domaines différents, comme en mécanique [50], en acoustique [51] ou en hydrodynamique [52]. On parlera dans ce cas de transformation d'espace. Les applications sont très diverses dans chaque domaine (système antisismique, anti-tsunami, antiradars, anti-chalear, etc.) mais ont toutes pour point commun le contrôle de la propagation d'une onde (mécanique, acoustique, électromagnétique) dans un milieu. L'utilisation des métamatériaux dans la transformation d'espace est donc importante et relativement vaste.

I.7.2 Les lentilles parfaites ou super-résolutions

L'application la plus directe du phénomène de réfraction négative sont les lentilles dites « parfaites », parfois désignées par le terme super-lentilles en référence à la super résolution. En effet, ces dispositifs permettent de dépasser la limite de résolution spatiale d'un système de mesure (de l'ordre de $\lambda/2$) en descendant en-dessous de la limite de diffraction.

C'est John Pendry qui a montré en 2000, la faisabilité d'un tel dispositif [53], principe mis en application quatre ans plus tard conjointement avec Smith [54]. Par commodité nous utilisons les règles de l'optique géométrique (conditions LHI, milieu non-dispersif) pour appliquer la relation de Snell-Descartes :

$$n_1 \sin(\theta_1) = n_2 \sin(\theta_2) \quad (\text{I.40})$$

Ainsi, partant d'un milieu de référence d'indice n_1 , si une onde incidente arrive dans un milieu d'indice $n_2 = -n_1$, supposé sans perte, et adapté en impédance, elle se retrouve réfractée du même côté de la normale, à l'interface d'entrée comme à l'interface de sortie, avec le même angle puisque les indices sont égaux en valeur absolue. Ceci permet une focalisation en sortie de dispositif, l'appellation de « lentille » est appropriée (Figure I.29).

Le plus intéressant concerne la partie évanescente de l'onde. Pour une onde plane classique, celle-ci est de la forme e^{-kr} , avec \vec{k} le vecteur d'onde. Or, dans un milieu d'indice négatif, le signe change et on a une partie évanescente en e^{+kr} . On observe donc une amplification des ondes évanescentes, contrairement aux milieux classiques.

Si bien que si les mesures sont effectuées en champ proche, l'image paraît plus nette, puisqu'il y a moins de pertes d'informations. Le principe de fonctionnement de ces lentilles est schématisé sur la figure I.29. A gauche, le comportement de la partie propagatrice de l'onde, qui focalise en sortie. A droite, le comportement de la partie évanescente, qui se retrouve amplifiée dans un matériau d'indice négatif. L'impédance z est la même dans les deux milieux, seule l'indice n change de signe. En sortie, l'image est plus nette.

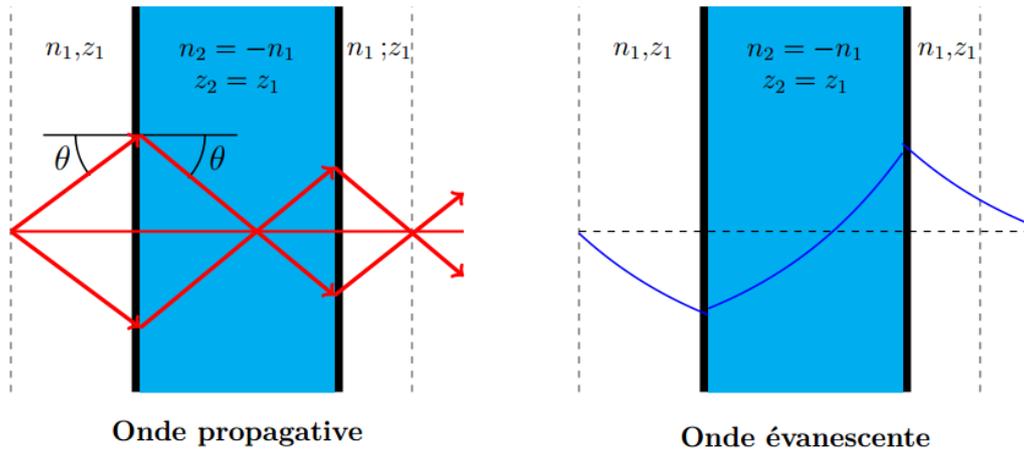


Figure I.29: Schéma illustrant le fonctionnement d'une super-lentille.

Une des premières expériences à avoir validé ce concept fut faite par Grbic et al, en 2004, à l'aide d'un métamatériau à indice négatif en deux dimensions [55], ainsi qu'une résolution meilleure que la limite de diffraction. Plus tard, des super-lentilles fonctionnant à plus petite longueur d'onde furent fabriquées, offrant parfois des résolutions de l'ordre de $\lambda/5$ [56]. Les données, visibles sur la figure I.30. A gauche, l'amplitude du champ électrique mesuré à la source (en bleu) et en sortie (en orange) en fonction de son étalement spatial. On voit que la résolution de l'image est meilleure que la limite de diffraction, tracée en vert (Source image : Smith et al.[54] ; travaux de: Grbic et al., 2004 [55]). A droite, la mesure de l'amplitude du champ électrique le long d'une ligne de propagation. Les lignes verticales pleines correspondent à la limite de la lentille, les lignes pointillées correspondent à la source (0) et à l'image (10). On voit que les ondes évanescentes sont amplifiées dans le métamatériau Grbic et al [55].

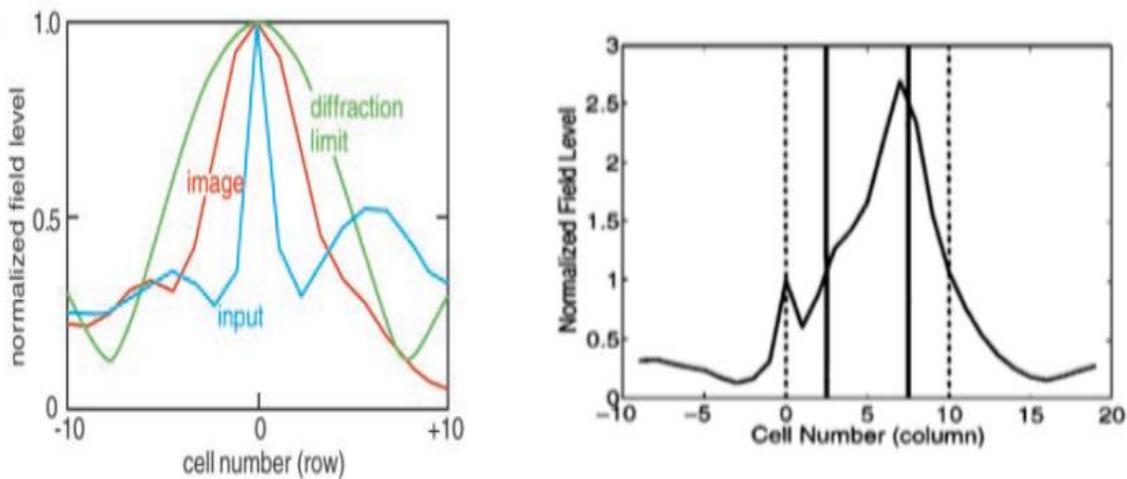


Figure I.30: Amplitude du champ électrique mesuré [55].

I.7.3 La miniaturisation

Troisième application importante, les métamatériaux permettent une miniaturisation de la plupart des dispositifs classiques tels que les antennes, les guides d'ondes, les absorbants, les capteurs, etc. Sans trop rentrer dans les détails, nous présenterons ici deux exemples d'applications. La figure I.31 montre une antenne patch améliorée car posée sur une couche de métamatériau, à la perméabilité très supérieure à 1 car résonante. Les auteurs montrent que les dimensions de cette antenne sont réduites d'un facteur 3 à 6 par rapport à une antenne classique sans métamatériau [57]. A l'heure actuelle les antennes se font de plus en plus petites, jusqu'à atteindre des dimensions nanométriques. Suite au succès des ADM (All-Dielectric Metamaterials), on voit apparaître des dispositifs de nano-antennes «tout diélectrique», qui rencontrent un intérêt croissant également [43].

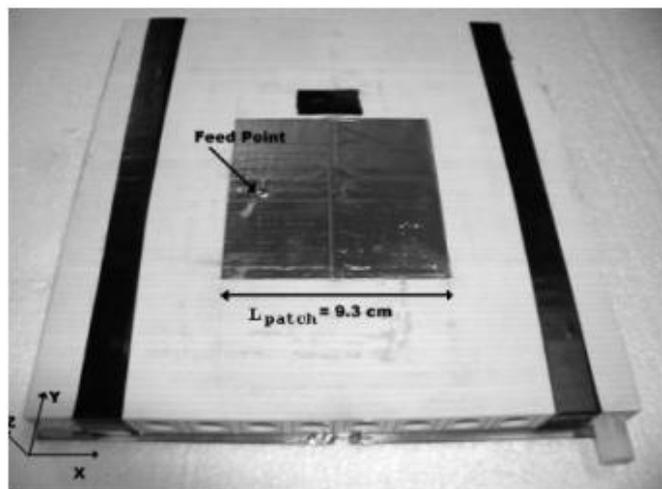


Figure I.31 : Photo d'une antenne patch miniaturisée grâce à une couche de métamatériau à la perméabilité améliorée. Le facteur de miniaturisation pour ce type d'antenne est de l'ordre de 3 à 6 selon la fréquence de travail Buell et al. 2014 [57].

Second exemple de miniaturisation : les absorbants. On voit sur la figure I.32 un cas d'absorbant en métamatériaux, fonctionnant aux infrarouges. L'épaisseur de l'absorbant en question est de l'ordre de 100 nm, soit 15 fois plus petit que la longueur d'onde du pic d'absorption, avec une efficacité d'absorption de l'ordre de 88% [58]. L'utilisation de métamatériaux permet dans ce cas précis de réduire considérablement les dimensions de l'absorbant tout en conservant une efficacité de fonctionnement élevée. Il a été montré que le fait d'avoir un métamatériau à la

perméabilité résonante permet d'amplifier cette dernière ($\mu_r \gg 1$) et ainsi de diminuer considérablement l'épaisseur d'un absorbant [59].

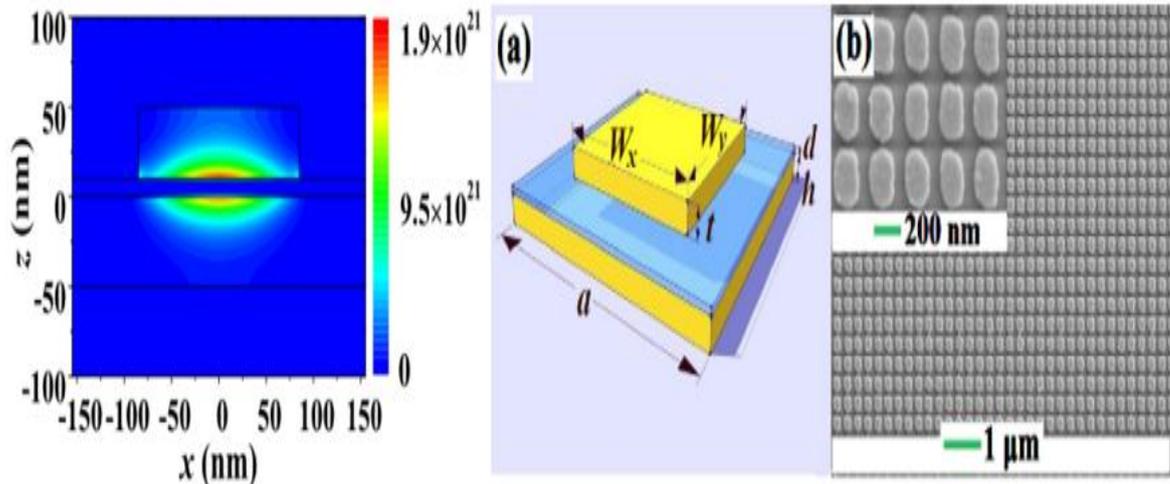


Figure I.32 : Exemple d'une couche d'absorbant par Hao et al [59].

I.7.4 La sélectivité

De par leurs dimensions sub-longueur d'onde, les métamatériaux ont aussi un intérêt dans la fabrication de capteurs performants. Cette potentialité fut soulignée dès 1999 par Pendry [15]. Un exemple de cette sensibilité est illustré par les structures métalliques de Liu et al. en 2009 [2]. La rupture de symétrie dans les « atomes » de ce métamatériau permet l'apparition de modes de résonances supplémentaires, plus fins, donc plus précis. C'est grâce à la diminution de cette largeur en fréquence Δf , visible à droite sur la figure I.33, que l'on parle de meilleure sensibilité des métamatériaux, et donc, par extension, d'une meilleure sélectivité que les matériaux classiques, puisqu'ils distingueront deux fréquences là où d'autres n'en distingueront qu'une seule.

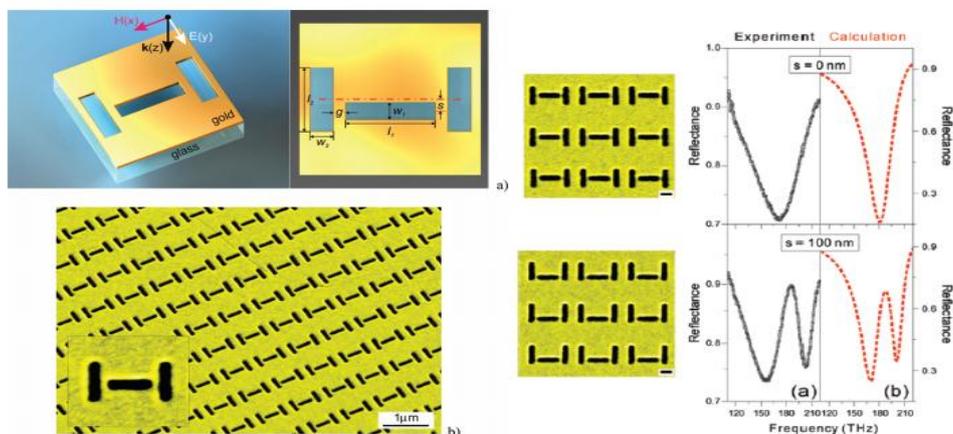


Figure I.33 : Exemple d'un métamatériau plan ayant une grande sensibilité en fréquence au THz, Liu et al. 2010 [2].

I.8 CONCLUSION

Dans ce premier chapitre, nous avons présenté la théorie des métamatériaux qui sont apparues dans la littérature ces dernières décennies dans le domaine de l'optique et des microondes, en partant des équations de Maxwell. Nous avons pu démontrer théoriquement le sens physique de la propagation des ondes dans un milieu doublement négatif en décrivant quelques propriétés qui en découlent, à savoir la vitesse de phase, la vitesse de groupe, l'indice de réfraction et le vecteur de Poynting.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous avons décrit, les différentes approches qui permettent de synthétiser les métamatériaux. La première approche est basée sur les réseaux de fils. En effet, le réseau de fils métalliques permet de créer une résonance à la fréquence de plasma avec une large bande dans laquelle la partie réelle de la permittivité est négative. La deuxième approche présente les résonateurs magnétiques (SRRs) qui permettent de créer une perméabilité artificielle, ces derniers sont des boucles métalliques fendues créant une résonance LC assimilable à la résonance ferromagnétique. Ainsi dans la zone de résonance des SRRs ; on obtient une bande de fréquence où la perméabilité effective devient négative. La troisième approche, décrit la combinaison des deux structures, qui conduit à des métamatériaux présentant des perméabilités et des permittivités simultanément négatives sur une bande de fréquences malheureusement étroite (à cause de la résonance magnétique).

Dans la troisième partie de ce chapitre, la théorie des lignes de transmission a été exposée, elle assimile une cellule unitaire d'un réseau de métamatériaux à un tronçon de ligne de transmission main gauche modélisé par une capacité en série et une inductance en parallèle. Cette dernière approche a permis une évolution conséquente de l'ingénierie des métamatériaux pour la conception de circuits planaires.

Parmi les conséquences d'un indice de réfraction négatif est l'inversion de loi de Snell et l'inversion de l'effet Doppler. La dernière partie de ce chapitre a été consacrée aux applications des métamatériaux et ces avantages dans les différents domaines tels que : les techniques de camouflage, la miniaturisation, la super-résolution et la sélectivité.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES -CHAPITRE -I-**[1] C. CALOZ AND T. ITOH**

"Transmission Line Theory and Microwave Applications ", *Electromagnetic Metamaterials Wiley-IEEE Press*, 2006.

[2] D.R. SMITH, J.B. PENDRY

" Homogenization of metamaterials by field averaging", *JOSA B*, 23 PP 391-403.2006.

[3] V. G. VESELAGO

" The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ ", *Physics-Uspekhi*, 10(4), pp:509–514, 1968.

[4] JB PENDRY, AJ HOLDEN, WJ STEWART, AND I YOUNGS

" Extremely low frequency plasmons in metallic mesostructures", *Physical review letters*, 76(25) :4773, 1996.

[5] J.B. PENDRY, A.J. HOLDEN, D.J. ROBBINS, AND W.J. STEWART

"Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena", *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 47(11), pp :2075–2084, Nov 1999.

[6] R. A. SHELBY, D. R. SMITH, AND S. SCHULTZ

" Experimental verification of a negative index of refraction". *Science*, 292, pp :77–79, 2001.

[7] D. SCHURIG, J. J. MOCK, B. J. JUSTICE, S. A. CUMMER, J. B. PENDRY, A. F. STARR, AND D. R. SMITH

" Metamaterial Electromagnetic Cloak at Microwave Frequencies", *Science*, 314(5801) :977–980, 2006.

[8] Web Of Science™**[9] A. SIHVOLA**

"Metamaterials in electromagnetics", *Metamaterials* , vol. 1, no. 1, February 2007.

[10] NIKOLAY I. ZHELUDEV AND YURI S. KIVSHAR

" From metamaterials to metadevices", *Nat Mater*, 11(11), pp:917–924, 11 2012.

[11] JAGADIS CHUNDER BOSE

"On the rotation of plane of polarisation of electric waves by a twisted structure", *Proceedings of the Royal Society of London*, 63(pp:389-400) :146– 152, 1898.

- [12] **ISMO V LINDELL, ARI H SIHVOLA, AND JUHANI KURKIJÄRVI, KARL F. LINDMAN**
"The last Hertzian, and a harbinger of electromagnetic chirality". *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, 34(3), pp :24–30, 1992.
- [13] **SERGEI ALEXANDER SCHELKUNOFF AND HARALD T FRIIS**
"Antennas theory and practice", *Wiley New York, volume 639*, 1952.
- [14] **D.T. EMERSON. THE WORK OF JAGADIS CHANDRA BOSE**
"100 years of millimeter-wave research", *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 45(12), pp:2267– 2273, Dec 1997.
- [15] **WN HARDY AND LA WHITEHEAD**
"Split-ring resonator for use in magnetic resonance from 200–2000 MHz", *Review of Scientific Instruments*, 52(2), pp :213–216, 1981.
- [16] **D.R.SMITH,WILLIE J. PADILLA,D.C. VIER, S. C. NEMAT-NASSER, AND S. SCHULTZ**
"Composite Medium with Simultaneously Negative Permeability and Permittivity", *Phys. Rev. Lett.*, 84, pp :4184–4187, May 2000.
- [17] **VLADIMIR M. SHALAEV, WENSHAN CAI, UDAY K. CHETTIAR, HSIAO-KUAN YUAN, ANDREY K. SARYCHEV, VLADIMIR P. DRACHEV, AND ALEXANDER V. KILDISHEV**
"Negative index of refraction in optical metamaterials", *Opt. Lett.*, 30(24), pp :3356–3358, Dec 2005.
- [18] **PETER MARKOS AND COSTAS SOUKOULIS**
"Transmission properties and elective electromagnetic parameters of double negative metamaterials", *Opt. Express*, 11(7), pp: 649– 661, Apr 2003.
- [19] **C. G. PARAZZOLI, R. B. GREGOR, K. LI, B. E. C. KOLTENBAH, AND M. TANIELIAN**
"Experimental Verification and Simulation of Negative Index of Refraction Using Snell's Law", *Phys. Rev. Lett.*, 90 :107401, Mar 2003.
- [20] **TA-JEN YEN, WJ PADILLA, NICHOLAS FANG, DC VIER, DR SMITH, JB PENDRY, DN BASOV, AND XIANG ZHANG**
"Terahertz magnetic response from artificial materials", *Science*, 303(5663), pp :1494–1496, 2004.

- [21] **N KATSARAKIS, G KONSTANTINIDIS, A KOSTOPOULOS, RS PENCIU, TF GUNDOGDU, M KAFESAKI, EN ECONOMOU, TH KOSCHNY, AND CM SOUKOULIS**
"Magnetic response of splitting resonators in the far-infrared frequency regime", *Optics Letters*, 30(11), pp:1348–1350, 2005.
- [22] **SHUANG ZHANG, WENJUN FAN, BK MINHAS, ANDREW FRAUENGLASS, KJ MALLOY, AND SRJ BRUECK**
"Midinfrared resonant magnetic nanostructures exhibiting a negative permeability", *Physical review letters*, 94(3), pp: 037402, 2005.
- [23] **H. O. MOSER, B. D. F. CASSE, O. WILHELMI, AND B. T. SAW**
"Terahertz Response of a Microfabricated Rod-Split-Ring-Resonator Electromagnetic Metamaterial", *Phys. Rev. Lett.*, 94 :063901, Feb 2005.
- [24] **STEFAN LINDEN, CHRISTIAN ENKRICH, MARTIN WEGENER, JIANGFENG ZHOU, THOMAS KOSCHNY, AND COSTAS M. SOUKOULIS**
"Magnetic response of metamaterials at 100 terahertz", *Science*, 306(5700), pp:1351–1353, 2004.
- [25] **GUNNAR DOLLING, CHRISTIAN ENKRICH, MARTIN WEGENER, COSTAS M SOUKOULIS, AND STEFAN LINDEN**
"Low-loss negative-index metamaterial at telecommunication wavelengths", *Optics Letters*, 31(12), pp:1800–1802, 2006.
- [26] **J. ZHOU, TH. KOSCHNY, M. KAFESAKI, E. N. ECONOMOU, J. B. PENDRY, AND C. M. SOUKOULIS**
"Saturation of the Magnetic Response of Split-Ring Resonators at Optical Frequencies", *Phys. Rev. Lett.*, 95 :223902, Nov 2005.
- [27] **COSTAS M. SOUKOULIS, THOMAS KOSCHNY, JIANGFENG ZHOU, MARIA KAFESAKI, AND ELEFTHERIOS N. ECONOMOU**
"Magnetic response of split ring resonators at terahertz frequencies", *physica status solidi (b)*, 244(4) :1181–1187, 2007.
- [28] **VLADIMIR M SHALAEV**
"Optical negative-index metamaterials", *Nature photonics*, 1(1), pp:41–48, 2007.
- [29] **NIKOLAY I ZHELUDEV**
"The road ahead for metamaterials", *Science*, 328(5978), pp:582– 583, 2010.

- [30] **J. BONACHE, J. MARTEL, I. GIL, M. GIL, J. GARCÍA-GARCÍA, F. MARTÍN, I. CAIRO AND M. IKEDA**
"Super compact ($< 1\text{cm}^2$) band pass filters with wide bandwidth and high selectivity at Cband", *European Microwave Conference, Manchester, United Kingdom*, vol. 1-4, pp. 177-180, September 2006.
- [31] **J. PENDRY, A. HOLDEN, D. ROBBINS, AND W. STEWART**
"Low frequency plasmons in thinwire structures", *Journal of Physics: Condensed Matter*, vol. 10, pp. 4785–4809, 1998.
- [32] **D. R. SMITH AND S. SCHULTZ**
"Determination of effective permittivity and permeability of metamaterials from reflection and transmission coefficients", *Physical Review B*, vol. 65, no. 19, pp. 1–5, Apr. 2002
- [33] **R.E.CAMLEY AND D.L.MILLS**
"surface polaritons on uniaxial antiferromagnet", *physical Review B*, VOL.26, PP.1280-1287,1982
- [34] **D. SMITH, D. VIER, N. KROLL, AND S. SCHULTZ**
"Direct calculation of permeability and permittivity for a left-handed metamaterial", *Applied Physics Letters*, vol. 77, p. 2246, 2000.
- [35] **D. R. SMITH AND N. KROLL**
"Negative refractive index in left-handed materials", *Physical Review Letters*, vol. 85, no. 14, pp. 2933–2936, 2000
- [36] **D. SMITH, W. PADILLA, D. VIER, S. NEMAT-NASSER, AND S. SCHULTZ**
"Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity", *Physical review letters*, vol. 84, no. 18, pp. 4184–4187, May 2000.
- [37] **C. CALOZ ET T. ITOH**
"Electromagnetic Metamaterials transmission line theory and microwave applications", *John Wiley & Sons*, 2006.
- [38] **R. MARQUES, F. MARTIN, M. SOROLLA**
"Metamaterials with Negative Parameters, Theory, Design, and Microwave Applications ", *by John Wiley & Sons, Inc*, 2008.

- [39] **G. SHAIK, H. SCHENKEL, J. DETLEFSEN, G. FISCHER**
"Composite Right/Left Handed Metamaterial structures for RF narrow bandpass filter design ", *IEEE Metamaterials, 2008 International Workshop*, pp. 291 – 296, Novembre 2008.
- [40] **C. CALOZ, ET T. ITOH**
"Invited - Novel Microwave Devices and Structures Based on the Transmission Line Approach of Meta-Materials", *IEEE MTLs Digest*, 2003
- [41] **PARIKSHIT MOITRA, YUANMU YANG, ZACHARY ANDERSON, IVAN I. KRAVCHENKO, DAYRL P. BRIGGS, AND JASON**
"Valentine. Realization of an all-dielectric zero-index optical metamaterial", *Nat Photon*, 7(10), pp.791–795, October 2013.
- [42] **ALEXANDER KRASNOK, SERGEY MAKAROV, MIKHAIL PETROV, ROMAN SAVELEV, PAVEL BELOV, AND YURI KIVSHAR**
" Towards all-dielectric metamaterials and nanophotonics"., *International Society for Optics and Photonics* ,In arXiv preprint arXiv :1503.08857, pages 950203–950203, 2015.
- [43] **J. B. PENDRY, D. SCHURIG, AND D. R. SMITH**
" Controlling Electromagnetic Fields", *Science*, 312(5781) :1780–1782, 2006.
- [44] **A. NICOLET, J. REMACLE, B. MEYS, A. GENON, AND W. LEGROS**
" Transformation methods in computational electromagnetism", *Journal of Applied Physics*, 75(10), pp. 6036–6038, 1994.
- [45] **A.J WARD AND J.B PENDRY**
" Refraction and geometry in Maxwell's equations", *Journal of modern optics*, 43(4) :773–793, 1996.
- [46] **JOHN PENDRY**
" Taking the wraps o!cloaking", *Physics*, 2(95), 2009.
- [47] **JASON VALENTINE, JENSEN LI, THOMAS ZENTGRAF, GUY BARTAL, AND XIANG ZHANG**
"An optical cloak made of dielectrics", *Nat Mater*, 8(7), pp:568–571, July 2009.
- [48] **XIANZHONG CHEN, YU LUO, JINGJING ZHANG, KYLE JIANG, JOHN B. PENDRY, AND SHUANG ZHANG**
" Macroscopic invisibility cloaking of visible light", *Nat Commun*, 2 :176, 02/ 2011.

- [49] **S BRULE, EH JAVELAUD, S ENOCH, AND S GUENNEAU**
" Experiments on seismic metamaterials : Molding surface waves" ,*Physical review letters*, 112(13) :133901, 2014.
- [50] **SÉBASTIEN GUENNEAU, ALEXANDER MOVCHAN, GUNNAR PÉTURSSON, AND S ANANTHA RAMAKRISHNA**
" Acoustic metamaterials for sound focusing and confinement",*New Journal of physics*, 9(11) :399, 2007.
- [51] **ANTONIO AMARITI, DAVIDE FORCELLA, AND ALBERTO MARIOTTI**
"Negative refractive index in hydrodynamical systems",*Journal of High Energy Physics*, 2013(1) :1–16, 2013.
- [52] **J. B. PENDRY**
"Negative Refraction Makes a Perfect Lens",*Phys. Rev. Lett.*, 85 :3966–3969, Oct 2000.
- [53] **D. R. SMITH, J. B. PENDRY, AND M. C. K. WILTSHIRE**
" Metamaterials and Negative Refractive Index",*Science*, 305(5685) :788–792, 2004.
- [54] **ANTHONY GRBIC AND GEORGE V ELEFThERIADES**
" Overcoming the diffraction limit with a planar left-handed transmission-line lens",
Physical Review Letters,92(11) :117403, 2004.
- [55] **NICHOLAS FANG, HYESOG LEE, CHENG SUN, AND XIANG ZHANG**
" Sub Diffraction-Limited Optical Imaging with a Silver Superlens",*Science*, 308(5721) :534–537, 2005.
- [56] **KEVIN BUELL, HOSSEIN MOSALLAEI, AND KAMAL SARABANDI**
" A Substrate for Small Patch Antennas Providing Tunable Miniaturization Factors",*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 54(1) :135, 2006.
- [57] **JIAMING HAO, JING WANG, XIANLIANG LIU, WILLIE J PADILLA, LEI ZHOU, AND MIN QIU**
"High performance optical absorber based on a plasmonic metamaterial",*Applied Physics Letters*, 96(25) :251104, 2010.
- [58] **ALEXANDRE SELLIER, TATIANA V TEPERIK, AND ANDRÉ DE LUSTRAC**
" Resonant circuit model for efficient metamaterial absorber", *Optics express*, 21(106) :A997–A1006, 2013.

- [59] **NA LIU, THOMAS WEISS, MARTIN MESCH, LUTZ LANGGUTH, ULRIKE EIGENTHALER, MICHAEL HIRSCHER, CARSTEN SONNICHSEN, AND HARALD GIESSEN**

"Planar metamaterial analogue of electromagnetically induced transparency for plasmonic sensing", *Nano letters*, 10 :1103–1107, 2009.

- [60] **SIMON MARCELLIN**

" Métamatériaux « tout-diélectrique » pour le térahertz", thèse de doctorat de l'université paris-saclay, préparée à l'université paris-sud, le 24 Mai 2016

- [61] **ROMAIN SIRAGUSA**

"Étude de nouvelles fonctions radiofréquences à base d'antennes à onde de fuite composite main droite/gauche", thèse de doctorat de l'université Grenoble INP, 04/12/2009

CHAPITRE II

ANALYSE ET CONCEPTION DES RESONNATEURS METAMATERIAUX

II.1 INTRODUCTION

Actuellement plusieurs travaux de recherche sont dédiés à la conception et à la caractérisation des matériaux composites, ayant des propriétés intrinsèques non présentes dans la nature [1].

Les métamatériaux sont des matériaux artificiels synthétisés par enrobages spécifiques, par exemple. Certains de ces matériaux présentent la propriété d'une permittivité négative ou une perméabilité négative, si les deux se produisent au même temps, le composite présente un indice de réfraction négatif d'où la notation de métamatériau main gauche et par conséquent, le champ électrique, le champ magnétique et le vecteur d'onde forment un système main gauche.

Nous nous sommes intéressés durant ce travail à l'étude des cellules métamatériaux, ce type de métamatériau est basé sur l'utilisation de deux éléments, l'élément permettant d'obtenir une perméabilité négative est le Résonateur en Anneau Fendu « RAF » sa notation en anglais Split Ring Resonator « SRR », le deuxième élément présentant une permittivité négative est un réseau de tiges métalliques. Les paramètres « S_{ij} » de ces structures sont extraits de la simulation électromagnétique sous HFSS «High Frequency Simulation Software» [annexe A]. Par une technique d'inversion de ces coefficients à l'aide de Matlab [annexe A], les paramètres effectifs sont déterminés.

Nous présentons dans ce chapitre en premier lieu, la méthode d'extraction des paramètres effectifs qui doivent être extraits à partir des coefficients de réflexion et transmission complexes de la structure à base de métamatériau simulée avec HFSS.

Dans la deuxième partie, les différentes topologies du RAFs présentées dans le premier chapitre seront modélisées, analysées et leurs réponses en fréquence seront commentées.

La dernière partie de ce chapitre est consacrée à l'étude des résonateurs présentant l'indice de réfraction négatif, ces résonateurs sont composés de deux topologies qui présentent au même temps les propriétés d'une permittivité négative et une perméabilité négative. Enfin, les structures à base des résonateurs en Anneaux Fendus Complémentaires seront étudiées et conçus à l'aide de logiciel HFSS.

II.2 EXTRACTION DES PARAMETRES EFFECTIFS

Dans nos travaux, nous nous intéressons tout particulièrement aux paramètres effectifs des structures étudiées (indice, perméabilité, permittivité, etc.). Ces paramètres effectifs doivent être extraits à partir des coefficients de réflexion et transmission complexes de la lame de matériau composite simulée avec HFSS. Avec le mode d'excitation en incidence normale expliqué ci-dessus, ces coefficients de réflexion et de transmission se présentent sous la forme de paramètres S_{ij} , avec S_{11} le coefficient de réflexion et S_{21} le coefficient de transmission :

$$S_{11} = M_{11} e^{-i\varphi_{11}} \quad (\text{II.1})$$

$$S_{21} = M_{21} e^{-i\varphi_{21}} \quad (\text{II.2})$$

Où: $M_{11}, M_{21}, \varphi_{11}, \varphi_{21}$ sont respectivement les modules et les phases de la réflexion et de la transmission. La procédure classique pour effectuer l'extraction des paramètres effectifs à partir des coefficients de réflexion et transmission, est connue sous le nom de méthode de Nicolson-Ross-Weir (NRW) [2], [3]. Elle fut utilisée dans le cadre des métamatériaux pour la première fois dans [4] et, à ce jour, c'est de loin la procédure la plus utilisée pour l'extraction des paramètres effectifs de milieux composites.

II.1.2 Extraction par la méthode de Nicolson-Ross-Weir

Le principe de la méthode de Nicolson-Ross-Weir (NRW) est basée sur l'inversion des formules de Fresnel des coefficients de réflexion et de transmission en onde plane pour des couches de milieux continus, et permet ainsi d'extraire l'indice de réfraction n_{eff} et l'impédance Z_{eff} d'un milieu composite à partir d'une simulation ou d'une expérience [2]- [3]. Elle n'est valide qu'en incidence normale. Cette méthode a été appliquée en premier lieu dans le contexte des métamatériaux par Smith et al. [4]. Sa validité est soumise aux conditions suivantes : pour pouvoir assigner un indice à un matériau, il faut qu'un seul mode propagatif existe dans celui-ci à la fréquence considérée. L'extraction de paramètres effectifs, n'est possible que dans le cas où la longueur d'onde incidente est très supérieure aux tailles et aux distances entre les constituants élémentaires du milieu composite. La méthode NRW est simplement basée sur le calcul classique d'interférence donnant la transmission et la réflexion d'une couche de matériau en fonction de son

indice (effectif), de son impédance (effective) et son épaisseur. En inversant ces formules, on déduit les valeurs n_{eff} et Z_{eff} en fonction de l'épaisseur de la couche simulée à du coefficient de transmission $t' = S_{21}$ et de réflexion $r = S_{11}$ [4] :

$$\text{Re}(n_{eff}) = \pm \text{Re} \left(\frac{\arccos \left(\frac{1}{2t'} [1 - (r^2 - t'^2)] \right)}{kd} \right) + \frac{2\pi m}{kd} \quad (\text{II.3})$$

$$\text{Im}(n_{eff}) = \pm \text{Im} \left(\frac{\arccos \left(\frac{1}{2t'} [1 - (r^2 - t'^2)] \right)}{kd} \right) \quad (\text{II.4})$$

$$Z_{eff} = \pm \sqrt{\frac{(1+r)^2 - t'^2}{(1-r)^2 - t'^2}} \quad (\text{II.5})$$

Où : m est un entier.

k: est le nombre d'onde

d: est l'épaisseur de la structure

Grâce à l'argument physique de passivité, qui, avec la convention $e^{-i\omega t}$ se résume à $\text{Im}(n_{eff}) > 0$ et $\text{Re}(Z_{eff}) > 0$, on peut lever l'ambiguïté sur le signe des équations (II.3) et (II.4). Le choix de l'entier m est plus subtil et peut mener à des ambiguïtés dues au choix de la branche à retenir de la fonction arccos prise dans le plan complexe.

À partir de l'indice et de l'impédance effectifs, on peut également obtenir les paramètres effectifs ϵ_{eff} et μ_{eff} à l'aide des formules suivantes:

$$\epsilon_{eff} = \frac{n_{eff}}{Z_{eff}} \quad (\text{II.6})$$

$$\mu_{eff} = n_{eff} Z_{eff} \quad (\text{II.7})$$

Limitations de la méthode NRW ainsi que nous l'avons noté, la méthode d'extraction NRW peut dans certains cas amener à des résultats partiellement erronés. Dans [5], Chen et al, établissent une liste des erreurs éventuelles pouvant se produire lorsque l'on utilise cette méthode pour déduire les paramètres effectifs. Ils font état de trois types d'erreurs: le premier type d'erreur possible résulte d'une

indétermination dans les limites du matériau, et donc dans l'épaisseur exacte de la couche étudiée. Pour un milieu composite, formé par exemple de sphères dans un milieu-hôte, les frontières du matériau sont difficiles à déterminer, ce qui peut entraîner une indétermination de l'impédance effective. Pour remédier à cela, les auteurs déterminent par optimisation les limites du matériau en cherchant une impédance indépendante de l'épaisseur du matériau. Le second type de problème, est bien entendu celui de la détermination des branches appropriées (choix de l'entier m dans l'équation (II.3)). Un troisième problème apparaît quand un des paramètres S_{ij} approche de zéro: dans ce cas, l'impédance extraite présente des pics parasites sans signification physique. Enfin, une dernière difficulté vient du fait que l'on souhaite extraire des propriétés effectives de volume pour les structures étudiées, correspondant à des milieux infinies dans toutes les directions de l'espace, mais que dans les simulations, ces dernières sont nécessairement finies dans la direction de propagation. Ainsi, les effets de taille finie liés à la présence des interfaces ne peuvent être a priori éliminés, ceci étant tout particulièrement vrai dans le cas de matériaux composites dans lesquelles la séparation d'échelle entre la taille des inclusions et l'épaisseur n'est pas nécessairement très marquée. L'hypothèse sous-jacente à l'extraction NRW est qu'à partir d'un certain nombre de couches, à déterminer au cas par cas, les valeurs extraites en NRW rejoignent celles de volume [2].

II.3 APPROCHE HYBRIDE

L'approche hybride c'est une méthode qui regroupe les CRLH « Composite Right-Left Handed » et les résonateurs. Elle combine des particules de: SRR et CSRR d'un côté et le gap capacitif et le stub parallèle de l'autre côté. Généralement, les SRRs et les gaps fournissent la perméabilité négative, alors que CSRRs et le stub parallèle (via-hole stub) fournissent le constant diélectrique négatif. Par l'utilisation de diverses combinaisons de ces cellules, des métamatériaux hybrides de main gauche peuvent être conçus. La cellule unitaire qui combine les stubs parallèles et les CSRRs a été présentée dans [6]. Elle a été employée pour la conception des composants micro-ondes. D'autres combinaisons des cellules peuvent également être employées. La cellule unitaire qui se compose de la ligne SRR chargée de micro-ruban et d'un stub inductif (via-hole stub) est dépeinte dans la figure II.1.

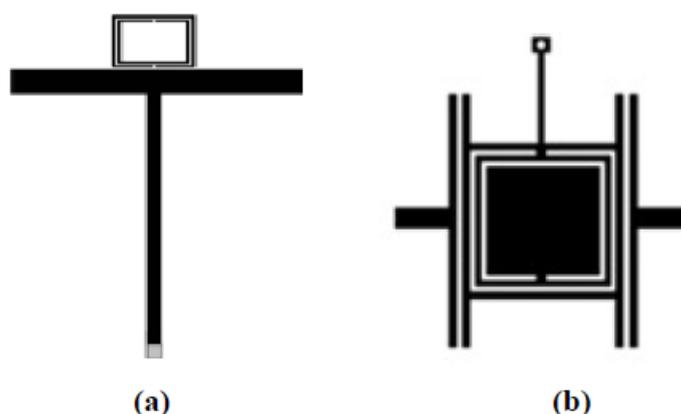


Figure II.1: Exemple des cellules hybrides, (a) cellule unitaire qui se compose de la ligne SRR chargée de micro-ruban et d'un stub inductif (b) Cellule unitaire composée de CSRR [6]

II.4 CONCEPTION DE RESONATEUR RAF A ACTIVITE MAGNETIQUE

Ces structures ont le pouvoir de présenter une perméabilité négative dans une bande de fréquence bien déterminée et elles ont une réponse similaire aux matériaux ferromagnétiques.

Le résonateur en anneau fendu RAF est un anneau métallique avec une fente gravée sur la structure et fonctionne comme une structure résonnante LC [8]. Ces RAFs peuvent être arrangés dans une rangée pour former un matériel qui montre des valeurs négatives de perméabilité et ainsi des valeurs négatives de l'indice de réfraction. Cette structure donne une résonance magnétique à une fréquence particulière. La position de cette fréquence de résonance peut être variable en changeant les différents paramètres géométriques de RAF [9]. Le RAF peut avoir des différents types de structures. Il peut avoir des anneaux simples ou doubles avec des fentes simples ou multiples. L'anneau peut être circulaire ou carré, et que ce soit sur une ou deux faces du substrat. Comme il est mentionné ci-dessus, le RAF est constitué d'un ou plusieurs anneaux métalliques avec une fente présentée dans un certain bras de sa structure. Quand un courant circule dans l'anneau, nous avons un moment dipolaire magnétique. Le moment dipolaire vectoriel produit est perpendiculaire au plan de l'anneau.

II.4.1 Résonateur RAF circulaire

Le magnétisme artificiel consiste à créer un comportement magnétique sans utiliser de matériaux magnétiques mais juste des conducteurs métalliques classiques. Pendry a proposé en 1999 un circuit appelé résonateur à anneau fendu (SRR) [8]. Il s'agit de deux cercles métalliques ouverts imbriqués. Ils sont excités par un champ électromagnétique dont le champ magnétique est dirigé selon l'axe des cercles, La figure II.2 montre la topologie de base du RAF circulaire.

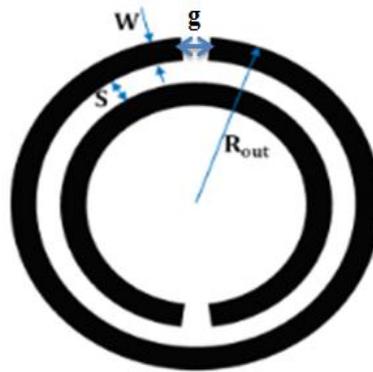


Figure II.2 : Topologie de résonateur en anneau fendu (RAF)

Un résonateur à micro-ruban est une structure capable de contenir au moins un champ électromagnétique oscillant. En général, les résonateurs en technologie micro-ruban utilisés pour la conception de filtres peuvent être classés en résonateurs à éléments localisés et en résonateurs à lignes distribuées ou résonateurs à patch.

Le résonateur en anneau représenté sur la figure II.3 est un autre type de résonateur de ligne distribuée [7].

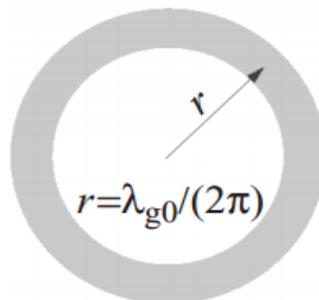


Figure II.3: Résonateur en anneau fendu circulaire

Où: r le rayon médian de l'anneau.

λ_{g0} est la longueur d'onde guidée à la fréquence de résonance fondamentale f_0 .

L'anneau va résonner à sa fréquence fondamentale f_0 lorsque sa circonférence médiane:

$$2\pi r \approx \lambda_{g0} \quad (\text{II.8})$$

Les modes de résonance supérieurs se produisent à :

$$f \approx n f_0 \quad n = 2, 3, \dots \quad (\text{II.9})$$

Si on considère un matériau magnétique, on observe qu'il se comporte comme un ensemble de dipôles magnétiques, ses propriétés magnétiques s'étendent sur une large bande de fréquence.

II.4.1.1 Modèle équivalent de la cellule RAF circulaire

Pour étudier la cellule unitaire RAF, nous avons jugé utile d'établir son modèle équivalent en termes d'éléments localisés (L et C). Les expressions de ces éléments sont obtenues en fonction des paramètres géométriques de la cellule. Le modèle équivalent (sans pertes) de la cellule RAF a été largement exploré par plusieurs travaux [10]- [11], qui confirment que la cellule SRR est équivalente à un résonateur (L-C) selon la Figure II.4.

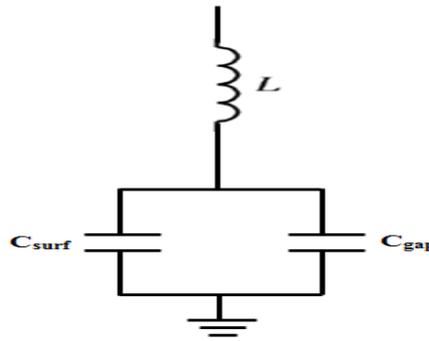


Figure II.4 : Modèle équivalent de la cellule RAF en fonction de L , C_{surf} et C_{gap}

Où :

C_{gap} : représente la capacité créée dans le gap capacitif de chaque anneau, son expression est donnée comme suit [12]:

$$C_{\text{gap}} = \frac{2\varepsilon_0 h}{\pi} \ln\left(\frac{4R_{\text{out}}}{g}\right) \quad (\text{II.10})$$

Avec : ε_0 est la permittivité du vide et h est l'épaisseur de substrat de la cellule SRR.

C_{surf} : indique la capacité créée par le gap capacitif entre les anneaux, et elle est donnée par la relation suivante:

$$C_{surf} = \epsilon_0 \left[\frac{wh}{g} + \frac{2\pi h}{\ln\left(\frac{2.4h}{w}\right)} \right] \quad (\text{II.11})$$

avec : ϵ_0 (A.S.V⁻¹.m⁻¹) = 8.854×10^{-12} , est la permittivité du vide.

L'inductance L :est formée par la self créée par la longueur des gravures des anneaux, son expression est donnée dans la relation (II.12) [12].

$$L = \mu_0 R_{out} \left(\ln \frac{8R_{out}}{h+w} - 0.5 \right) \quad (\text{II.12})$$

Avec : μ_0 (m.kg.S⁻².A⁻²) = 1.256×10^{-6} , est la perméabilité du vide.

La pulsation de résonance de la cellule SRR est donnée par la relation (II.13) :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_{eq}}} \quad (\text{II.13})$$

Avec :

$$C_{eq} = C_{gap} + C_{surf} \quad (\text{II.14})$$

II.4.1.2 Etapes de la conception schématique

Nous avons conçu initialement la cellule du RAF circulaire présentée par la figure II.2 avec un schéma électrique sous logiciel ADS. Les valeurs des éléments localisés de schéma équivalent L et C sont déterminées à partir des équations précédentes : (II.10), (II.11), (II.12) et (II.14) [annexe B]. Les résultats de ce calcul sont indiqués sur le tableau suivant :

R _{out} (mm)	1.5	C _{gap} (fF)	32.58
W (mm)	0.33	C _{surf} (fF)	13.2
g (mm)	0.33	C (fF)	45.78
h (mm)	0.81	L (nH)	3.49
		f _r (GHz)	12.59

Tableau II.1 : Les valeurs des éléments localisés après calcul

La figure II.5 présente le circuit équivalent d'un résonateur en anneau fendu circulaire sous logiciel ADS [annexe A]. Les valeurs de l'inductance et de la capacité du circuit équivalent sont prises à partir du tableau II.1.

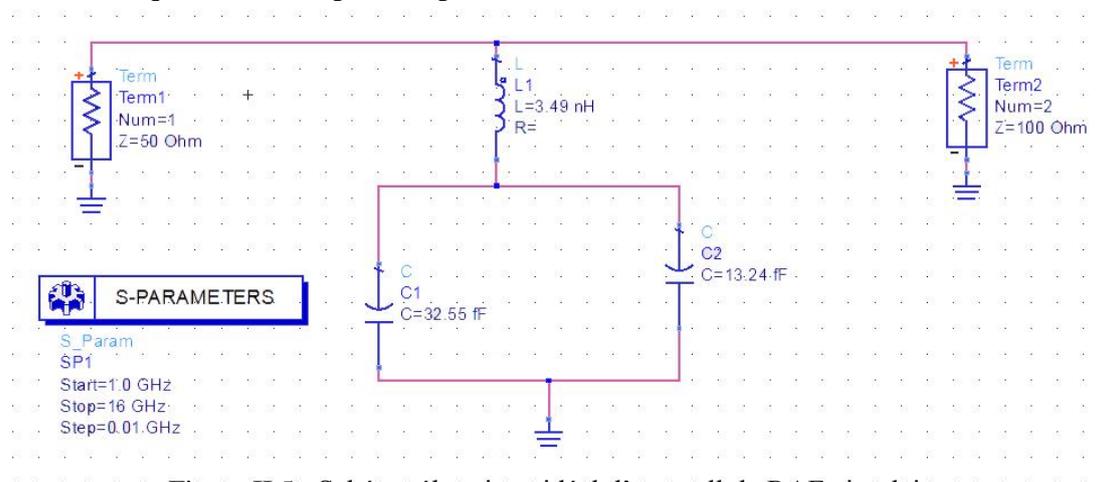


Figure II.5 : Schéma électrique idéal d'une cellule RAF circulaire

La réponse fréquentielle de résonateur RAF circulaire obtenue avec logiciel ADS est présentée sur la figure suivante.

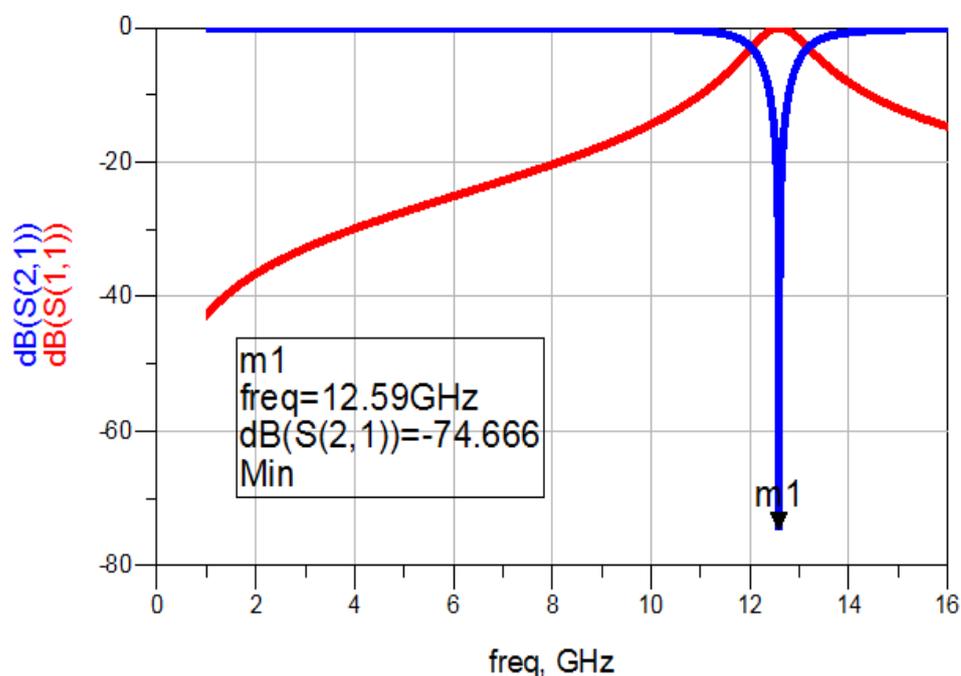


Figure II.6 : Résultat de simulation de RAF circulaire

Nous remarquons d'après la Figure II.6 que la transmission S_{21} donne un pic de -74.66 dB à la fréquence de résonance $f_{rés} = 12.59 \text{ GHz}$

II.4.1.3 Conception électromagnétique de la cellule RAF Circulaire

Nous avons ensuite analysé le RAF circulaire à l'aide de logiciel électromagnétique HFSS. La figure II.7 présente le résonateur circulaire formé par deux anneaux concentriques de diamètres extérieurs 3 mm et 2.34 mm respectivement. Pour la simulation, le RAF Circulaire est déposé sur un substrat ROGERS R04003C qui présente une permittivité relative de 3.38, un angle de pertes $\tan \delta = 0.0027$ et une épaisseur de 0,81 mm. Les conditions aux limites sont appliquées, deux cas peuvent aussi se présenter au cours de la simulation en fonction de la polarisation du champ électrique \vec{E} . Les conditions de murs électrique \vec{E} et magnétique \vec{H} sont appliquées suivant l'axe z et x respectivement et la propagation se fait selon l'axe y. Le RAF circulaire est aussi dimensionné pour un fonctionnement dans la bande X [1-15] GHz.

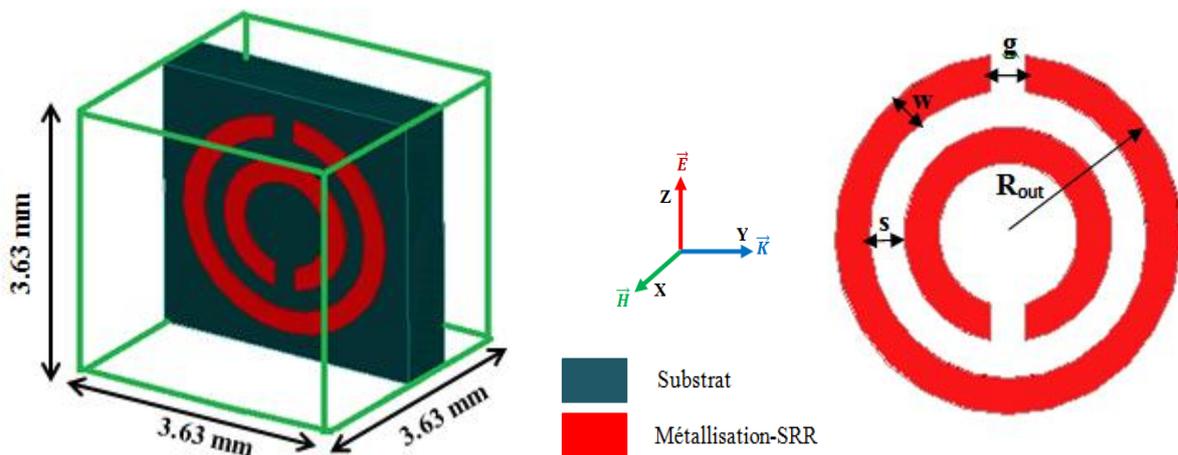
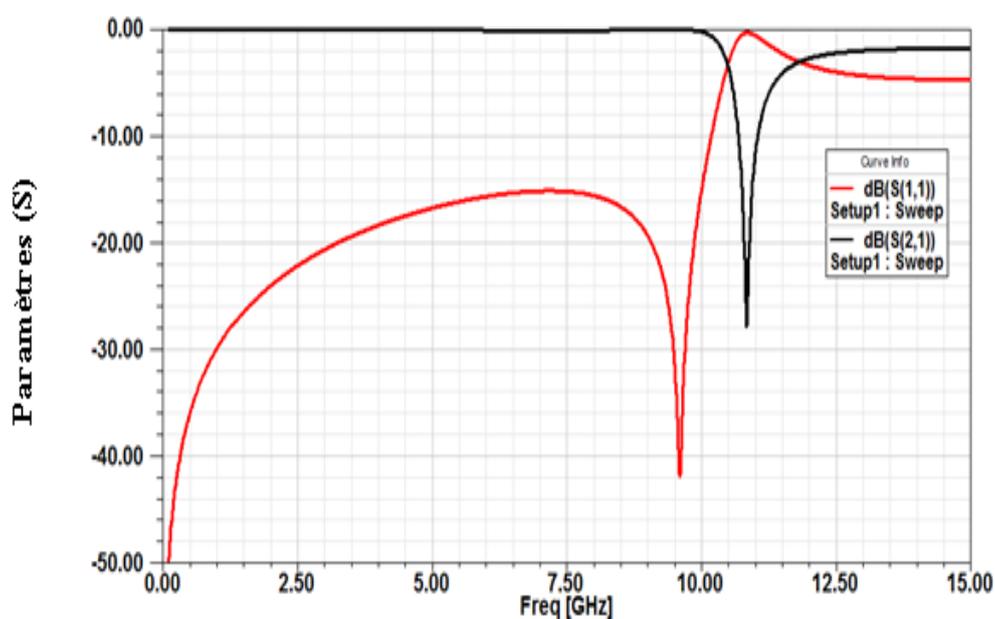


Figure II.7 : Représentation et dimensions d'une cellule d'un RAF circulaire,

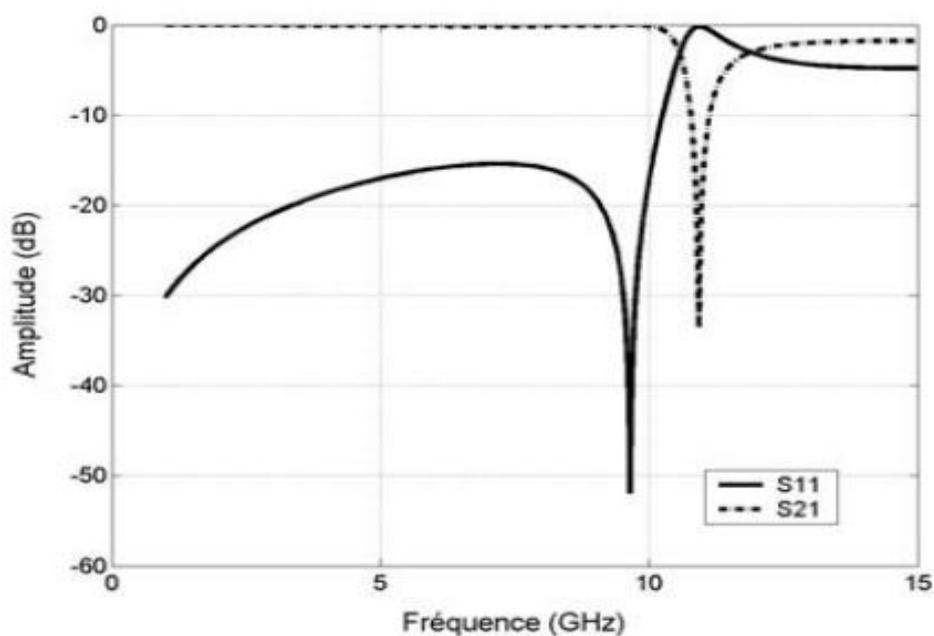
$$R_{out} = 1.5 \text{ mm}; g = s = w = 0.33 \text{ mm}.$$

La figure II.8.a présente les coefficients de transmission et de réflexion en dB, ces résultats sont obtenus à l'aide de logiciel HFSS [annexe A].

Cette structure présente une fréquence de résonance de 10.83 GHz et une transmission de -27.90 dB. Ces résultats sont en bon accord avec ceux de la référence [17] (figure II.8.b).



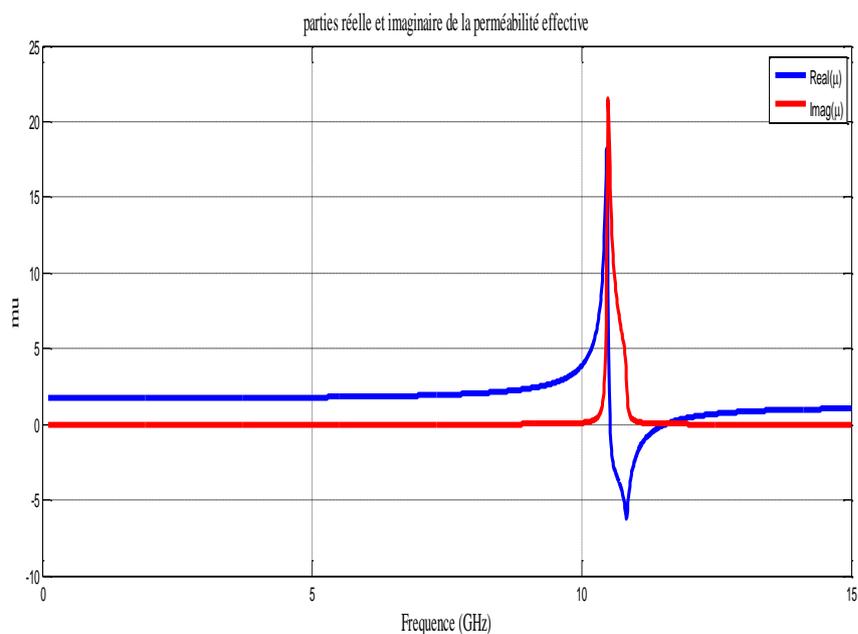
(a) Nos Résultats trouvés avec HFSS



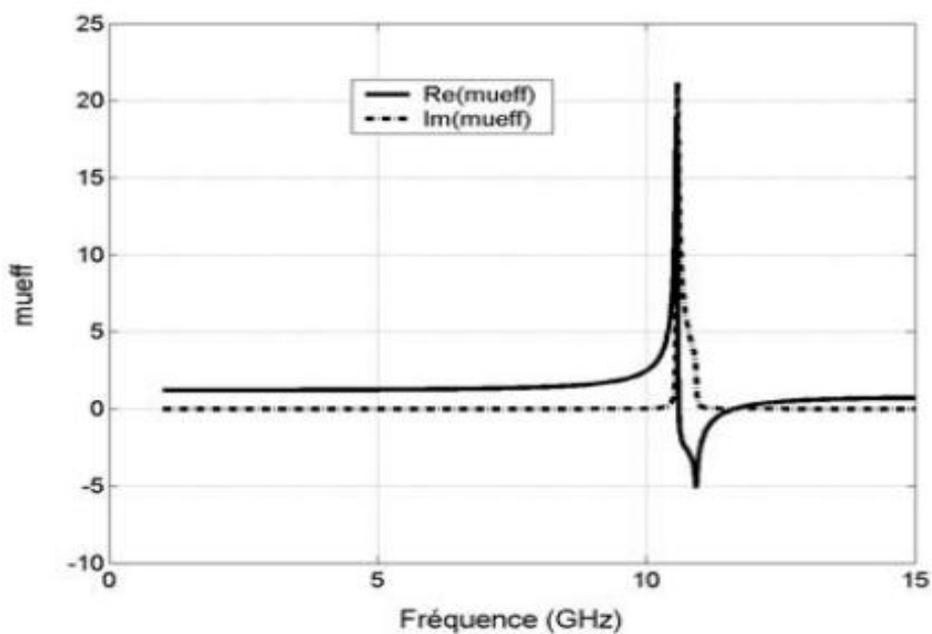
(b) Résultats de référence [17]

Figure II.8 : Simulations de RAF circulaire avec \vec{E} selon l'axe z. Coefficients de réflexion et transmission en dB.

La figure (II.9) présente respectivement les parties réelle et imaginaire de la perméabilité trouvées par le logiciel Matlab [annexe A] et par la référence [17], en remarque que la partie réelle de perméabilité effective prennent des valeurs variant de 0 à -6 autour de la résonance $f_{\text{res}} = 10.83$ GHz.



(a) Nos Résultats trouvés avec Matlab



(b) Résultats de la référence [17]

Figure II.9 : Simulations de RAF circulaire, parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective.

La même structure de la figure II.7 est maintenant simulée mais avec une polarisation des champs différente. Le champ \vec{E} est suivant l'axe y et le vecteur d'onde \vec{k} est selon l'axe z. Dans ce cas, la transmission présentée sur la figure II.10 est de l'ordre de -34.33 dB à la fréquence de 11,44 GHz.

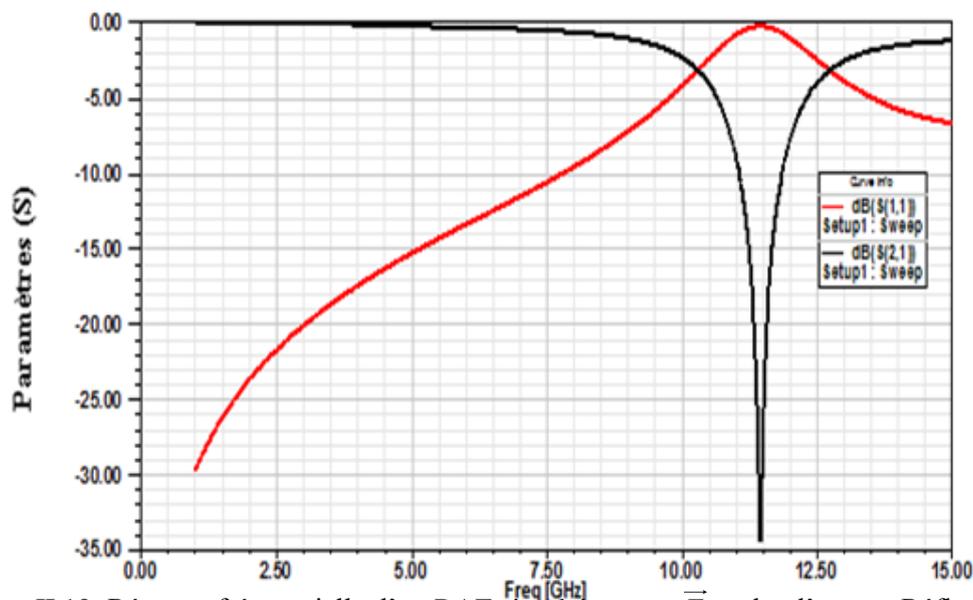


Figure. II.10: Réponse fréquentielle d'un RAF circulaire avec \vec{E} selon l'axe y : Réflexion et transmission en dB

La figure II.11 illustre les variations des parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective calculées à partir du modèle de réflexion-transmission. La partie réelle de la perméabilité $\text{Re}(\mu_{\text{eff}})$ du milieu est négative dans une bande très étroite autour de la fréquence de résonance 11.44 GHz.

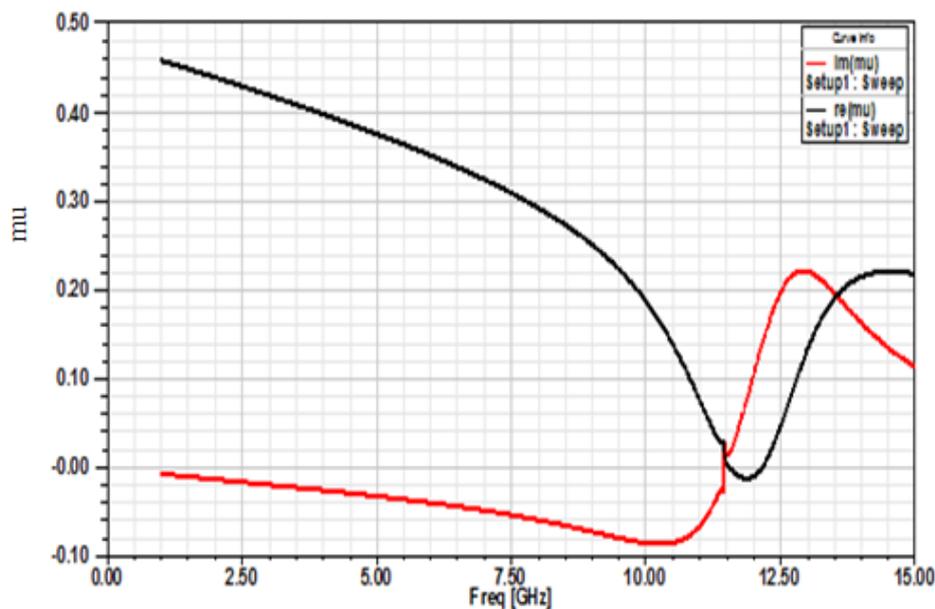


Figure II.11 : Simulations de RAF circulaire, Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective.

La cartographie du champ électrique dans le résonateur RAF circulaire pour la fréquence de 10.83 GHz est indiquée sur la figure II.12.

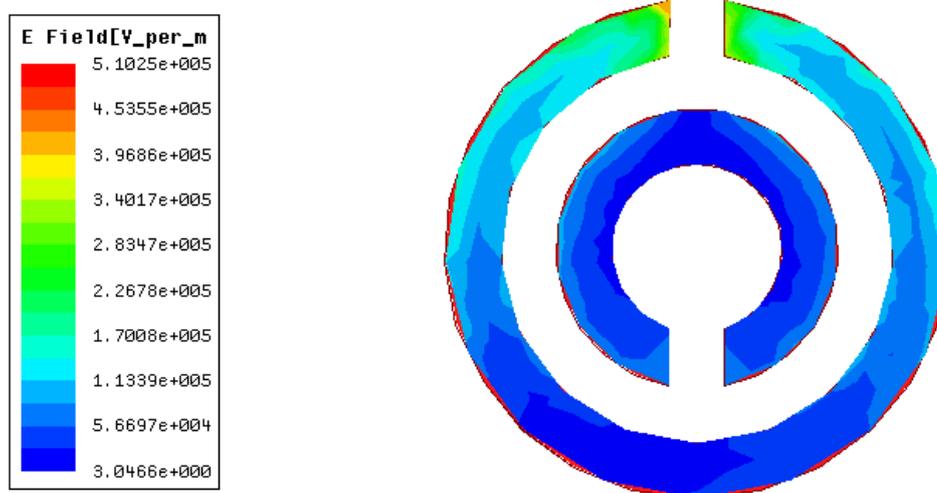


Figure II.12 : Cartographie du champ électrique d'un SRR Circulaire avec \vec{E} selon l'axe z.

Le champ électrique \vec{E} est concentré sur les bords des fentes et des anneaux, ce phénomène est dû à l'effet capacitif dans ces zones ce qui explique l'accumulation du champ électrique dans l'ouverture de l'anneau.

II.4.1.4 Étude paramétrique du RAF circulaire

Dans cette partie du chapitre, nous faisons varier la valeur de différentes dimensions du RAF circulaire afin de voir l'influence de chaque paramètre sur la réponse fréquentielle. Les paramètres qui régissent le comportement fréquentiel du RAF sont :

- La longueur de gap (g)
- L'espace entre les deux anneaux formant le RAF (s)
- Variation de la largeur de ruban du RAF (w)

Cette étude paramétrique est très intéressante car elle permet de mieux appréhender les contraintes de fabrication technologique vu les petites dimensions de la structure. En d'autres mots, nous saurons à quoi s'attendre en cas de non-respect des différentes dimensions lors de la fabrication de la structure.

✓ **L'influence de la longueur de gap (g):**

Dans cette partie, nous avons voulu estimer la sensibilité de la réponse fréquentielle du résonateur aux variations des dimensions physiques de la structure. Plusieurs simulations du résonateur ont été obtenues en changeant les dimensions de la structure arbitrairement. Parmi Les dimensions les plus critiques pour un résonateur RAF est la longueur du gap g.

La dimension de gap a été changée et nous avons regardé l'influence de ce paramètre sur la réponse fréquentielle. Nous avons effectué dans nos analyses, des variations pour la longueur du gap avec les pas suivants ($\pm 100 \mu\text{m}$) : 0.13 mm, 0.23 mm, 0.33 mm, 0.43 mm et 0.53 mm par exemple, autour de la valeur nominale 0.33 mm.

Les courbes représentées sur la figure suivante, montrent l'influence de cette longueur sur la réponse fréquentielle.

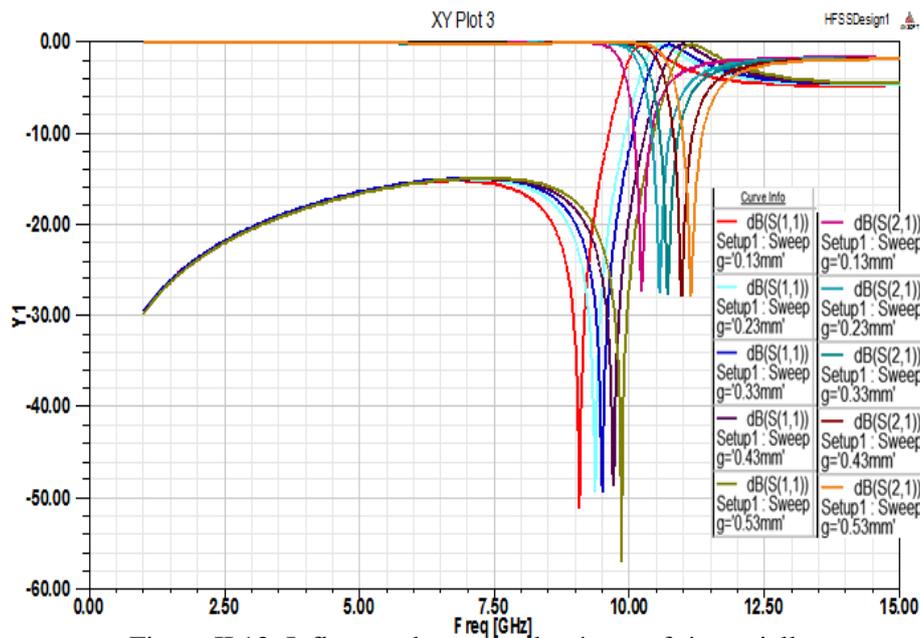


Figure II.13: Influence de gap sur la réponse fréquentielle

Il apparaît clairement d'après cette étude, qu'un changement du gap avec des différents pas mentionnés ci-dessus, donne relativement un léger décalage des bandes de fréquences et garde la même allure dans la bande passante.

✓ **L'espaceur entre les deux anneaux formant le RAF (S):**

L'étude suivante aborde la variation de l'espaceur entre les deux anneaux du RAF (s). Pour montrer l'influence de la position (s), nous avons analysé sa réponse pour différentes valeurs de distance s avec le même pas ($\pm 100 \mu\text{m}$): 0.13 mm, 0.23 mm, 0.33 mm, 0.43 mm et 0.53 mm.

La variation des paramètres de la matrice [S] en fonction de la fréquence pour ces différentes valeurs est montrée sur les graphes de la figure II.14.

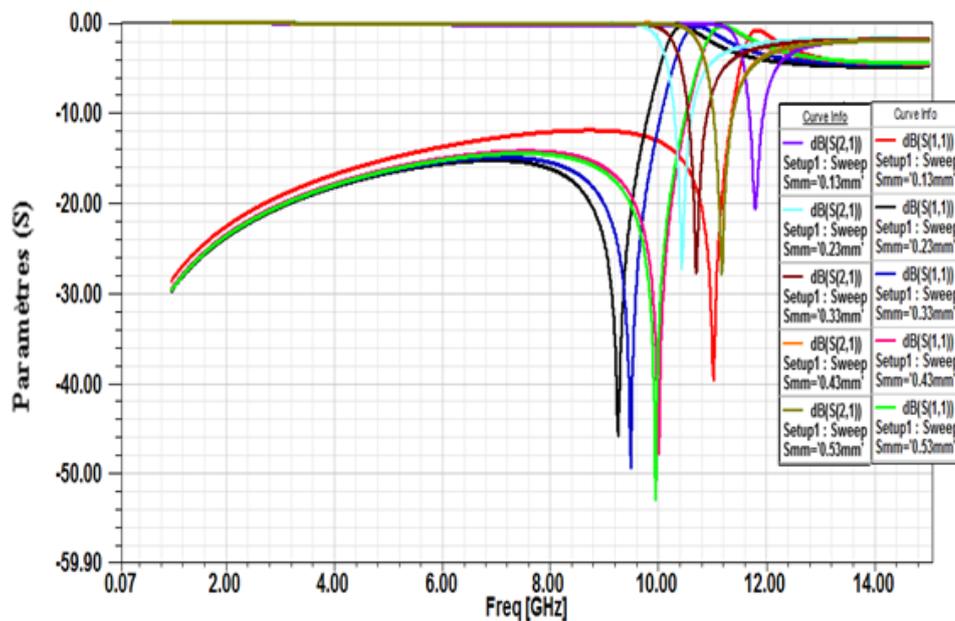


Figure II.14: Influence de l'espaceur entre les deux anneaux formant le RAF sur les coefficients de réflexion et de transmission en dB.

✓ **Variation de la largeur de ruban du RAF (w):**

Finalement, sur les courbes de la figure II.15, nous montrons l'influence de la largeur (w) sur la réponse fréquentielle du résonateur en anneau fendu. La valeur nominale utilisée sur la figure II.7 est de 0,33mm. Donc, afin de voir l'influence de la largeur sur le comportement fréquentiel du résonateur, les valeurs sont prises autour de la valeur nominale utilisée précédemment. Ces valeurs sont 0,13 mm, 0.23 mm, 0.33 mm, 0.43 mm et 0,53 mm.

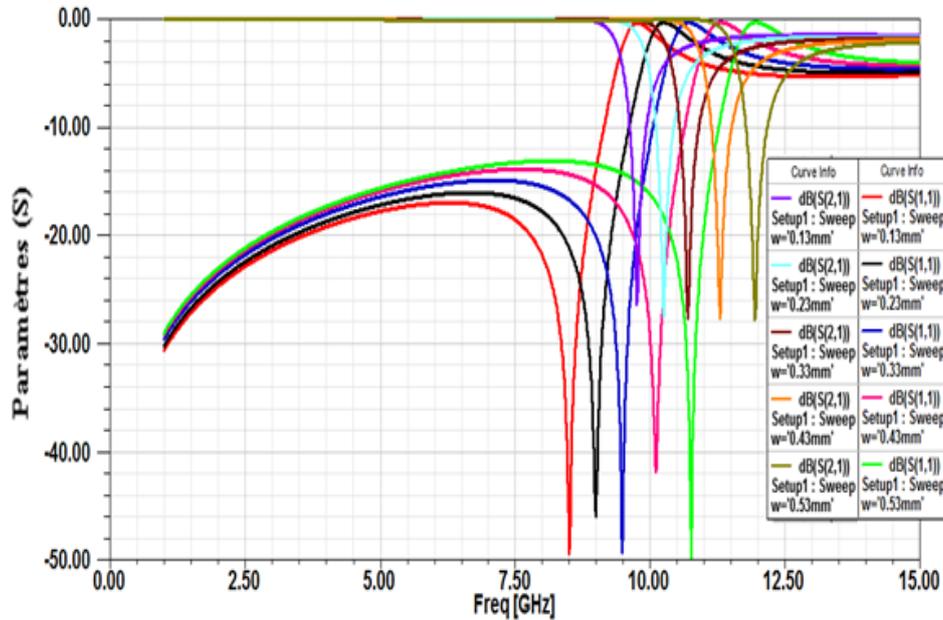


Figure II.15 : Variation de la largeur de ruban du RAF (w) sur la réponse fréquentielle du résonateur en anneau fendu

II.4. 2 Résonateur RAF carré

La figure II.16 montre le schéma d'un RAF carré et son circuit équivalent. L'application d'un champ magnétique externe du RAF carré induit une force électromotrice autour de ce RAF avec des courants induits passant d'un anneau à l'autre (Figure II.16), les anneaux métalliques contribuent avec une inductance L et des capacités réparties C_1 et C_2 , formant au niveau des deux gaps de la structure de RAF. Ce circuit équivalent comprend également les capacités d'espacement C_{g1} et C_{g2} formées à cause de l'existence des gaps dans les anneaux intérieure et extérieure, respectivement.

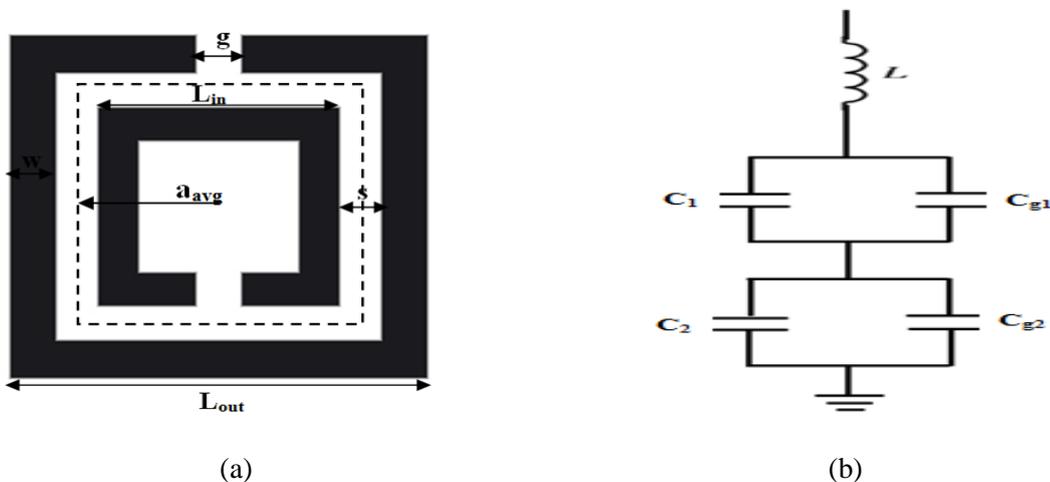


Figure II.16: (a) Topologie d'un résonateur en anneau fendu carré (b) Son circuit équivalent.

La fréquence de résonance f_0 du RAF carré est donnée par:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC_{eq}}} \quad (\text{II.15})$$

Où : C_{eq} est la capacité équivalente totale de la structure.

Encore une fois, à partir du circuit équivalent de la Figure II.16 (b), la capacité totale équivalente C_{eq} peut être évaluée comme suit [13] - [14] :

$$C_{eq} = \frac{(C_1 + C_{g1})(C_2 + C_{g2})}{(C_1 + C_{g1}) + (C_2 + C_{g2})} \quad (\text{II.16})$$

Puisque les gaps sont de dimensions identiques $g_1 = g_2 = g$, la capacité d'espacement $C_{g1} = C_{g2} = C_g$ et les capacités séries $C_1 = C_2 = C_0$.

L'équation (II.16) devient :

$$C_{eq} = \frac{(C_0 + C_g)}{2} \quad (\text{II.17})$$

Compte tenu de l'épaisseur du métal (t), des capacités de gap C_{g1} et C_{g2} peuvent être représentées par :

$$C_{g1} = C_{g2} = C_g = \frac{\epsilon_0 w t}{g} \quad (\text{II.18})$$

Où: w et t sont respectivement la largeur et l'épaisseur des anneaux métalliques, ainsi que ϵ_0 la permittivité de l'espace libre.

Les capacités réparties C_1 et C_2 sont également en fonction des dimensions de gap $g_1 = g_2 = g$ et le rayon moyen de l'anneau a_{avg} , comme indique l'équation suivante:

$$C_0 = C_1 = C_2 = (4a_{avg} - g) C_{pul} \quad (\text{II.19})$$

$$a_{avg} = \frac{L_{out}}{2} - w - \frac{s}{2} \quad (\text{II.20})$$

C_{pul} est la capacité par unité de longueur et elle est calculée comme suit:

$$C_{pul} = \frac{\sqrt{\epsilon_e}}{c_0 Z_0} \quad (\text{II.21})$$

Où : $c_0 = 3 \times 10^8$ m/s est la vitesse de la lumière dans l'espace libre, ϵ_e est la permittivité effective et Z_0 est l'impédance caractéristique de la ligne.

La permittivité effective peut être calculée par : [13] - [14]

$$\varepsilon_e = 1 + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{k(k')k(k_1)}{k(k)k(k_1)} \quad (\text{II.22})$$

$$k = \frac{w/2}{(w/2) + s} \quad (\text{II.23})$$

$$k_1 = \frac{\sinh(\pi a / 2h)}{\sinh(\pi b / 2h)} \quad (\text{II.24})$$

h est l'épaisseur de substrat de la cellule RAF.

$$a = \frac{w}{2} \quad (\text{II.25})$$

$$b = \frac{w}{2} + s \quad (\text{II.26})$$

$$k' = \sqrt{1 - k^2} \quad (\text{II.27})$$

$k(k)$ est une fonction elliptique complète du premier type et $k(k')$ est sa fonction complémentaire. Une expression approximative pour $k(k) / k(k')$ est donnée par :

$$\frac{k(k)}{k(k')} = \left[\frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{k'}}{1 - \sqrt{k'}} \right) \right]^{-1} \quad \text{Pour } 0 \leq k \leq 0.7 \quad (\text{II.28})$$

$$\frac{k(k)}{k(k')} = \frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{k}}{1 - \sqrt{k}} \right) \quad \text{Pour } 0.7 \leq k \leq 1 \quad (\text{II.29})$$

L'impédance caractéristique Z_0 est donnée comme suit :

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_e}} \frac{k(k)}{k(k')} \quad (\text{II.30})$$

Substituer les valeurs de C_0 et C_g dans l'équation (II.17), nous obtenons :

$$C_{eq} = \left(2a_{avg} - \frac{g}{2} \right) C_{pul} + \frac{\varepsilon_0 w h}{2g_1} \quad (\text{II.31})$$

L'inductance "L" est donnée par la formule suivante [15]-[16]:

$$L = \frac{\mu_0 s}{w} [L_{out} + L_{in}] \quad (\text{II.32})$$

μ_0 est la perméabilité du vide égal à 1.256×10^{-6} [m.kg.s⁻².A⁻²]

II.4.2.1 Schéma équivalent sous ADS

La figure II.17 montre le schéma équivalent sous logiciel ADS d'un résonateur en anneaux fendu sous forme carré. Les éléments localisés L et C sont calculés à

partir des équations suivantes : (II. 19), (II.31) et (II.32). Les résultats de ce calcul sont indiqués sur le tableau suivant:

L_{out} (mm)	3	C_g (fF)	0.3
L_{int} (mm)	1.68	C_0 (fF)	86
S (mm)	0.33	L (nH)	6
g (mm)	0.33	f_r (GHz)	9.88
h (mm)	0.81		

Tableau II.2: Dimensions du résonateur à anneau fendu carré

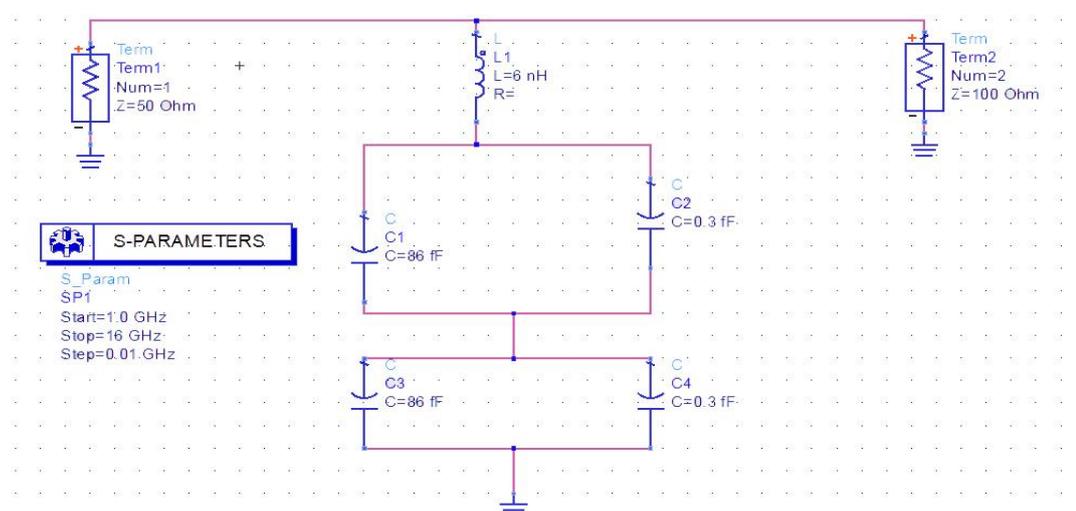


Figure II.17 : Schéma équivalent de résonateur RAFC de la figure II.16 sous logiciel ADS

La réponse en fréquence obtenue par ce modèle équivalent en éléments localisés, simulé avec le logiciel ADS, est présentée sur la figure II.18. La réponse satisfait aux spécifications souhaitées.

Le résultat obtenu présente une transmission de - 48 dB à la fréquence de résonance $f_{rés} = 9.88$ GHz.

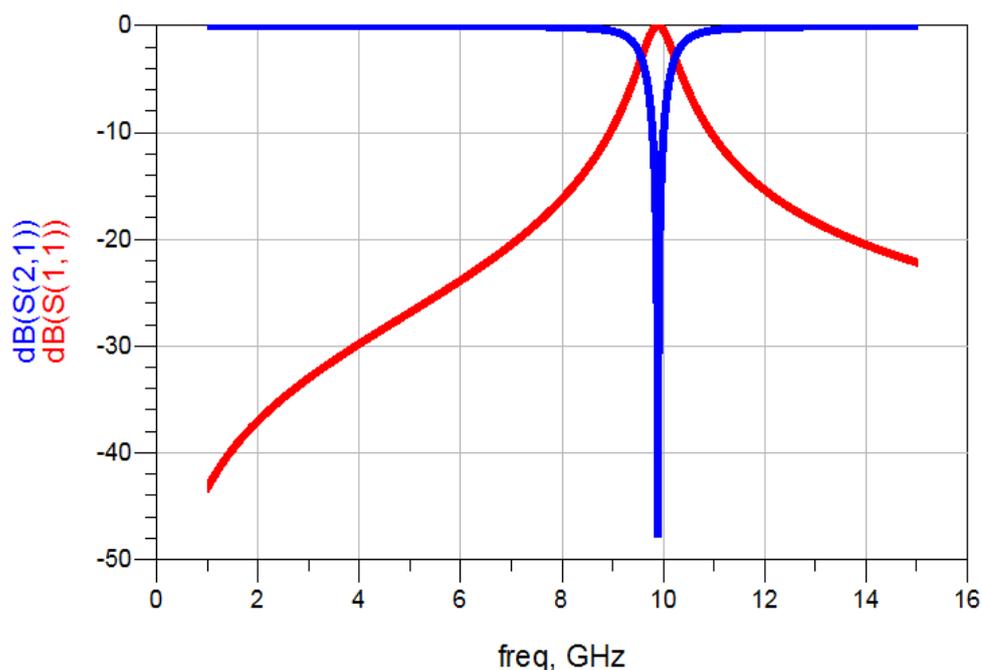


Figure II.18 : Réponse idéale du circuit équivalent de la figure II.17 sous le logiciel ADS

II.4.2.2 Conception électromagnétique de la cellule RAF Carrée

Le résonateur en Anneau Fendu (RAF) est destiné à fonctionner dans la bande de fréquence [1-15] GHz. Pour la simulation, le RAF Carré est déposé sur le même substrat précédent. Il est placé dans un guide ou dans une boîte de radiation afin d'extraire les valeurs de sa perméabilité à partir des deux coefficients de réflexion et de transmission comme est décrit précédemment. Pour la simulation d'un réseau RAFs, les conditions de murs électrique et magnétique sont appliquées selon les axes y et x respectivement et la propagation se fait selon l'axe z.

Une seule couche de la structure est considérée pour la propagation de l'onde électromagnétique. Le champ magnétique doit être parallèle à l'axe des anneaux afin d'assurer une activité magnétique dans le RAF. La géométrie et les dimensions de résonateur RAF carré sont illustrées sur la figure II.19.

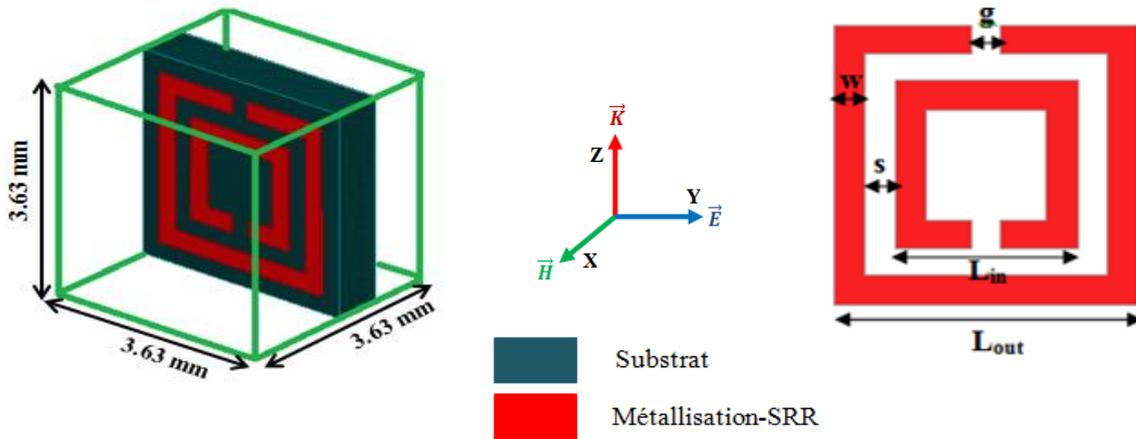
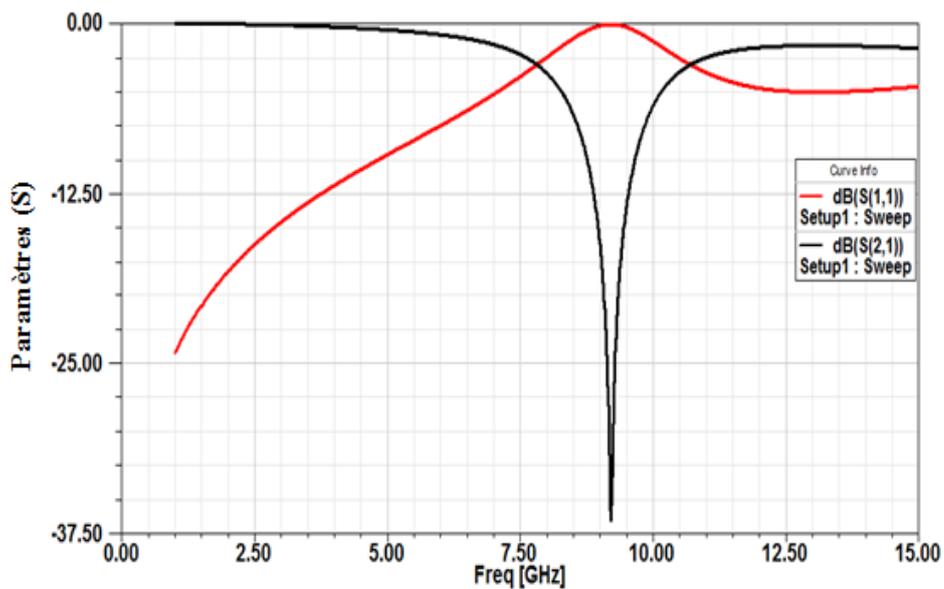


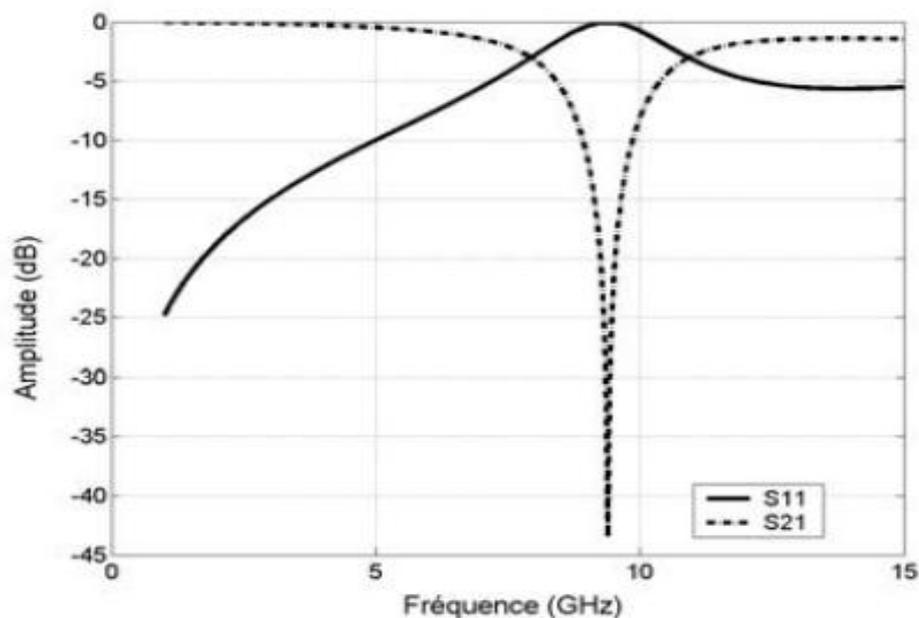
Figure II.19 : Topologie et dimensions du RAF carré,

$$L_{out}=3 \text{ mm}, L_{in}=1.68 \text{ mm}, w = s = g = 0.33\text{mm}$$

Dans notre travail, nous nous intéressons tout particulièrement au paramètre effectif des structures étudiées. Ce paramètre effectif ‘perméabilité’ doit être extrait à partir des formules analytiques sous Matlab, en utilisant les coefficients de réflexion et transmission complexes de RAF simulé avec le logiciel HFSS. La figure II.20.a montre l’évolution des coefficients de réflexion S_{11} et de transmission S_{21} en fonction de la fréquence. Ces résultats sont en bon accord avec ceux de la référence [17], qui sont présentés sur la figure II.20.b.



(a) Nos Résultats trouvés avec HFSS

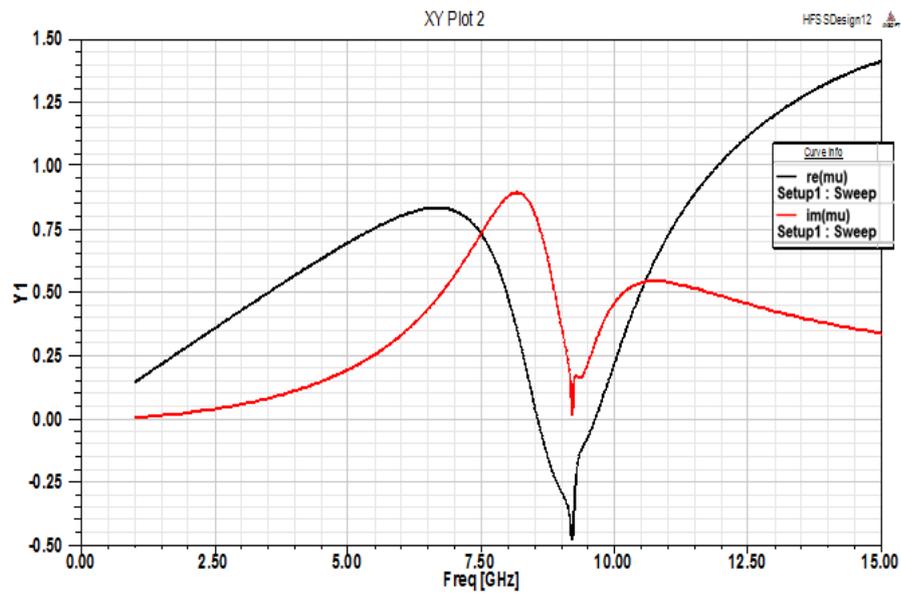


(b) Résultats de référence [17]

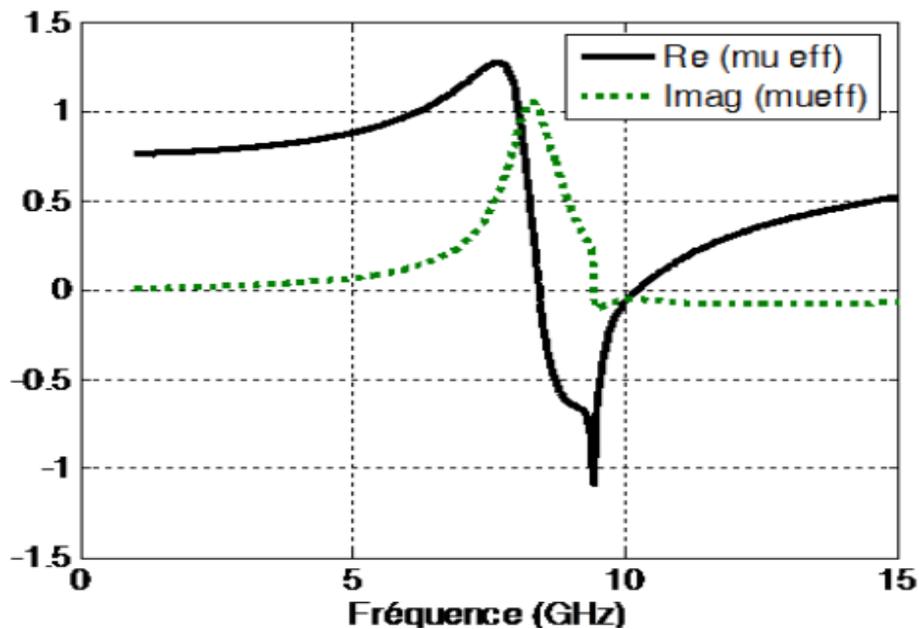
Figure II.20 : Simulations de RAF carré avec \vec{E} selon l'axe y, coefficient de réflexion et Transmission en dB.

Dans ce cas, nous remarquons que le RAF que nous avons conçu, présente une transmission égale de -36.53 dB pour une fréquence de 9.20 GHz dans le cas où le champ \vec{E} est orienté selon l'axe y. Cette fréquence correspond à la fréquence de résonance du RAF.

Les parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective en fonction de la fréquence du RAF Carré sont illustrées sur la figure II.21.a. Ces résultats sont calculés avec le logiciel HFSS en exploitant les formules d'extraction précédentes et ils sont en cohérence avec les résultats tirés de la référence [17] (Figure II.21.b).



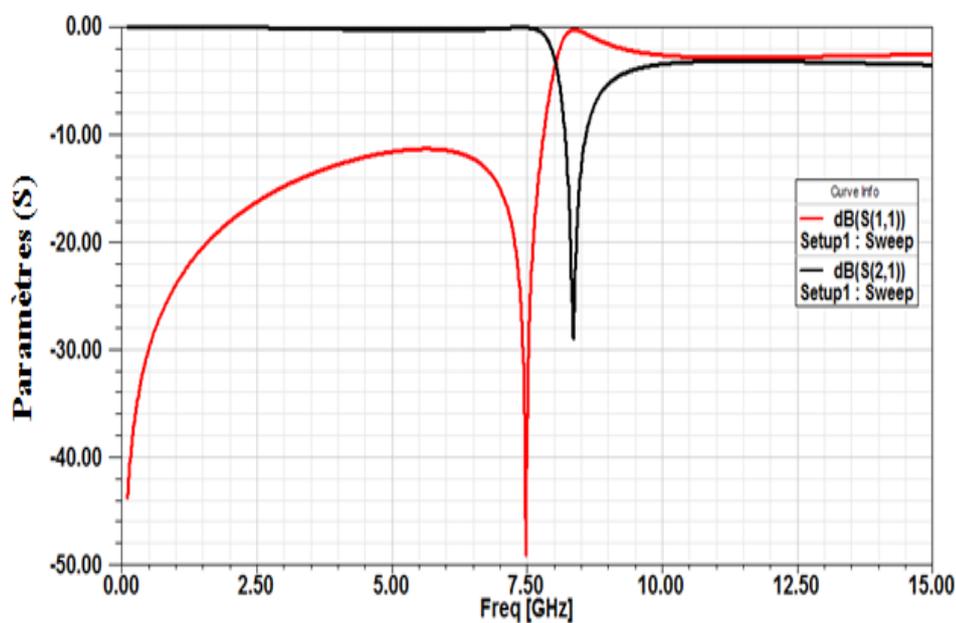
(a) Nos Résultats trouvés avec HFSS



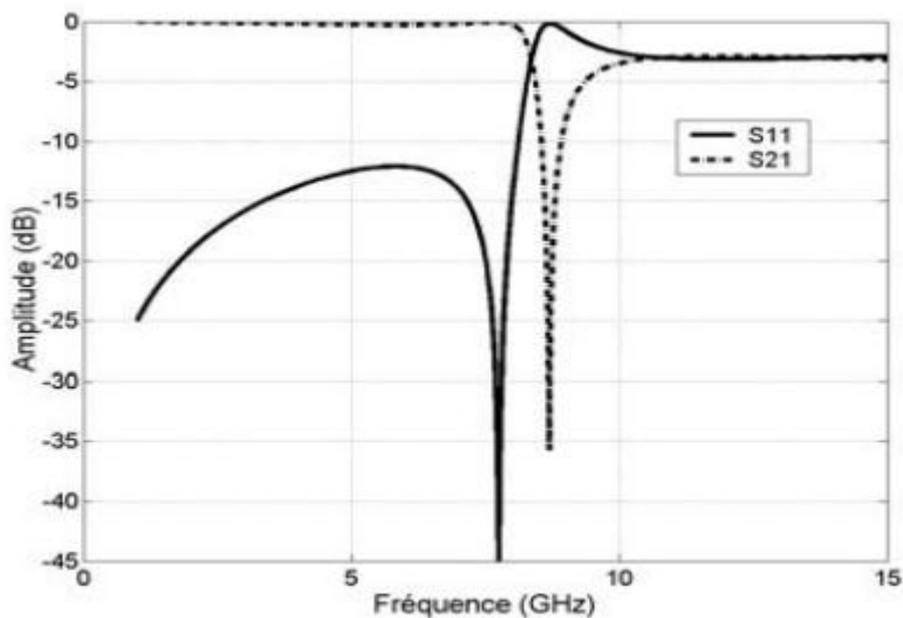
(b) Résultats de référence [17]

Figure II.21 : Simulations de RAF carré, parties réelle et imaginaire de la perméabilité

Le deuxième cas consiste à polariser le champ \vec{E} de sorte à ce qu'il soit selon l'axe Z et le vecteur d'onde \vec{k} selon l'axe Y . La figure II.22-a présente les coefficients de réflexion et de transmission en dB et montre une fréquence de résonance $f_{\text{rés}}$ à 8,35 GHz avec une transmission de l'ordre de -29 dB. Ces résultats sont en bonne cohérence avec ceux obtenus avec la référence [17] (figure II.22-b).



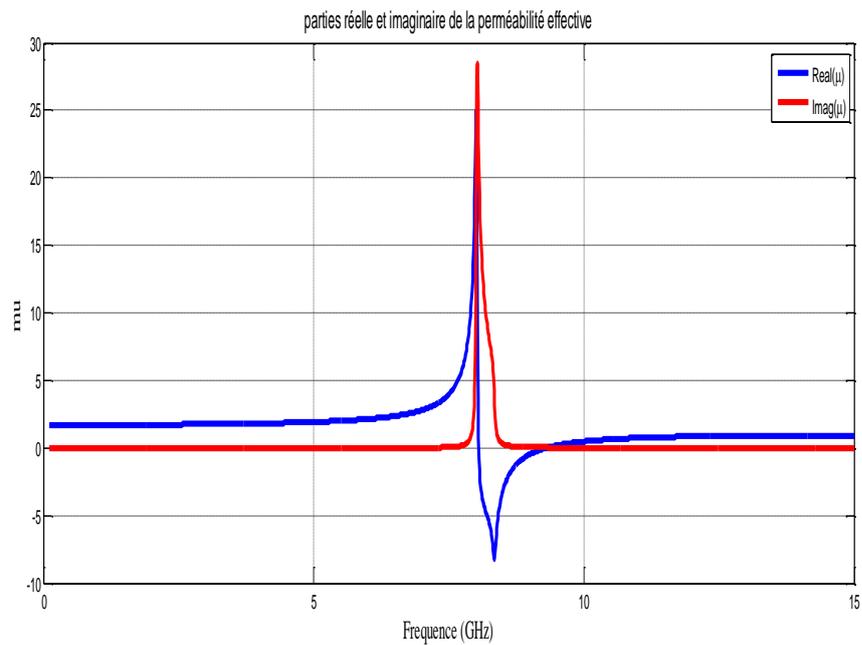
(a) Nos Résultats trouvés avec HFSS



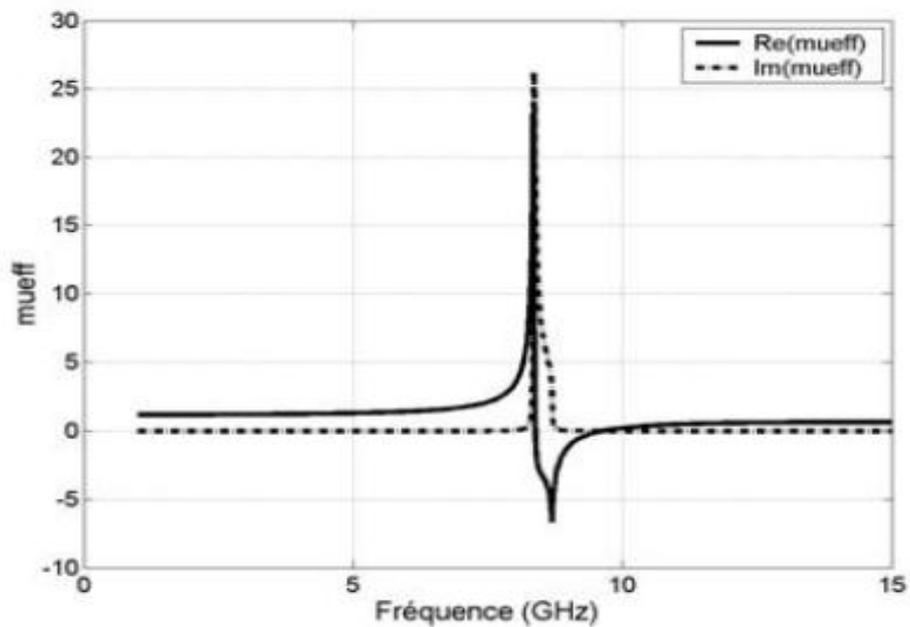
(b) Résultats de référence [17]

Figure II.22 : Simulations de RAF carré avec E selon l'axe z, coefficient de réflexion et transmission en dB

Les parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective en fonction de la fréquence du RAF carré sont illustrées sur la figure II.23.a. Ces résultats sont calculés avec le logiciel Matlab en exploitant les formules d'extraction précédentes et ils sont en cohérence avec les résultats tirés de la référence [17] (Figure II.23.b).



(a) Nos Résultats trouvés avec Matlab



(b) Résultats de référence [17]

Figure II.23 : Simulations de RAF carré, parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective

Dans la figure (II.23.a), la partie réelle de la perméabilité est négative dans une bande étroite de fréquences autour de la résonance 8.35 GHz. Elle prend des valeurs variant de 0 à -8.16. En dehors de cette bande, $\text{Re}(\mu_{\text{eff}})$ est positive.

La distribution du champ électrique dans le résonateur RAF carré pour la fréquence de 8.35 GHz est indiquée sur la figure II.24.

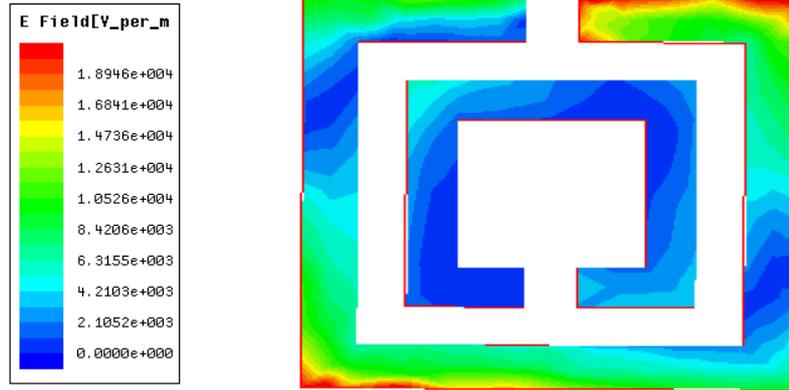


Figure II.24: Cartographie du champ électrique d'un RAF carré avec \vec{E} selon l'axe z

II.4.3 La cellule RAF en U

Dans la suite de ce travail, nous nous intéressons par la conception d'un RAF en U noté RAF-U. Comme dans les cas précédents, les mêmes conditions de périodicité sont appliquées. La structure est composée d'un conducteur en forme U déposé sur une face du substrat comme le montre la figure II.25.

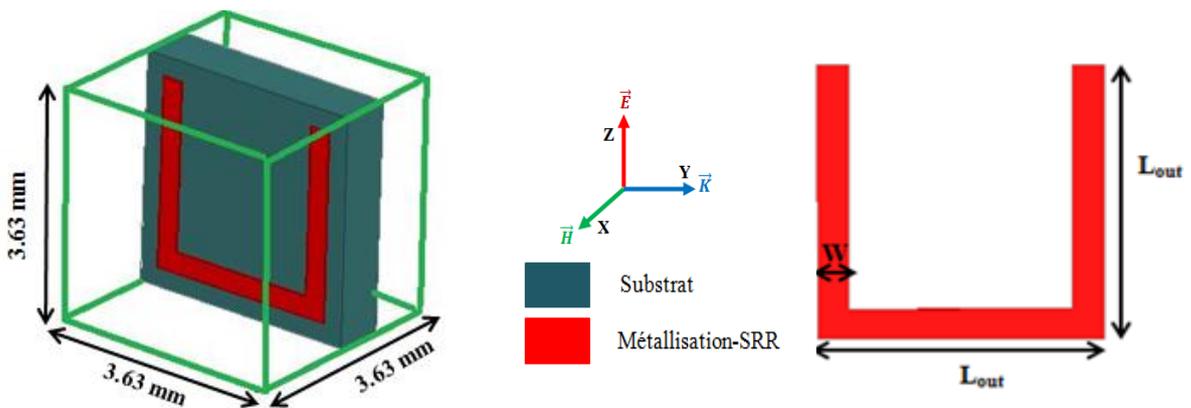


Figure II.25: Configuration de la cellule de RAF-U : Représentation et dimensions
($L_{\text{out}} = 3 \text{ mm}$, $w = 0.33 \text{ mm}$)

Le substrat est de type ROGERS R04003C qui présente une permittivité relative de 3.38, un angle de pertes $\tan \delta = 0.0027$ et une épaisseur de 0,81 mm.

Pour la simulation, nous nous étudions seulement le cas où le champ électrique \vec{E} est polarisé suivant l'axe z et le vecteur d'onde \vec{K} est suivant l'axe y. Les coefficients de transmission et de réflexion tirés au moyen de HFSS sont présentés dans la figure II.26.

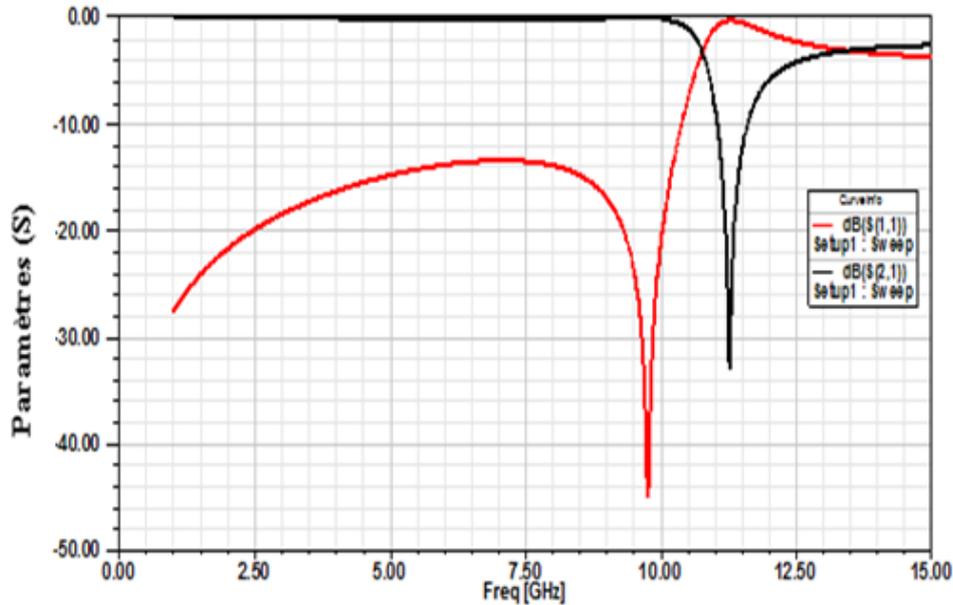


Figure II.26 : Structure de RAF U : Coefficients de réflexion et transmission en dB

Nous pouvons noter qu'à la fréquence de résonance $f_{rés}=11.26$ GHz, le RAF en U présente une transmission de -32,93 dB.

La figure II.27 présente les parties réelle et imaginaire de la perméabilité. En remarque que la partie réelle prend la valeur minimale de -5,73, pour une fréquence proche de résonance.

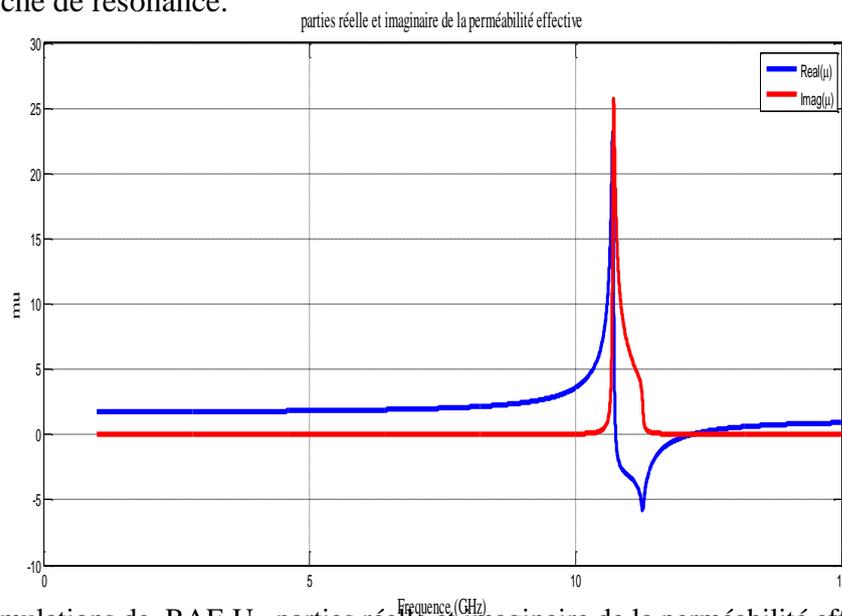


Figure II.27: Simulations de RAF-U, parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective.

II.4.4 La cellule RAF E interdigité

Nous avons ensuite proposé la conception d'un nouvel résonateur en forme E interdigité qui permet d'avoir un indice de réfraction négatif autour de sa fréquence de résonance. Les différentes dimensions du résonateur interdigité pour un fonctionnement en bande [1 -15] GHz sont données sur la figure II.28.

Nous appliquons les mêmes conditions aux limites pour simuler cette structure avec le logiciel HFSS.

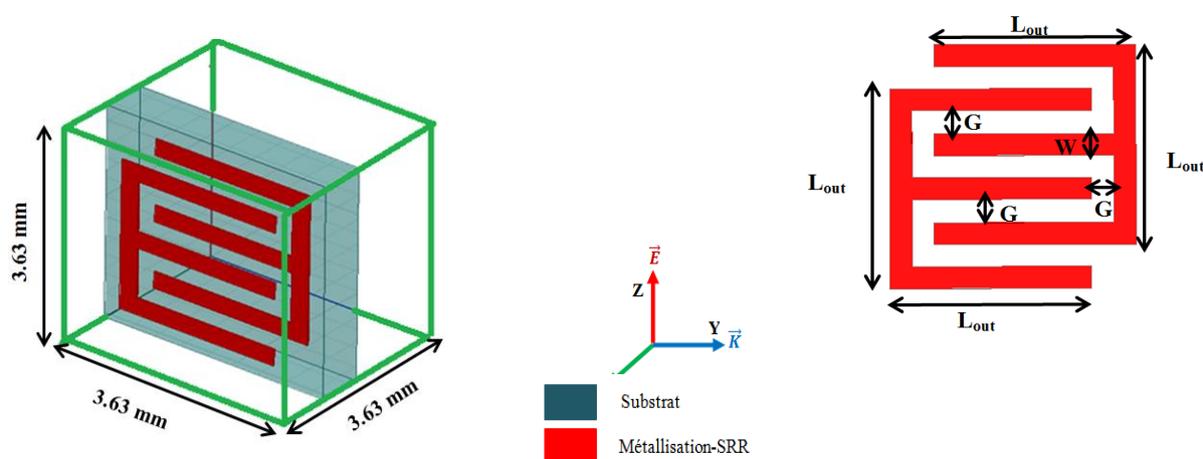


Figure II.28: Représentation et dimensions d'une unité de cellule du RAF-E interdigité
($L_{out} = 3 \text{ mm}$; $w = 0.33 \text{ mm}$; $G = 0.33 \text{ mm}$)

Ce résonateur est gravé sur le même substrat que le résonateur précédent.

Les coefficients de réflexion S_{11} et de transmission S_{21} du résonateur interdigité obtenus au moyen de logiciel HFSS sont présentés sur la figure II.29.

Nous remarquons que le résonateur présente une transmission de -33.50 dB. pour la fréquence de résonance 9.50 GHz .

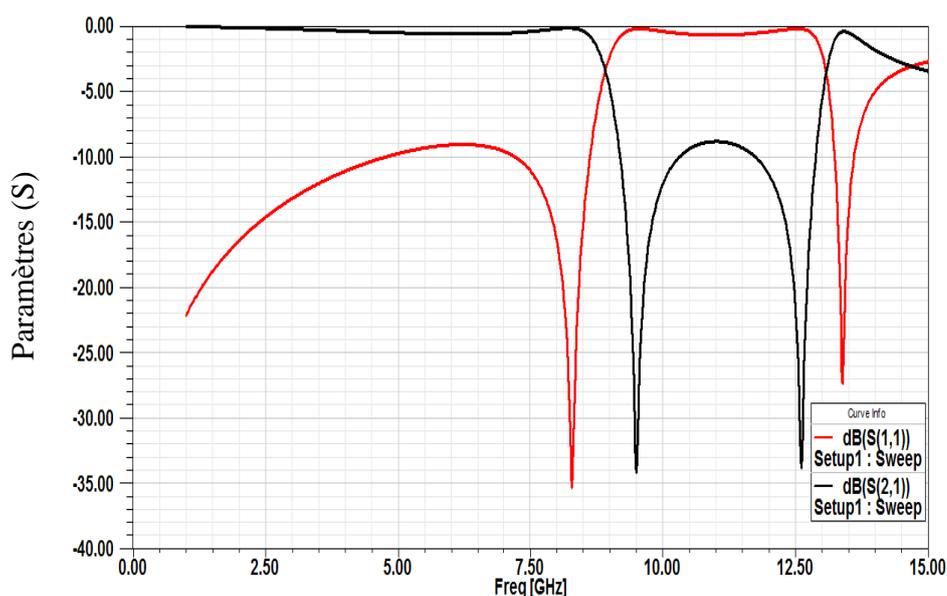


Figure. II.29: Simulations de RAF- E interdité avec E selon l'axe z : Réflexion et transmission en dB

La figure II.30 illustre les variations des parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective calculée. On peut noter qu'à la résonance ($f_{rés} = 9,50$ GHz), la partie réelle de la perméabilité est négative dans une bande de fréquences autour de la résonance et prend des valeurs variant de 0 à -15. En dehors de cette bande, $\text{Re}(\mu_{\text{eff}})$ est positive.

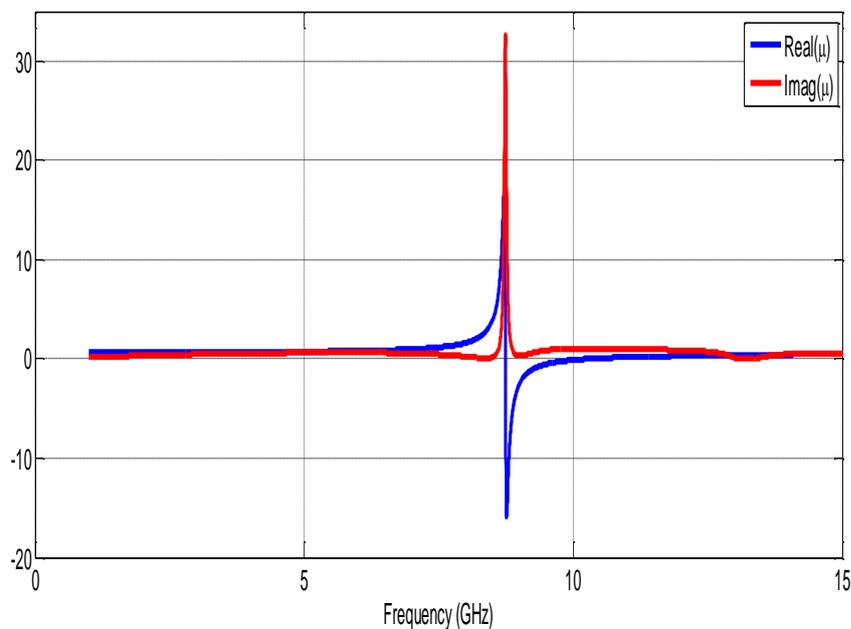


Figure II.30: Simulations de RAF-E interdité, Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective

II.5 RESONATEUR A ACTIVITE ELECTRIQUE

Ce sont des métamatériaux qui ont un comportement électrique et qui sont susceptibles de présenter une permittivité négative dans un spectre donné, ils sont appelé aussi « résonateur à activité électrique ». Ils ont été largement inspirés par la physique des plasmas. Ces structures se comportent comme des dipôles électriques qui gouvernent la propagation des ondes électromagnétiques [1].

II.5.1 Tiges continues

Nous supposons qu'une onde se propage dans le plan du réseau avec des champs électrique et magnétique respectivement parallèle et perpendiculaire à l'axe des fils.

Les tiges ont une largeur de $W = 0,33$ mm correspondant à la taille de l'ouverture des résonateurs à activité magnétique. Notons toutefois que sur la figure II.31, la longueur des tiges est de 3,63 mm correspondant à la hauteur de la boîte de rayonnement.

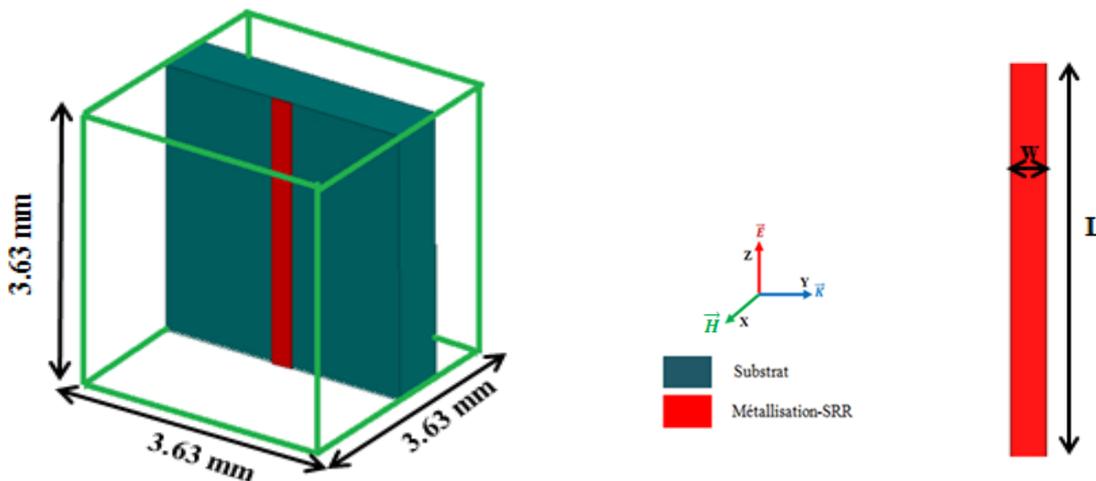


Figure II.31: Représentation et dimensions d'une unité de cellule de la tige

Cette structure a été simulée avec le logiciel HFSS. Les paramètres S_{11} et S_{21} sont présentés sur la figure II.32.

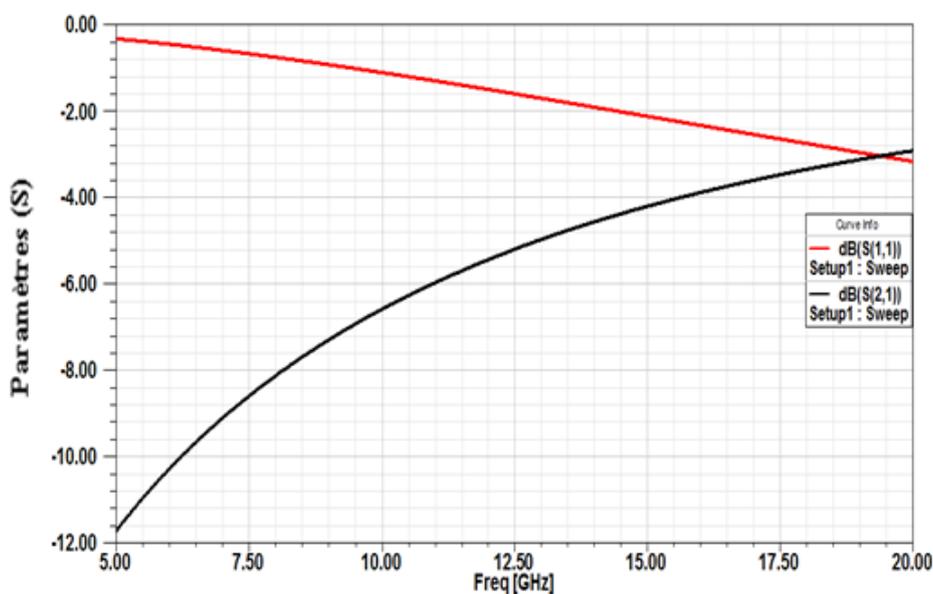


Figure II.32: Simulation d'une tige métallique, coefficients de transmission et réflexion en dB avec \vec{E} selon l'axe z.

Sur la figure II.32, nous notons que la fréquence de plasma ou de coupure est de 19.5GHz pour la transmission de type passe-haut. Cette figure tend vers l'évolution décrite par le modèle de Drude car l'on peut observer qu'en dessous de la fréquence de plasma, il y a une réjection totale des signaux ; et au-dessus de cette fréquence, il existe une zone de transparence.

La figure II.33 illustre les variations de la partie réelle et imaginaire de la permittivité effective, associée à la tige, calculées par la méthode d'extraction à partir de la matrice [S].

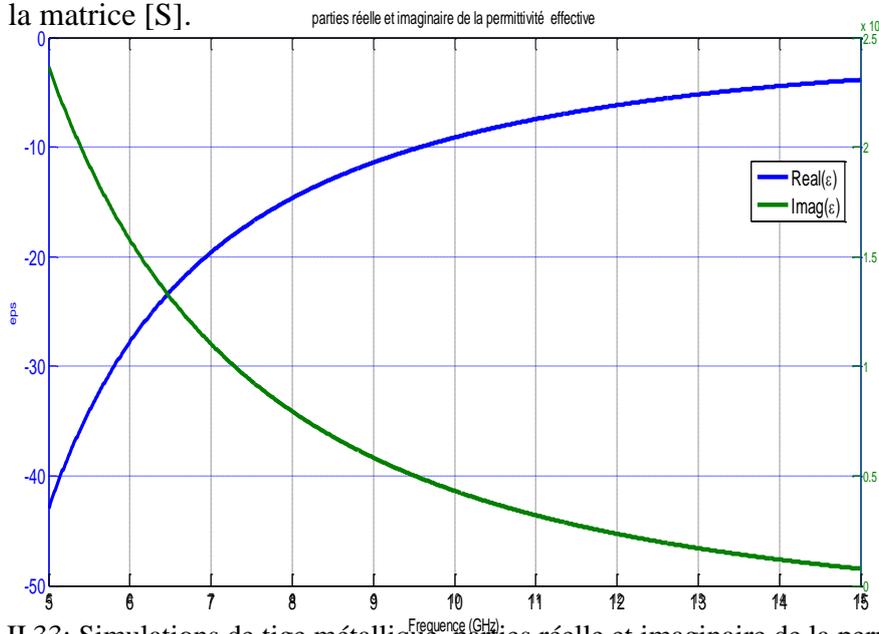


Figure II.33: Simulations de tige métallique, parties réelle et imaginaire de la permittivité effective.

En ce qui concerne la permittivité effective (figure II.33), $\text{Re}(\epsilon_{\text{eff}})$ est négative dans la bande [5 - 15] GHz.

II.5.2 Résonateur ELC

En 2006, les résonateurs électriques (ELC) ont été proposés comme alternative aux tiges métalliques de Pendry pour produire des milieux à permittivité négative [18]. Ce résonateur est illustré sur la figure II.34. En appliquant un champ électrique parallèle au plan de la capacité formée par le gap central, seule cette dernière couple avec le champ électrique, inversement au RAF de Pendry où l'élément inductif couple avec le champ magnétique. La symétrie du résonateur ELC implique la présence à la fois d'un couplage à un champ électrique et d'un couplage à un champ magnétique. Cependant la symétrie des deux boucles inductives équivalentes mais opposées permet d'annuler le couplage magnétique de la structure, ce qui justifie la réponse purement électrique d'un tel résonateur. Pour examiner les performances du résonateur ELC, les propriétés électromagnétiques de ces structures sont analysées numériquement en appliquant les conditions périodiques adéquates.

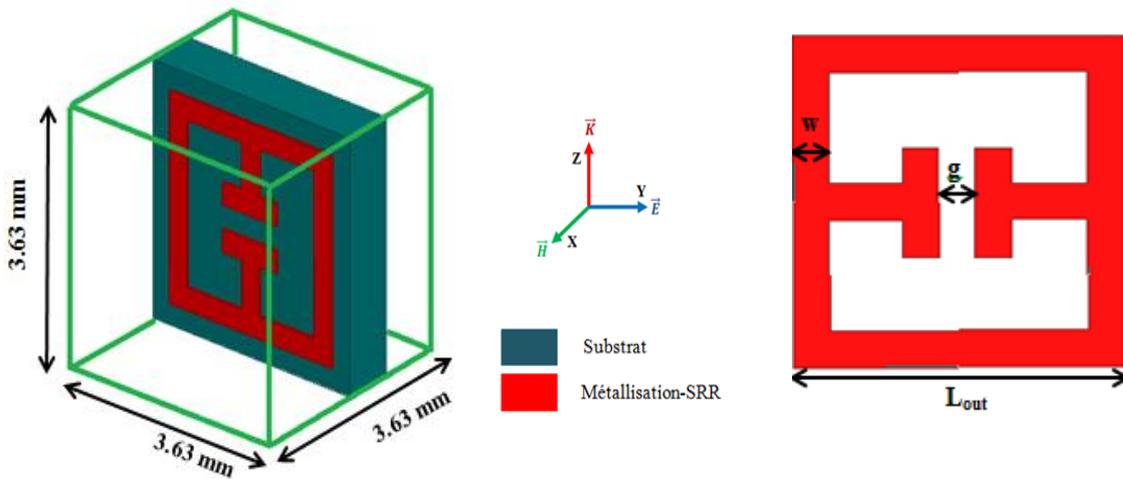


Figure II.34: Représentation et dimensions du résonateur ELC

$$W = g = 0.33\text{m}; L_{out} = 3\text{mm}$$

La figure II.35 présente l'allure des coefficients de transmission et de réflexion associés au résonateur ELC. Nous constatons que le résonateur présente une résonance à 15.45 GHz dont la forme est celle d'un filtre réjecteur de bande.

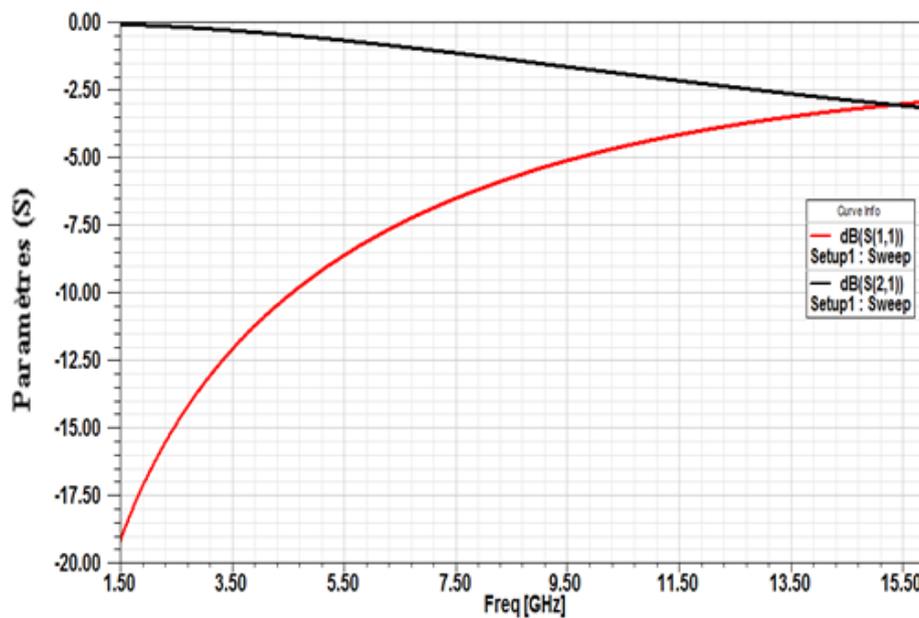


Figure II.35: Résonateur ELC, Coefficients de réflexion et de transmission en dB

Les parties réelle et imaginaire de la permittivité effective sont présentées dans la figure II.36. On constate que la partie réelle de la permittivité est toujours négative alors que la partie imaginaire est nulle.

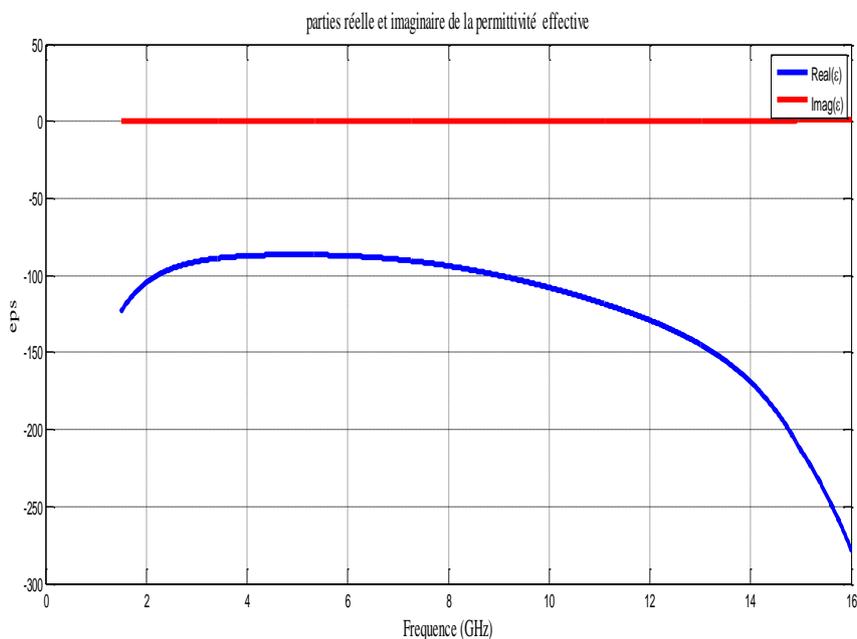


Figure II.36: Parties réelle et imaginaire de la permittivité effective de résonateur ELC

II.5.3 Résonateur en double S

L'introduction de ce type de résonateur électrique s'était à l'origine pour des structures périodiques et pour des structures à BIP. Plusieurs travaux ont été fondés pour ce type de résonateur par Burokur et al. [17], par Thibout et al. [19] et par S. Anantha et al. [20].

Le résonateur en S est composé de deux lignes microrubans, chaque ligne est placée sur une face du substrat diélectrique comme le montre la figure II. 37. Parmi les caractéristiques de ce résonateur qu'on ne peut pas les trouver chez d'autres structures, sa susceptibilité d'avoir une double résonance électrique et magnétique, il présente les propriétés nécessaires d'un matériau main gauche et il présente aussi une perméabilité, une permittivité et un indice de réfraction négatif à la fois.

Pour la simulation, comme nous avons vue précédemment, les conditions de périodicité et les conditions de murs magnétiques et électriques sont appliquées sur les axes x et y et la propagation est suivant l'axe z . Le champ magnétique doit être perpendiculaire au plan des résonateurs afin d'assurer une activité magnétique.

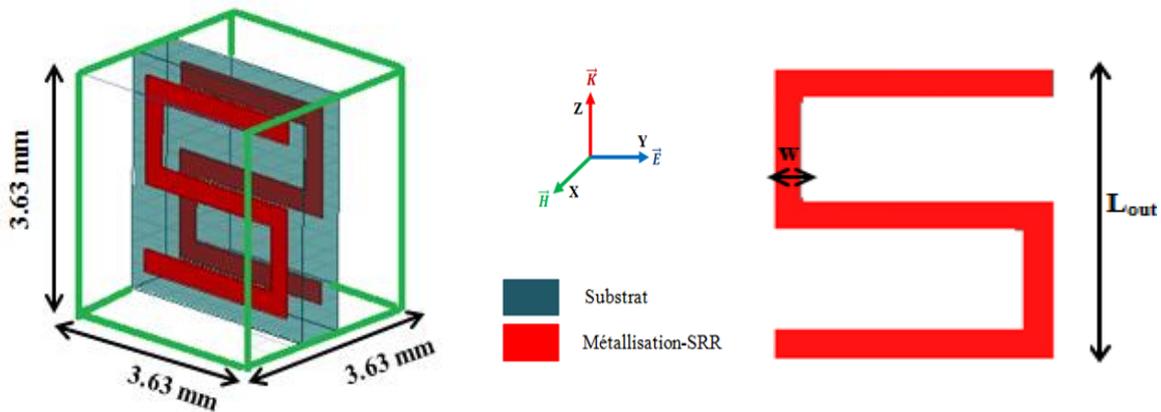


Figure II.37: Représentation et dimensions d'une unité de cellule du résonateur en double « S ».

L'analyse fréquentielle des paramètres S_{ij} (réflexion et transmission) montre un pic d'absorption à la fréquence 8 GHz et un autre pic à la fréquence 15.72 GHz, comme indique la figure II. 38. Cette résonance est suite à l'effet capacitif de la structure

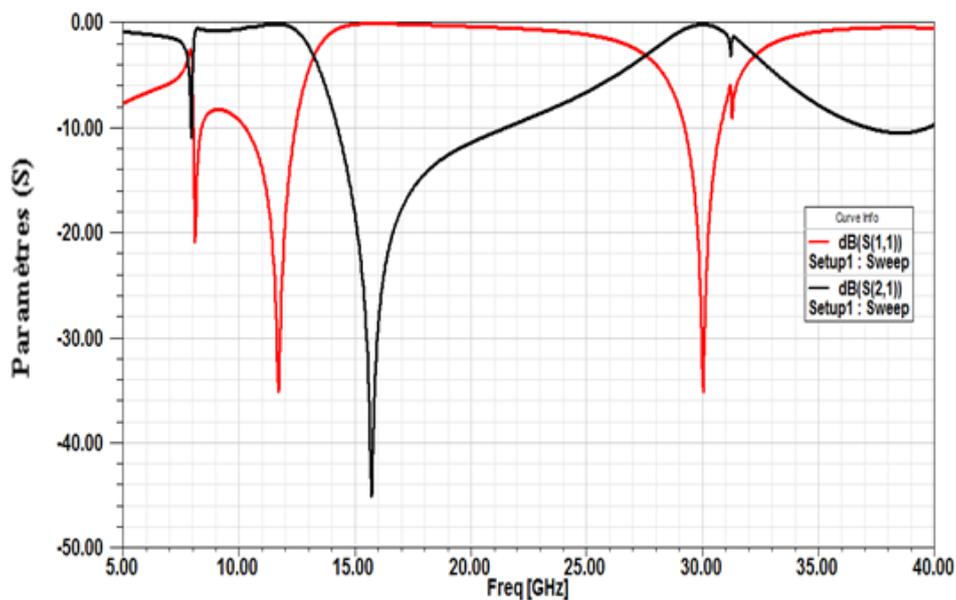


Figure II. 38: Coefficients de Réflexion et transmission en dB

L'allure des paramètres effectifs de cette structure est illustrée dans la figure II.39. Nous remarquons un comportement main gauche de ce résonateur avec deux bandes de fréquences négatives : la première bande est entre [12.4 –14.15] GHz où la partie réelle de permittivité est négative qui atteint environ -22 et la deuxième bande est

dans l'intervalle [29.2-32.04] GHz où la partie réelle de permittivité peut avoir une valeur de -10 comme le montre la figure II. 39.

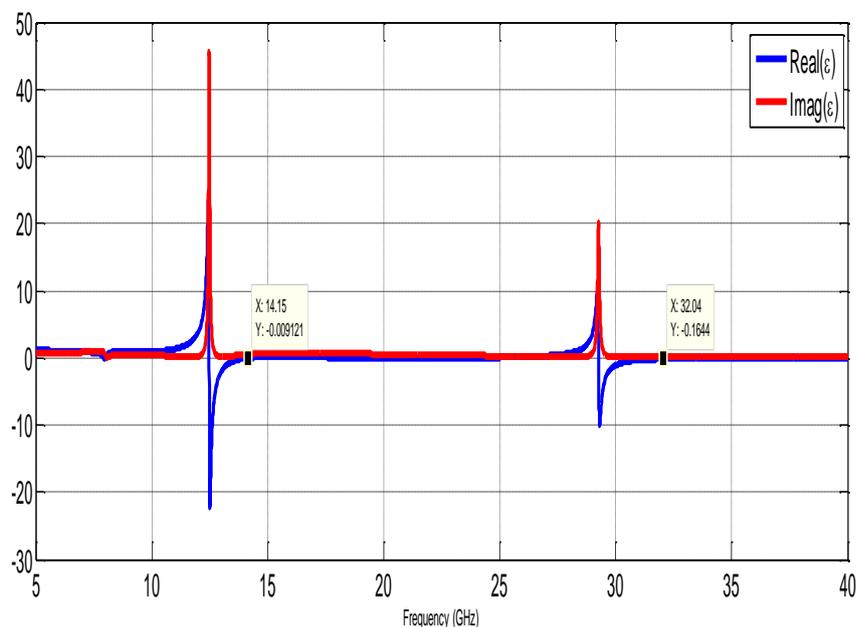


Figure II.39: Parties réelle et imaginaire de la permittivité effective

II.6 MATERIAUX MAGNETO-ELECTRIQUE

II. 6.1 Association de tiges et de RAFs

Dans la littérature, plusieurs travaux ont été développés pour la conception et la réalisation des métamatériaux, dont plusieurs nomenclatures sont apparues dans tel milieu : Veselago et Pendry ont étudié les milieux Main Gauche [8], [21], milieu à indice de réfraction négatif [21]- [22] et milieu DNG (double Negative Materials) [23].

Dans cette partie nous nous intéressons aux matériaux présentant à la fois une perméabilité et une permittivité négatives et un indice de réfraction négatif. Néanmoins, nous allons considérer un réseau de tiges métalliques et de résonateurs à anneaux fendus circulaires.

La structure proposée dans cette partie est un assemblage de deux réseaux périodiques constitués de tiges métalliques et de résonateurs RAFs circulaires [24]- [25]. Le réseau de RAF a été présenté précédemment dans la figure II.7, il permet d'avoir une perméabilité négative dans une bande de fréquence autour de la fréquence de résonance, Le deuxième réseau est un réseau de fils continus caractérisé par une permittivité négative au-dessous de la fréquence plasma

comme il a été présenté dans la figure II.31. L'assemblage de ces deux réseaux contribue à avoir une permittivité et une perméabilité négatives à la fois dans une fréquence précise.

La figure II. 40 illustre l'unité de cellule du réseau étudié avec ces différents paramètres utiles pour un fonctionnement dans la bande X. La simulation de cette structure est réalisée avec le logiciel HFSS, les conditions aux limites sont appliquées, le champ magnétique \vec{H} est orienté suivant l'axe x pour que le champ puisse pénétrer à travers les anneaux, le champ électrique est suivant l'axe z et doit être parallèle à l'axe des tiges afin de les exciter pour avoir une permittivité négative au-dessous de la fréquence plasma et la propagation s'effectue suivant l'axe y. Par ailleurs, une seule couche est considérée pour la propagation de l'onde électromagnétique. La boîte de radiation à un volume de $3.63 \times 3.63 \times 4.5 \text{ mm}^3$ et de périodicité 4,5 mm sur l'axe x et 3,63 mm sur l'axe z.

La structure étudiée est composée d'un RAF circulaire placé sur un côté du substrat diélectrique de type RO4003C et d'épaisseur 0,81 mm, sur la face opposé du substrat nous plaçons une tige métallique de longueur 3,63 mm et de largeur 0,33 mm. Un deuxième substrat sur ça face extérieur est placé une deuxième tige identique au première. La périodicité des deux fils est de 2.25 mm (la distance entre les milieux des deux substrats).

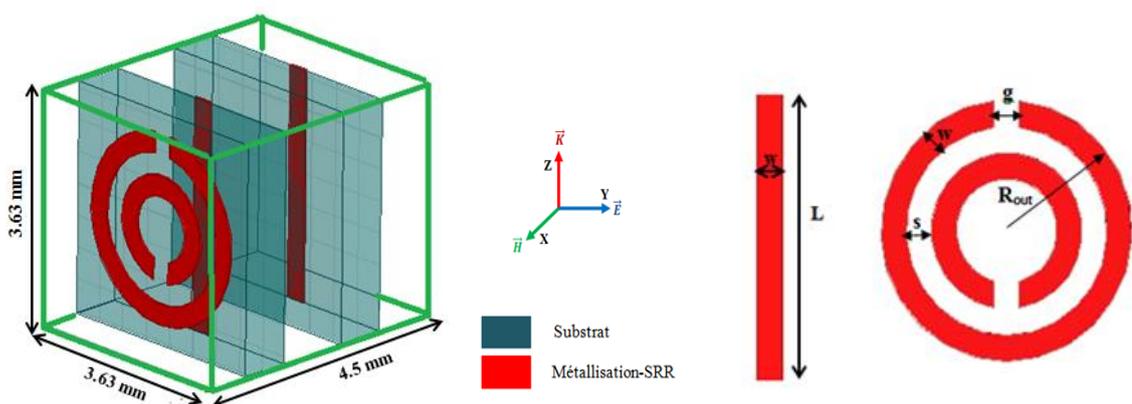


Figure II.40: Représentation et dimensions d'une unité de cellule du matériau main gauche fait de tiges et de RAFs. $g = 0.33\text{mm}$. $w = 0.33\text{mm}$. $R_{\text{out}} = 1.5\text{mm}$ et $s = 0.33\text{mm}$

La figure II.41 présente les paramètres S_{11} et S_{21} calculés par le logiciel HFSS. Nous observons une transmission -43 dB à une fréquence de résonance à 9.73 GHz

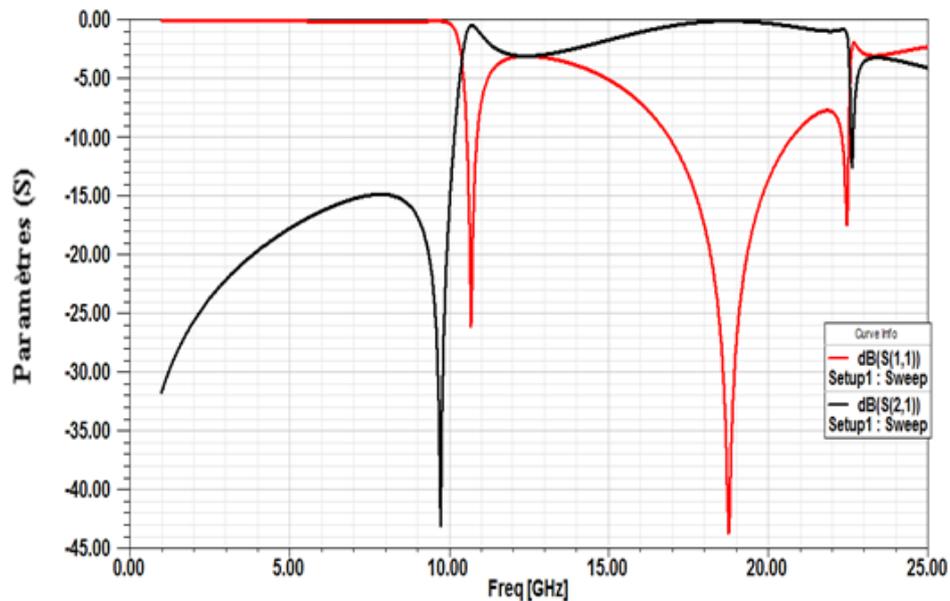


Figure II. 41: Coefficients de Réflexion et Transmission en dB de la structure de la figure II.40

La variation de la partie réelle et la partie imaginaire de l'indice de réfraction en fonction de la fréquence est illustrée dans la figure II. 42. Nous nous intéressons seulement à la bande de fréquence où l'indice de réfraction est négatif, cette partie présente les caractéristiques d'un milieu Main Gauche. Nous remarquons que la partie réelle de l'indice de réfraction est négatif dans une bande étroite de fréquence. La partie imaginaire de l'indice n est positive dans la bande [15.1-22.13] GHz.

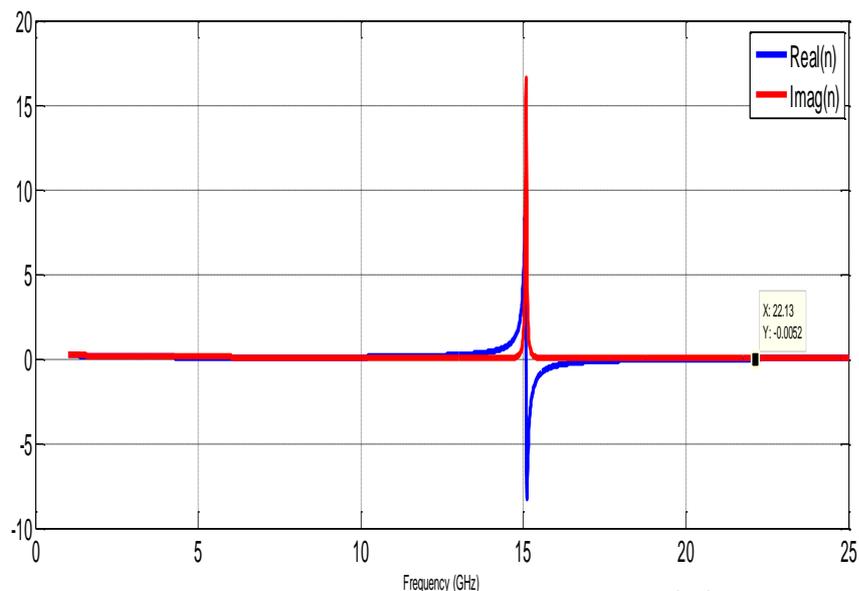


Figure II. 42: Parties réelles et imaginaires de l'indice de réfraction de la structure de la figure II.40

II.6.2 Association de U et T

Pour produire le comportement de main gauche, deux particules différentes doivent être combinées avec une cellule unitaire qui fournit une constante diélectrique négative et l'autre qui fournit la perméabilité négative.

Cette partie est consacrée à l'étude d'un métamatériau Main Gauche qui est constitué d'un assemblage de deux réseaux périodiques. Le premier est un réseau de RAFs en forme de U (Figure II.25), qui permet d'avoir une perméabilité négative et le deuxième est une tige en forme de T qui montre une permittivité négative. L'unité de cellule de cette structure est illustrée sur la figure II.43.

Les conditions de périodicité et les conditions de murs magnétiques et électriques sont appliquées sur les axes x et y et la propagation est suivant l'axe z , quant à lui, en excite les tiges pour activer la résonance électrique et ainsi permettre d'avoir une permittivité négative en dessous de la fréquence plasma du réseau. La boîte de rayonnement définie sous logiciel à un volume de $3,63 \times 3,63 \times 3,63 \text{ mm}^3$ et donc la périodicité de la structure étudiée suivant les axes x et z est de $3,63 \text{ mm}$ et $3,63 \text{ mm}$ respectivement.

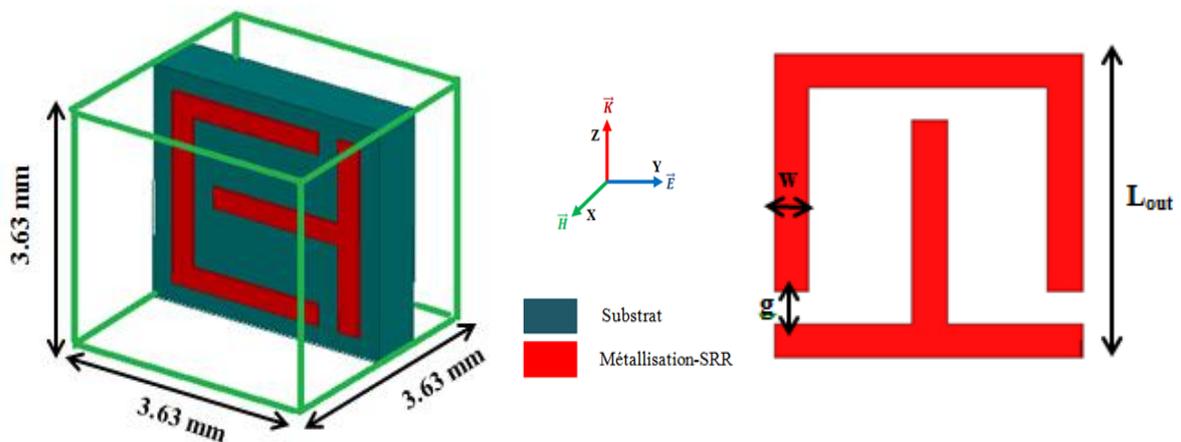


Figure II. 43: Représentation et dimensions d'une unité de cellule formée de deux résonateurs U et T, $g = 0.33\text{mm}$; $W = 0.33\text{mm}$ et $L_{\text{out}} = 3\text{mm}$

Les coefficients de réflexion et de transmission S_{11} et S_{21} sont montrés sur la figure II.44.

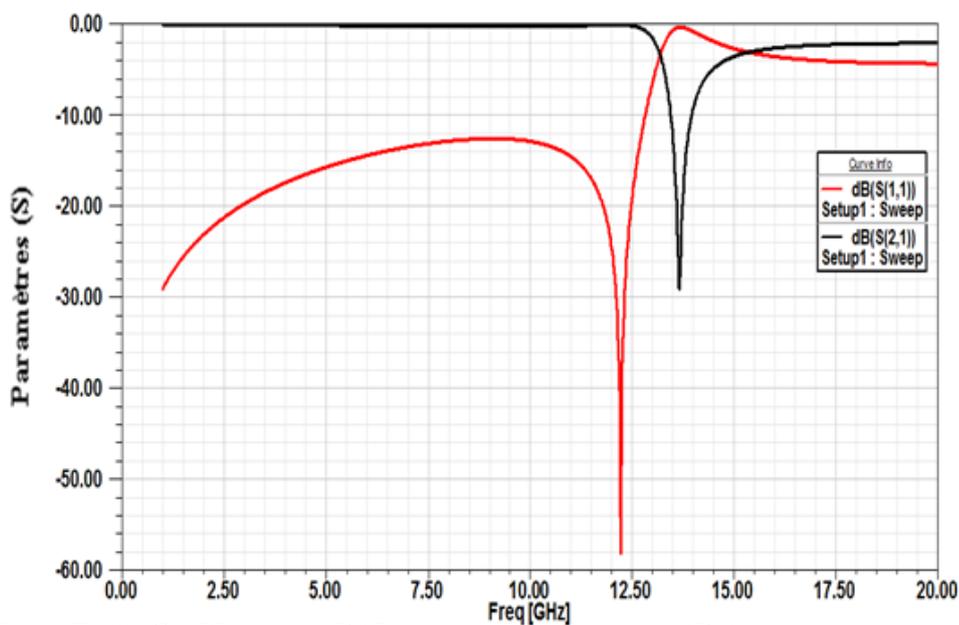


Figure II. 44: Coefficients de Réflexion et transmission en dB de cette structure

Nous observons que cette structure présente une transmission -29 dB à la fréquence $f_{\text{res}}=13.67$ GHz.

La figure II.45 présente la variation de la partie réelle et la partie imaginaire de l'indice de réfraction en fonction de la fréquence. D'après cette figure, nous remarquons que le réel de l'indice de réfraction est toujours négatif.

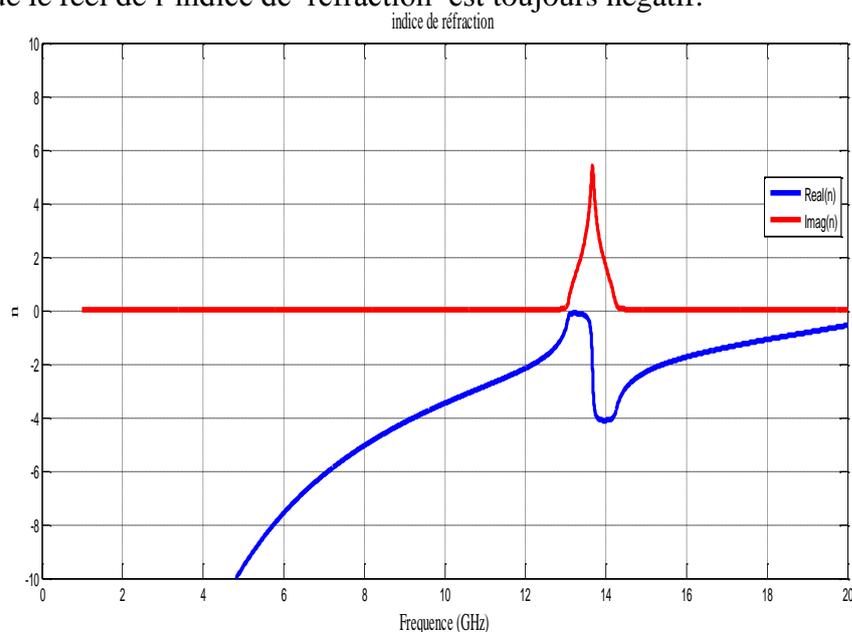


Figure II.45 : Parties réelles et imaginaires de l'indice de réfraction de cette structure

II.7 RESONATEUR EN ANNEAU FENDU COMPLEMENTAIRE « RAFC »

Nous nous intéressons dans la fin de ce chapitre à la conception d'une autre structure résonante qui est le Résonateur en Anneau Fendu Complémentaire « RAFC » (Complementary Split Ring Resonator « CSRR », en anglais). Le RAFC n'est autre que le complémentaire du RAF déjà étudié précédemment. Ainsi, le RAFC comprend deux fentes en forme d'anneaux interrompus concentriques faites dans un plan conducteur, constituant ainsi le plan de masse (démétallisé) des structures planaires.

Le Résonateur en Anneau Fendu Complémentaire est un élément, de dimensions très inférieures à la longueur d'onde, dérivé du RAF introduit par Pendry. Le RAF, quand il est illuminé par une onde plane avec une polarisation appropriée, est capable de créer une bande interdite de propagation aux alentours de sa fréquence de résonance sur le signal transmis. Cette polarisation appropriée est telle que le champ magnétique \vec{H} doit être perpendiculaire au plan du RAF, c'est-à-dire que le champ \vec{H} doit pénétrer à travers le RAF. Le phénomène coupe-bande observé sur le signal transmis est expliqué par la résonance de l'élément. Il est à noter que le caractère coupe-bande de la structure n'est pas du à la diffraction de type Bragg (périodicité des éléments) [26], mais due aux propriétés propres du RAF. Donc, par rapport à la nature du RAF, si l'on veut modéliser des structures planaires basées sur l'utilisation des lignes microrubans et, des RAFs comme plan de masse, nous ne pourrons pas les exciter correctement car le champ \vec{H} fait une boucle autour du ruban dans le cas du mode fondamental. Pour ce type de structure planaire, nous avons mis au point un nouveau élément que nous appelons Résonateur en Anneau Fendu Complémentaire « RAFC »

La figure II.46 montre la différence qui existe entre le RAF et le RAFC. En fait, toute la partie conductrice (les anneaux) et la partie diélectrique (les fentes) du RAF sont respectivement remplacées par des fentes et du cuivre dans le RAFC.

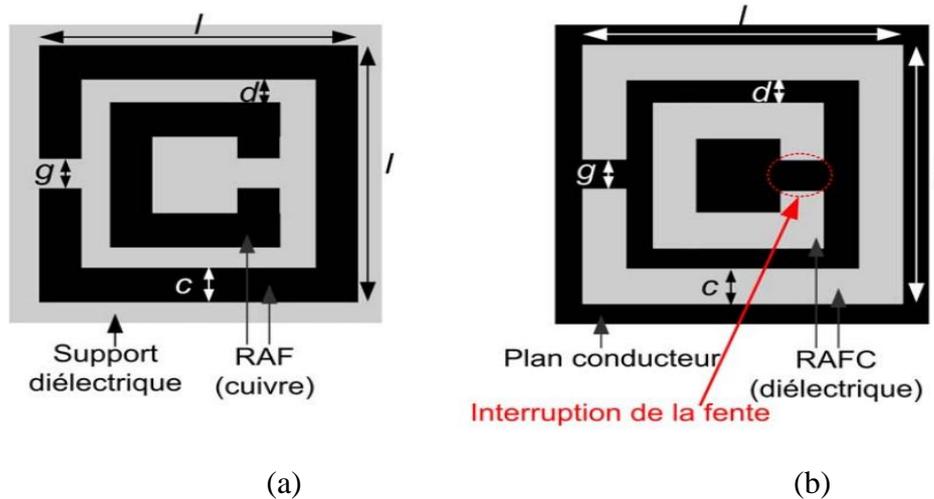


Figure II.46: Comparaison entre géométrie du RAF et du RAFC
Avec : $l = 3 \text{ mm}$ et $c = g = d = 0,33 \text{ mm}$

Pour comprendre le fonctionnement du RAFC, il faut appliquer le principe de Babinet qui a été généralisé ensuite par Booker [26]. Le principe de Babinet est utilisé en optique dans l'étude des phénomènes de diffraction. Pour rappeler ce principe, nous considérons deux plans (figure II.47) :

- ❖ plan A, dans lequel sont disposés les écrans
- ❖ plan B (plan d'observation du champ), situé à l'opposé de la source lumineuse S par rapport au plan A.

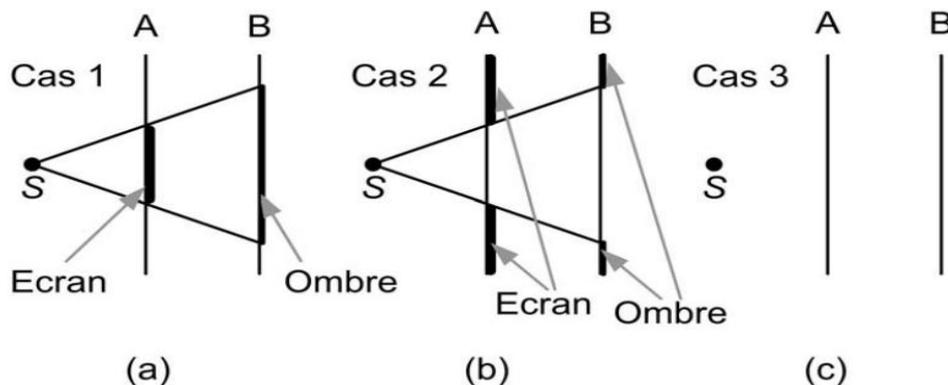


Figure II.47: Principe de Babinet appliqué à un écran absorbant et son complémentaire [26].

Le principe est basé sur trois cas d'études (figure II.47). Dans le premier (figure II.47.a), un écran absorbant est interposé en A de telle sorte que le champ sur le plan B est une fonction: $F_e = f_1(x, y, z)$. Dans le cas 2 (figure II.47.b), un écran complémentaire du premier est interposé en A de sorte que le champ en B est : $F'_e = f_2(x, y, z)$. Ce principe précise aussi que si le champ en l'absence d'écran (figure II.47.c) est : $F_0 = f_0(x, y, z)$; alors nous avons : $f_1(x, y, z) + f_2(x, y, z) = f_0(x, y, z)$.

Cependant ce principe ne tient pas compte du caractère vectoriel du rayonnement électromagnétique. Il a donc été généralisé par Booker, qui a montré que si l'écran considéré est un conducteur électrique parfait, son écran complémentaire doit être un conducteur magnétique parfait. Il est aussi possible d'obtenir le même effet en utilisant deux conducteurs électriques parfaits (écrans de cuivre par exemple) et en permutant les champs électriques \vec{E} et magnétiques \vec{H} (figure II.48).

Prenons, par exemple, le cas d'un écran métallique et son complémentaire qui est une fente, de même dimensions que l'écran, faite dans un plan métallique. Donc, supposons que la source S rayonne un champ \vec{E} horizontal et l'écran métallique M donne un champ E_1 dans le plan Q (cas 1 - figure II.48.a). Pour appliquer le principe, il faut soit tourner la polarisation de la fente F de 90° pour remplacer les champs \vec{E} par des champs \vec{H} (cas 2a - figure II.48.b) ou sinon, tourner la fente de 90° et conserver la même polarisation que pour l'écran (cas 2b -figure II.48.c).

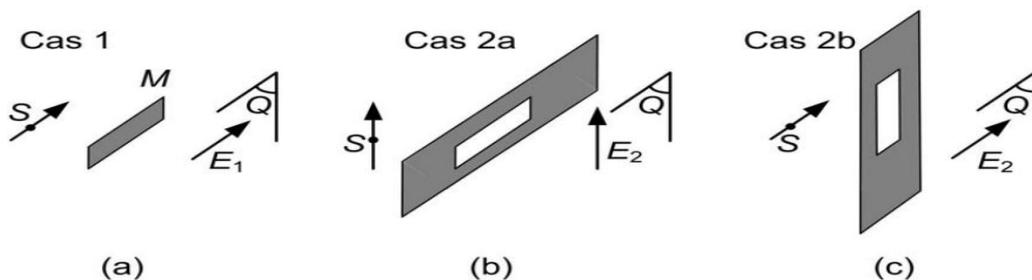


Figure II.48 : Principe de Booker appliqué à un écran métallique et son complémentaire (une fente) [26].

Partant de ces considérations et comme illustré sur la figure II.48, Booker a également montré que le champ rayonné par la fente F (cas 2a - figure II.48.b) était le même que celui rayonné par un dipôle mince (écran métallique, cas 1) ayant les mêmes dimensions que la fente, excité en son centre et polarisé perpendiculairement à celle de la fente. Ainsi les champs rayonnés par les deux dispositifs de polarisation perpendiculaires de la figure II.49 sont égaux en amplitudes ; les champs étant permutés.

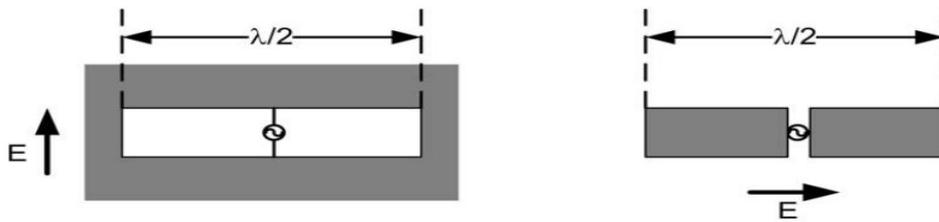


Figure II.49: Principe de Booker appliqué à un dipôle.

Donc, par rapport au RAF, le RAFC résonne quand un champ électrique est appliqué perpendiculairement à son plan (figure II.50). Nous pouvons dire que cet élément est convenable pour des applications utilisant des lignes microrubans.

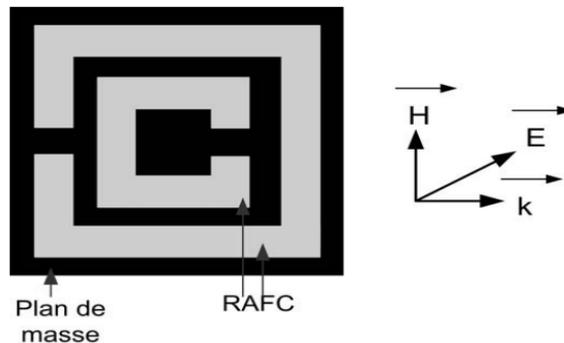


Figure II.50: Polarisation appropriée des champs électromagnétiques pour le bon fonctionnement du RAFC.

En plus, il présente simultanément une perméabilité et une permittivité négatives (figure II.51).

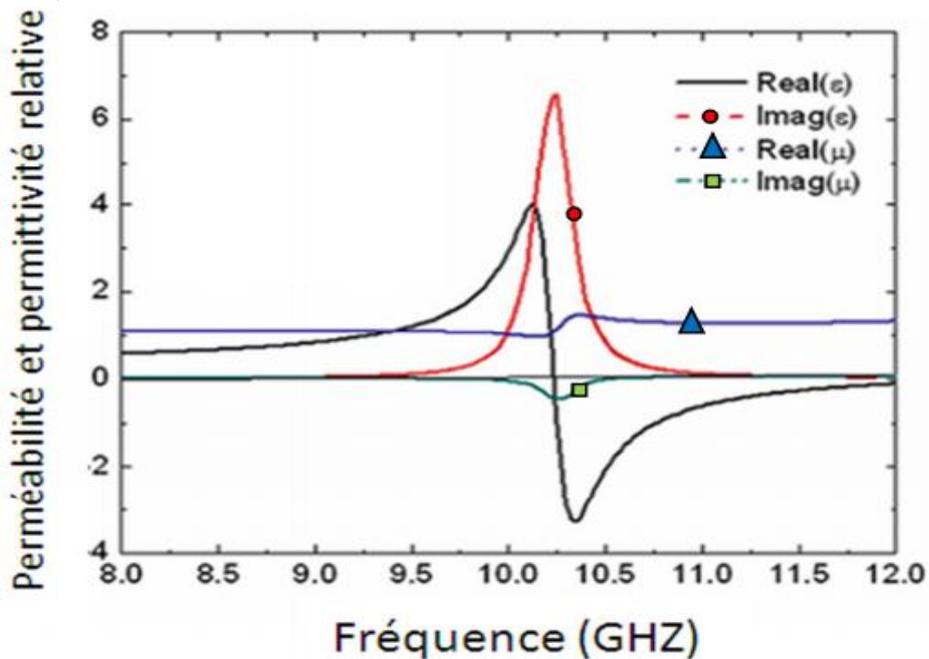


Figure II.51: La perméabilité et la permittivité de RAFC [27].

Le plan de masse démétallisé de type RAFC nous fait penser à des structures Bande Interdite Électromagnétique « BIE » [28], [29], [30]. Les avantages de ce RAFC résident dans ses petites dimensions de $\lambda/10$ et son caractère très résonant. Les structures BIE ont été largement utilisées, mais leurs sélectivités en fréquence sont basées sur la périodicité des éléments (effet de Bragg) et leurs dimensions sont de l'ordre de $\lambda/4$. De plus, les structures BIE nécessitent plusieurs périodes d'éléments afin de produire des réjections significatives et donc engendrent des structures encombrantes.

Donc notre intérêt s'est porté sur la conception d'un résonateur RAFC de forme carré (figure II.52). Les conditions de murs électrique et magnétique sont appliquées selon l'axe x et y respectivement et la propagation se fait selon l'axe z. le RAFC est aussi dimensionné pour un fonctionnement dans la bande [5-15] GHz.

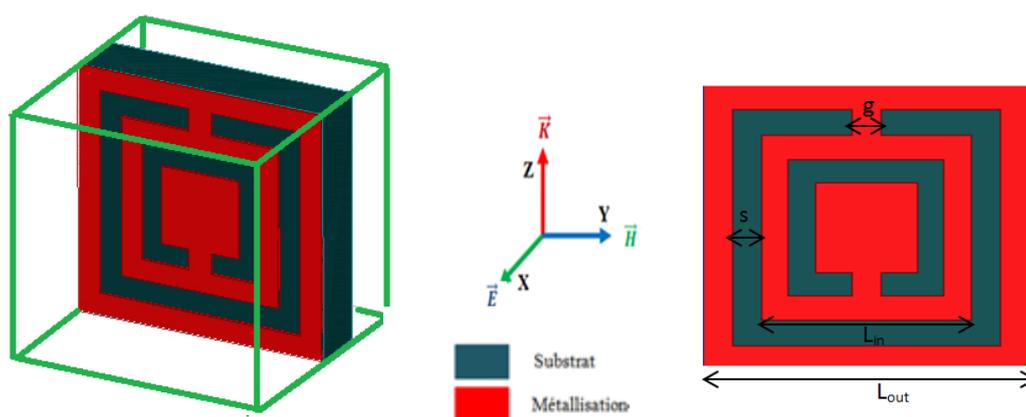


Figure II.52: Représentation et dimensions d'une unité de cellule d'un RAFC carré complémentaire $L_{out}=3$ mm, $g = s = 0.33$ mm

La figure II.53 montre l'évolution des coefficients de réflexion S_{11} et de transmission S_{21} en fonction de la fréquence du RAFC.

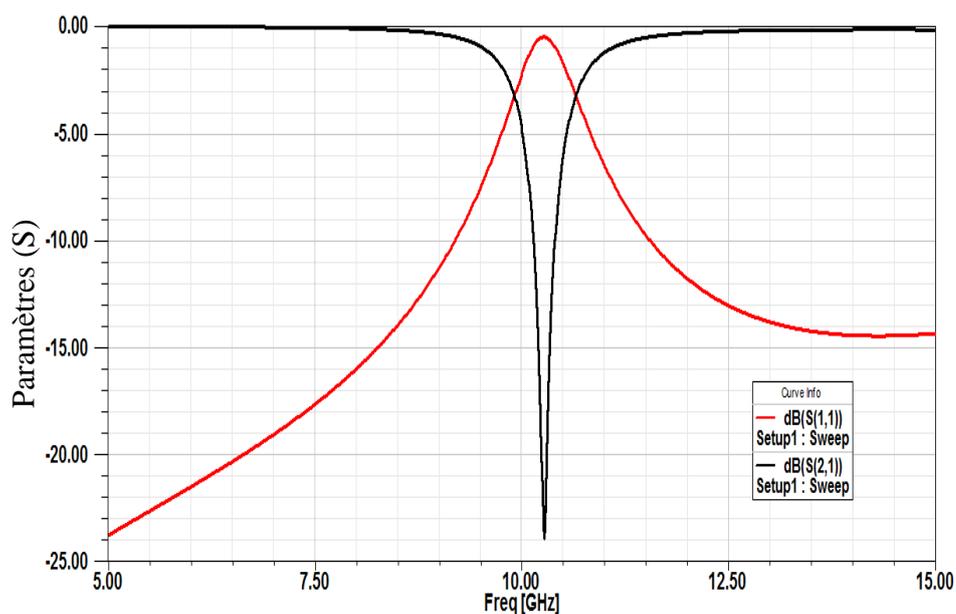
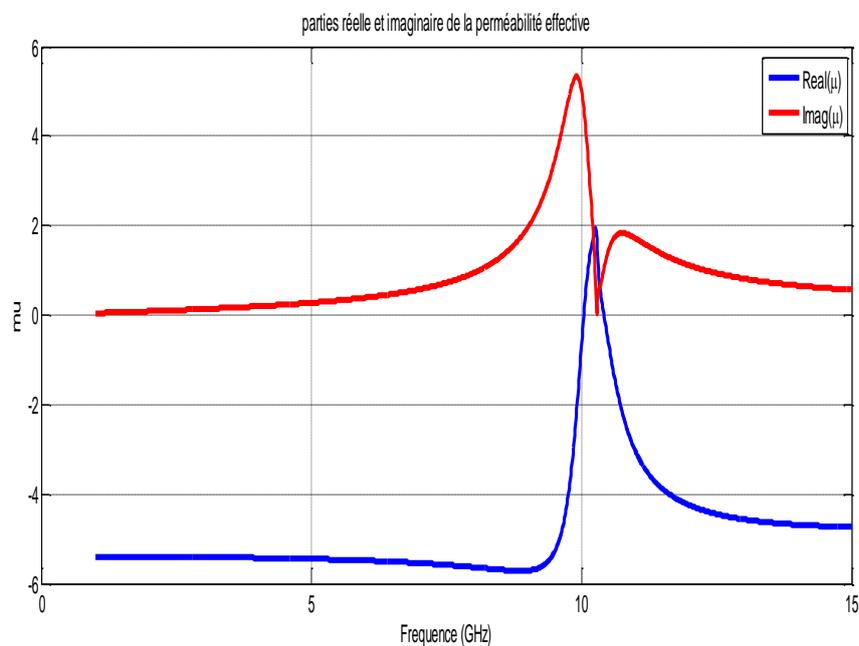


Figure II.53: Simulations de RAFC de forme carré avec E selon l'axe x . Coefficients de réflexion et transmission en dB

Nous constatons que la transmission à la fréquence de résonance $f_{\text{res}}=10.27$ GHz égale à -24 dB.

La figure II.54 montre les parties réelle et imaginaire de perméabilité et de permittivité effectives en fonction de la fréquence du RAFC.



(a)

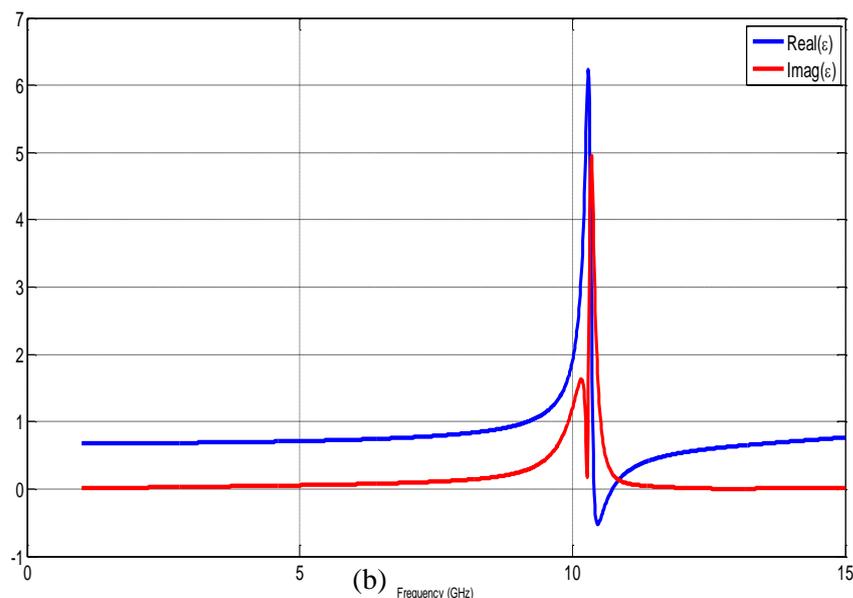


Figure II.54 : Simulations de RAFC, (a) parties réelle et imaginaire de perméabilité (b) parties réelle et imaginaire de permittivité effective.

II.8 CONCLUSION

Ce chapitre est dédié à la conception schématique et électromagnétique des résonateurs à base des métamatériaux. Nous avons exposé tout d'abord les résonateurs à activité magnétique présentant une perméabilité négative tels que les RAFs circulaires et carrés et les résonateurs à activité électrique ayant une permittivité négative dans la bande de fréquence au-dessous de la fréquence de plasma. Après le calcul des inductances et des capacités pour ces résonateurs, nous avons donné leurs schémas équivalents. Ces schémas permettent de tracer les réponses fréquentielles de ses résonateurs à l'aide de logiciel ADS. Ensuite, nous avons conçu ces structures au moyen de logiciel électromagnétique HFSS.

Pour la validation de nos résultats, nous avons comparés nos résultats obtenus avec les logiciels HFSS et Matlab avec ceux obtenus par d'autres chercheurs.

La dernière partie de ce chapitre a été consacrée à la conception électromagnétique des résonateurs mains gauches. Ces résonateurs comportent les réseaux de fils et les résonateurs RAFs et aussi les RAFs complémentaires qui permettent de créer des milieux doublement négatifs en combinant un milieu à permittivité négative avec un milieu à perméabilité négative. Les propriétés électriques et magnétiques des métamatériaux qui sont l'indice de réfraction, la permittivité complexe et la perméabilité complexe ont été déterminés au moyen d'un programme écrit avec logiciel Matlab. Cette procédure consiste à calculer les

paramètres effectifs en utilisant les coefficients de transmission « S_{21} » et de réflexion « S_{11} » obtenus par des simulations sous le logiciel HFSS.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES -CHAPITRE -II-

[1] MELLE GAMOUH SAMIA

" ETUDE DES METAMATERIAUX ET LEURS APPLICATIONS DANS LES SYSTEMES MICRO-ONDES ", *Thèse de Doctorat, Université Freres Mentouri Constantine* , 2017.

[2] A.M. NICOLSON AND G. F. ROSS

"Measurement of the intrinsic properties of materials by Time-Domain techniques," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 19, no. 4, pp. 377–382, 1970.

[3] W. WEIR

"Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies," *Proceedings of the IEEE*, vol. 62, no. 1, pp. 33–36, 1974.

[4] D. R. SMITH, S. SCHULTZ, P. MARKOŠ, AND C. M. SOUKOULIS

"Determination of effective permittivity and permeability of metamaterials from reflection and transmission coefficients," *Phys. Rev. B*, vol. 65, p. 195104, Apr 2002.

[5] X. CHEN, T. M. GRZEGORCZYK, B.-I.WU, J. PACHECO, AND J. A. KONG

"Robust method to retrieve the constitutive effective parameters of metamaterials," *Phys. Rev. E*, vol. 70, p. 016608, Jul 2004.

[6] J. BONACHE, F. MARTIN, I. GIL, J. GARCIA-GARCIA, R. MARQUES, AND M. SOROLLA

"Microstrip bandpass filters with wide bandwidth and compact dimensions," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 46, No. 4, August 2005.

[7] I.WOLFF AND N. KNOPPINK

" Microstrip ring resonator and dispersion measurement on microstrip lines".*Electron. Lett.*7 , 779–781,1971.

[8] J.B.PENDRY,A.J.HOLDEN,D.JROBBINS,AND W.J.STEWART

"Magnetism from conductors and enhanced non linear phenomena".*IEEE Trans.Microwave Theory Tech.*47,p.2075-2084,1999.

- [9] **K.AYDIN,I.BULU,K.GUVEN,M.KAFESAKI,C.M.SOUKOULIS,AND E.OZBAY**
"Investigation of magnetic resonances for different split-ring resonator parameters and design",*New Journal of Physics* 7.168.2005.
- [10] **AHMADI, A.AND H.MOSALLAEI**
"Physical configuration and performance modeling of all-dielectric metamaterials", *Phys. Rev.B*, Vol.77, 045104, 2008.
- [11] **J.D.BAENA,J.BONACHE, F.MARTÍN, R.M. SILLERO, F.FALCONE, T.LOPETEGI, M.A. G. LASO,J.GARCÍA, I.GIL, M.F.PORTILLO AND M.SOROLLA**
" Equivalent-Circuit Models for Split- Ring Resonators and Complementary Split-Ring Resonators Coupled to Planar Transmission Lines", *IEEE Transactions on Microwaves Theory and Techniques*, vol.53 No. 4, p. 1451/1461, 2005.
- [12] **O.SYDORUK,E. TATARTSCHUK1,E. SHAMONINA,AND L. SOLYMAR**
"Resonant frequency of singly split single ring resonators:an analytical and numerical study", presented at Metamaterials',*2nd International Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics*, Pamplona,Spain,September 21-26,2008.
- [13] **D.M. POZAR**
" Microwave Engineering", *John Wiley & Sons*, New York ,1998.
- [14] **I.BAHL AND P. BHARTIA**
" Microwave Solid State Circuit Design", *Ch.2, John Wiley & Sons, New York*, 1998.
- [15] **M.F. WU, F.Y. MENY, Q. WU, J. WU, L.W. LI**
"A compactequivalent circuit model for the SRR structure in Metamaterials", *Microwave Conference Proceedings*, APMC 2005.
- [16] **Q. WU; M.F. WU; F.Y. MENY; J. WU; L. WEILI**
"Modeling The Effects of an Individual SRR by equivalent Circuit Method", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Vol. 1B, pp 631-634, 2005

[17] NAWAZ BUROKUR

" Mise en oeuvre de métamatériaux en vue d'application aux circuits microondes et aux antennes", *Thèse de Doctorat, universite de nantes* ,novembre 2005.

[18] B.-I. POPA, S.A. CUMMER

" Direct measurement of evanescent wave enhancement inside passive metamaterials", *Physical Review E*, 73 016617,2006.

[19] THIBAUT DECOOPMAN

"Multiplicateurs de fréquences et métamatériaux en technologie Finline", *Thèse de doctorat, universite des sciences et technologies de lille* ,Octobre 2004.

[20] S. ANANTHA RAMAKRISHNA, T. M. GRZEGORCZYK

"Physics and applications of negative refractive index materials", *CRC press*, 2009.

[21] V.G. VESELAGO

"The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ ," *Sov. Phys.Uspekhi*, 10 (1968) 509. [*Usp. Fiz.Nauk*], 92 517,1967.

[22] IYER, A. K. AND ELEFThERIADES, G. V. VESELAGO

"Negative refractive index metamaterials supporting 2-D waves," *IEEE MTT International Microwave Symposium (IMS) Digest*, Seattle, WA, 1067,2002

[23] R.W.ZIOLKOWSKI AND E.HEYMAN

"Wave propagation in media having negative permittivity and permeability," *Phys. Rev. E*, 64056625,2001.

[24] D. R. SMITH, W. J. PADILLA, D. C. VIER, S. C. NEMAT-NASSER, AND S. SCHULTZ

"Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity", *Physical Review Letters*, vol. 84, no. 18, pp. 4184–4187, May 2000.

[25] P. MARKOS AND C. M. SOUKOULIS

"Structures with negative index of refraction", *Physica Status Solidi A*, vol. 197, no. 3, pp. 595–604, June 2003.

[26] L. THOUREL

" Calcul et conception des dispositifs en ondes centimétriques et millimétriques", vol.2 - *Les Antennes*, Cepadues, 1990.

- [27] **R.LUI,T.J.CUI, D.HUANG,B. ZHAO AND D.R.SMITH**
"Description and explanation of electromagnetic behaviors in artificial metamaterials based on effective medium theory",*Phys.Rev.E*76,026606 ,2007.
- [28] **Y. QIAN, F. R. YANG, AND T. ITOH**
"Characteristics of microstrip lines on a uniplanar compact PBG ground plane", in *Asia Pacific Microwave Conference (APMC'98)*, Yokohama, December 1998.
- [29] **C.C.CHANG,Y.QIAN,AND T.ITOH**
"Analysis and applications of Uniplanar Compact Photonic Bandgap structures", *Progress in Electromagnetic Research*, vol. 41, pp. 211–235, 2003.
- [30] **F. R. YANG, Y. QIAN, AND T. ITOH**
"A novel compact microstrip bandpass filter with intrinsic spurious suppression", in *Asia Pacific Microwave Conference (APMC'98)*, Yokohama, December 1998.

CHAPITRE III

CONCEPTION DES FILTRES HYPERFREQUENCES A BASE DE METAMATERIAUX

III.1 INTRODUCTION

Les communications sans fil ont un rôle important dans la vie humaine pendant les dernières décennies. En raison de la croissance rapide des technologies de communication, il y a eu de nombreuses recherches pour développer des dispositifs et des circuits pour ses applications dans des multiples bandes de fréquences.

En outre, l'exigence de réduire les interférences entre les canaux doivent être respectées pour tous les systèmes de communication. Le filtre hyperfréquence est un élément essentiel pour débarrasser tout signal indésirable du système et permettre au signal de fréquence spécifique de passer.

Les filtres planaires sont largement utilisés en raison de la commodité dans le secteur manufacturier, profil bas et la facilité d'appliquer des circuits intégrés micro-ondes [1].

La conception de filtre est en général divisée en deux grandes parties : la synthèse et la mise en œuvre technologique. La synthèse du filtre nous permet d'identifier la topologie du circuit de filtrage et de définir les valeurs (impédances, longueurs électriques) des éléments constitutifs du filtre en rapport avec les caractéristiques électriques à atteindre (bande passante, fréquence, niveau de réjection, etc.) [2].

Dans ce troisième chapitre, nous décrivons, dans la première partie, la définition, le rôle du filtre micro-onde et ces différents types qui favorisent ou défavorisent les composantes spectrales d'un signal dans une bande de fréquences donnée et les différentes fonctions de filtrage.

Dans la deuxième partie, nous présentons les éléments de synthèse des filtres micro-ondes. Dans la troisième partie, nous nous intéresserons à la conception des filtres passe bas, passe-bande et coupe bande en technologie planaire et en SIW 'Substrat Integrated Waveguide' à base des métamatériaux tout en répondant au cahier de charges, en passant par le calcul de la matrice de couplage et les coefficients de qualité, qui nous aide à trouver le schéma équivalent du filtre et sa réponse fréquentielle au moyen de logiciel ADS [annexe A]. Ensuite ce filtre sera conçu à l'aide de logiciel électromagnétique HFSS.

III.2 PRINCIPE GENERAL DU FILTRAGE HYPERFREQUENCE

III.2.1 Définition du filtre

Un filtre est un circuit électronique, caractérisé par une fonction de transfert, qui réalise une opération de traitement du signal. Il se base sur le couplage entre plusieurs cellules résonantes qui forment finalement un certain gabarit en termes de pertes, de transmission et de réflexion. Il atténue certaines composantes d'un signal sur une bande de fréquence et en laisse passer d'autres dans une autre bande de fréquence appelée bande passante [1].

Un filtre est défini, sur une bande de fréquence donnée, par des spécifications caractérisées par :

- ✓ La réponse en amplitude (transmission, réflexion),
- ✓ Le temps de propagation de groupe (TPG) appelé également retard de groupe ou temps de transit [2].

III.2.2 Rôle du filtre dans les systèmes de communications

Le rôle du filtre dans les systèmes est fondamental puisqu'il s'agit de débarrasser d'un signal utile de toutes les composantes parasites, qui peuvent provenir de sources diverses. Elles peuvent être externes. C'est-à-dire apporté par le canal, ou interne, apporté par les éléments passifs et actifs constitutifs du système lui-même.

Selon l'architecture retenue pour le système, l'apparition de fréquences parasites, dites images, est aussi un problème. Les signaux reçus sont parasites les uns par rapport aux autres, et de ce fait, une bonne séparation de ces signaux est nécessaire. Dans ces cas, on fait appel à des techniques de filtrage [3].

A la vue de la synoptique figure III.1, le rôle du filtre paraît essentiel. En effet nous pouvons le retrouver à plusieurs niveaux.

Dans le duplexeur tout d'abord ou des fonctions passe-bande permettent d'assurer l'isolation entre les voies d'émission et de réception.

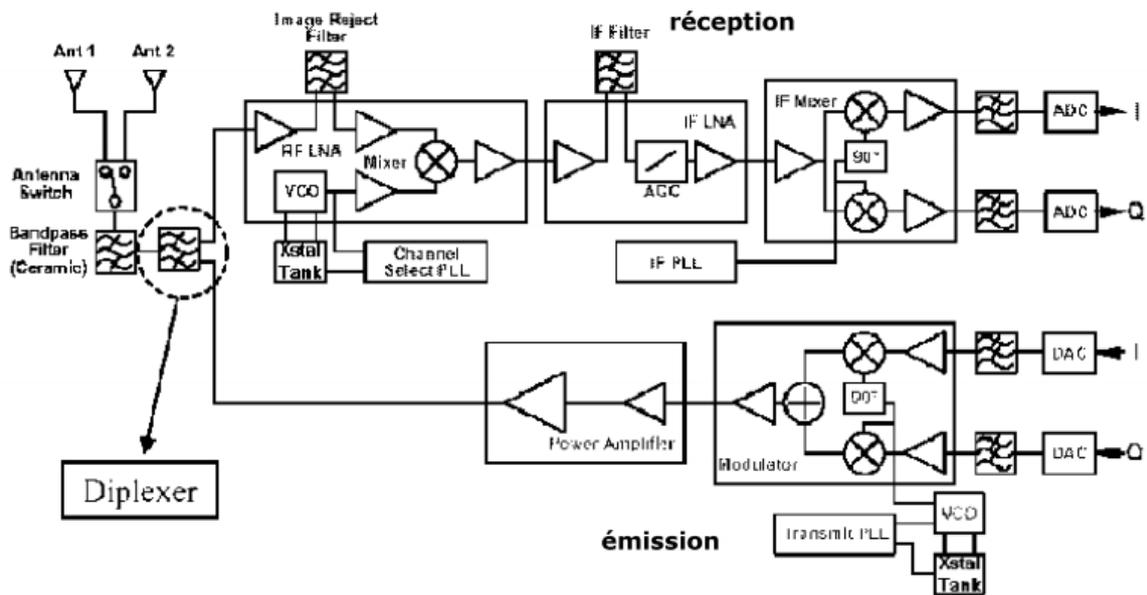


Figure III.1 : Synoptique d'un module émission/réception [3]

Au niveau de la chaîne de réception, le filtre de réception du duplexeur permet de sélectionner le signal désiré tout en atténuant les fréquences parasites qui lui sont adjacentes.

A cela il faut ajouter l'utilisation des filtres dans les systèmes de multiplexage fréquentiels permettent de séparer les différentes voies reçues par l'intermédiaire de filtre passe-bande.

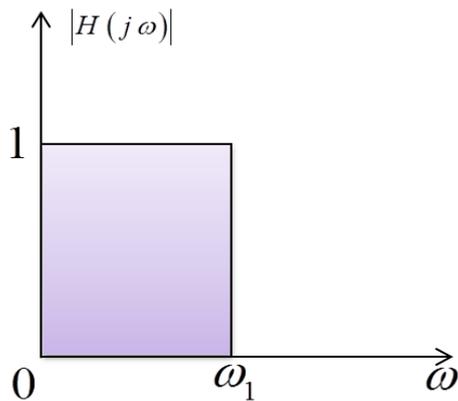
III.2.3 Classification des filtres

Le filtrage est l'action qui sert à éliminer ou sélectionner le signal sur une bande de fréquences. Autrement dit c'est l'action de séparer les composantes utiles (bande passante) des composantes parasites (bandes atténuées) dans le spectre d'un signal. La connaissance du spectre de fréquences composant le signal utile permet de définir le gabarit du filtre idéal. Ainsi le dispositif filtrant est défini par son gabarit.

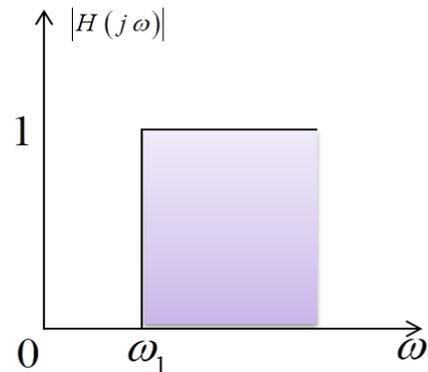
On distingue quatre familles de filtres en fonction de la position de la bande passante et des bandes atténuées :

- Les filtres passe-bas (figure III-2-(a)) qui transmettent des signaux de fréquence inférieure à une certaine fréquence $f_c = f_1$ (appelée fréquence de coupure).
- les filtres passe-haut (figure III-2-(b)) qui transmettent des signaux de fréquence supérieure à la fréquence de coupure $f_c = f_1$.

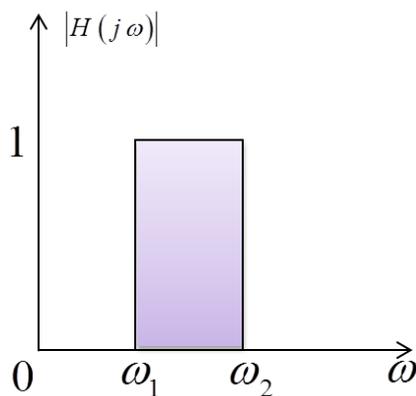
- les filtres passe bande (figure III-2-(c)) qui transmettent des signaux de fréquence comprise entre deux fréquences limites f_1 et f_2 .
- les filtres coupe bande (figure III-2-(d)) qui sont les circuits duaux des filtres passe bande.



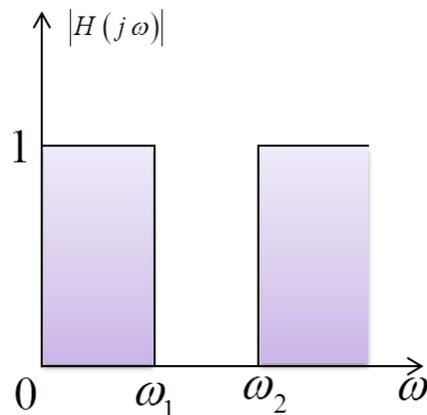
a) Filtre passe-bas



b) Filtre passe-haut



c) Filtre passe bande



d) Filtre coupe bande

Figure III.2 : Gabarits des filtres idéaux

$H(j\omega)$: est la fonction de transfert du filtre.

La caractéristique d'un filtre passe-bas idéal est qu'il possède un affaiblissement nul dans la bande passante afin de préserver la puissance du signal utile et infini dans la bande atténuée afin d'éliminer les signaux parasites. Le temps de propagation de groupe (TPG) d'un filtre passe-bas idéal est identique pour toutes les composantes

spectrales, autrement dit afin d'éviter toute distorsion du signal transmis, le déphasage dans la bande passante est linéaire [4].

Un tel filtre dont le gabarit en fréquence présenté sur la figure III.2(a) est pratiquement irréalisable [5], [6]. En effet, la réalisation d'un tel filtre idéal en amplitude et en phase ne satisfait pas au principe de causalité [7]. De plus, l'amplitude et la phase ne sont pas liées par la relation de Bayard-Bode [2], [5], [4], [8]. Nous sommes donc contraints d'effectuer des approximations de la fonction d'amplitude du filtre. De cette manière, nous ne pouvons que nous approcher des réponses des filtres illustrées dans la figure III.2.

III.4 GABARIT DES FILTRES

Un filtre idéal, avec un gain constant dans la bande de transmission et un affaiblissement infini dans la bande que l'on désire éliminer avec une transition abrupte entre les deux bandes, est impossible à réaliser. Ainsi nous nous contentons d'approcher cette réponse idéale en conservant une atténuation inférieure à A_1 dans la bande passante et une atténuation supérieure à A_2 hors bande (Figures III.3 et III.4). Cela conduit à définir un gabarit présentant des zones interdites et zones dans lesquelles devront impérativement se situer donc préciser les limites de tolérance pour les différents éléments du filtre [2].

Ainsi, à chaque application de filtrage, un cahier de charges est associé comportant les spécifications définies par un gabarit. Les figures III.3 et III.4 illustrent l'exemple de ce gabarit pour le cas de filtre passe bas et le filtre passe bande respectivement.

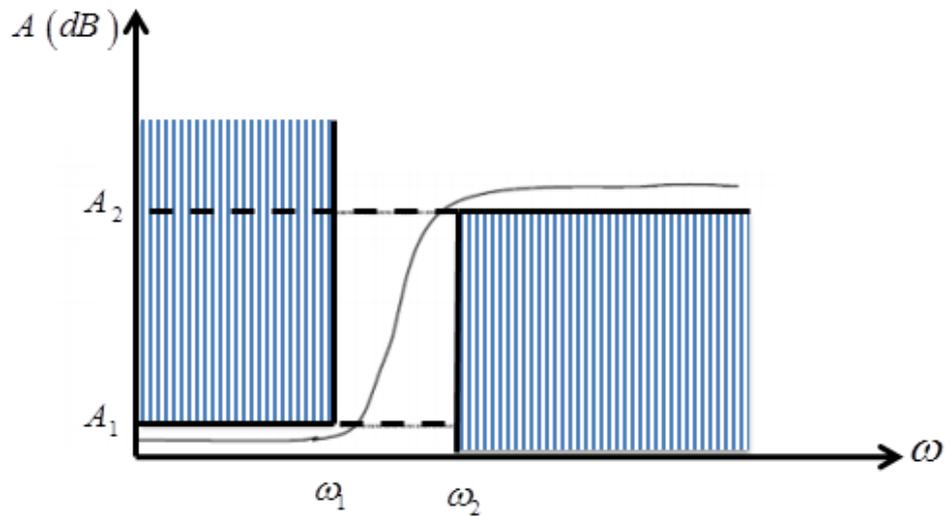


Figure III.3: Gabarit d'un filtre passe-bas réel conçu à partir d'éléments localisés
(A représente l'atténuation du filtre, en dB)

Avec

A_1 : Perte d'insertion dans la bande

A_2 : Niveaux de rejection dans la bande atténuée

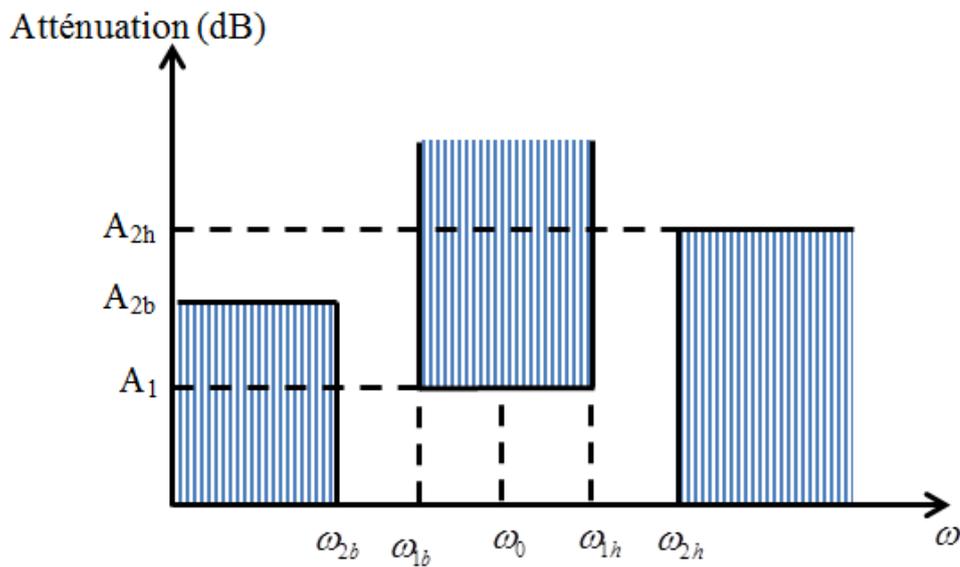


Figure III.4: Cahier de charges d'un filtre passe bande.

Pour le cas du filtre passe bande, les paramètres définis sur la figure III.5 caractérisent sa réponse fréquentielle.

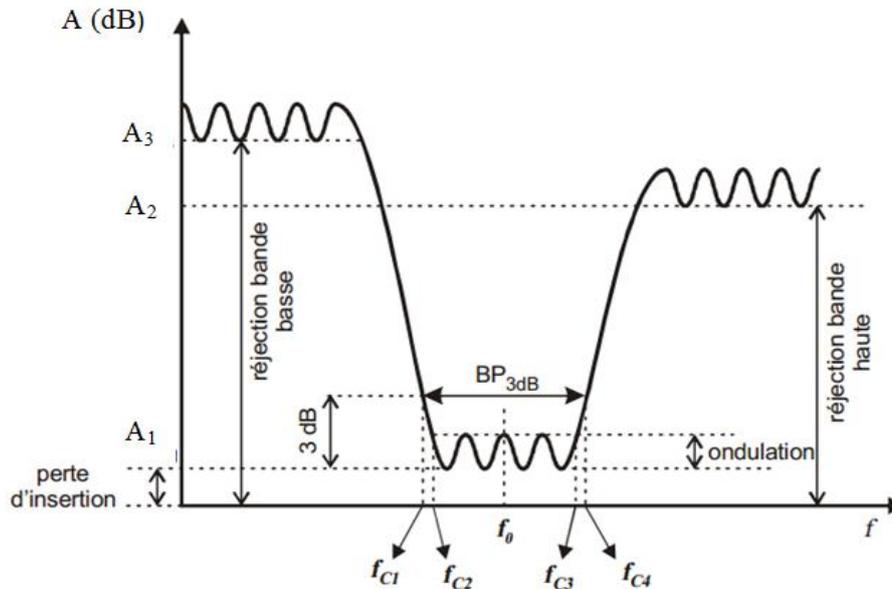


Figure III.5: Gabarit en amplitude d'un filtre passe-bande

- ❖ Fréquence centrale f_0
- ❖ Bande passante à l'ondulation ($f_{c3} - f_{c2}$)
- ❖ Fréquence de coupure à 3 dB, basse f_{c1} et haute f_{c4}
- ❖ Bande passante à 3 dB, ($f_{c4} - f_{c1}$) (bande passante d'intérêt lorsqu'on considère les pertes)
- ❖ Bande passante relative à 3 dB, $(f_{c4} - f_{c1})/f_0$
- ❖ Ondulation
- ❖ Perte d'insertion dans la bande, A_1
- ❖ Niveaux de rejection dans la bande atténuée (A_2 et A_3)

III.5 FONCTIONS DE FILTRAGE

III.5.1 Approximation en Amplitude de Butterworth

L'approximation de Butterworth est l'approximation la plus simple. Ce type de filtre ne présente aucune ondulation dans la bande passante, mais en contrepartie, il offre une mauvaise réjection hors bande. Cette dernière peut être améliorée par une augmentation du nombre de pôles, mais elle reste cependant moins bonne que celle des autres types de filtres. Elle est utilisée dans le cas des faibles pertes d'insertion [16].

Elle est définie par la fonction d'atténuation suivante (en dB) :

$$A_{dB} = 10 \log_{10} \left(1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2n} \right) \quad (\text{III.1})$$

Qui correspond à la réponse en amplitude du coefficient de transmission :

$$|S_{12}(j\omega)|^2 = \left(1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2n} \right)^{-1} \quad (\text{III.2})$$

Avec $\omega_c = 2\pi f$ est la pulsation de coupure. A noter que : quand $\omega = \omega_c$, $A = -3 \text{ dB}$, ou $S_{12dB} = -3 \text{ dB}$ (puisque $S_{12dB} = 20 \log_{10} |S_{12}|$)

La figure III.6 illustre la réponse en transmission de la fonction pour différentes valeurs de l'ordre n.

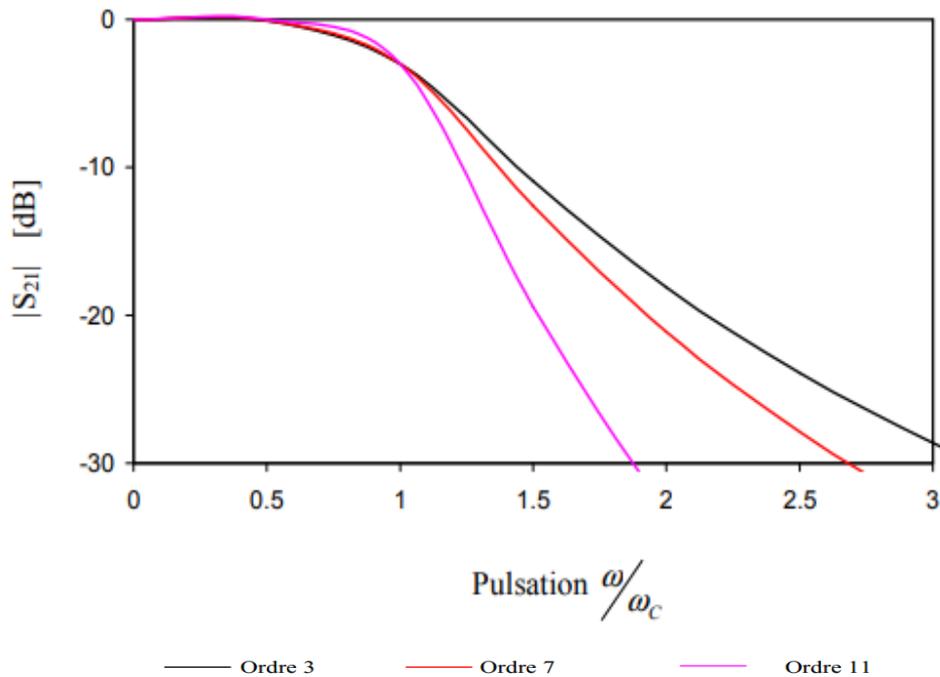


Figure III.6: Réponse en transmission de la fonction Butterworth pour différents ordres n.

A titre d'exemple, pour la conception d'un filtre passe bas dont les spécifications sont données par la figure III.3, on détermine l'ordre n nécessaire. D'après l'équation (III.1) et la figure III.3 [16].

$$\left(\frac{\omega_1}{\omega_c}\right)^{2n} = 10^{\frac{A_1}{10}} - 1 \quad (\text{III.3})$$

$$\left(\frac{\omega_2}{\omega_c}\right)^{2n} = 10^{\frac{A_2}{10}} - 1 \quad (\text{III.4})$$

$$\text{D'où : } \left(\frac{\omega_1}{\omega_2}\right)^{2n} = \frac{10^{\frac{A_1}{10}} - 1}{10^{\frac{A_2}{10}} - 1} \quad (\text{III.5})$$

La résolution de l'équation (III.5), nous donnera une valeur réelle pour n . Nous choisirons donc comme ordre du filtre le premier entier supérieur ou égal à cette valeur de n .

Les éléments constitutifs g_k d'un filtre normalisé passe-bas, se calculent aisément à partir des formules classiques de récurrence suivantes [5]-[9]-[10]-[13] :

$$g_k = 2 \sin\left(\frac{(2k-1)\pi}{2n}\right) \quad k = 1 \text{ à } n \quad (\text{III.6})$$

III.5.2 Approximation en amplitude de Tchebychev

Les filtres Tchebychev tolèrent une légère ondulation dans la bande, mais possèdent une meilleure réjection que le filtre Butterworth. L'approximation de Tchebychev est définie par la fonction d'atténuation suivante (en dB) :

$$A_{dB} = 10 \log_{10} \left[1 + \xi^2 T_n^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right) \right] \quad (\text{III.7})$$

Qui correspond à la réponse en amplitude du coefficient de transmission :

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \left(1 + \xi^2 T_n^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right) \right)^{-1} \quad (\text{III.8})$$

Avec T_n est le polynôme de Tchebychev défini par :

$$T_n(x) = \begin{cases} \cos(n \arccos(x)) & |x| \leq 1 \\ \cosh(n \operatorname{arg} \cosh(x)) & |x| \geq 1 \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

ξ est définie par le choix du niveau d'ondulation (A_m) par :

$$\xi = \sqrt{10^{\frac{A_m}{10}} - 1} \quad (\text{III.10})$$

La figure III.7 illustre la réponse en transmission de la fonction de Tchebychev pour différentes valeurs de n. Sa réponse possède aussi une ondulation d'amplitude dans la bande passante.

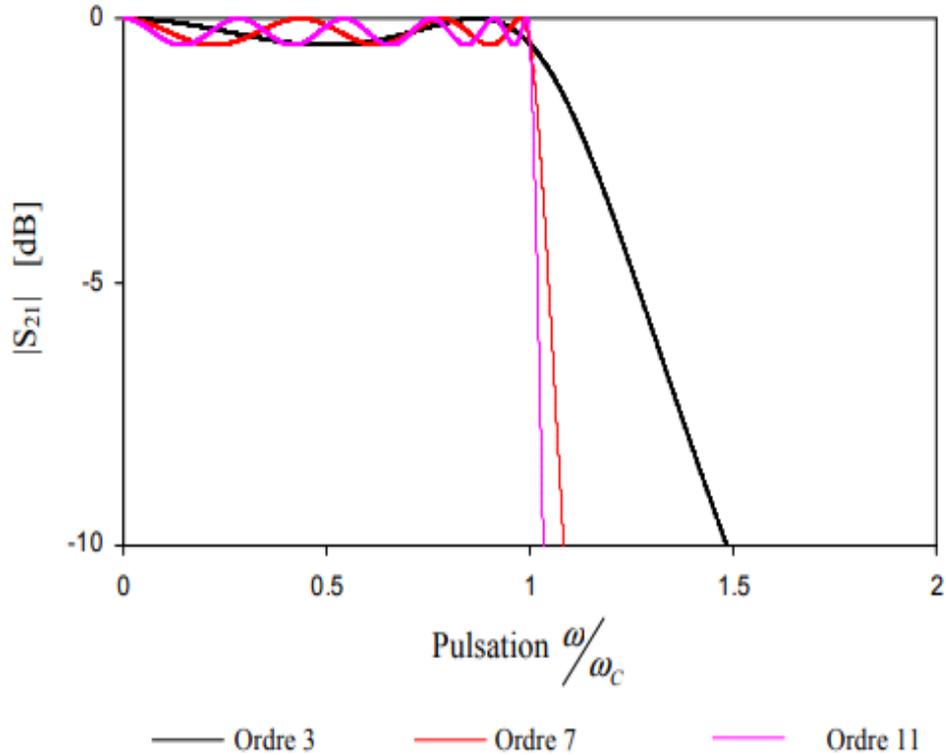


Figure III.7 : Réponse en transmission de la fonction de Tchebychev pour différentes Valeurs de n.

Il est possible d'obtenir des niveaux importants de réjection dans la bande atténuée sans pour autant augmenter l'ordre du filtre.

Les filtres de Tchebychev sont caractérisés par l'acceptation d'une ondulation, ou bien en bande passante ou bien en bande atténuée. Dans le premier cas, on parle de filtres de Tchebychev de type 1 ou directs, dans le second, de filtres Techbychev de type 2 ou inverses.

Pour déterminer les paramètres g_k , il faut d'abord chercher l'ordre n qu'il nous faut à partir des spécifications données, avant d'utiliser les équations suivantes :

$$g_1 = \frac{2}{\eta} \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right) \tag{III.11}$$

$$\eta = \sinh\left[\frac{1}{n} \operatorname{arg} \sinh\left(\frac{1}{\xi}\right)\right] \tag{III.12}$$

$$g_k g_{k+1} = \frac{4 \sin\left[\frac{2k-1}{2n} \pi\right] \sin\left[\frac{2k+1}{2n} \pi\right]}{\eta^2 + \sin^2\left(\frac{k\pi}{n}\right)} \quad k=2, \dots, n \tag{III.13}$$

Un exemple de calcul pour trouver n est comme suivant (pour les spécifications de la figure III.3. Soit l'ondulation (A_m) est fixée.

Nous pouvons donc déterminer les valeurs de ξ et A_1 .

Puisque $\omega_1 = \omega_c$, nous avons donc d'après la relation (III.7) :

$$A_1 = 10 \log_{10} \left[1 + \xi^2 T_n^2 \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right) \right] \quad (\text{III.14})$$

$$T_n \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right) = \frac{\sqrt{10^{\frac{A_1}{10}} - 1}}{\xi} \quad (\text{III.15})$$

Et puisque $\omega_2 > \omega_1 = \omega_c$, par la définition de T_n (l'équation III.9)

$$T_n \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right) = \frac{\sqrt{10^{\frac{A_1}{10}} - 1}}{\xi} = \cosh \left(n \arg \cosh \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right) \right) \quad (\text{III.16})$$

$$n \arg \cosh \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right) = \arg \cosh \left(\frac{\sqrt{10^{\frac{A_1}{10}} - 1}}{\xi} \right) \quad (\text{III.17})$$

$$n = \frac{\arg \cosh \left(\frac{\sqrt{10^{\frac{A_1}{10}} - 1}}{\xi} \right)}{\arg \cosh \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right)} \quad (\text{III.18})$$

On choisira alors n le premier entier supérieur ou égal à la valeur donnée par l'équation (III.18).

Par conséquent, les informations requises lors de la conception d'un filtre passe bande sont: l'ordre du filtre, le taux d'ondulation dans la bande passante et la fréquence centrale. Nous nous référons aux tableaux et abaques des filtres pour trouver les coefficients répondant au cahier de charges fixé auparavant.

Les valeurs de g_k (les coefficients normalisés des éléments de tchebychev) sont données dans le tableau III.1 en fonction de l'ordre n et le niveau d'ondulation du filtre A_m [12].

Loi de Tchebychev :

Pour $g_0=1.0$, $A_m=0.01$ dB pour $\omega_c = 1$:

n	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}
1	0.0960	1.0								
2	0.4489	0.4078	1.1008							
3	0.6292	0.9703	0.6292	1.0						
4	0.7129	1.2004	1.3213	0.6476	1.1008					
5	0.7563	1.3049	1.5773	1.3049	0.7563	1.0				
6	0.7814	1.3600	1.6897	1.5350	1.4970	0.7098	1.1008			
7	0.7970	1.3924	1.7481	1.6331	1.7481	1.3924	0.7970	1.0		
8	0.8073	1.4131	1.7825	1.6833	1.8529	1.6193	1.5555	0.7334	1.1008	
9	0.8145	1.4271	1.8044	1.7125	1.9058	1.7125	1.8044	1.4271	0.8145	1.0

Pour $A_m=0.04321$ dB et $\omega_c = 1$:

n	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}
1	0.2000	1.0								
2	0.6648	0.5445	1.2210							
3	0.8516	1.1032	0.8516	1.0						
4	0.9314	1.2920	1.5775	0.7628	1.2210					
5	0.9714	1.3721	1.8014	1.3721	0.9714	1.0				
6	0.9940	1.4131	1.8933	1.5506	1.7253	0.8141	1.2210			
7	1.0080	1.4368	1.9398	1.6220	1.9398	1.4368	1.0080	1.0		
8	1.0171	1.4518	1.9667	1.6574	2.0237	1.6107	1.7726	0.8330	1.2210	
9	1.0235	1.4619	1.9837	1.6778	2.0649	1.6778	1.9837	1.4619	1.0235	1.0

Pour $A_m=0.1$ dB et $\omega_c = 1$:

n	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}
1	0.3052	1.0								
2	0.8431	0.6620	1.3554							
3	1.0316	1.1474	1.0316	1.0						
4	1.1088	1.3062	1.7704	0.8181	1.3554					
5	1.1468	1.3712	1.9750	1.3712	1.1468	1.0				
6	1.1681	1.4040	2.0562	1.5171	1.9029	0.8618	1.3554			
7	1.1812	1.4228	2.0967	1.5734	2.0967	1.4228	1.1812	1.0		
8	1.1898	1.4346	2.1199	1.6010	2.1700	1.5641	1.9445	0.8778	1.3554	
9	1.1957	1.4426	2.1346	1.6167	2.2054	1.6167	2.1346	1.4426	1.1957	1.0

Tableau III.1 : Les valeurs des éléments g_k de Tchebychev en fonction de l'ordre du filtre

III.5.3 Approximation en amplitude elliptique

L'approximation elliptique se différencie des autres par sa caractéristique d'équi-ondulation à la fois dans la bande passante et dans la bande atténuée [11]-[14]-[17]. De plus, elle possède des zéros de transmission dans sa réponse électrique qui permet d'atteindre un bon niveau de sélectivité du filtre avec un ordre restreint. Elle est définie par sa fonction d'atténuation :

$$A_{dB} = 10 \text{Log} \left[1 + \xi^2 C_n^2(\omega) \right] \quad (\text{III.19})$$

Où : la fonction C_n cette fois ci est une fonction elliptique d'ordre n et ξ est un paramètre qui détermine l'ondulation dans la bande passante à la pulsation de coupure ω_c .

La réponse typique du filtre passe bas elliptique est illustrée par la figure III.8.

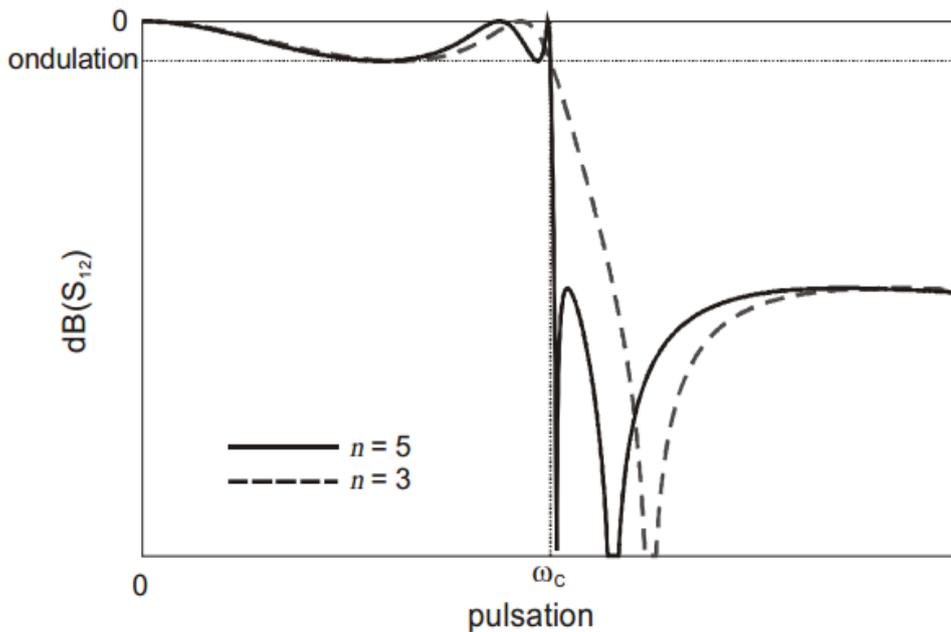


Figure III.8: Réponses du prototype passe bas elliptique en fonction de l'ordre du filtre n .

III.6 ELEMENTS DE SYNTHÈSE DES FILTRES MICRO-ONDES

Dans cette partie, nous nous rappelons quelques notions théoriques essentielles de synthèse des filtres micro-ondes à l'aide des éléments répartis constitués de ligne de transmission. La synthèse des filtres fait appel à deux méthodes [9]-[10]-[11]-[12]:

III.6.1 Méthode des paramètres image

La méthode des paramètres image a été développée dans les années 1930 [10]. Elle est basée sur l'étude des propriétés des réseaux élémentaires en termes de fonctions de transfert et les impédances de leurs images [11], [13]- [14]. L'inconvénient de cette méthode est qu'elle est basée sur l'hypothèse que le filtre est fermé par les impédances d'images alors qu'en pratique, le filtre est le plus souvent fermé par des résistances pures. Par conséquent, un nombre de facteurs de correction et de réseaux d'adaptation deviennent indispensables pour assurer le bon fonctionnement du filtre final. De plus, beaucoup de problèmes de conception de filtre ne peuvent pas être résolus par cette méthode avec un minimum d'éléments de circuit, voire même impossible [12]-[14].

III.6.2 Méthode des pertes d'insertion

La méthode des pertes d'insertion est basée sur le calcul des caractéristiques prédéfinies des filtres qui sont composés par des éléments de circuits qui sont linéaires, passifs, localisés et finis.

Cette méthode, qui est la méthode principale présentée dans ce travail, est la méthode la plus utilisée pour la conception des filtres [11]-[13]-[14]-[15].

Premièrement, dans la méthode des pertes d'insertion, la réponse d'un filtre est représentée par sa fonction d'atténuation, qui a pour forme :

$$P_{Pr} = 1 + \frac{M(\omega^2)}{N(\omega^2)} \quad (\text{III.20})$$

Cette équation est exprimée en fonction de la pulsation ω .

Où : M et N sont des polynômes réels.

Cette fonction de perte d'insertion sera assimilée à des fonctions d'approximations qui sont physiquement réalisables, par exemple les fonctions Butterworth, Tchebychev, Elliptique etc.

III.6.3 Transposition de fréquence et d'impédance à partir du gabarit passe bas

Un prototype de filtre passe bas, composé d'éléments localisés capacitifs et inductifs est défini. La conception de tous les types des filtres (passe bas, passe haut, passe bande ou coupe bande) sera basée sur ce prototype passe bas, pour lequel quelques transformations nécessaires seront effectuées (transformation

d'impédance et de fréquence). Les deux schémas possibles du prototype du filtre passe bas sont présentés dans la figure III.9. Ils sont composés alternativement par les capacités parallèles et les inductances séries. L'ordre du filtre (n pair ou impair) imposera le nombre de composants du prototype (capacités et inductances). En général, les éléments (g_k) du circuit du filtre prototype sont normalisés par rapport à l'impédance de source ($g_0 = 1$) et à la pulsation de coupure ($\omega_c = 1$). Dans la plus part des cas, l'impédance de charge est supposée égale à l'impédance de source (ce qui est le cas ici) d'où $g_{n+1} = g_0 = 1$ [12].

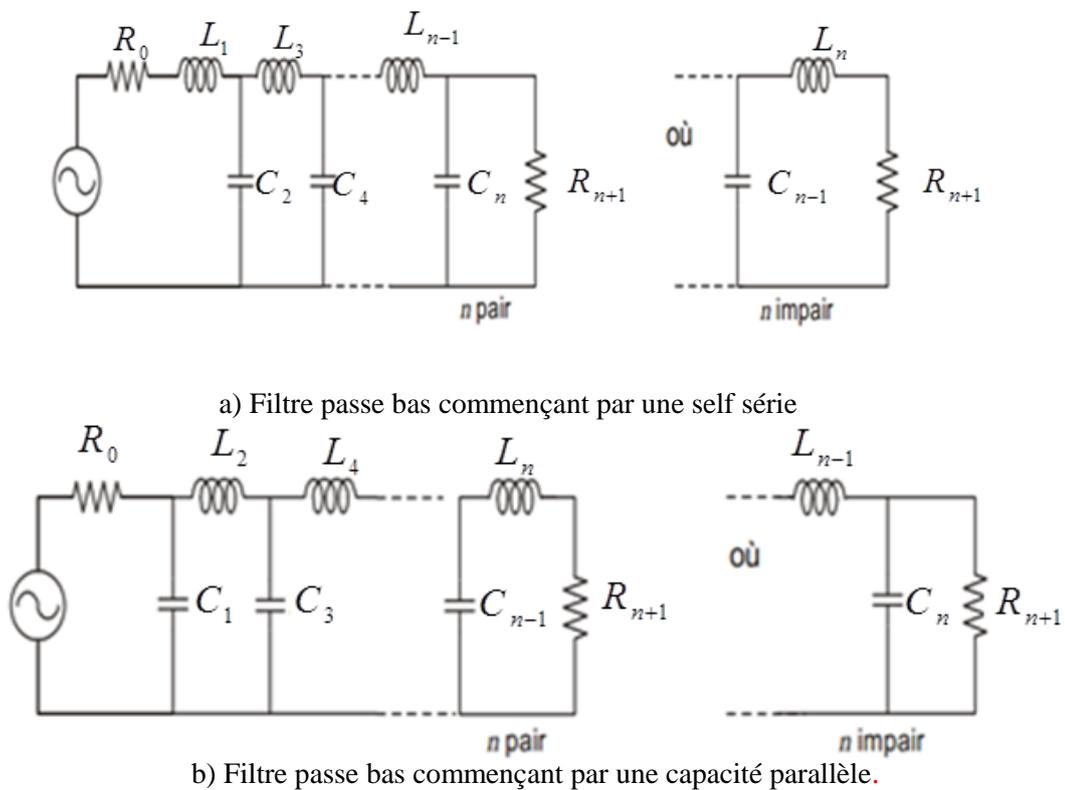


Figure III.9 : Circuits prototypes du filtre passe bas.

III.6.3.1 Transformation en impédance

Comme le prototype passe bas est normalisé par rapport à l'impédance et en fréquence pour tous ses éléments g_k , on doit dénormaliser ses éléments.

La dénormalisation en impédance se fait tout simplement en multipliant les g_k représentant les selfs en série par la résistance de charge R_0 et en divisant les g_k représentant des capacités parallèles par R_0 . Cette dénormalisation en impédance est illustrée par la figure III.10 [11]-[12].

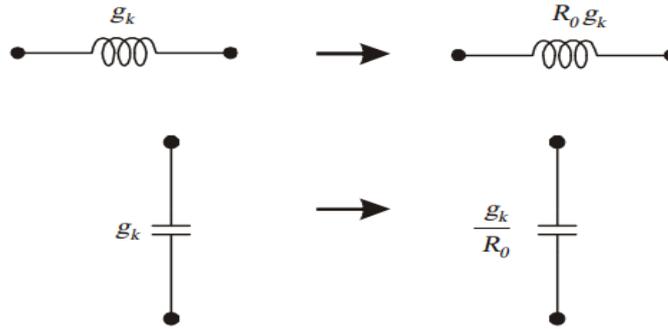


Figure III. 10 : Transformation en impédance

III.6.3.2 Transformation en fréquence

Pour pouvoir créer des filtres passe haut, passe bande ou coupe bande à partir de prototype passe bas, on doit effectuer la transformation de fréquence.

III.6.3.2.1 Transformation passe bas –passe haut

La transformation en fréquence du plan de pass-bas (ω) vers le plan de passe-haut (ω') est définie par : $\omega \rightarrow -\frac{\omega_0}{\omega'}$, ($\omega_0 = 1$).

Dans ces conditions le prototype passe haut se déduit facilement de celui du passe-bas. Pour cela, il faut remplacer chaque self par une capacité et réciproquement. Soient les capacités C_k et les inductances L_k du prototype passe bas, alors les valeurs (dénormalisées en fréquence) pour les capacités C_k et les inductances L_k du filtre passe haut sont calculées par [11]- [12] :

$$C'_k = \frac{1}{\omega_c L_k} = \frac{1}{\omega_c g_k} \tag{III.21}$$

$$L'_k = \frac{1}{\omega_c C_k} = \frac{1}{\omega_c g_k} \tag{III.22}$$

Cette transformation est illustrée dans la figure III.11 :

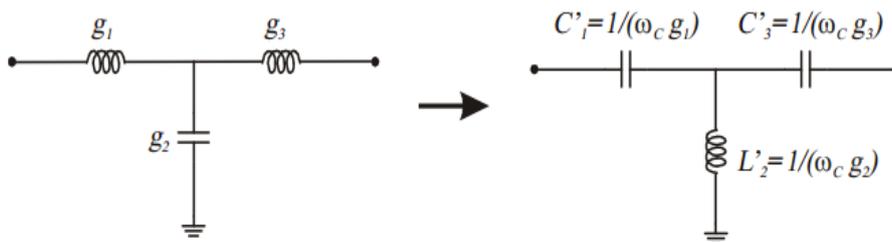


Figure III.11 : Transformation passe bas-passe haut

III.6.3.2.2 Transformation passe bas –passe bande

Le gabarit d'un filtre passe bande est défini par :

- ❖ Sa pulsation centrale, ω_0 de la bande passante
- ❖ Sa pulsation de coupure basse, ω_1
- ❖ Sa pulsation de coupure haute, ω_2

Soit :

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \quad (\text{III.23})$$

$$\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \quad (\text{III.24})$$

Où : Δ est la largeur relative de la bande passante.

La transformation en fréquence du plan de passe bas (ω) vers le plan de passe bande (ω') est définie par : $\omega \rightarrow \frac{1}{\Delta} \left(\frac{\omega_0}{\omega'} - \frac{\omega'}{\omega_0} \right)$

L'obtention du filtre passe bande à partir du prototype passe bas se fait en deux étapes. Premièrement, les inductances en série doivent être remplacées par un circuit résonant LC en série, avec les valeurs des éléments définies comme suit [11]- [12] :

$$C'_k = \frac{\Delta}{\omega_0 L_k} = \frac{\Delta}{\omega_0 g_k} \quad (\text{III.25})$$

$$L'_k = \frac{L_k}{\Delta \omega_0} = \frac{g_k}{\Delta \omega_0} \quad (\text{III.26})$$

La deuxième étape consiste à remplacer les capacités en parallèles par un circuit résonant LC en parallèle, dont les valeurs sont les suivantes [11]-[12] :

$$C'_k = \frac{C_k}{\Delta \omega_0} = \frac{g_k}{\Delta \omega_0} \quad (\text{III.27})$$

$$L'_k = \frac{\Delta}{\omega_0 C_k} = \frac{\Delta}{\omega_0 g_k} \quad (\text{III.28})$$

Cette transformation en fréquence du filtre passe bas vers le filtre passe bande est résumée par la figure III.12 pour le cas d'un filtre d'ordre 3.

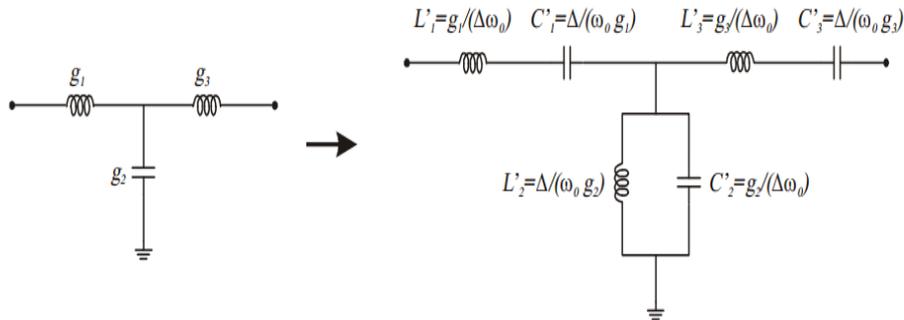


Figure III.12 : Transformation en fréquence passe bas-passe bande

III.6.3.2.3 Transformation Passe bas-coupe Bande

Pour le cas de la transformation en fréquence pour le filtre coupe bande, nous utilisons la transformation suivante :

$$\omega \rightarrow -\Delta \left(\frac{\omega'}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^{-1} \quad (III.29)$$

Pour obtenir le filtre coupe bande, il suffit alors de faire l'inverse du cas du filtre passe bande, où il faut remplacer les inductances par le circuit LC parallèle.

$$C'_k = \frac{1}{\Delta L_k \omega_0} = \frac{1}{\Delta g_k \omega_0} \quad (III.30)$$

$$L'_k = \frac{\Delta L_k}{\omega_0} = \frac{\Delta g_k}{\omega_0} \quad (III.31)$$

Et remplacer les capacités par le circuit LC série défini par :

$$C'_k = \frac{\Delta C_k}{\omega_0} = \frac{\Delta g_k}{\omega_0} \quad (III.32)$$

$$L'_k = \frac{1}{\Delta C_k \omega_0} = \frac{1}{\Delta g_k \omega_0} \quad (III.33)$$

Cette transformation est représentée sur la figure III.13.

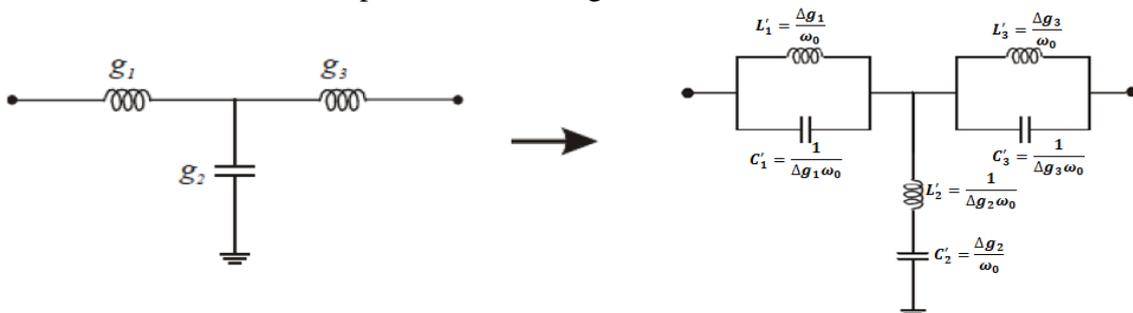


Figure III.13 : Transformation des éléments passe bas- coupe bande

Toutes ces étapes de transformation en fréquence peuvent être synthétisées dans le tableau III.2 [11]

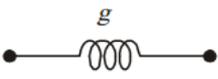
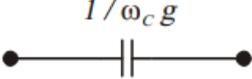
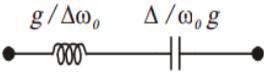
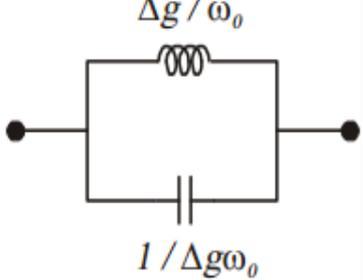
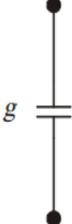
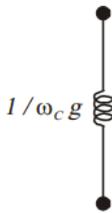
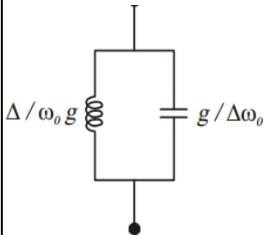
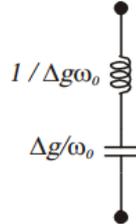
PASSE BAS	PASSE HAUT	PASSE BANDE	COUPE BANDE
			
			

Tableau III.2 : Transformations en fréquence à partir du prototype passe bas

III.7 MISE EN ŒUVRE DES ELEMENTS DISTRIBUES POUR LE FILTRAGE EN HYPERFREQUENCE

Nous avons vu dans la section III.6.3, la mise en œuvre de prototypes de filtres à partir d'un gabarit passe bas issu d'une approximation de la fonction d'atténuation. Toutefois, la synthèse générale ne nous donne que des solutions de filtres en éléments localisés qui ne peuvent pas être appliqués dans la bande de fréquence microonde. En effet, la disponibilité des éléments localisés est très limitée dans cette bande de fréquence très haute. Il est donc nécessaire de faire appel à des éléments distribués pour pouvoir réaliser les filtres en hyperfréquence. Pour cela, plusieurs outils ont été développés afin de pouvoir transformer les éléments localisés en éléments distribués [11]. Nous présentons quelques un d'entre eux dans la suite. En se basant sur ces outils de transformation, beaucoup de topologies de filtre hyperfréquence ont été proposées pour faciliter l'étape de conception avant de les réaliser selon une technologie choisie [17].

III.7.1 Outils de transformation des éléments localisés en éléments distribués

III.7.1.1 Résonateurs quart d'onde et demi-onde, et la transformation de Richard

Une ligne de transmission peut être assimilée à un circuit résonant en fonction de sa longueur et de sa charge (circuit ouvert ou en court-circuit).

Afin de convertir les éléments localisés en lignes de transmission équivalentes, l'équivalence L, C peut se faire en utilisant la transformation de Richards [11], [17]:

$$\Omega = \tan(B_g l) \quad (\text{III.34})$$

Avec la constante de propagation :

$$B_g = \frac{2\pi}{\lambda_g} = \frac{\omega}{v_\phi} \quad (\text{III.35})$$

Où : v_ϕ est la vitesse de phase.

La transformation de Richard est donc une transformation en fréquence du plan de ω au plan de Ω (plan du prototype passe-bas normalisé). Ainsi :

$$Z_L = jX_L = j\Omega L = jL \tan(B_g l) \quad (\text{III.36})$$

$$Y_L = jB_L = j\Omega C = jC \tan(B_g l) \quad (\text{III.37})$$

Avec :

X_L : Réactance de L

B_L : Susceptance de C

Le tableau III.3 présente un résumé des équivalences issues de la transformation de richard.

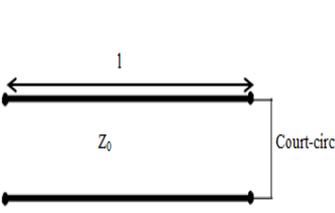
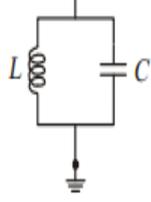
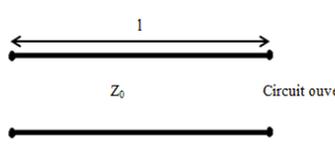
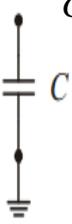
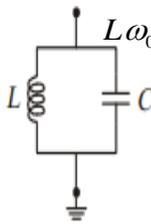
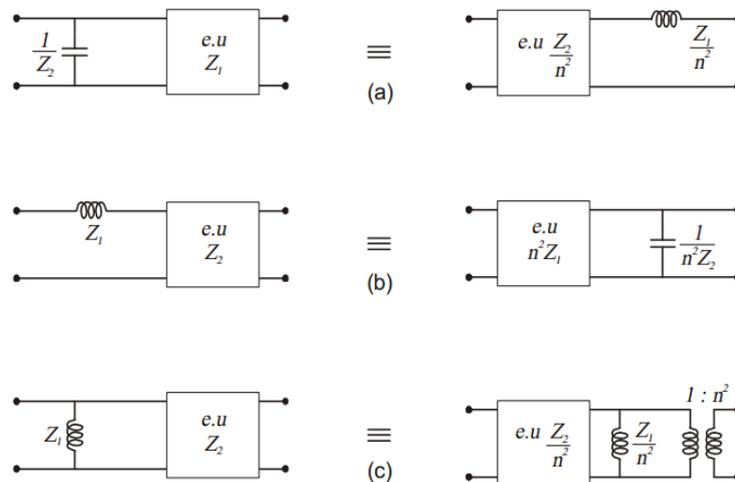
	$l = \frac{\lambda}{8}$	$l = \frac{\lambda}{4}$	$l = \frac{\lambda}{2}$
	$L = \frac{Z_0}{\omega_0}$ 	$L\omega_0 = \frac{1}{C\omega_0} = \frac{\pi Z_0}{2}$ 	$L\omega_0 = \frac{1}{C\omega_0} = \frac{2Z_0}{\pi}$ 
	$C = \frac{1}{Z_0\omega_0}$ 	$L\omega_0 = \frac{1}{C\omega_0} = \frac{4Z_0}{\pi}$ 	$L\omega_0 = \frac{1}{C\omega_0} = \frac{\pi Z_0}{4}$ 

Tableau III.3: Circuits équivalents des lignes de transmission en circuit ouvert et en circuit fermé.

III.7.1.2 Identités de Kuroda

Sans doute l'un des outils de transformation des lignes distribuées les plus utilisés, les identités de Kuroda permettent de séparer les éléments dans un filtre en employant des sections de lignes appelées éléments unitaires. Les identités de Kuroda sont présentées dans la figure III.114 [11].



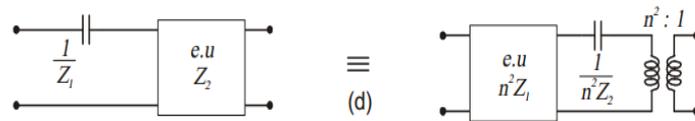


Figure III.14: Identités de Kuroda, e.u : éléments unitaires.

Avec :
$$n^2 = 1 + \frac{z_2}{z_1} \tag{III.38}$$

La définition d'un élément unitaire d'impédance caractéristique Z_0 et de longueur électrique θ est donnée par la figure III.15 avec sa matrice chaîne :



Figure III.15: Élément unitaire

Avec :

La matrice chaîne de l'élément unitaire :
$$\frac{1}{\sqrt{1-t^2}} \begin{bmatrix} 1 & Z_0 t \\ \frac{t}{Z_0} & t \end{bmatrix}, t = j \tan \theta$$

III.7.1.3 Les inverseurs d'impédance et d'admittance

Un inverseur idéal, qu'il soit d'impédance ou d'admittance, est un quadripôle qui est indépendant de la fréquence. Comme son nom l'indique, un inverseur forme l'inverse de l'impédance ou de l'admittance qui le termine. Ces opérations sont illustrées sur la figure III.16 [11].

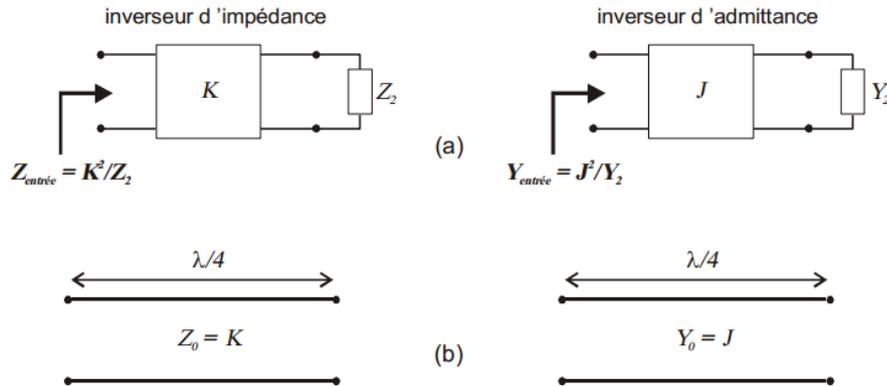


Figure III.16: (a) Opérations des inverseurs d'impédance et d'admittance (b) Exemple de réalisation des inverseurs par des lignes distribuées quart d'onde.

Toutefois, dans la pratique, nous ne savons réaliser des inverseurs que pour une bande limitée de fréquence, par exemple en utilisant des lignes quart d'onde comme le montre la figure III.16. Une des propriétés intéressantes des inverseurs est qu'une inductance en série fermée à ses deux cotés par des inverseurs d'impédance peut être assimilée à une capacité en parallèle. De manière analogue, une capacité en parallèle entre deux inverseurs d'admittance est équivalente à une inductance en série (voir figure III.17) [15], [17]. Ces propriétés nous permettront de transformer un circuit de filtre en une autre forme qui est plus adaptée à la mise en œuvre des éléments distribués.

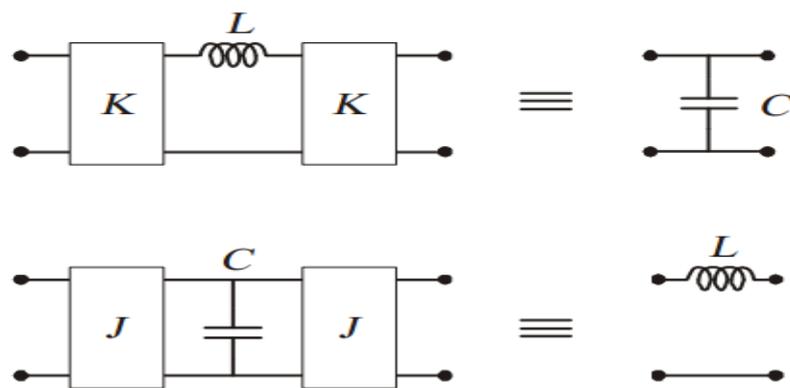


Figure III.17: Propriétés des inverseurs.

III.8 ÉTAPES DE CONCEPTION DES FILTRES MICRO-ONDES

La conception des filtres suit donc les étapes illustrées dans la figure III.18 :

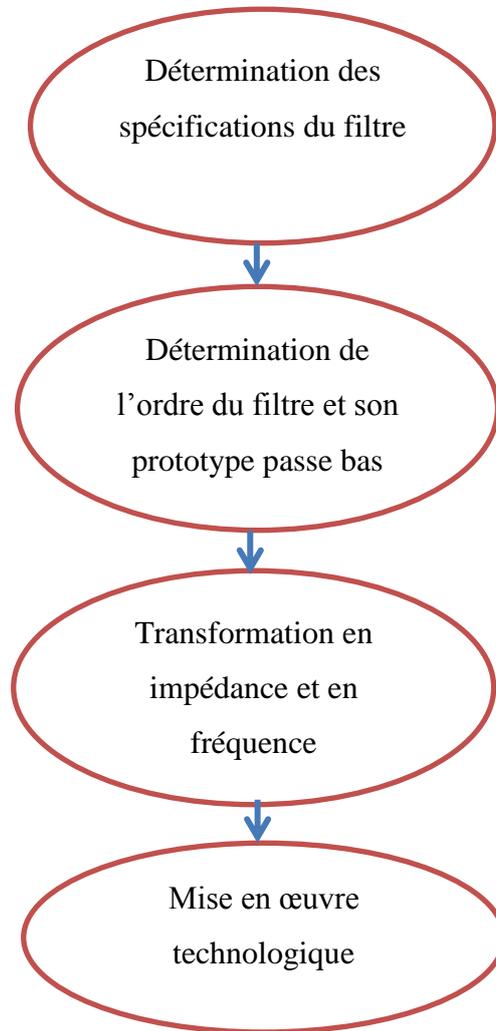


Figure III.18: Etapes de conception des filtres

Nous allons nous intéresser dans la suite de ce travail à la conception de plusieurs filtres hyperfréquences.

III.9 MODELISATION ET CONCEPTION D'UN FILTRE PASSE-BAS

Dans un premier temps, nous nous sommes intéressés à la conception de filtre passe bas en ligne quasi-TEM. Le schéma de la figure III.19 présente le modèle en éléments localisés d'un filtre passe-bas. Aux fréquences basses, les inductances séries ont des impédances faibles et les capacités parallèles des impédances élevées : le filtre est donc transparent. Aux fréquences élevées, c'est l'inverse : les inductances génèrent une réjection partielle des signaux appliqués et les capacités court-circuitent le reste. La réponse en fréquence ou fonction de filtrage de ce filtre est présentée sur la figure III.19 (b). La coupure n'est pas idéale et l'atténuation se fait progressivement. On définit généralement la bande passante du filtre à -3dB, et des fréquences de réjection à -20 ou -30 dB. La pente de la réjection est également un paramètre courant.

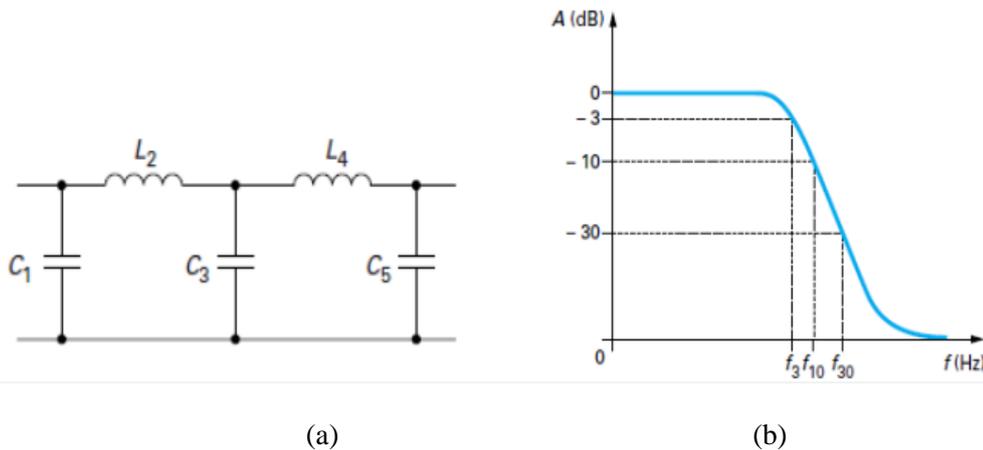


Figure III.19: (a) Modélisation localisée d'un filtre passe-bas sous forme d'un réseau en échelle, (b) Courbe de réponse du filtre passe-bas.

III.9.1 Procédure de conception

1) Les données de départ sont les suivantes :

- ω_c , qui est la pulsation de coupure correspondant à une atténuation de - 3 dB.
- Le taux d'ondulation A_m (dB) si la loi est de type Tchebyshev.
- ω_a , pulsation de réjection correspondant à une atténuation A_a en dehors de la bande passante.

La courbe donnant l'atténuation d'un filtre en fonction de la fréquence peut suivre deux lois principales : Tchebyshev, Butterworth (figures III.6 et III.7) [18] .

- 2) Après avoir normalisé les pulsations ω par rapport à ω_c , on détermine le nombre de cellules n du filtre pour obtenir la réjection voulue selon le type de fonction de filtrage choisie. Des abaques facilitent la détermination de cette valeur. Pour la loi de type Tchebyshev, plusieurs abaques ont été présentés précédemment selon l'atténuation souhaitée dans la bande (Tableau III.1).
- 3) Nous cherchons à déterminer les éléments localisés selfiques et capacitifs correspondant au modèle passe-bas (figure III.19(a)).

Pour déterminer ces paramètres, on se sert d'un prototype (figure III.20). La détermination des paramètres g_k représente la base de la synthèse des filtres passe-bas.

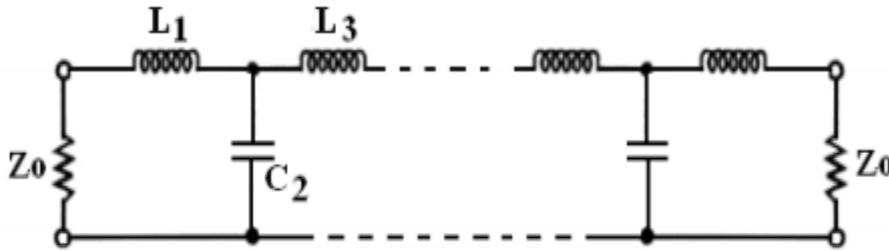


Figure III.20: Prototype de filtre passe-bas avec n impair.

Selon l'ordre n du filtre et le type de loi choisie, les valeurs des éléments g_k sont tirées de tableau III.1 [13].

On en déduit enfin les L_k et C_k après dénormalisation du schéma III.20. Les inductances séries sont données par :

$$L_k = \frac{R_1}{\omega_c} g_k \quad (\text{III.39})$$

Et les capacités parallèles par :

$$C_k = \frac{1}{R_1} \frac{1}{\omega_c} g_k \quad (\text{III.40})$$

- 4) la réalisation d'une inductance, en micro-ruban, peut se faire par un tronçon de ligne, de longueur faible vis-à-vis de la longueur d'onde et dont l'impédance caractéristique Z_c est très grande devant l'impédance de charge.

III.9.2 Conception du filtre passe bas à saut d'impédance

Le filtre à saut d'impédance est un filtre passe-bas qui consiste en une cascade alternant des lignes de transmission de faible et de haute impédance caractéristique. Ces lignes, plus courtes que la longueur d'onde, agissent comme des éléments semi-localisés. En effet, une ligne de haute impédance est équivalente à une inductance série alors qu'une ligne de faible impédance remplace une capacité en parallèle. Le schéma de principe d'un filtre d'ordre n est donné par la figure III.21.

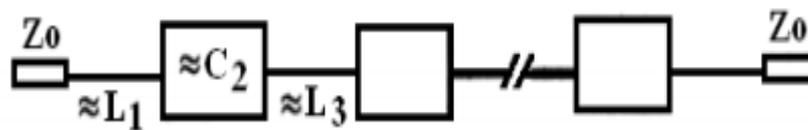


Figure III.21: Circuit électrique d'un filtre passe-bas à saut d'impédance d'ordre n .

III.9.2.1 Cahier de charges de ce filtre

Le cahier de charges consiste à réaliser un filtre passe-bas à saut d'impédance en considérant les spécifications présentées dans le tableau III.4 suivant.

Paramètres	Valeur	unité
Fréquence de coupure	7.5	GHz
Fréquence de réjection :	10	GHz
Atténuation	< 20	dB
Fonction de filtrage	Tchebychev	

Tableau III. 4: Spécifications de ce filtre

III.9.2.2 Schéma équivalent sous ADS

En suivant les étapes de conception de ce type de filtre, citée au-dessus, nous obtenons les valeurs des paramètres g_k (inductance et capacités) d'un filtre prototype passe bas de type tchebychev.

Les valeurs des éléments du prototype passe-bas g_k sont les suivantes :

n	g_0	g_1	g_2	g_3	g_4
3	1	1.0316	1.1474	1.0316	1

Tableau III.5: Les valeurs des éléments du prototype passe-bas suivant l'ordre de filtre

Les valeurs des éléments constitutifs du filtre passe bas sont tirées à partir des équations (III.39) et (III.40):

$$L_1 = L_3 = \frac{R_1}{2\pi f_c} g_1 = 1.49 \text{ nH} \quad (\text{III.41})$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_c R_1} g_2 = 0.664 \text{ pF} \quad (\text{III.42})$$

Le circuit électrique du filtre passe bas tracer sous le logiciel ADS est montré sur la figure III.22.

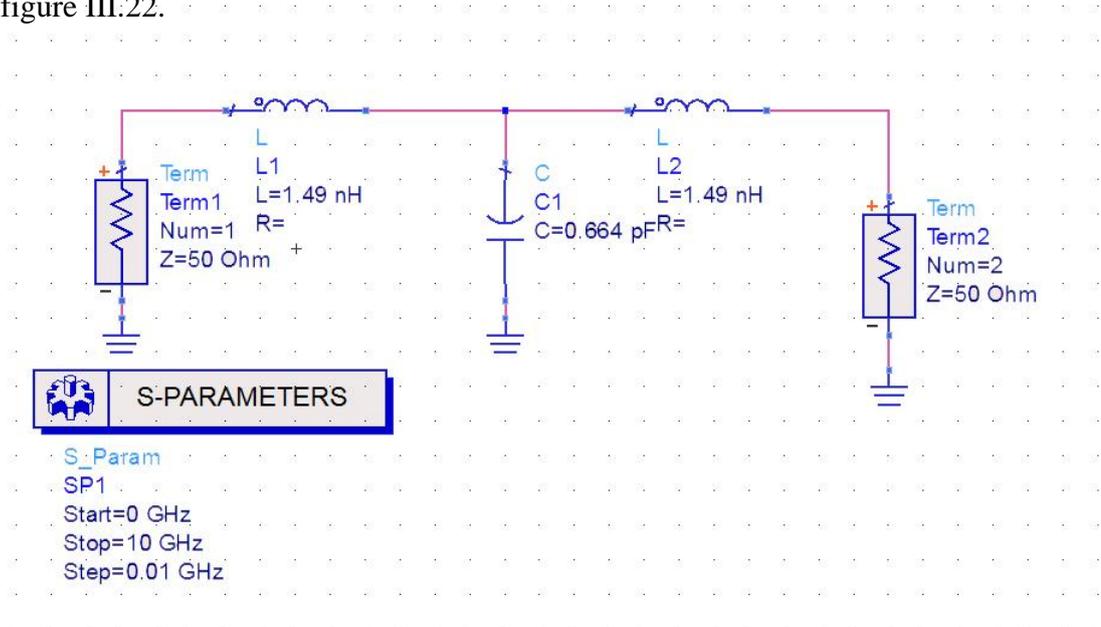


Figure III.22 : Schéma équivalent de prototype passe-bas

La simulation de filtre passe bas à éléments localisés à l'aide de logiciel ADS montre les variations du coefficient de transmission S_{21} et réflexion S_{11} en fonction de la fréquence (figure III.23).

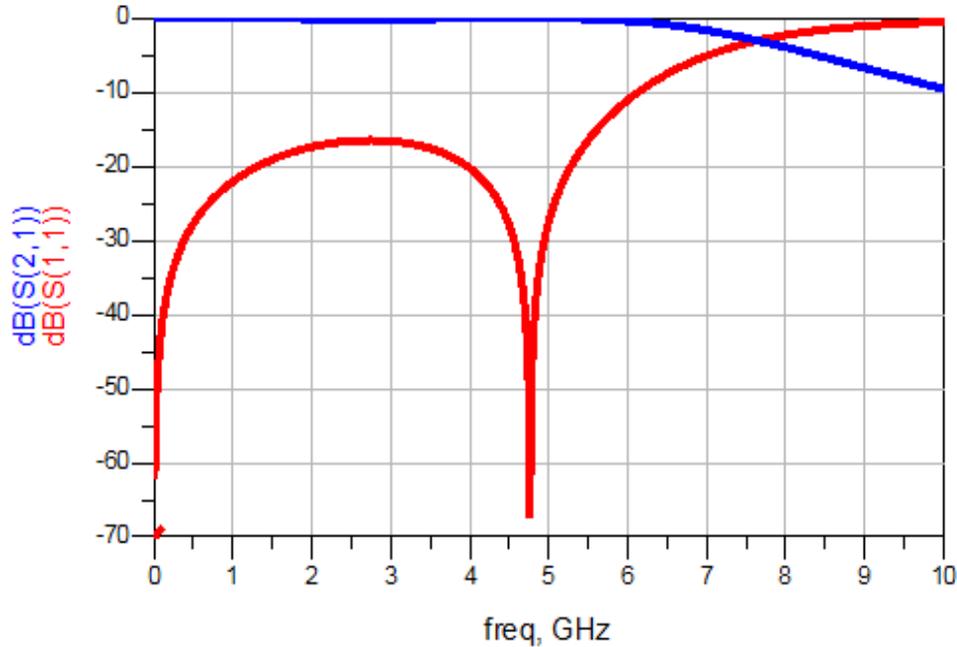


Figure III.23 : Réponse fréquentielle du filtre passe bas d'ordre 3 à éléments localisés sous ADS.

III.9.2.3 Simulation électromagnétique d'un filtre passe bas à saut d'impédance en technologie microruban

Dans ce contexte, le filtre passe-bas à saut d'impédance a été conçu sur un substrat qui a une constante diélectrique relative de $\epsilon_r = 10.2$, des pertes tangentielles $\tan(\delta) = 0.004$ et une épaisseur de $h = 1.27$ mm.

La figure III.24 montre le layout de la conception du filtre passe bas à saut d'impédance en microruban.

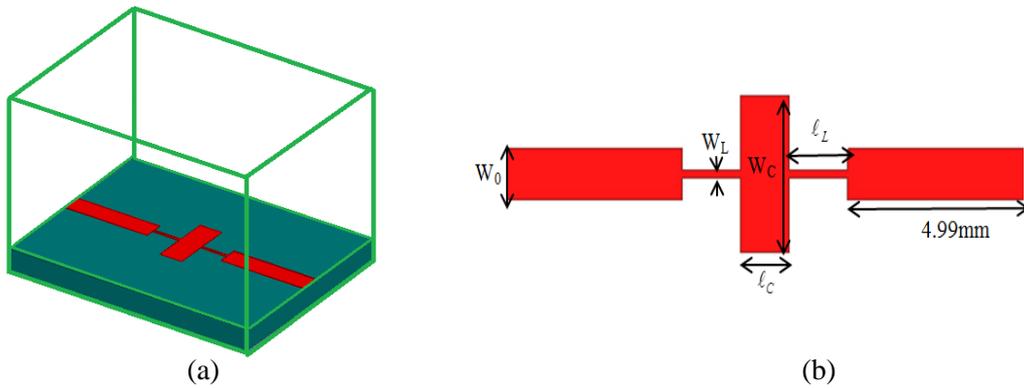


Figure III.24 : Métallisation longitudinale du filtre passe bas à saut d'impédance, (a) Vue à trois dimensions (b) Vue à deux dimensions de ce filtre

Pour pouvoir déterminer les longueurs des tronçons de lignes inductifs et capacitifs du filtre, il faut tenir compte de la contrainte suivante:

$$Z_{cC} \langle Z_c \langle Z_{cL} \tag{III.43}$$

Où :

- Z_{cC} : est l'impédance caractéristique du tronçon de ligne capacitif.
- Z_{cL} : est l'impédance caractéristique du tronçon de ligne inductif.

En tenant compte de cette considération, les valeurs des impédances caractéristiques du tronçon des lignes inductif et capacitif sont données respectivement par :

$$Z_{cC}=26 \Omega \text{ et } Z_{cL} = 95\Omega$$

Ainsi les longueurs physiques des tronçons des lignes inductif et capacitif sont calculées respectivement par les deux relations suivantes [1] :

$$\ell_L = \frac{\lambda_{gL}}{2\pi} \sin^{-1} \left(\frac{W_c}{Z_{cL}} L \right) \tag{III.44}$$

$$\ell_C = \frac{\lambda_{gC}}{2\pi} \sin^{-1} (W_c C Z_{cC}) \tag{III.45}$$

Où : λ_{gL} et λ_{gC} sont respectivement les longueurs d'ondes des tronçons de ligne inductif et capacitif calculées à la fréquence de coupure $f = f_c$ c'est-à-dire :

$$\lambda_{gL} = \frac{C}{f_c \sqrt{\epsilon_{rel}}} \tag{III.46}$$

$$\lambda_{gC} = \frac{C}{f_c \sqrt{\epsilon_{rc}}} \tag{III.47}$$

Où : ε_{reL} et ε_{reC} sont les permittivités effectives de chaque tronçon de ligne micro-ruban (inductif ou capacitif).

Les largeurs des lignes inductive et capacitive sont notées respectivement par W_L et W_C . Ces paramètres géométriques du filtre passe bas d'ordre 3 à éléments distribués sont :

$$W_C = 3.57mm ; W_0 = 1.12mm \text{ et } W_L = 0.15mm$$

Ces résultats ne tiennent pas compte de l'effet des discontinuités dus au changement de largeur des rubans du filtre.

Si on tient compte de cet effet, les longueurs physiques des tronçons des lignes inductif et capacitif, sont calculées en résolvant (dans notre cas numériquement), le système d'équations suivant [1] :

$$W_c L = Z_{cL} \sin\left(\frac{2\pi\ell_L}{\lambda_{gL}}\right) + Z_{cC} \tan\left(\frac{2\pi\ell_C}{\lambda_{gC}}\right) \quad (\text{III.48})$$

$$W_c C = \frac{1}{Z_{cL}} \sin\left(\frac{2\pi\ell_C}{\lambda_{gC}}\right) + 2 \frac{1}{Z_{cC}} \tan\left(\frac{2\pi\ell_L}{\lambda_{gL}}\right) \quad (\text{III.49})$$

Après la résolution numérique, nous obtenons les résultats suivants :

Longueurs réelles (mm)		Longueurs ajustées (mm)	
ℓ_L	ℓ_C	ℓ_L	ℓ_C
1.95	1.88	1.59	1.32

Tableau III.6 : Paramètres d'approximation de conception

La réponse fréquentielle de notre filtre micro-onde ainsi conçue en tenant compte ou pas de l'influence de la discontinuité est montrée sur les graphes de la figure III.25.

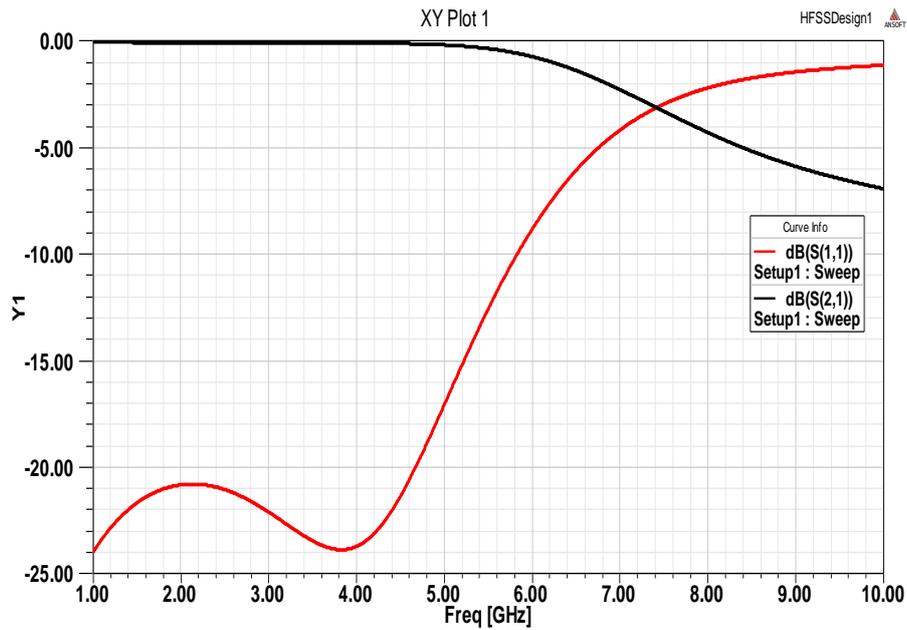


Figure III.25: Réponse fréquentielle du filtre passe bas

Le tronçon de ligne rectangulaire qui se trouve en milieu du filtre a été changé par un tronçon de ligne de forme demi-disque comme le montre la figure III.26 suivante :

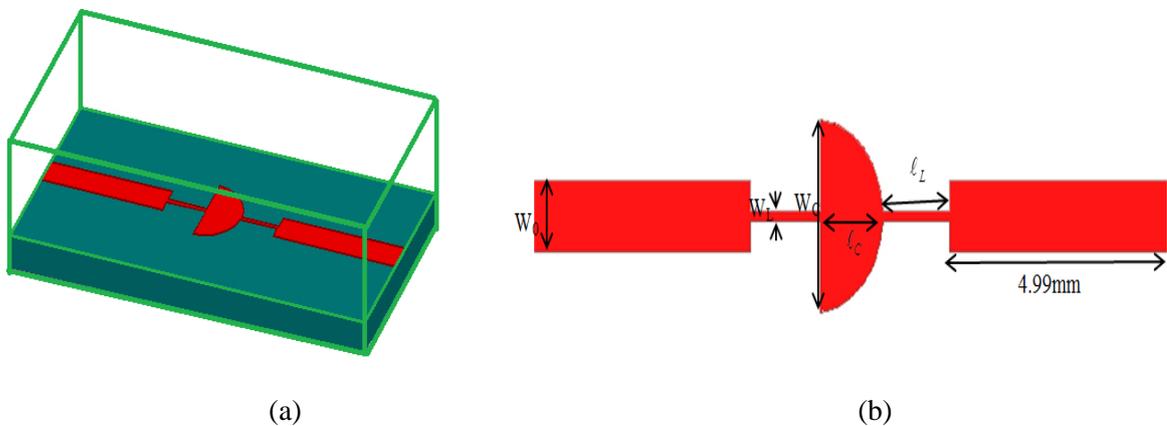


Figure III.26: Topologies de nouveau filtre passe bas à saut d'impédance, (a) Vue à trois dimensions (b) Vue à deux dimensions de ce filtre

La figure III.27 montre les résultats de la simulation pour le LPF en microruban en utilisant le logiciel HFSS.

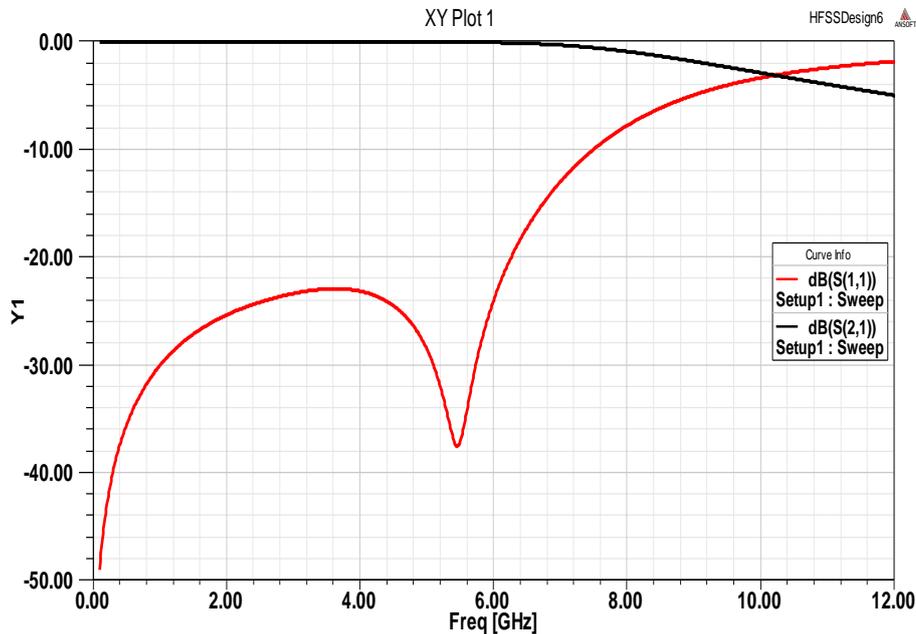


Figure III.27: Réponse fréquentielle de nouveau filtre passe bas

Nous remarquons que le paramètre d'adaptation S_{11} est inférieur de -20 dB pour la gamme de fréquences inférieure à 6,25 GHz. Ce qui montre que l'adaptation et la bande passante de ce filtre ont été améliorées par rapport au filtre précédent.

III. 9.2.4 Conception du filtre passe bas à saut d'impédance chargé de trois CSRRs

Dans la suite de ce travail, nous nous sommes intéressés par la conception du même filtre précédent en ajoutant trois résonateurs métamatériaux de type RAFs Complémentaires circulaires 'CSRRs' gravés dans le plan de masse. La Figure III.28 illustre la topologie de ce filtre. Les résonateurs CSRRs ont un espacement de 0,2 mm entre eux.

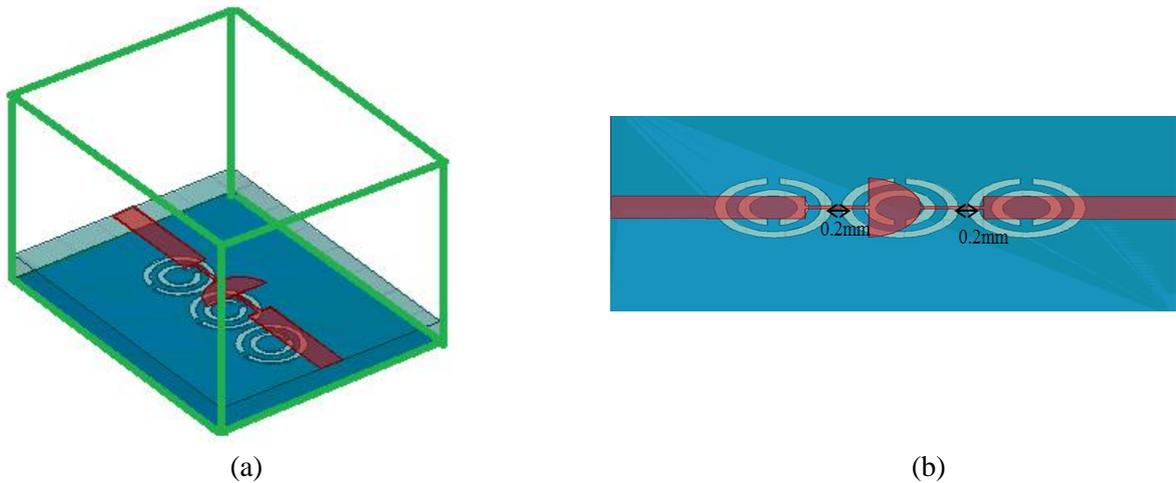


Figure III.28: Filtrage passe bas à trois CSRRs , (a) Vue à trois dimensions (b) Vue à deux dimensions de ce filtre

La figure III.29 présente la réponse fréquentielle de ce filtre. Ce résultat montre l'influence de ces résonateurs CSRRs sur les performances du filtre.

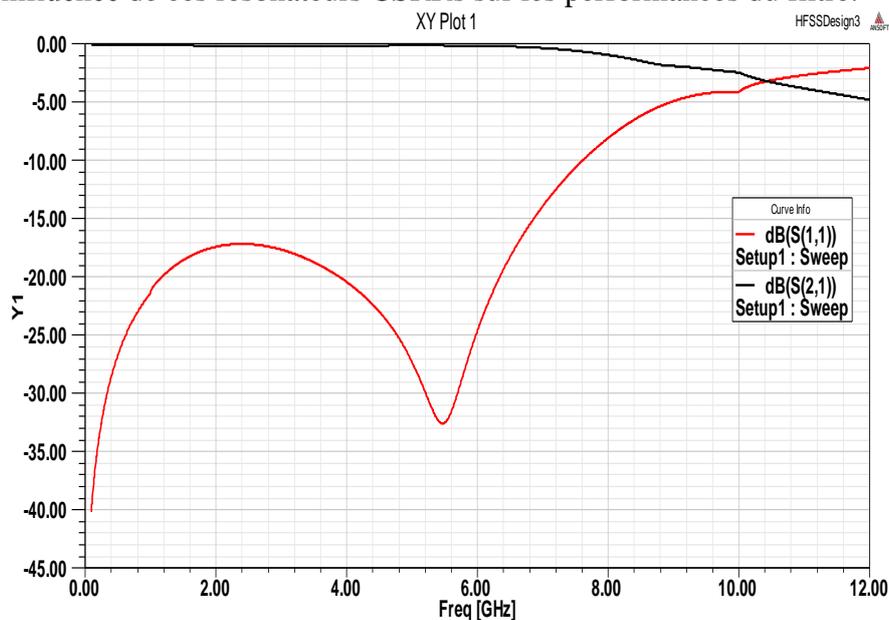


Figure III.29: Réponse fréquentielle du filtre passe bas chargé de trois CSRRs

Nous observons que cette réponse en fréquence donne une adaptation d'environ -15 dB en dessous de 7 GHz.

Pour une bande de fréquence étroite, le réel de l'indice de réfraction est négatif. Il est approximativement entre 0 et -6. C'est la gamme de fréquence dans laquelle la permittivité et la perméabilité sont similairement négatives (figure III.30)

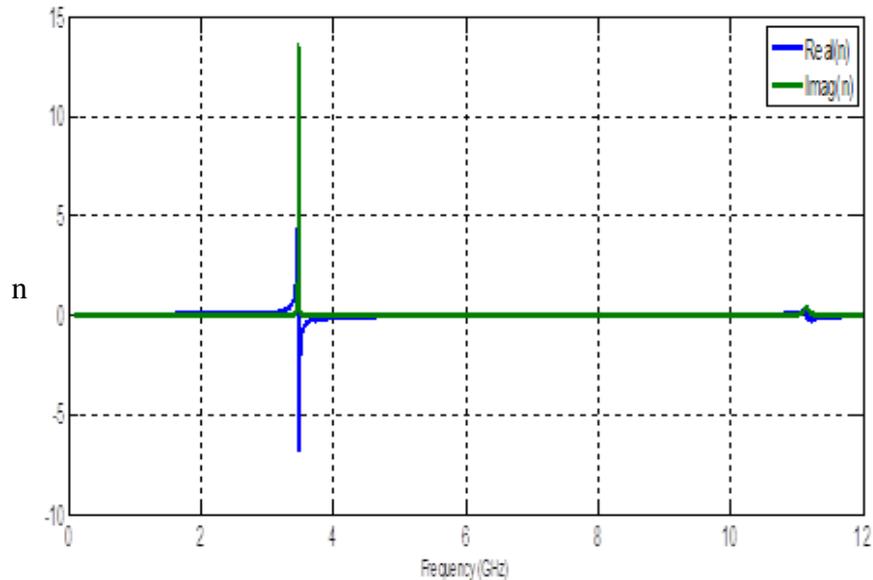


Figure III.30 : Parties réelle et imaginaire de l'indice de réfraction de ce filtre

III.9.2.5 Conception du filtre passe bas à saut d'impédance chargé par un RAF rectangulaire

Nous avons conçu aussi une autre topologie de filtre chargé par un résonateur de type RAF rectangulaire. Ce résonateur est gravé sur la même face de ruban. Ce filtre est conçu sur un substrat de constante diélectrique relative $\epsilon_r = 10,2$, et une épaisseur hauteur (h) de 1,27 mm (Figure III.31). Les paramètres de conception de ce filtre en lignes microruban sont déterminés en utilisant les formules : (III.44) , (III.45) (III.46), (III.47), (III.48) et (III.49) de la référence [19] (tableaux III.7).

Pour obtenir de bonnes performances électriques de filtre présenté, les paramètres de conception ont été ajustés et optimisés en utilisant le logiciel HFSS basé sur la méthode des éléments finis comme le montre le tableau III.7.

Z_c (Ohms)	λ_g (mm)	W(mm)	fc	$L_1=L_2$ (nH)	C_2 (PF)	Longueurs réelles (mm)		Longueurs ajustées (mm)	
						l_L	l_C	l_L	l_C
26	107	3.8	1GHz	8.21	3.65	l_L	l_C	l_L	l_C
50	113	1.4				10.95	9.75	9.71	7.11
95	120	0.3							

Tableau III.7 : Paramètres de conception d'approximation

La topologie et les dimensions de ce filtre avec ses résultats sont montrés respectivement dans les Figues.III.31 et III.32.

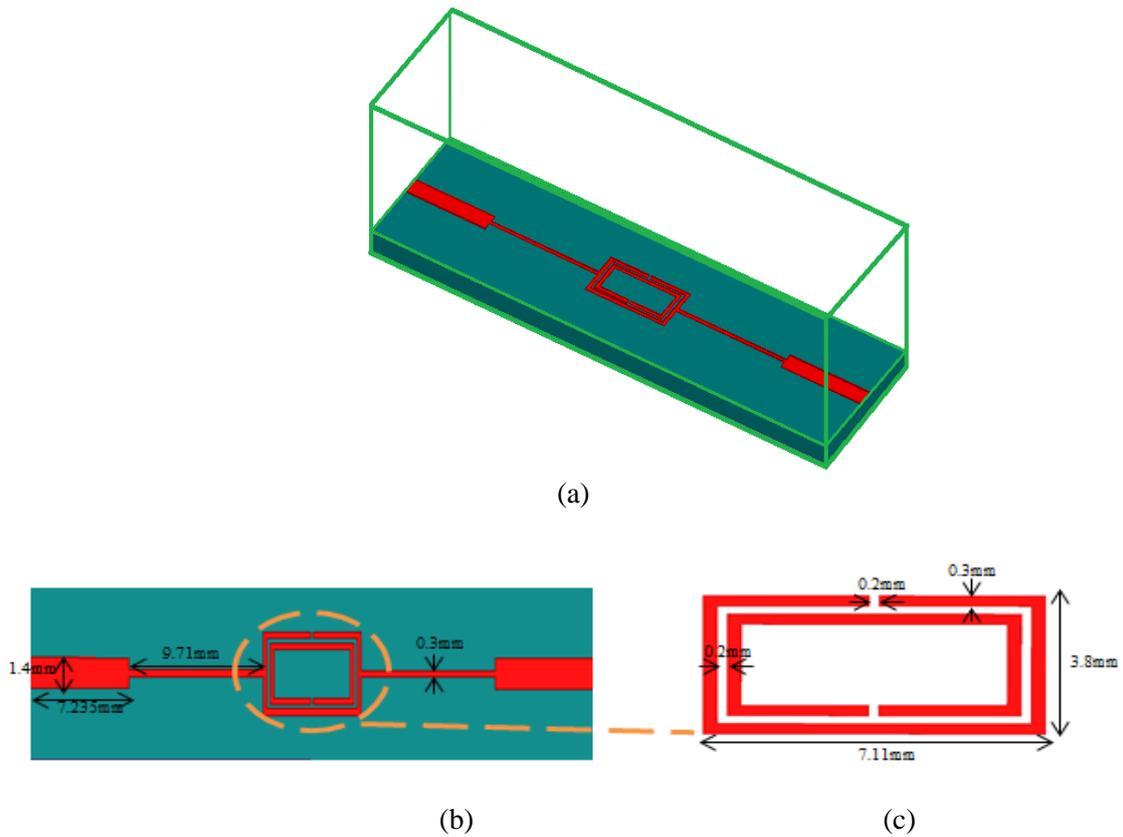


Figure III.31 : FPB chargé par un RAF rectangulaire, (a) Vue à trois dimensions (b) Layout (c) Structure de RAF rectangulaire

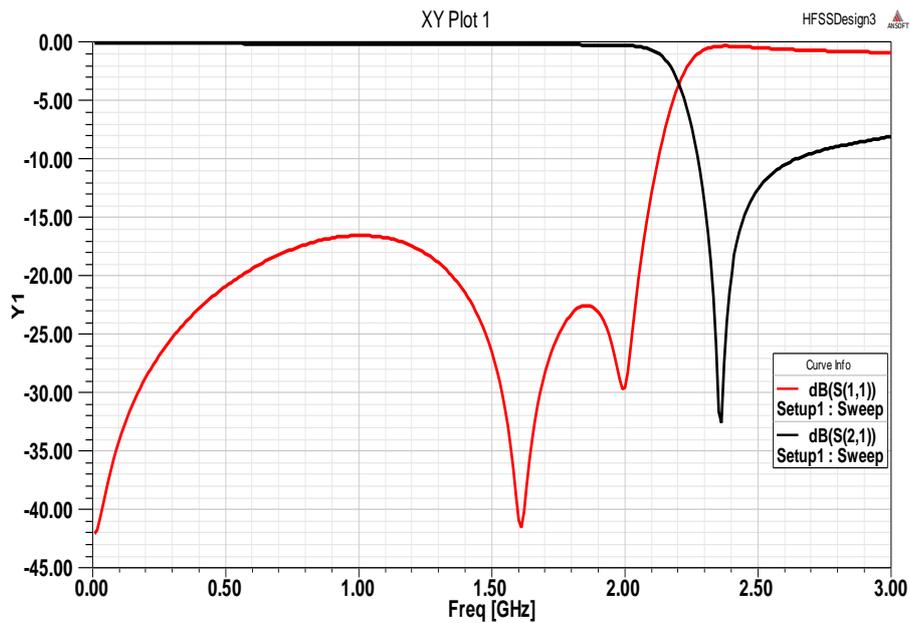


Figure III.32: Réponse fréquentielle du filtre passe bas chargé de RAF rectangulaire

La figure III.32 montre le comportement d'un filtre passe-bas avec une fréquence de coupure de 2.2 GHz à -3dB. L'adaptation de ce filtre est inférieure de -15 dB pour les fréquences inférieures à 2.1 GHz.

La figure III.33 montre que la partie réelle de la perméabilité présente un comportement de réponse lorentzienne, avec deux gammes de fréquences négatives comprises entre [1.2 - 2.1] GHz et [2.3 - 3.2] GHz.

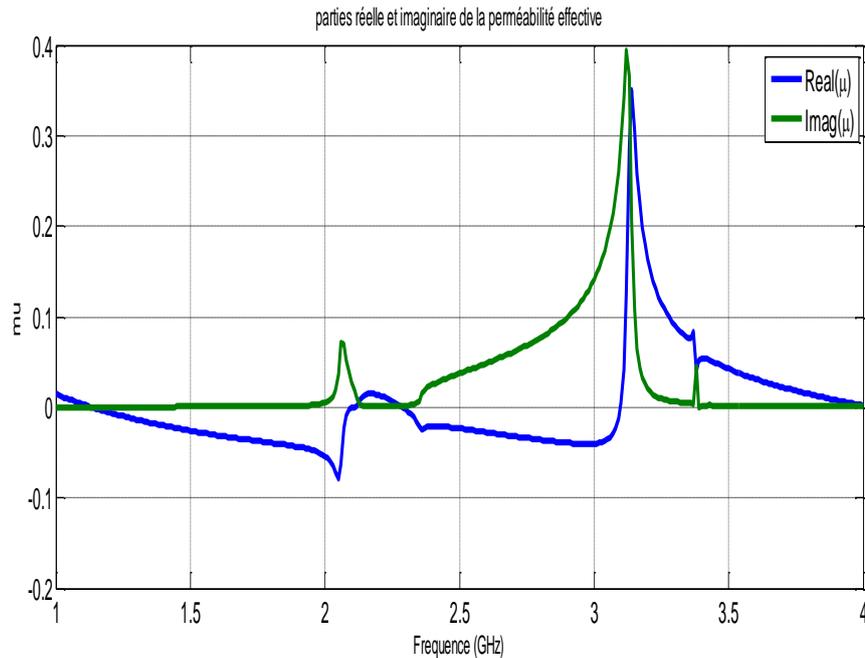


Figure III.33: Parties réelle et imaginaire de la perméabilité de ce filtre

III.10 CONCEPTION D'UN FILTRE PASSE-BANDE

Nous allons nous intéresser maintenant à la conception d'un filtre passe-bande à base de résonateurs en forme circulaire complémentaire. Cette structure est destinée à fonctionner dans la bande [0.5 – 3] GHz. Le substrat utilisé a une constante diélectrique relative de $\epsilon_r = 2.2$, des pertes tangentielles $\tan(\delta) = 0.0009$ et une épaisseur de $h = 0.508$ mm.

III.10.1 Simulation schématique du filtre passe bande avec ADS

III.10.1.a Synthèse des filtres passe-bande à éléments localisés

La méthode de synthèse d'un filtre passe-bande consiste à déterminer dans un premier temps, le prototype passe-bas équivalent au filtre que l'on désire synthétiser. On commence par le choix de topologie qui dépend des propriétés électriques et des caractéristiques réunies dans un cahier de charges, telles que : la fréquence centrale, largeur de bande, pertes d'insertion. Ensuite, il faut choisir le type de réponse de filtre (Tchebyshev, Butterworth, elliptique ou pseudo-elliptique).

Connaissant les éléments du réseau passe-bas en échelle présenté en figure III.34, l'étape suivante de la synthèse des filtres consiste à rechercher le schéma équivalent passe bande de ce réseau. L'utilisation d'une transformation passe-bas / passe-bande permet de transformer chaque élément série du réseau passe-bas en un circuit résonant série, et chaque élément parallèle en un circuit résonant parallèle, à l'aide d'un changement de variable. Cette méthode est décrite dans divers ouvrages [20]-[21]-[22].

Le prototype passe-bas à éléments localisés est indiqué sur la figure III.34:

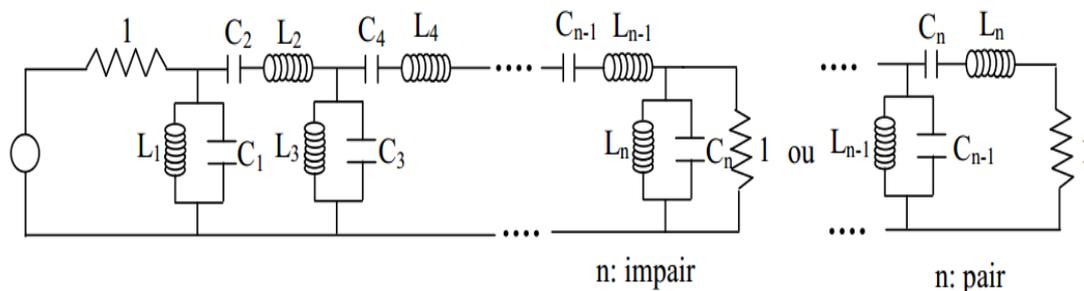


Figure III.34 : Schéma équivalent d'un prototype passe-bande à éléments localisés

III.10.1.b Cahier de charges

Le cahier de charges fixe les spécifications du filtre proposé, ces spécifications sont indiquées dans le tableau suivant [23] :

Paramètres	Valeur
Fréquence centrale (f_0)	1.4 GHz
Bande passante	1 GHz
Pertes d'insertion (IP)	< 0.18 dB
Adaptation	< 20 dB
Ondulation	0.1 dB
Ordre du filtre	3
Fonction de filtrage	Tchebychev

Tableau III.8: Spécifications de ce filtre

III.10.1.c Circuit électrique

En suivant les étapes de conception de ce type de filtre, nous obtenons les valeurs des éléments du prototype passe-bas g_k . Ces éléments dépendent de l'ordre du filtre et de l'ondulation dans la bande passante comme nous avons montré dans les relations (III.11), (III.12) et (III.13), ces valeurs sont données par:

g_0	g_1	g_2	g_3
1	1.0322	1.1475	1.0322

Tableau III.9: Valeurs des éléments pour prototype passe bas

Les équations suivantes montrent comment calculer les inductances et les capacités de schéma équivalent pour les éléments séries utilisant les équations (III.25) et (III.26) :

$$L_1 = L_3 = \frac{g_1}{\Delta\omega_0} = 8.38nH \quad (III.49)$$

$$C_1 = C_3 = \frac{\Delta}{\omega_0 g_1} = 1.54pF \quad (III.50)$$

pour les éléments parallèles, en utilise les équations (III.27) et (III.28) :

$$L_2 = \frac{\Delta}{\omega_0 g_2} = 3.46nH \quad (III.51)$$

$$C_2 = \frac{g_2}{\Delta\omega_0} = 3.72 \text{ pF} \tag{III.52}$$

Le circuit du filtre passe bande à éléments localisés d'ordre 3 est illustré sur la figure suivante:

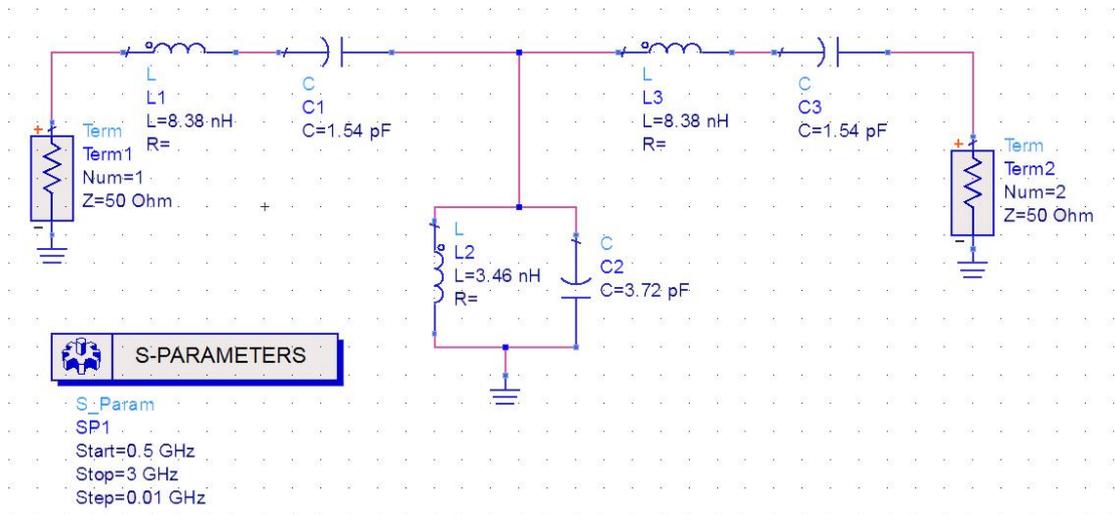


Figure III.35: Schéma équivalent de ce filtre tracé avec ADS.

La figure III.36 montre les variations du coefficient de transmission S_{21} et réflexion S_{11} en fonction de fréquence, obtenue au moyen de logiciel ADS.

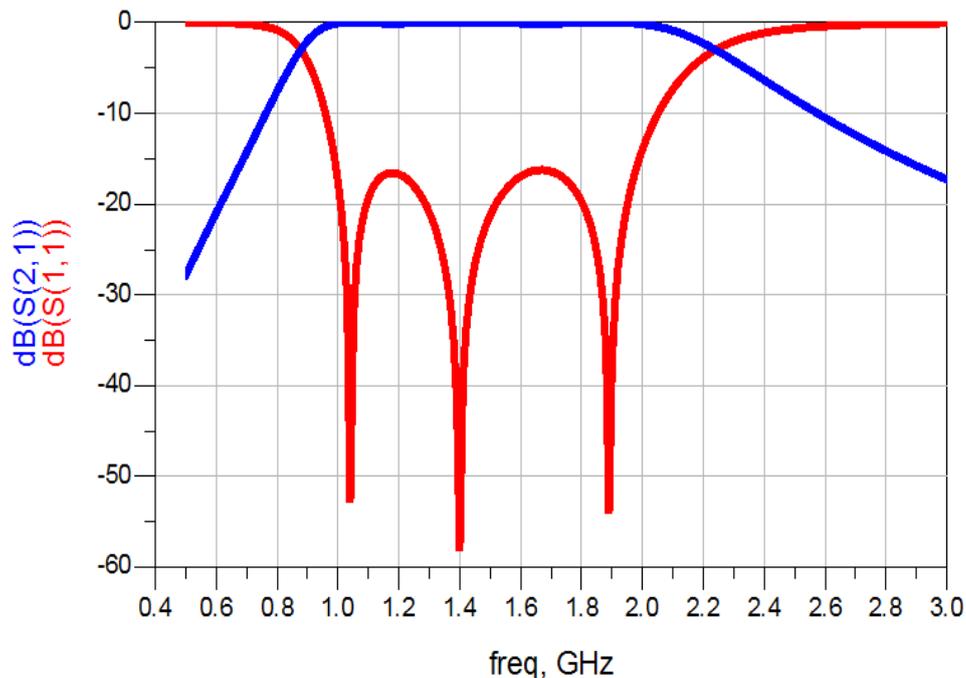


Figure III.36: Réponse fréquentielle du filtre passe bande à éléments localisés

III.10.1.d Réalisation pratique des inverseurs d'impédances

Les filtres en éléments localisés ne peuvent être implantés directement dans le domaine microonde tant les valeurs des composants sont faibles. Il est donc nécessaire de transformer les éléments localisés en leur équivalent en lignes de transmission [17]. La conception d'un filtre hyperfréquence est dans la plupart des cas, effectuée en termes de paramètres réactifs dynamiques x_j (ou b_j), définissant les résonateurs en éléments distribués, et de paramètres d'inversion d'impédance (ou d'admittance) $K_{j,j+1}$ (ou $J_{j,j+1}$), reliant les résonateurs entre eux. L'utilisation des inverseurs d'impédances ou d'admittances dans la conception de filtres micro-ondes est une approche pratique et plus facile à réaliser par rapport à l'alternance de résonateurs série et parallèle. Connaissant les valeurs des éléments g_i du prototype passe-bas normalisé, le processus de synthèse consiste à déterminer les valeurs des paramètres de couplage $K_{j,j+1}$ entre résonateurs, et les longueurs des résonateurs à partir des longueurs électriques $\Phi_{j,j+1}$ correspondant aux longueurs des lignes qui peuvent être ajoutées ou soustraites aux longueurs des résonateurs qui sont, en général, des lignes demi-onde ou quart-onde. La figure montre le schéma de principe d'un filtre passe-bande d'un tel type [13] :

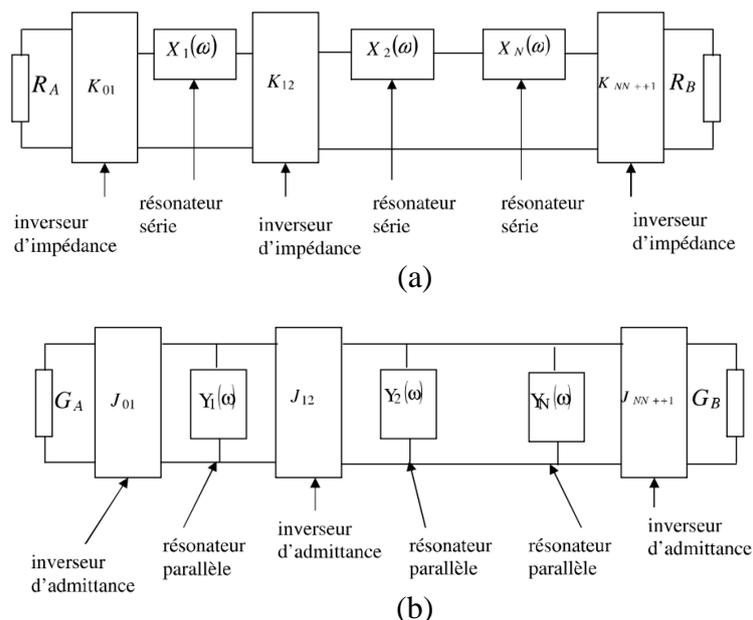


Figure III.37 : Filtres avec: (a) inverseurs d'impédance, (b) inverseurs d'admittance [13].

Si nous considérons le cas de filtre à résonateurs séries couplés par des inverseurs d'impédance (figure III.37.a) , nous avons :

$$k_{01} = \sqrt{\frac{\pi\omega_\lambda}{2 * \Omega_c * g_0 g_1}} \quad (III.53)$$

$$k_{j,j+1} \Big|_{j=n-1} = \frac{\pi\omega_\lambda}{2 * \Omega_c} \sqrt{\frac{1}{g_j g_{j+1}}} \quad (III.54)$$

$$k_{n,n+1} = \sqrt{\frac{\pi\omega_\lambda}{2 * \Omega_c * g_n g_{n+1}}} \quad (III.55)$$

Tel que :

$$\omega_\lambda = \frac{\lambda_1 - \lambda_2}{\lambda_0} \quad \text{et} \quad \Omega_c = 1 \quad (III.56)$$

Avec :

$$\lambda = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r} f} \quad (III.57)$$

x_j : représente la réactance dynamique du résonateur série j , de réactance $x_j(\omega)$ à la fréquence centrale ω_0 , elle est donnée par :

$$x_j = \frac{\omega_0}{2} \frac{dx_j(\omega)}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0} \quad (III.58)$$

$$x_{n,n+1} = \frac{k_{n,n+1}}{(1 - (k_{n,n+1})^2)} \quad (III.59)$$

Pour un résonateur LC série simple, l'équation (III.58) se réduit à $x_j = \omega_0 L_j = \frac{1}{\omega_0 C_j}$.

Similairement, un filtre passe-bande peut également être réalisé avec des résonateurs *LC* parallèles séparés par des inverseurs d'admittances. La théorie précédente implique que les inverseurs soient indépendants de la fréquence. Ceci n'est pas généralement réalisable. Dans la pratique, on obtient des résultats satisfaisants pour des bandes passantes relatives atteignant 20% avec des résonateurs demi-onde et 40% avec des résonateurs quart-onde [13].

Calcul de la longueur électrique des résonateurs [13] :

$$\theta_{n+1} = \pi - \frac{1}{2} \left[\tan^{-1} \left(\frac{2x_{n-1,n}}{Z_0} \right) + \tan^{-1} \left(\frac{2x_{n,n+1}}{Z_0} \right) \right] \quad (III.60)$$

Avec : $Z_0 = 50 \Omega$

Calcul de la longueur d'une cavité en guide d'ondes :

$$L_i = \frac{\lambda_0 \theta_i}{2\pi} \quad (III.61)$$

Avec :

$$\lambda_0 = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r} f_0} \quad (III.62)$$

III. 10.1.e Réalisation physique de la matrice de couplage et les facteurs de qualité

Les inverseurs d'impédances $K_{i,i+1}$ sont aussi obtenus en utilisant les formules (III.53),(III.54) et (III.55):

K_{01}	K_{12}	K_{23}	K_{34}
0.5002	0.2373	0.2373	0.5002

Tableau III.10: Les inverseurs d'impédances $K_{i,i+1}$

Le calcul de la matrice de couplage et les facteurs de qualités externes sont obtenus à partir des formules (III.54), (III.55) et (III.56):

$$M_{i,j+1} = \frac{FBW}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \text{ Pour } \{i=1 \text{ à } n-1\} \quad (III.63)$$

$$Q_{e1} = \frac{g_0 g_1}{FBW} \quad (III.64)$$

$$Q_{en} = \frac{g_n g_{n+1}}{FBW} \quad (III.65)$$

Ce qui donne:

$$M = \begin{bmatrix} 0 & M_{1,2} & 0 \\ M_{2,1} & 0 & M_{2,3} \\ 0 & M_{3,2} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0.6563 & 0 \\ 0.6563 & 0 & 0.6563 \\ 0 & 0.6563 & 0 \end{bmatrix}$$

$$Q_{e1} = Q_{en} = 1.4450$$

Les expressions de la capacité C_0 et l'inductance L_0 , sont données par les équations suivantes :

$$C_0 = \frac{Q_{e1}}{(W_0 * Z)} \quad (III.66)$$

$$L_0 = \frac{Z}{(W_0 * Q_{e1})} \quad (III.67)$$

$$C_0 = C_2 = 3.285 \text{ pF}, L_0 = L_2 = 3.934 \text{ nH}, C_1 = 3.77 \text{ pf et } L_1 = 3.428 \text{ nH}$$

Lorsque $Z = 50 \Omega$ est l'impédance au niveau des accès d'E/S.

Les impédances séries de conception correspondante pour ce filtre passe-bande sont calculées en se basant sur l'équation suivante:

$$Z_{i,i+1} = Z / (M_{i-1,i} * Q_{e1}) \tag{III.68}$$

$$Z_{01} = Z_{34} = 50 \Omega \quad Z_{12} = Z_{23} = 52,719 \Omega$$

Toutes ces grandeurs (matrice de couplage, coefficient de qualité, les impédances,...) ont été calculées à l'aide d'un programme écrit au Matlab.

Après le calcul des éléments des branches séries et parallèles, le circuit équivalent du filtre est illustré sur la figure III.38 :

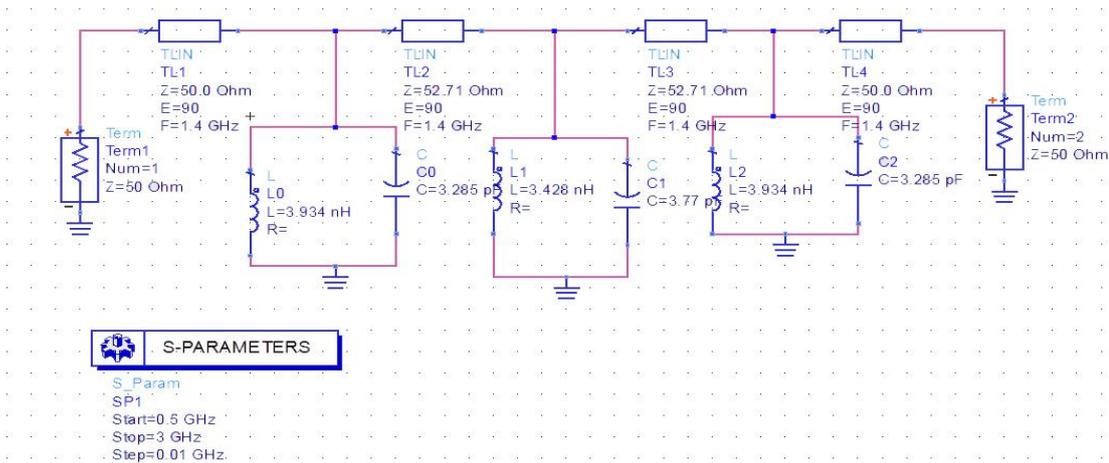


Figure III.38: Circuit schématique du filtre passe-bande tracé à l'aide de logiciel ADS.

Les réponses idéales en transmission et réflexion du circuit en éléments équivalents localisés analysé avec logiciels ADS, sont représentées sur la figure III.39. La réponse satisfait aux spécifications de cahier de charges.

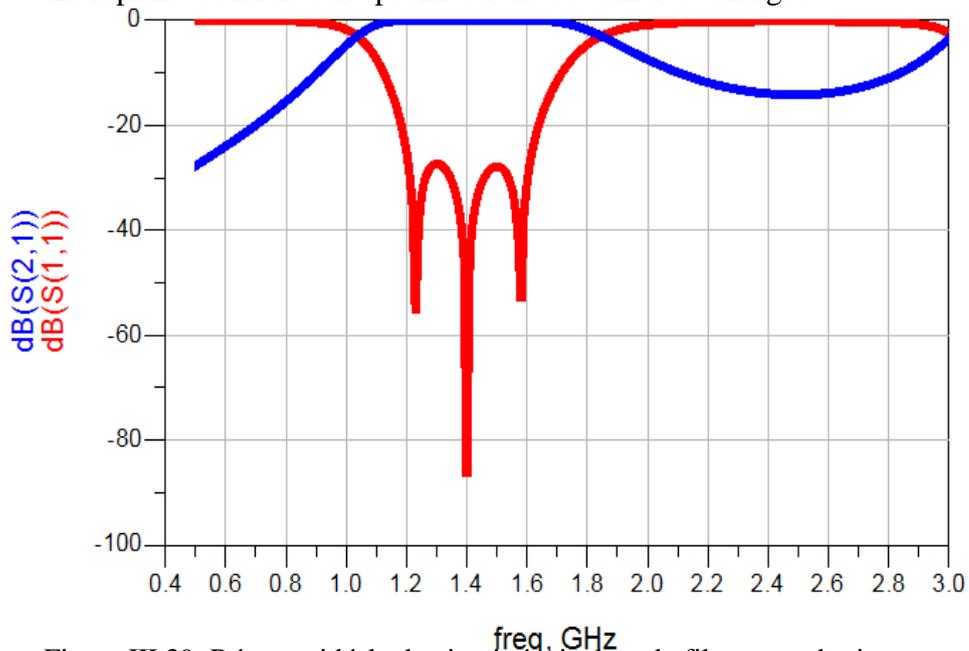


Figure III.39: Réponse idéale du circuit équivalent du filtre avec des inverseurs d'impédances sous le logiciel ADS.

III.10.2 Simulation électromagnétique du filtre passe-bande à base de CSRRs circulaires

La topologie de filtre passe bande comporte des résonateurs de type CSRRs circulaires gravés sur le plan de masse et des stubs en technologie micro-ruban sur la face supérieure (figure III.43). Le substrat utilisé est RO3010C avec une permittivité de $\epsilon_r = 10.2$ et une épaisseur $h = 1,27$ mm. La taille de ce filtre est 40×41.5 mm². Les dimensions de ces résonateurs en anneaux fendus 'CSRRs' sont présentées sur la figure III.40.

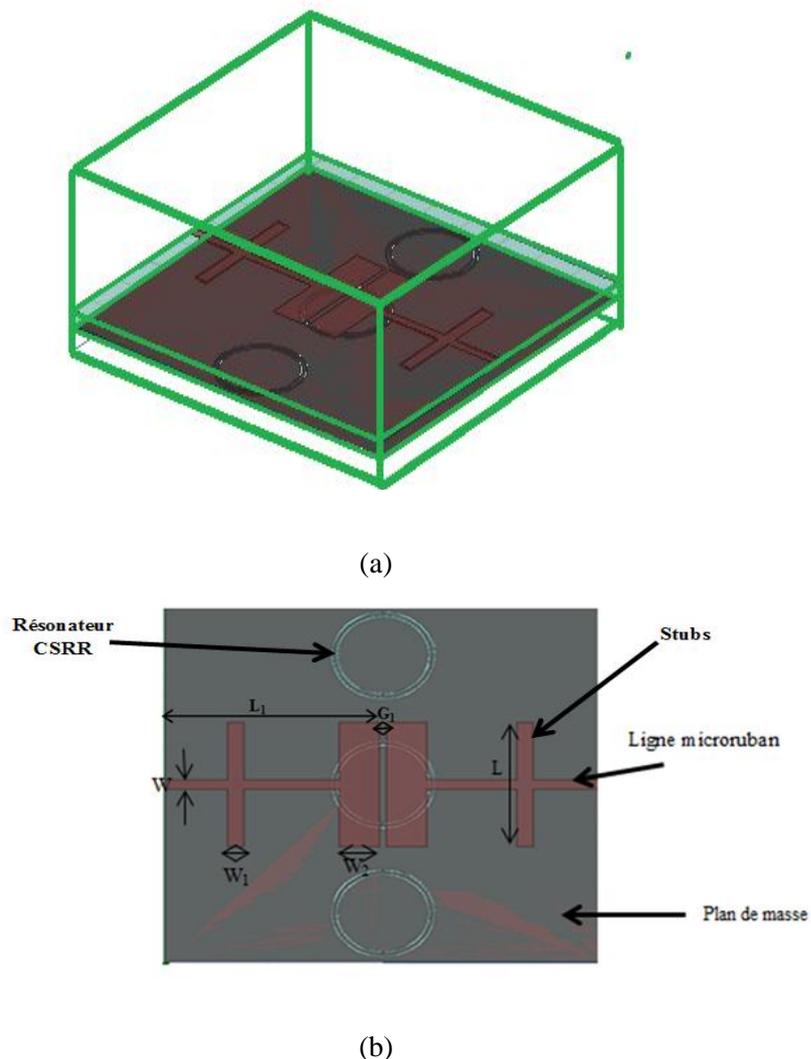


Figure III.40: Filtre passe bande (a) Vue à trois dimensions du filtre passe bande (b) Vue à deux dimensions de ce filtre

$W = 1.1$ mm; $W_1 = 1.509$ mm; $W_2 = 4$ mm et $L = 14$ mm, $L_1 = 20.45$ mm ; $G_1 = 0.6$ mm

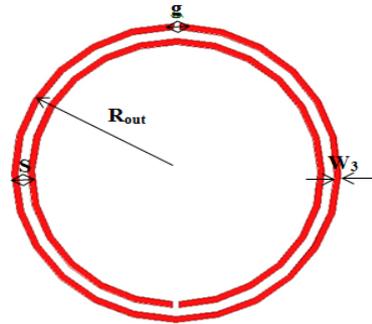


Figure III.41: Résonateur en anneaux fendus circulaires

$$(R_{out} = 5\text{mm}; g = W_3 = 0.2\text{mm}; S = 0.3\text{mm})$$

La figure III.42 illustre les résultats de simulation de la structure. Les courbes de transmission et de réflexion montrent un comportement du filtre passe bande avec une fréquence centrale de 1.5 GHz, une bande passante de 0.7 GHz, une adaptation inférieure de -16.8 dB et une faible perte d'insertion de l'ordre de -0.25 dB.

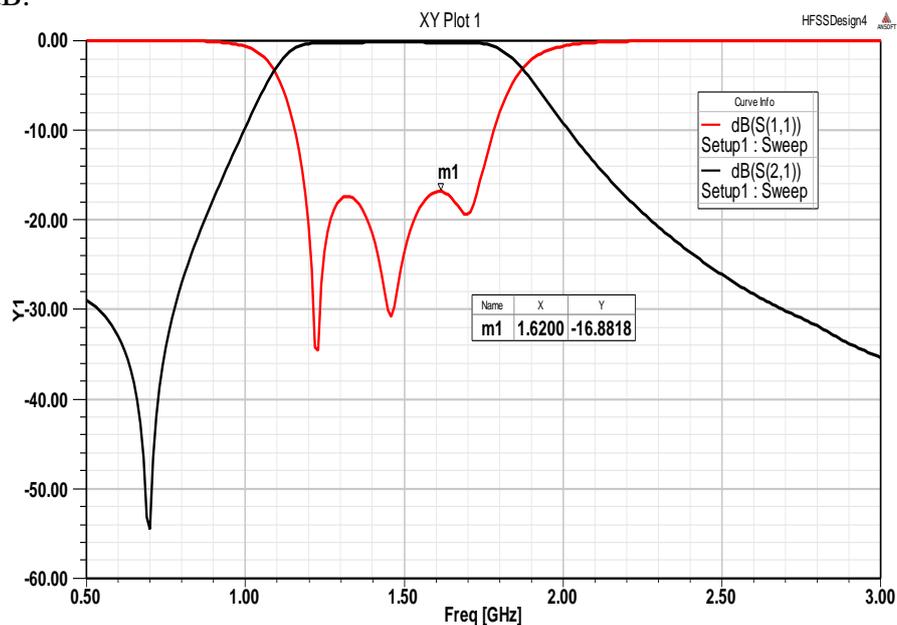


Figure III.42: Réponse en fréquence du filtre passe bande

Les parties réelle et imaginaire de l'indice de réfraction sont calculées à partir de la matrice [S] et elles sont illustrées dans la figure III.43. Nous constatons que La partie réelle de l'indice de réfraction est négative dans les bandes de fréquences : [1.1 – 1.28] GHz et [1.75 – 2] GHz

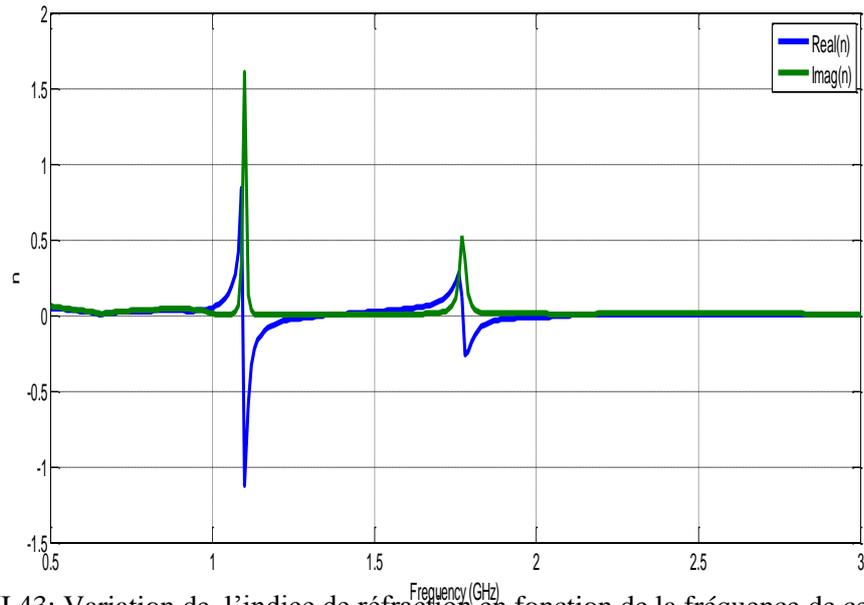


Figure III.43: Variation de l'indice de réfraction en fonction de la fréquence de ce filtre.

III.11 CONCEPTION D'UN FILTRE COUPE BANDE A BASE DES CELLULES RSRRs

III.11.1 Simulation schématique de ce filtre avec ADS

III.11.1.a Choix du gabarit du filtre

Nous proposons par la suite, la conception d'un filtre coupe bande à base des résonateurs RSRRs 'Rectangular Split Ring Resonators' de type Techebychev avec une bande de réjection centrée à 2.5 GHz, comme l'illustre la figure III.44.

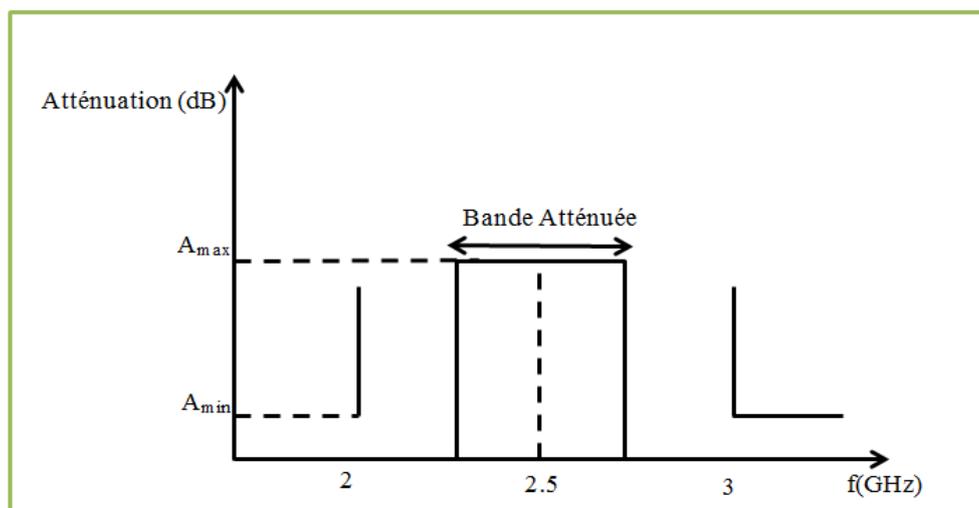


Figure III.44 : Gabarit du filtre coupe bande à étudier

En fixant le cahier de charges comme suit :

- Ordre du filtre $n = 3$
- Ondulation $Lar = 0.1$ dB
- Fréquence centrale $f_0 = 2.5$ GHz
- Pertes d'insertion (IP) < 0.18 dB

Les valeurs des paramètres g_k (inductances et capacités) d'un filtre prototype passe-bas de type tchebychev sont obtenues comme nous avons montré précédemment, par les relations (III.11), (III.12) et (III.13). Ces valeurs sont données par le tableau suivant:

g_0	g_1	g_2	g_3
1	1.0322	1.1475	1.0322

Tableau III.11: Les valeurs des éléments prototype passe bas

En tenant en considération la méthode de synthèse du filtre coupe bande, les éléments localisés constituant ce filtre sont déterminés par:

- Pour les éléments parallèles, en utilise les équations (III.30) et (III.31) :

$$L_1 = L_3 = \frac{\Delta g_1}{\omega_0} = 1.314 nH \quad (III.69)$$

$$C_1 = C_3 = \frac{1}{\Delta g_1 \omega_0} = 3.085 pF \quad (III.70)$$

- Pour les éléments séries, en utilise les équations (III.32) et (III.33) :

$$L_2 = \frac{1}{\Delta g_2 \omega_0} = 6.93 nH \quad (III.71)$$

$$C_2 = \frac{\Delta g_2}{\omega_0} = 0.584 pF \quad (III.72)$$

La figure III.45 illustre le circuit du filtre coupe bande à éléments localisés déterminé à partir d'un prototype passe-bas.

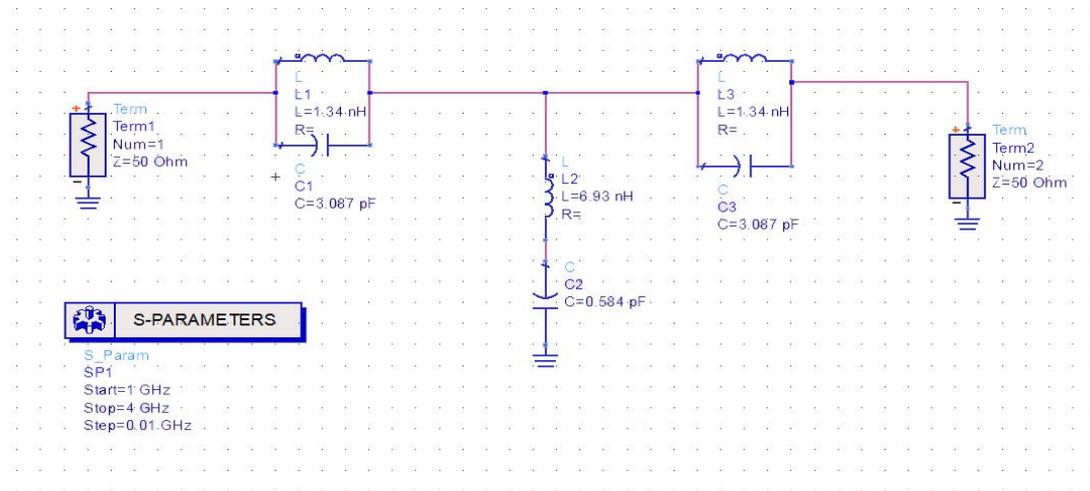


Figure III.45: Circuit équivalent d'un filtre coupe bande ordre 3 à éléments localisés

Les résultats de simulation de la réponse fréquentielle de ce filtre obtenus par le biais de logiciel ADS sont donnés dans la figure III.46.

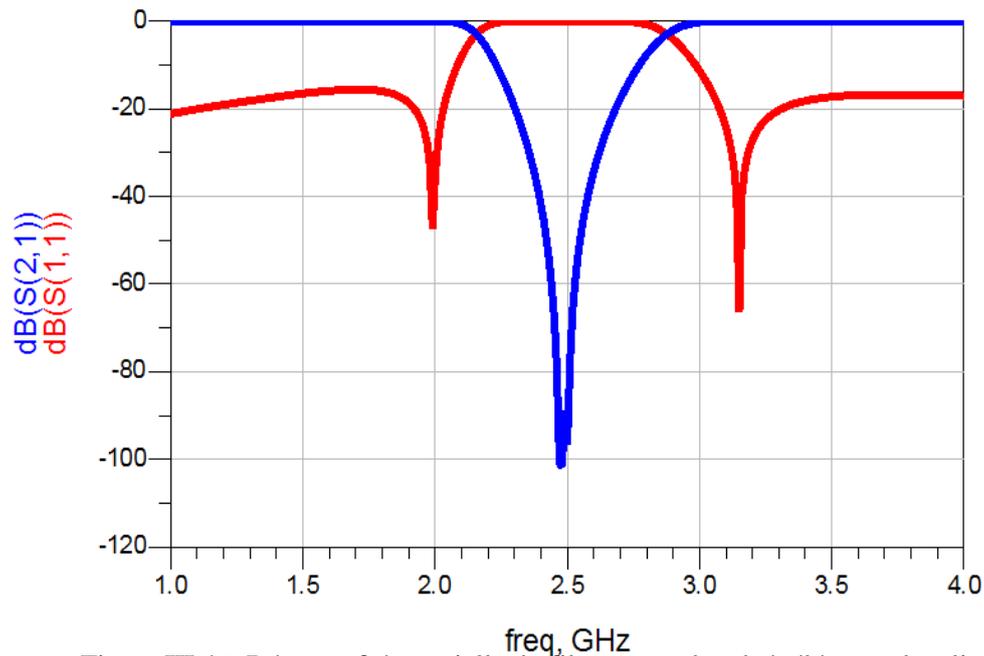


Figure III.46: Réponse fréquentielle du filtre coupe bande à éléments localisés

Sur la figure III.46, la simulation de filtre coupe bande à éléments localisés montre que le coefficient de transmission S_{21} atteint -100 dB à la fréquence centrale 2.5 GHz.

III.11.2 Simulation électromagnétique du filtre coupe-bande à base de cellules métamatériaux RSRRs

Dans cette section, nous nous sommes intéressés par la conception électromagnétique d'un filtre coupe bande qui comporte une ligne micro-ruban 50Ω à l'entrée et à la sortie et une cellule SRR rectangulaire (Figure III. 47). Le filtre est conçu autour de la fréquence de résonance $f_{rés} = 2.5 \text{ GHz}$ de la cellule RSRR.

Le substrat utilisé est de type RO3210 avec une épaisseur de couche de cuivre de 35 microns. Les dimensions de la cellule RSRR sont : $L = 7.11 \text{ mm}$, $g = 0.2 \text{ mm}$, $c = d = 0.2 \text{ mm}$ et $m = 3.8 \text{ mm}$.

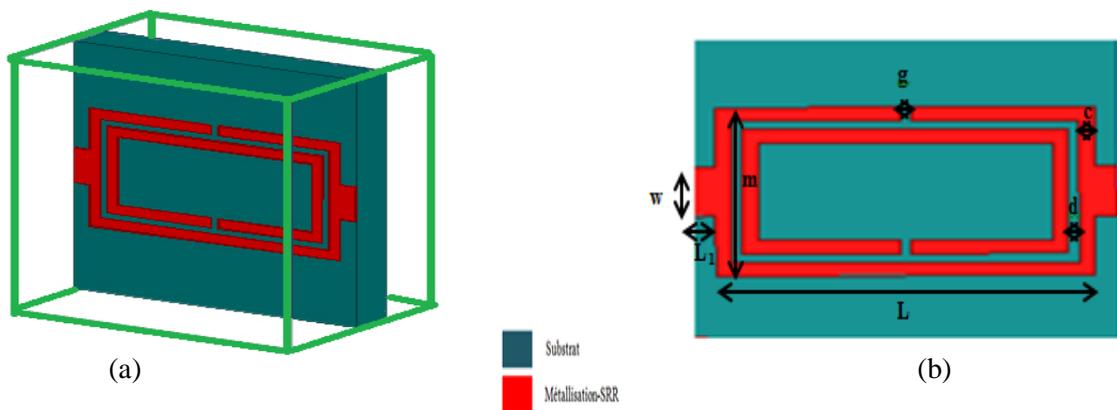


Figure III.47 : Filtre coupe bande utilisant un seul résonateur RSRR, (a) Vue à trois dimensions du filtre coupe bande, (b) Vue à deux dimensions de ce filtre

Les résultats obtenus montrent un comportement coupe-bande. Malgré l'utilisation d'un seul RSRR, le coefficient de transmission montre une réjection de l'ordre de -34 dB à la fréquence 2.85 GHz .

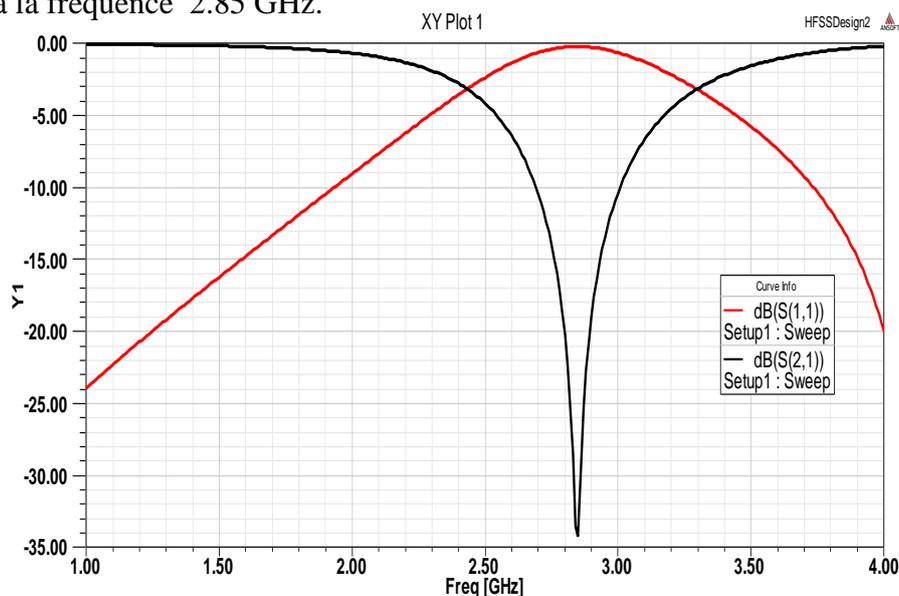


Figure III.48: Réponse en fréquence du filtre coupe bande avec un seul RSRR

Dans la suite de ce travail, nous avons gardé la même topologie de résonateur RSRR précédent en ajoutant une deuxième cellule proche de la première. La distance entre les deux cellules RSRRs adjacentes est $L_2 = 0,89$ mm comme indiqué sur la figure III.49.

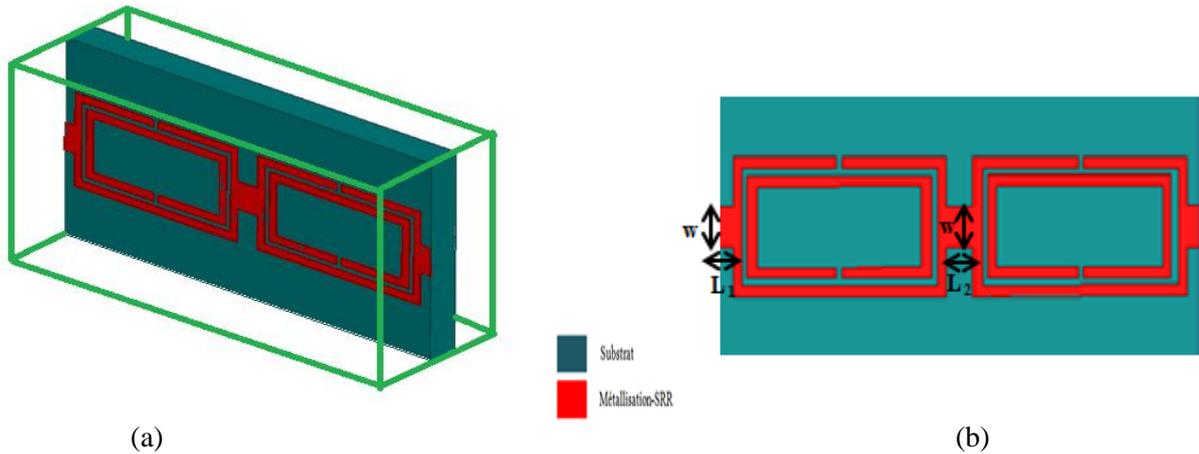


Figure III.49: Filtre coupe bande microruban utilisant 2 RSRRs, (a) Vue à trois dimensions du filtre coupe bande, (b) Vue à deux dimensions de ce filtre

Les résultats de la simulation obtenus à l'aide de logiciel HFSS sont illustrés sur la figure III.50. Ces résultats montrent une largeur de bande d'arrêt d'environ 530 MHz pour un coefficient de transmission de l'ordre -20 dB autour de la fréquence 2.75 GHz. Le S_{21} présente une faible perte d'insertion à l'extérieur de cette bande.

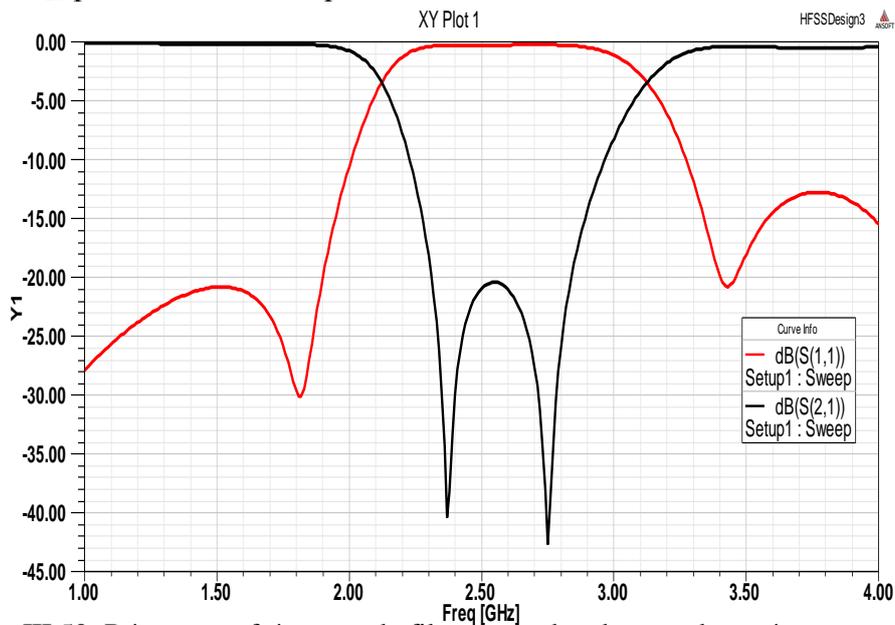


Figure III.50: Réponse en fréquence du filtre coupe bande avec deux résonateurs RSRRs

Ajoutant maintenant la troisième cellule RSRR comme le montre la figure III.51.

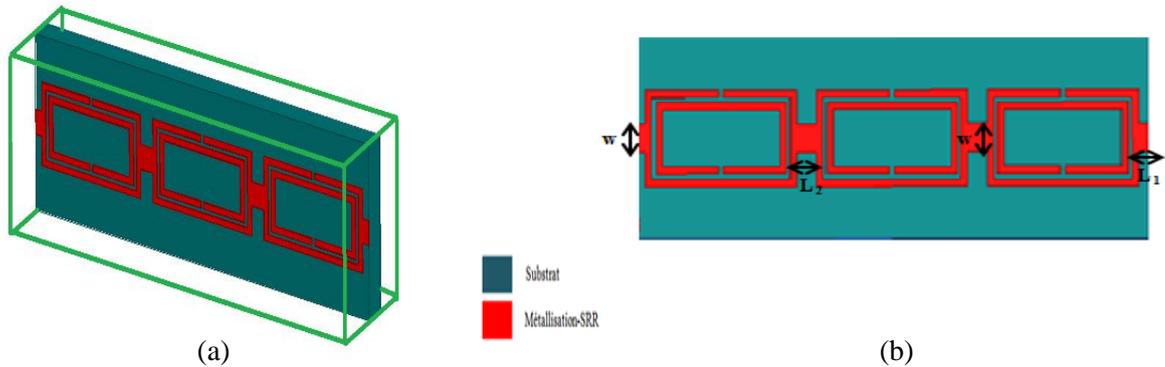


Figure III.51: Filtrage coupe bande microruban utilisant 3 RSRRs, (a) Vue à trois dimensions du filtre coupe bande, (b) Vue à deux dimensions de ce filtre

Les coefficients S_{11} et S_{21} du filtre avec 3 RSRRs sont présentés sur la figure III.52. Selon ces résultats, il est très clair que les structures à base des cellules RSRRs de forme rectangulaire peuvent être utilisées comme des structures de bande d'arrêt efficace. Une bande d'arrêt importante est obtenue au voisinage de la fréquence de résonance des RSRRs. Cette bande est située dans l'intervalle [2.24-2.88] GHz, pour un coefficient de transmission S_{21} inférieur à -30 dB.

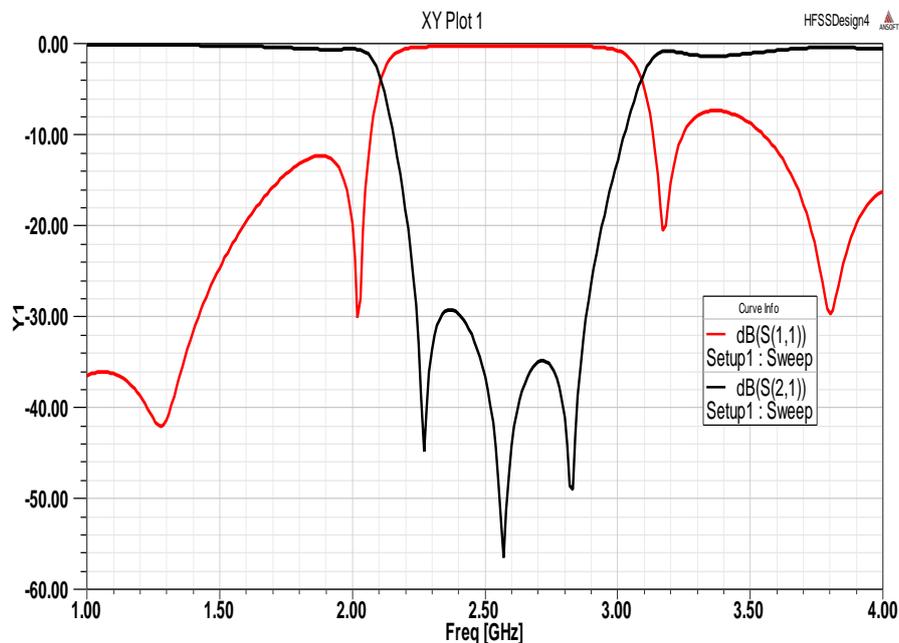


Figure III.52: Réponse en fréquence du filtre coupe bande combine 3 RSRRs

La figure III.53 présente la variation en fréquence des parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective calculée. On peut noter que la partie réelle de la perméabilité est négative autour de la résonance ($f_{rés} = 2.83$ GHz) et qui prend des valeurs variant de 0 à -0.17.

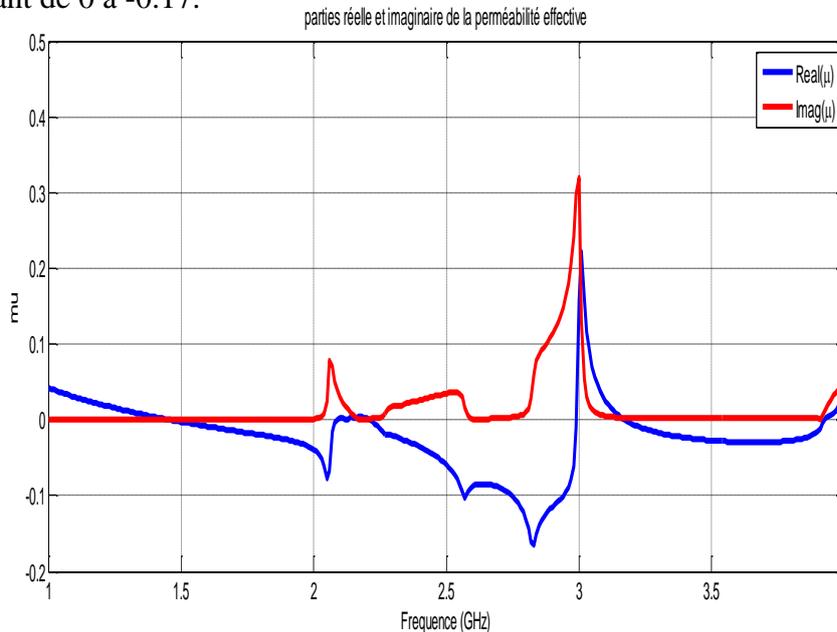


Figure III.53: Parties réelle et imaginaire de la perméabilité de ce filtre

III.12 CONCEPTION D'UN FILTRE COUPE-BANDE A BASE DES CELLULES CSRRs

Cette partie est consacrée à la modélisation d'un filtre coupe-bande à base des résonateurs en anneaux fendus carrés complémentaires 'RAFCs' en démetallisant le plan de masse par une ligne micro-ruban.

La structure coupe-bande obtenue par un réseau de 4×4 RAFCs est présentée sur la figure III.54. Le substrat employé est de type RO4003CR avec une couche de cuivre d'épaisseur $35 \mu\text{m}$ déposée sur la première face. Sur la deuxième face, la couche de cuivre est sous forme un ruban métallique.

La largeur de la ligne standard est calculée sous 'LineCalc' du logiciel ADS pour un fonctionnement à 9,5 GHz et elle est donnée par la valeur $w = 1,858$ mm. Des fentes en forme d'anneaux fendus RAFCs sont gravées sur l'autre face du substrat. Les différentes dimensions de résonateur RAFC sont les mêmes que celles données dans le chapitre II, dont la fréquence de résonance correspondante est de 9,5 GHz. il se trouve que si nous appliquons les mêmes dimensions aux RAFCs, et

donc par dualité, la fréquence de résonance ne change pas pratiquement. C'est la raison pour laquelle la largeur de la ligne microruban standard a été calculée pour une fréquence de 9,5 GHz.

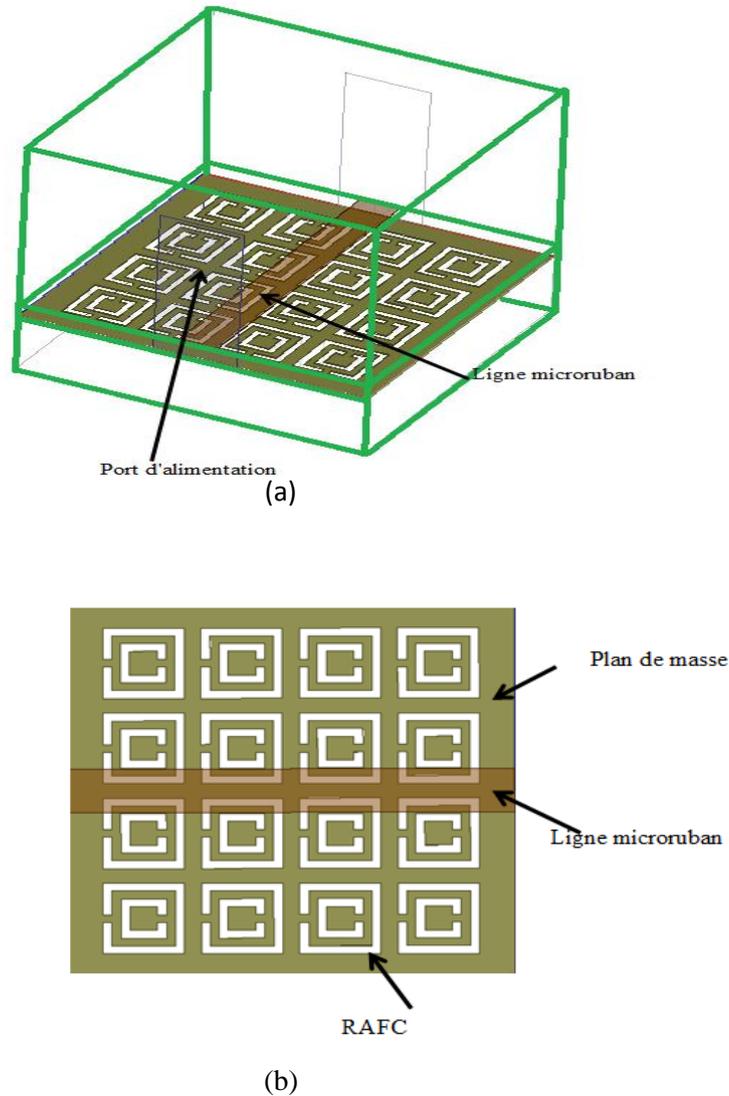
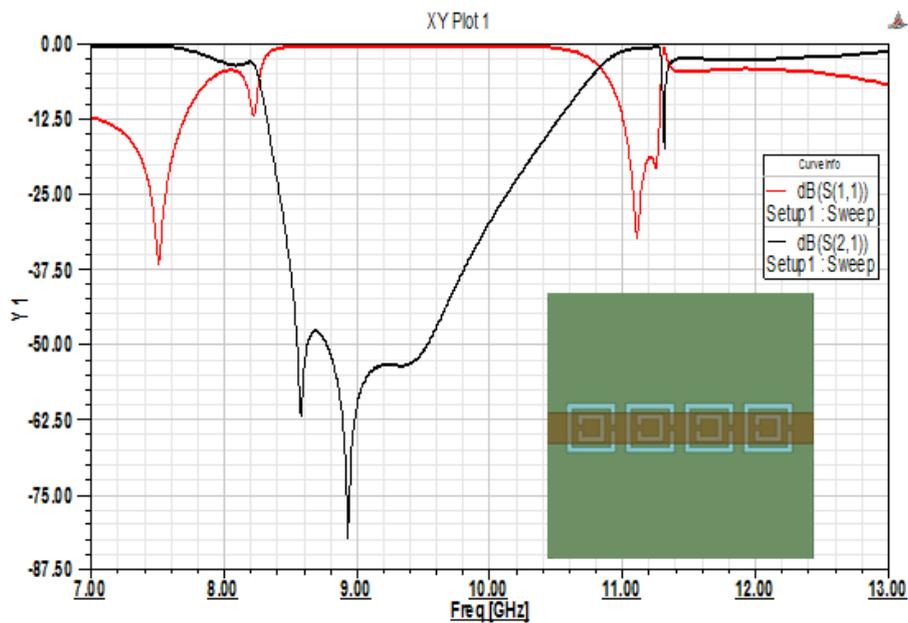


Figure III.54: Filtrage coupe-bande utilisant un réseau de 4×4 RAFCs. (a) Géométrie en 3-D de la structure coupe-bande sous HFSS (b) Géométrie en 2-D du filtre, La ligne d'alimentation microruban est en marron et le plan de masse démetallisé par les RAFCs (fentes blanches).

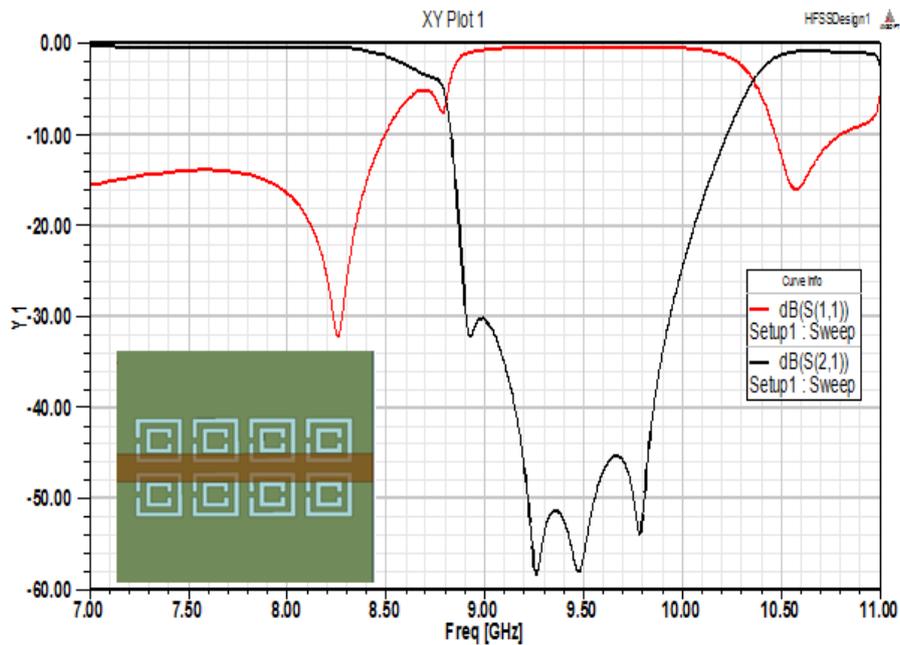
Nous allons commencer nos simulations avec un filtre qui comporte une rangée de quatre cellules CSRRs. Les paramètres de dispersion S_{11} et S_{21} de cette structure sont présentés sur les courbes de la figure III.55.a. Nous observons un niveau de rejet minimum de l'ordre de -76dB à la fréquence 8.9 GHz, dans la bande d'arrêt de ce filtre.

Nous avons effectué d'autres simulations, en ajoutant à chaque fois une rangée de quatre cellules CSRRs au filtre précédent (2 rangées de 8 CSRRs, 3 rangées de 12 CSRRs et 4 rangées de 16 CSRRs) pour voir leurs influences.

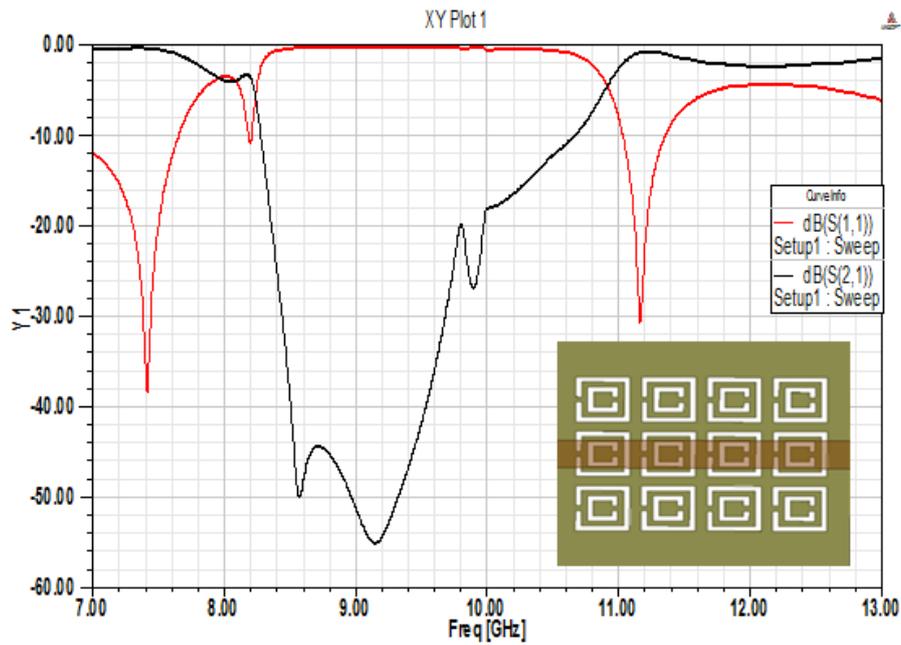
Ces structures ont été conçues et simulées à l'aide de logiciel HFSS (figures III.55.b, III.55.c et III.55.d).



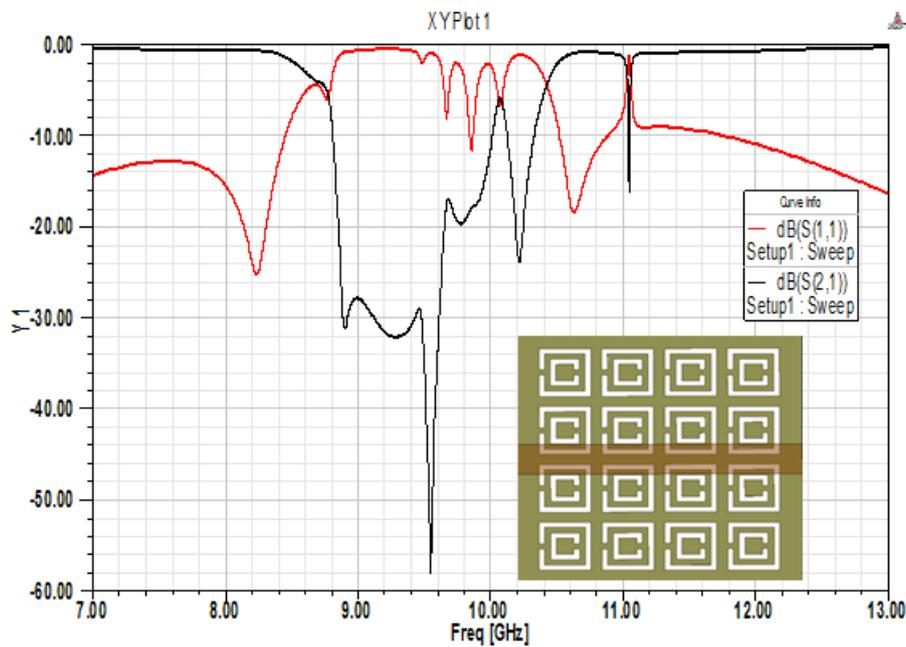
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure III.55: Réponses fréquentielles (a) filtre micro-ruban chargé de 4 CSRRs, (b) filtre micro-ruban chargé avec 8 CSRRs, (c) filtre micro-ruban chargé avec 12 CSRRs et (d) filtre micro-ruban chargé avec 16 CSRRs .

Nous remarquons que l'ajout des rangées de résonateurs au filtre a dégradé les réponses fréquentielles des filtres en termes de S_{11} et S_{21} .

Les résultats de simulation de l'indice de réfraction effectif du filtre, présentés dans la figure III.56 indiquent que le filtre chargé par 2*4 RAFCs à trois bande négative la première bande de 7 GHz jusqu'à 8 GHz, la seconde bande [8.75-8.80] GHz et la dernière bande [10.47-11] GHz. Dans cette bande, un pic de l'ordre de -10 est donné par une fréquence de l'ordre de 10.48GHz .

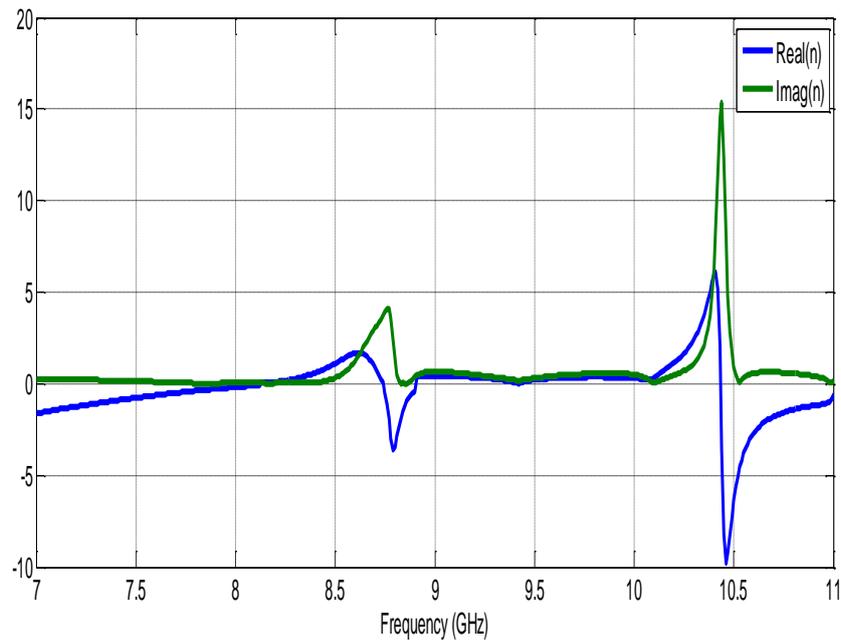


Figure III.56: Parties réelle et imaginaire de l'indice de réfraction effectif du filtre chargé par 2*4 RAFCs

III.13 CONCEPTION D'UN FILTRE PASSE-BANDE A BASE DE RESONATEUR EN FORME «E» INTERDIGITEE COMPLEMENTAIRE EN SIW

Dans ce contexte, un filtre passe-bande à base de résonateurs en forme « E interdigitée » complémentaires en SIW « Substrate Integrated Waveguide » a été conçu. Cette structure est utilisée pour un fonctionnement dans la bande [5 -12] GHz. Le substrat utilisé à constante diélectrique relative de $\epsilon_r = 2.2$, des pertes tangentielles $\tan(\delta) = 0.0009$ et une épaisseur de $h = 0.508$ mm.

III.13.1 Technologie SIW

Le GIS « guide d'ondes intégré au substrat » ou en anglais SIW, c'est un guide d'ondes diélectrique ; partant d'un substrat classique entre deux plans métalliques, deux rangées de trous sont percées et métallisées créant ainsi un contact entre les deux plans métalliques de part et d'autre du substrat [25]. En effet, ces guides accomplissent les mêmes fonctions que les guides d'ondes conventionnels. Ils ont cependant une meilleure densité d'intégration et leurs coûts sont moindres. Comme leur nom l'indique, ils sont directement intégrés dans le substrat ce qui les rends beaucoup plus compacts. Ils tentent du même coup d'intégrer les différents composants en utilisant un seul procédé de fabrication, plutôt que de les fabriquer séparément et de les assembler par la suite [27].

L'intérêt pour la technologie SIW et l'intégration des composants est intensivement menée par l'équipe dirigée par le professeur Ke wu au centre de recherche polygrammes [26]. L'excitation par ligne micro-ruban comme transition vers une topologie SIW a fait l'objet d'un travail publié en 2001 [28], cette excitation est devenue, la référence des excitations de circuits SIW.

La plupart des fonctions électroniques micro-ondes ont été reprises avec cette technologie. Par exemple, les différentes transitions planaires [29]-[30], les filtres [31]-[32], les coupleurs [33]-[34], les duplexeurs [35]-[36], les hexapôles [37], les circulateurs [36],[28] et les antennes [38]-[39]. Grâce à sa facilité d'intégration, plusieurs fonctions actives ont été réalisés telles que: les mélangeurs [40] et les amplificateurs [41]-[42].

III.13.2 Les règles de conception

La difficulté de fabrication des guides d'ondes rectangulaire et les attribuée dans une forme plane donne la naissance de la technologie SIW, qui est une technologie qui préserve les même propriétés d'un guide d'ondes rectangulaire comme les caractéristiques de propagation, et un bon facteur de qualité en tenant les avantages des lignes planaires puisque ce type des guides prend une forme plane. Le principe de la technologie des guides d'ondes intégrée au substrat est donc de réaliser un guide d'onde volumique dans un substrat planaire. La métallisation des deux faces de substrat forme les parois métalliques haute et basse, avec l'existence de deux rangées des cylindres métalliques sur les côtés du guide SIW qui permet de limiter le champ électromagnétique [58].

Les principaux paramètres géométriques de construction d'un guide d'ondes en technologie SIW sont le diamètre des cylindres d , la distance entre deux cylindres adjacentes s et la distance entre les deux rangées des cylindres a_s . Le choix des dimensions du SIW doit être judicieux pour obtenir un système performant. La figure III.57 montre les principaux paramètres du SIW [58].

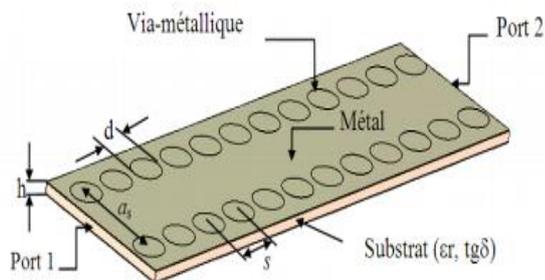


Figure III. 57: Configuration d'un guide SIW conçu par les vias métalliques.

De plus, la hauteur du substrat et la permittivité du diélectrique sont les paramètres choisis avant la simulation du guide SIW. Ce qui implique que le pose d'un cahier de charge est indispensable dans lequel on impose la fréquence de coupure du mode fondamental.

Pour la construction d'un guide SIW, la première étape est la discision de l'emplacement des cylindres métalliques, comme il est indiqué dans [44] pour que les cylindres ne puissent chevaucher, la distance entre eux s doit être supérieure au diamètre du cylindre d et puisque les cylindres métalliques jouent le rôle d'un mur métallique, les cylindres doivent donc être les plus rapprochés possibles. Cependant,

le circuit devient alors très fragile aux bris mécaniques lorsque ces cylindres sont trop près les uns des autres, si, à l'inverse, ils sont trop espacés, les pertes par radiation peuvent rapidement devenir trop élevées. Le diamètre d a aussi un impact sur les pertes et doit être optimisé par s . Il est montré dans [46] que le rapport s/d a une relation directe sur les pertes et il faut l'utiliser comme un paramètre de conception d'un guide SIW. D'après Deslandes [32], si $s = 2 \times d$, on peut dire que les pertes par radiation sont alors négligeables par rapport aux autres pertes [43]. Les paramètres de conception sont :

$$d < \frac{\lambda_g}{5} \quad (\text{III.73})$$

$$s < 2d \quad (\text{III.74})$$

Où : λ_g est la longueur d'onde guidée et elle donnée par [47]:

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{(2\pi f)^2 \varepsilon_r}{c^2} - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}} \quad (\text{III.75})$$

Ce paramètre est déterminé à partir des équations de conception d'un guide d'onde rectangulaire; où la fréquence de coupure d'un guide d'onde rectangulaire du mode fondamental est la même que celle d'un guide d'onde intégré au substrat, elle est donnée par (III.76):

$$f_c = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (\text{III.76})$$

Où :

- c : la vitesse de la lumière.
- m, n : les nombres de modes.
- a, b : les dimensions du guide d'onde conventionnel.

Pour le mode fondamental TE_{10} , la formule (III.76) devienne plus simple, elle est donné par :

$$f_c = \frac{c}{2a} \quad (\text{III.78})$$

Un guide d'onde intégré au substrat est considéré comme un guide d'onde conventionnel remplis par un diélectrique, d'où la largeur a_d d'un guide d'onde

rectangulaire remplis par un diélectrique calculé par la fréquence de coupure est donnée par :

$$a_d = \frac{a}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{III.79})$$

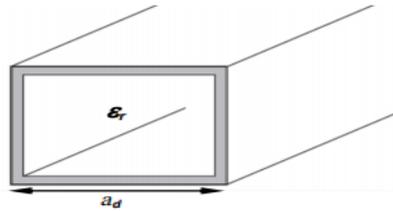


Figure III.58: Guide d'onde rectangulaire remplis par un substrat

La détermination de la largeur du guide SIW est résumée dans la littérature par [43] :

$$a_s = a_d + \frac{d^2}{0.95s} \quad (\text{III.80})$$

En 2004, Yan et Hong ont rapporté une formule expérimentale pour a_{eff}/a_s ($a_{\text{eff}} = a_d$) ; tel que [48]:

$$a_{\text{eff}} = a_s \times \left(\zeta_1 + \frac{\zeta_2}{\frac{s}{d} + \frac{\zeta_1 + \zeta_2 - \zeta_3}{\zeta_3 - \zeta_1}} \right) \quad (\text{III.81})$$

Où :

$$\zeta_1 = 1.0198 + \frac{0.3465}{\frac{a_s}{s} - 1.0684} \quad (\text{III.82})$$

$$\zeta_2 = -0.1183 - \frac{0.9163}{\frac{a_s}{s} - 1.2010} \quad (\text{III.83})$$

$$\zeta_3 = -1.0082 - \frac{1.2729}{\frac{a_s}{s} + 0.2052} \quad (\text{III.84})$$

L'erreur relative de l'équation (III.81) est estimée au-dessous de 1% [50]. Cette formule est généralement utilisée pour obtenir les valeurs initiales de a_{eff} , ces valeurs sont optimisées par des logiciels commerciaux de simulation.

En 2005, une étude intéressante des caractéristiques des pertes dans un guide SIW est adoptée dans [41] basée sur une procédure numérique de calibrage multi-

mode [49]. Dans leur étude; plusieurs conclusions intéressantes ont été reportées. Cela comprend qu'une structure d'un guide SIW synthétisées par des cylindres métalliques peut supporter que des modes transverses électriques TE_{n0} .

Pour la distribution de courant électrique, une condition technologique a été soulignée. Un bon contact par les cylindres métalliques entre les deux plaques métalliques du substrat a le rôle de non perturber la densité de courant pour les modes TE_{n0} . De plus une amélioration dans le calcul de la largeur équivalente a_{eff} a été aussi proposée dans [43] elle est donnée par l'équation (III.85):

$$a_{eff} = a_s - 1.08 \frac{d^2}{s} + \frac{d^2}{a_s} \quad (III.85)$$

III.13.3 L'adaptation d'un guide d'onde SIW

Dans les systèmes d'émission/réception hyperfréquences où le signal au niveau de l'antenne doit transiter par un guide d'onde, demandent généralement une transition intermédiaire pour faire un lien entre le circuit planaire en technologie micro-ruban et le guide d'ondes. Cette transition doit permettre d'adapter en impédance le mode fondamental du guide TE_{10} sur le mode quasi-TEM (transverse électromagnétique) de la ligne micro-ruban.

Cette transition est généralement réalisée directement sur le substrat d'accueil qui compose le système. Pour répondre aux exigences industrielles, la transition microruban/guide d'ondes dispose des bonnes performances électriques en termes d'adaptation avec la facilité d'intégration sur le même circuit planaire.

Elle doit assurer un minimum de pertes et l'adaptation doit donc être optimale à la fréquence de travail du système (coefficient de réflexion $< -20\text{dB}$).

Toute la difficulté est de garder une bonne adaptation d'impédance sur une large bande de fréquences pour permettre une utilisation générique de la transition, puisque l'impédance que le signal perçoit au niveau du guide est beaucoup plus importante que celle de la ligne micro-ruban, dont l'impédance caractéristique est généralement à 50Ω [58]. Les dimensions de ces transitions sont donc optimisées pour fonctionner autour d'une fréquence donnée.

Pour réaliser ces transitions il existe plusieurs techniques en fonction de l'emplacement du guide d'ondes par rapport au circuit planaire.

La figure III.59 présente deux transitions planaire-volumique.

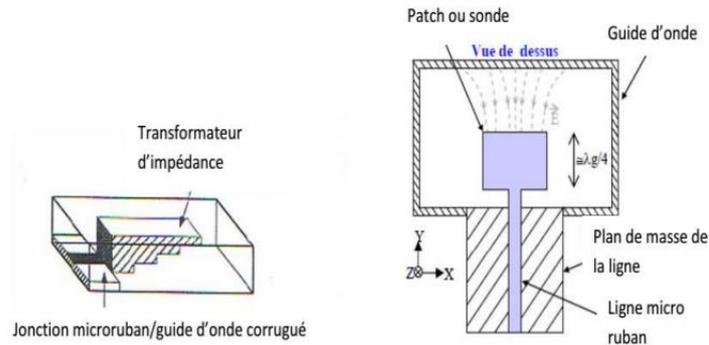


Figure III.59: Exemples de transition ligne micro-ruban / guides d'ondes [45].

Les guides d'ondes intégrés au substrat présentent la nécessité d'adaptation pour la connexion avec d'autres composants actifs et aussi pour assurer une transmission totale de notre signal micro-onde. Cette opération est facile dans ce cas puisque les guides SIW sont conçus sur un substrat diélectrique, ce qui prouve l'avantage d'utiliser cette technologie [58].

Dans la littérature, plusieurs techniques et recherches sont intéressées par l'adaptation des guides SIW [57-28]. L'une de ces techniques, est celle de la transition micro-ruban [28]. Cette dernière est considérée la plus courante pour la conception et l'adaptation d'un guide SIW.

La ligne de transition vers un guide SIW est simplement composée par une ligne micro-ruban dont leur dimension dépend des propriétés du matériel diélectrique utilisé et un cône (taper) qui permet d'assurer l'adaptation en mode de propagation entre la ligne microruban et le guide, comme illustrée la figure III.60.

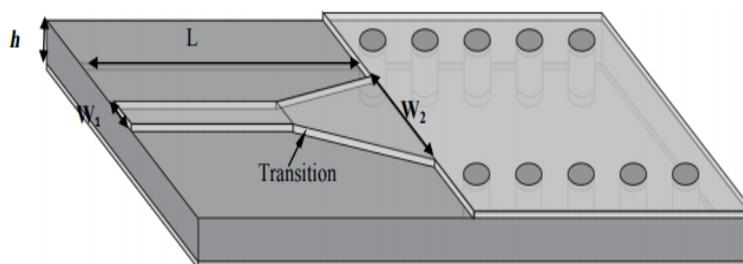


Figure III.60: La transition de la ligne micro-ruban vers un guide SIW.

La figure III.60 illustre la technique qui a été proposée dans [28] pour une transformation du mode de propagation quasi-TEM dans la ligne micro-ruban au mode fondamental TE_{10} du guide d'onde intégré au substrat. La technique est fondée sur l'insertion d'un taper micro-ruban qui relie la ligne micro-ruban par le guide SIW. Le taper dimensionné par la largeur W_2 et la longueur L , assure la continuité électrique de la ligne micro-ruban dont la largeur W_1 est déterminée par les propriétés du diélectrique utilisé. La même transition est réalisée à l'autre port du guide. Cette opération nous permet d'intégrer un guide d'onde par une ligne micro-ruban dans le même substrat ce qui donne la possibilité de réduire les pertes par rayonnement, d'où elle montre les avantages de la combinaison de deux techniques.

Comme la ligne de transmission micro-ruban n'a qu'un seul conducteur de masse, la section transversale de la distribution du champ électrique se propage via le substrat et les milieux au-dessus du substrat (généralement de l'air). Par rapport à la ligne coplanaire [17], qui peut se propager un mode TEM pur; la ligne micro-ruban présente une propagation quasi TEM. Le mode TE_{10} est le mode dominant pour la propagation dans un guide d'onde; dont la distribution du champ électrique présente un maximum d'amplitude au niveau du centre de la section transversale du guide. Une grande portion de la distribution du champ électrique du mode quasi-TEM de la ligne micro-ruban partage la même orientation verticale du mode TE_{10} , comme illustrée la figure III.61.

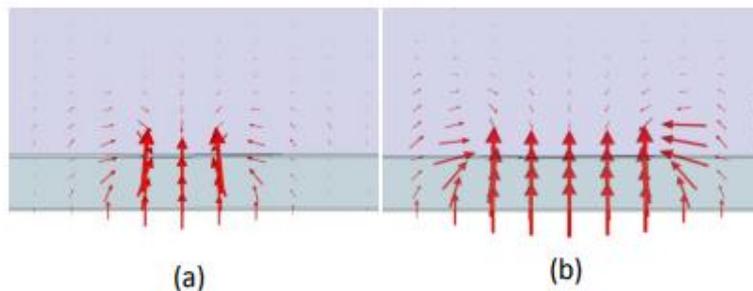


Figure III.61: La distribution de champ électrique E . (a) à l'entrée et (b) à la sortie de la transition entre la ligne micro-ruban et le guide SIW [56].

III.13.4 Impédance caractéristique

Plusieurs recherches sont mises en place pour la détermination des dimensions de la transition d'une ligne micro-ruban vers un guide SIW, la plus citée c'est celle de

Deslandes [28] dans laquelle il a donné un calcul géométrique des différentes grandeurs du taper.

La figure III.62 nous donne la topologie d'une transition micro-ruban/guide SIW avec les différents paramètres qui la caractérisent.

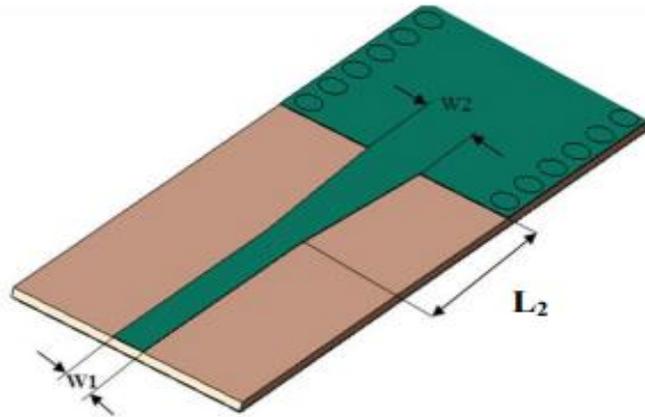


Figure III.62: Paramètres géométriques de la transition

Comme le montre la figure III.62, il y a trois paramètres géométriques principaux [53] qui doivent être calculés pour réaliser notre transition.

- La largeur initiale de la ligne micro-ruban W_1 qui est généralement choisie pour obtenir une impédance caractéristique de 50Ω .
- La largeur du taper ou la largeur finale W_2 .
- La longueur du taper L_2 .

La théorie de calcul des grandeurs géométriques pour une ligne micro-ruban dans [53], nous permet de connaître ses dimensions à une impédance de 50Ω avec des conditions physiques données par:

$$\frac{W_1}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^A - 2} & \text{pour } \frac{W_1}{h} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left(\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right) \right] & \text{pour } \frac{W_1}{h} > 2 \end{cases} \quad (\text{III.86})$$

Où :

$$A = \frac{z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (\text{III.87})$$

$$B = \frac{377\pi}{2z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (III.88)$$

Avec: Z_0 :est l'impédance caractéristique de la ligne micro-ruban.

ϵ_r : est la permittivité relative du substrat.

h : est l'épaisseur du substrat.

Après le calcul de rapport $\frac{W_1}{h}$, et puisqu'on a la valeur de h on peut déduire la valeur de W_1 .

Selon [53] on peut calculer la valeur de W_2 tout en égalant les deux parties de droite des équations (III.89) et (III.90).

$$\frac{1}{W_e} = \begin{cases} \frac{60}{\eta h} \ln \left(8 \frac{h}{W_2} + 0.25 \frac{W_2}{h} \right) & \text{Si } \frac{W_2}{h} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\eta h \left[\frac{W_2}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W_2}{h} + 1.444 \right) \right]} & \text{Si } \frac{W_2}{h} > 1 \end{cases} \quad (III.89)$$

$$\frac{1}{W_e} = \frac{4.38}{a_e} e^{-0.627 \frac{\epsilon_r}{\epsilon_r+1} \frac{\epsilon_r-1}{2} \frac{1}{\sqrt{1+\frac{12h}{W_1}}}} \quad (III.90)$$

Avec :

η : est l'impédance d'onde.

W_e : présente la largeur d'un guide équivalent qui modélise la ligne micro-ruban.

a_e : est la largeur d'un guide rectangulaire qui fournit la même fréquence de coupure.

Dans [54] l'auteur a défini un algorithme pour obtenir la longueur L_2 ; mais on peut utiliser une méthode plus simple. Dans cette dernière, la détermination de la longueur L_2 est définie par :

le calcul de la largeur médiane entre la ligne micro-ruban et la fin de la transition donc en prenant:

$$W_{\text{milieu}} = \frac{(W_1 + W_2)}{2} \quad (III.91)$$

Ensuite on détermine la longueur d'onde pour cette largeur et on fixe la longueur L_2 à un quart de longueur d'onde. Pour cela il faut calculer le constant diélectrique effectif correspond à cette largeur de ligne micro ruban par l'équation (III.92):

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{W_{\text{milieu}}}}} \quad (\text{III.92})$$

La longueur d'onde de coupure est donnée par l'équation (III.93):

$$\lambda_c = \frac{1}{f_c \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_e}} \quad (\text{III.93})$$

Après la détermination de la longueur L_2 , on peut l'optimiser pour réduire les pertes de retour.

Le taper est exploité pour l'adaptation d'impédance au niveau de l'entrée de guide SIW à l'impédance caractéristique de la ligne micro-ruban.

Une autre façon pour calculer les dimensions de la transition consiste à relier la détermination des dimensions du taper aux calculs de l'impédance du guide d'ondes intégré au substrat qui est donné par [57]:

$$z_G = z_{TE} \frac{\pi^2 h}{8a_s} \quad (\text{III.94})$$

Où : Z_{TE} présente l'impédance d'onde du mode TE donnée par l'équation (III.95):

$$z_{TE} = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \frac{\lambda_g}{\lambda} \quad (\text{III.95})$$

λ_g est la longueur d'onde guidés qui est donnée par l'équation (III.96):

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{(2\pi f)^2 \varepsilon_r}{c^2} - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}} \quad (\text{III.96})$$

Après les calculs de l'impédance du guide au niveau de l'entrée de guide SIW et l'impédance de la ligne micro-ruban, le procédé de conception du taper consiste à utiliser le logiciel ADS [55] qui nous permet d'offrir des dimensions initiales qui correspondent à la ligne de transition vers le guide SIW; et cela à une fréquence de travail donnée avec des conditions physiques précises. Une optimisation des valeurs est effectuée par le logiciel ADS [55] pour réduire la puissance réfléchie.

La figure III.63 donne un exemple du schéma final de la ligne de transition optimisée par le logiciel ADS. Cette transition est destinée à fonctionner dans la bande Ku.

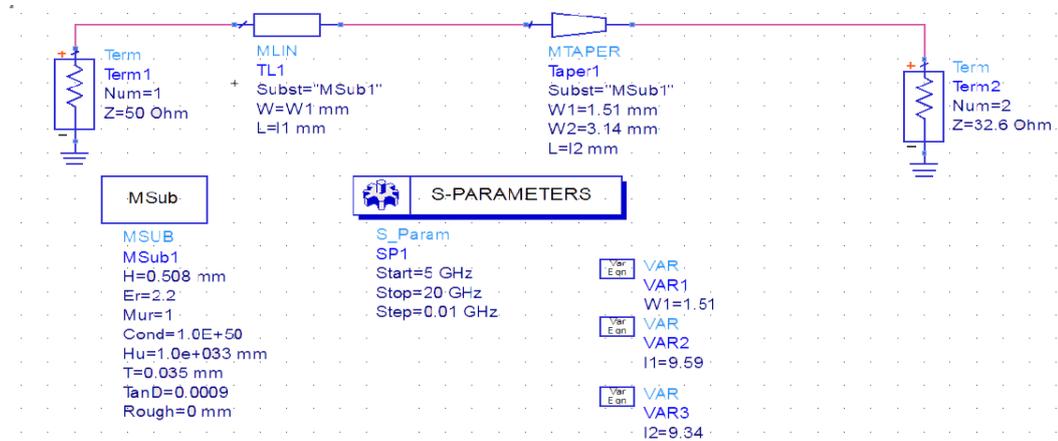


Figure III.63: Schéma de la transition sous ADS



Figure III.64: Présentation du taper fonctionnant dans la bande Ku sous Momentum.

La figure III.65 présente les résultats de la simulation d'un taper au moyen de logiciel ADS fonctionnant dans la bande Ku.

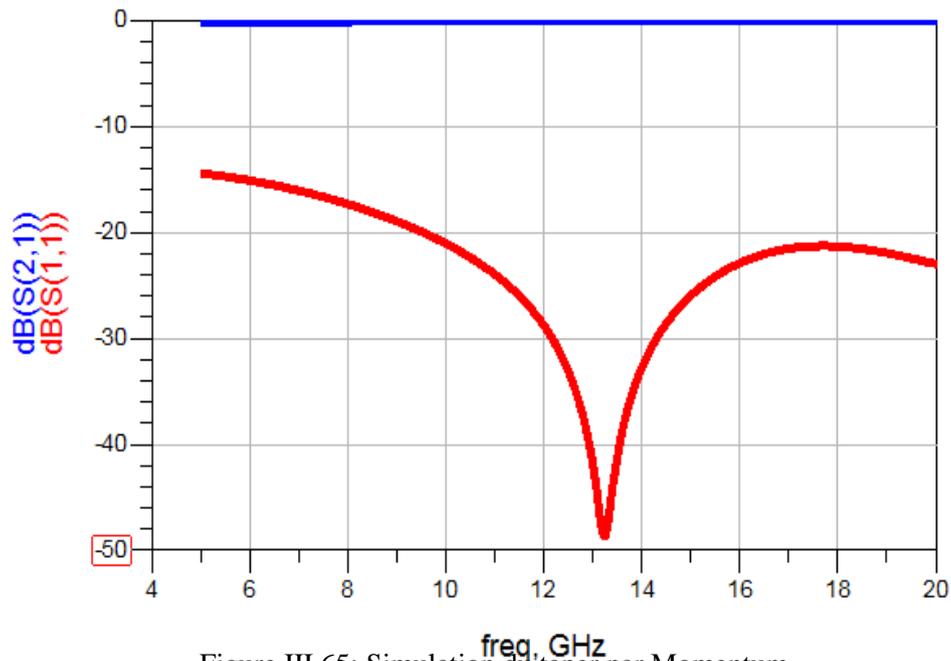


Figure III.65: Simulation du taper par Momentum.

D'après la figure III.65, nous remarquons que la ligne de transition est bien adaptée dans la fréquence désirée puisque nous avons atteint un coefficient de réflexion moins de -20 dB dans une large bande [10 - 20] GHz.

III.13.5 Simulation schématique d'un filtre passe bande avec ADS

Ce filtre est de type Tchebychev et il doit satisfaire à certaines contraintes de filtrage, donnés par le cahier de charges suivant :

✚ Cahier de charges du filtre :

Le cahier de charges consiste à réaliser un filtre centré à 8.75 GHz avec une bande passante de 1 GHz en considérant les spécifications présentées dans le tableau (III.12) :

Paramètres	Valeur
Fréquence centrale (f_0)	8.75 GHz
Bande passante	1 GHz
Pertes d'insertion (IP)	<0.18 dB
Adaptation	< 20 dB
Ondulation	0.1 dB
Fonction de filtrage	Tchebychev

Tableau III.12: Spécifications de ce filtre

III.13.5.1 Filtre passe bande d'ordre 1

III.13.5.1.1 Matrice de couplage et facteur de qualité

Une fois que l'ordre du filtre est déterminé, connaissant l'ondulation maximale de 0.1 dB fixée par le cahier de charges, nous obtenons les coefficients de prototype passe bas du filtre de type tchebychev:

g_0	g_1	g_2
1	3.052	1

Tableau III.13: Valeurs des éléments pour prototype passe bas

Les inverseurs d'impédances $K_{i,i+1}$ sont aussi obtenus en utilisant les formules (III.53),(III.54) et (III.55):

K_{01}	K_{12}
0.9192	0.9192

Tableau III.14: Les inverseurs d'impédances $K_{i,i+1}$

La matrice de couplage et les facteurs de qualités externes sont obtenus à partir des équations (III.63) ,(III.64) et (III.65):

Ce qui donne :

$$M = [M_{1,2}] = [0.2067] \tag{III.97}$$

$$Q_{ext_e} = Q_{ext_s} = 9.0314 \tag{III.98}$$

III.13.5.1.2 Schéma équivalent sous ADS

Pour satisfaire les contraintes du cahier de charges présentées dans le tableau (III.13), la fonction de filtrage d'ordre 1 a été synthétisée à l'aide du logiciel ADS « Advanced Design System ».

Nous avons calculé la capacité C_0 et l'inductance L_0 à partir des équations : (III.66) et (III.67) :

$$C_0 = 0.9728 \text{ pF}, L_0 = 0.3401 \text{ nH} \tag{III.99}$$

Lorsque: $Z = 50 \Omega$ est l'impédance de terminaisons des ports d'entrée et de sortie, les paramètres de conception correspondante pour le filtre passe-bande sont calculés en utilisant l'équation (III.68):

$$Z_{0,1} = Z_{1,2} = 90 \Omega \tag{III. 100}$$

Après le calcul des éléments des branches séries et parallèles, le circuit équivalent du filtre est illustré sur la figure III.66 :

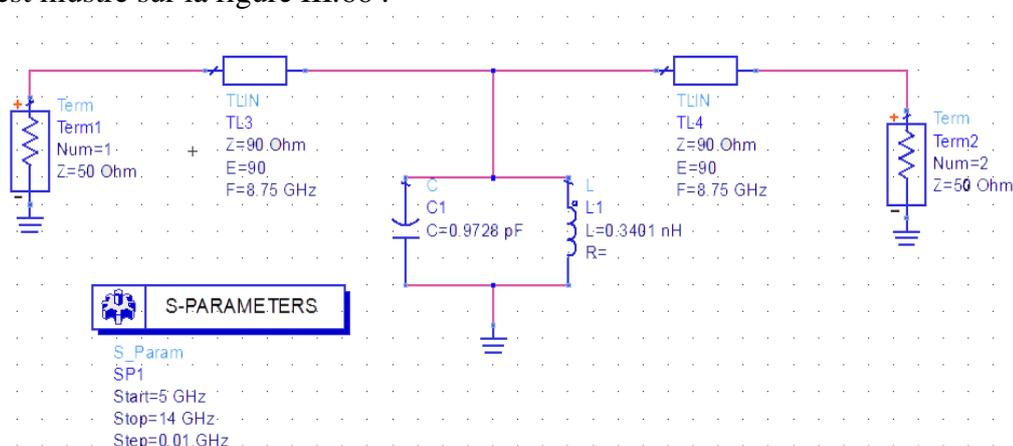


Figure III.66: Circuit schématique du filtre passe-bande

Les réponses idéales en transmission et réflexion du circuit en éléments équivalents localisés sont analysées avec logiciels ADS. Elles sont représentées sur la figure III.67. Les réponses satisfaites aux spécifications souhaitées.

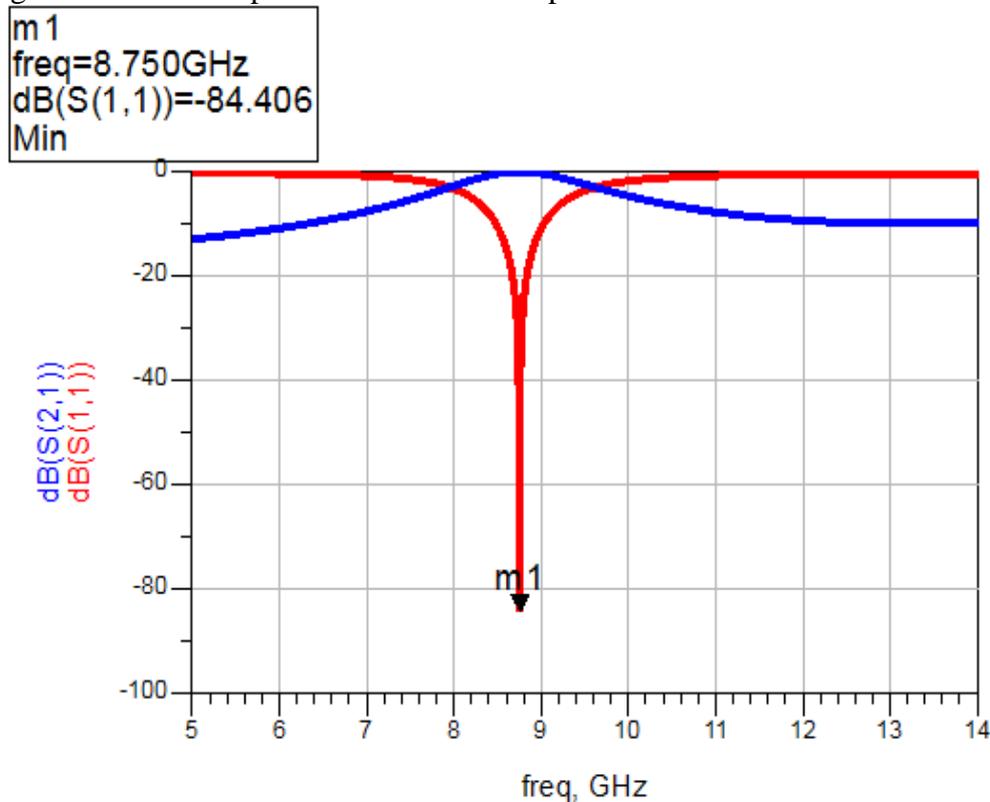


Figure III.67: Réponse idéale du circuit équivalent du filtre d'ordre 1 sous le logiciel ADS.

III.13.5.2 Filtre passe bande d'ordre 3

III.13.5.2.1 Matrice de couplage et facteur de qualité

Les valeurs des éléments du prototype passe-bande g_k dépendent de l'ordre du filtre et de l'ondulation dans la bande passante comme nous avons montré dans les relations (III.11), (III.12) et (III.13), ces valeurs sont données par:

g_0	g_1	g_2	g_3	g_4
1	1.0322	1.1475	1.0322	1

Tableau III.15: Valeurs des éléments pour prototype passe bas

Les inverseurs d'impédances $K_{i,i+1}$ sont aussi obtenus en utilisant les formules (III.53), (III.54) et (III.55):

K_{01}	K_{12}	K_{23}	K_{34}
0.5002	0.2373	0.2373	0.5002

Tableau III.16: Les inverseurs d'impédances $K_{i,i+1}$

La matrice de couplage et les facteurs de qualités externes sont obtenus à partir des formules (III.63), (III.64) et (III.65), ce qui donne:

$$M = \begin{bmatrix} 0 & M_{1,2} & 0 \\ M_{2,1} & 0 & M_{2,3} \\ 0 & M_{32} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0.1050 & 0 \\ 0.1050 & 0 & 0.1050 \\ 0 & 0.1050 & 0 \end{bmatrix}$$

$$Q_{ext_e} = Q_{ext_s} = 9.0314$$

Le filtre passe-bande et la matrice de couplage peuvent être représentés de manière plus synthétique par un graphe dans lequel chaque cercle indique un résonateur et chaque branche correspond à un couplage. Le couplage direct est le couplage entre deux résonateurs voisins (figure III.68)

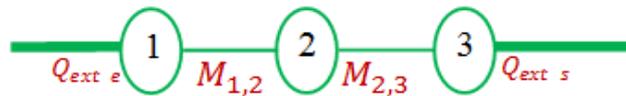


Figure III.68 : Graphe de couplage du filtre passe bande d'ordre 3 [57]

III.13.5.2.2 Schéma équivalent sous ADS

Nous avons calculé les capacités et les inductances, en utilisant les équations (III.66) et (III.67) :

$$C_0 = C_2 = 3.2855 \text{ pF}, \quad L_0 = L_2 = 0.1007 \text{ nH}, \quad C_1 = 3.77 \text{ pF} \text{ et } L_1 = 0.0878 \text{ nH}$$

Lorsque $Z = 50 \Omega$ est l'impédance au niveau des portes d'E/S.

Les impédances du filtre passe-bande sont calculées en utilisant les équations (III.68):

$$Z_{01} = Z_{34} = 50 \Omega \quad Z_{12} = Z_{23} = 52,7192 \Omega$$

Le schéma équivalent du filtre est illustré sur la figure III.69 :

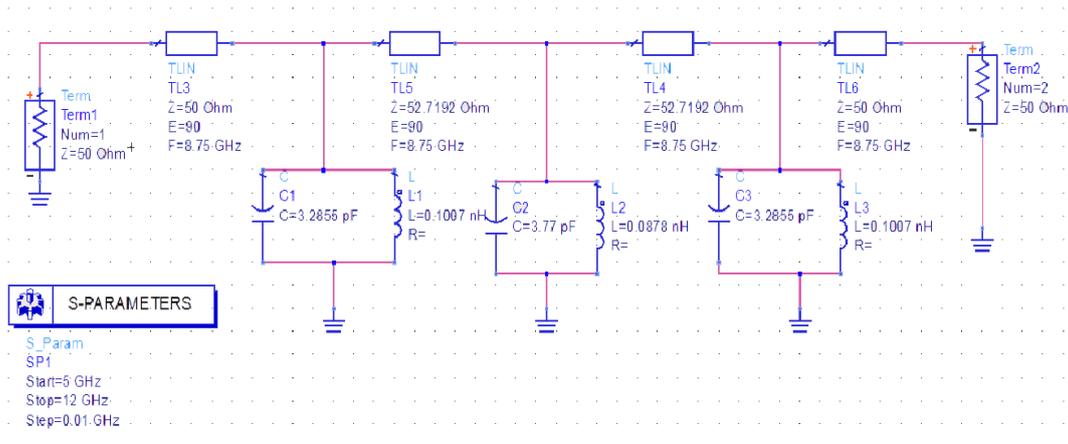


Figure III.69: Circuit schématique du filtre passe-bande

La Figure III.70 illustre les résultats de simulation des paramètres S_{11} et S_{21} effectués sous ADS

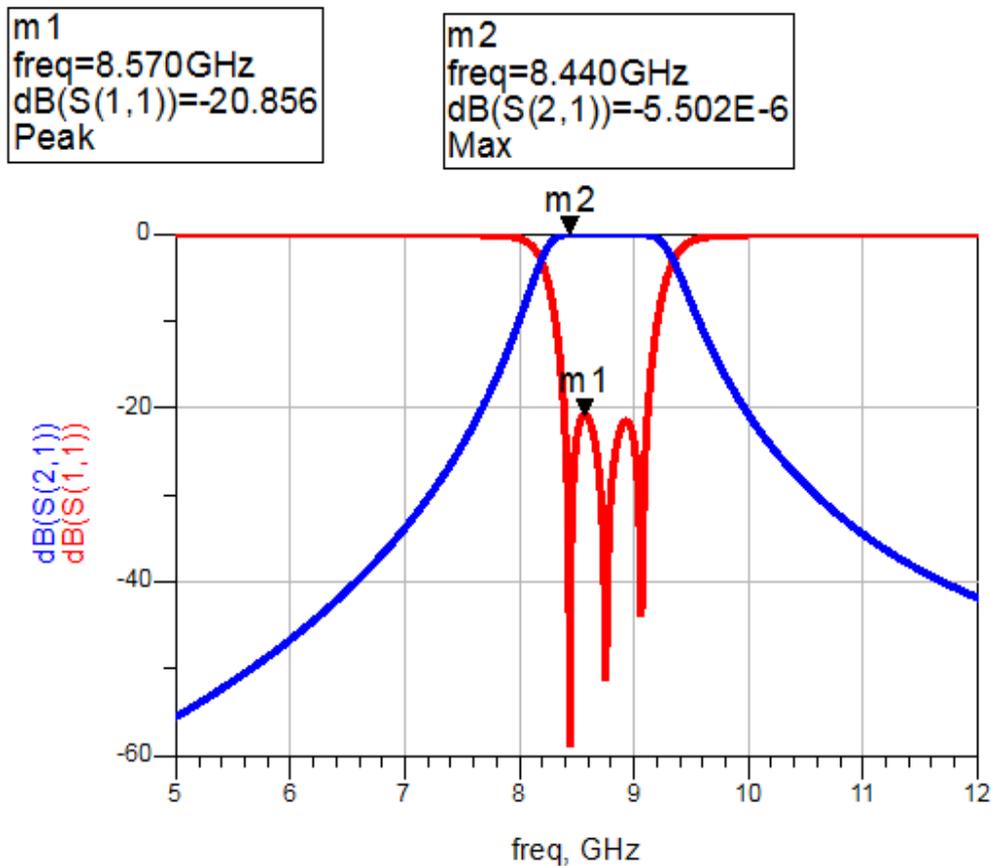


Figure III.70: Réponse idéale du circuit équivalent du filtre d'ordre 3 sous le logiciel ADS.

III.13.6 Simulation électromagnétique d'un filtre passe bande en SIW avec HFSS

III.13.6.1 Filtre passe bande de premier ordre en SIW sans transitions

La figure (III.71) montre une nouvelle configuration d'un filtre passe bande SIW en forme E interdigité. Ce filtre est gravé sur un substrat Duroïd à constante diélectrique relative de $\epsilon_r = 2.2$, des pertes tangentielles $\tan(\delta) = 0.0009$ et une épaisseur $h = 0.508$ mm. Les paramètres géométriques de ce filtre sont illustrés sur le tableau III.17.

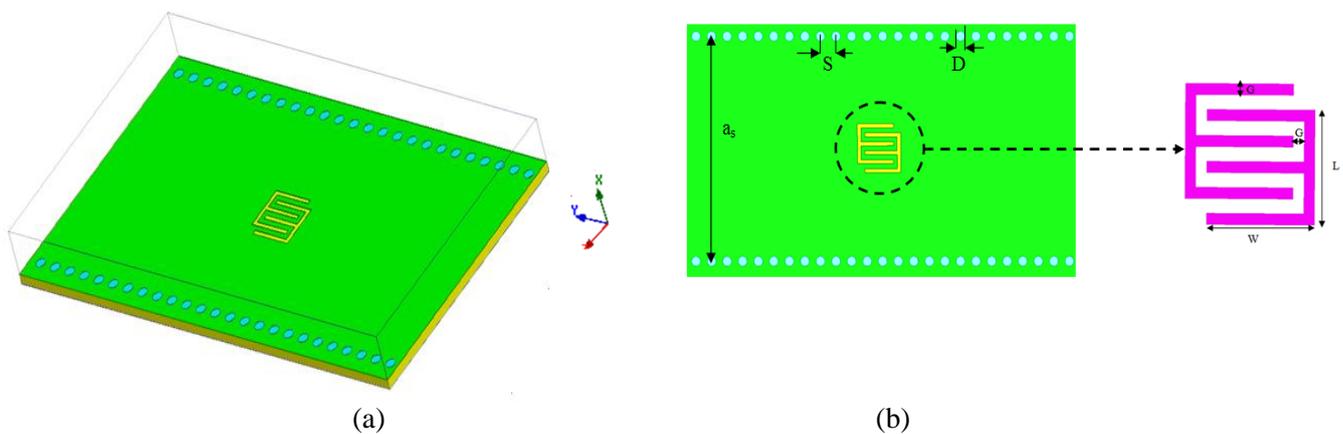


Figure III.71 : Structure d'un filtre passe bande SIW en forme E interdigité sans transitions, obtenue avec logiciel HFSS, (a) Vue à trois dimensions du filtre passe bande (b) Vue à deux dimensions de ce filtre

Paramètres	Valeurs (mm)
Largeur de SIW : a_s	16.4
Diamètre : D	0.6
Distance entre les vias : S	1.1
Longueur de résonateur : L	2.54
Gap : G	0.254
Largeur de résonateur : W	2.54

Tableau III.17 : Dimensions du filtre PB SIW de type E interdigité

La figure III.72 présente les coefficients de réflexion S_{11} et de transmission S_{21} en dB suite à la simulation de ce filtre présenté dans la figure III.71. Les courbes de transmission et de réflexion montrent un comportement passe bande du filtre avec une fréquence centrale de 11.05 GHz, une bande passante de l'ordre de 0.34 GHz et une perte d'insertion proche de -2 dB.

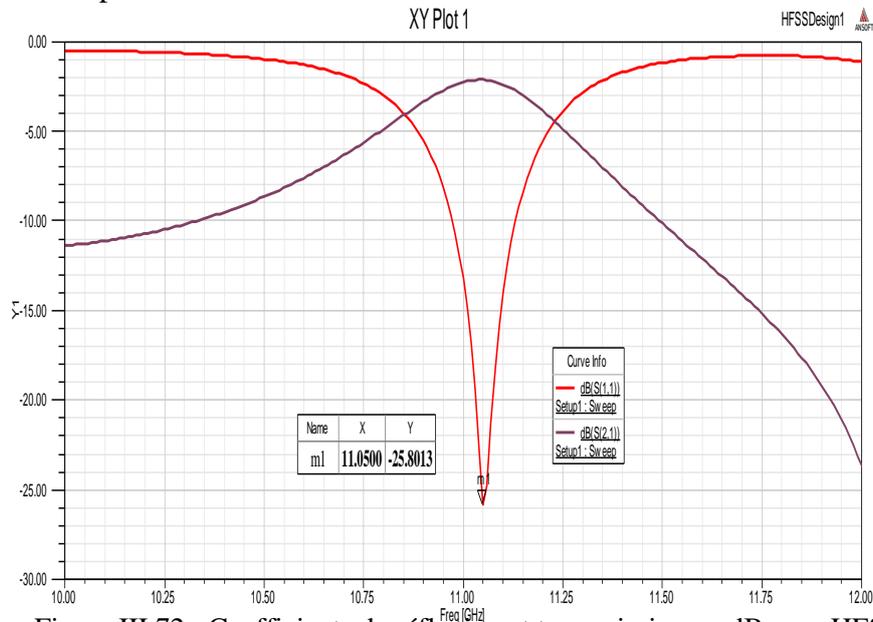


Figure III.72 : Coefficients de réflexion et transmission en dB sous HFSS.

III.13.6.2 Filtre passe bande de premier ordre en SIW avec transitions

Nous avons ajouté au filtre passe bande SIW précédent des transitions de forme coniques avec un seul résonateur en forme E interdigité. La figure (III.73) montre la topologie de ce filtre. Les paramètres géométriques sont indiqués dans le tableau III.18.

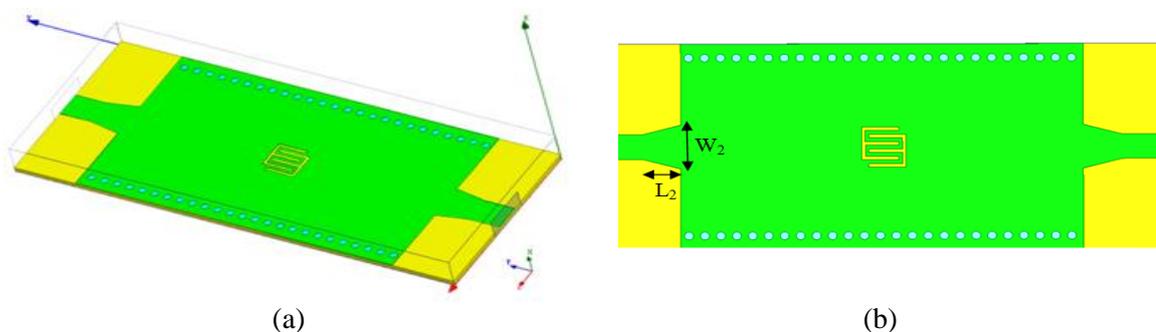


Figure III.73 : Structure d'un filtre passe bande SIW en forme E interdigité avec transitions,
(a) Vue à trois dimensions (b) Vue à deux dimensions

Paramètres	Valeurs (mm)
Largeur de SIW : a_s	16.4
Diamètre : D	0.6
Distance entre les vias : S	1.1
Longueur de résonateur : L	2.54
Gap : G	0.254
Largeur de résonateur : w	2.54
W_2 (mm)	3.4
L_2 (mm)	2.667

Tableau III.18: Dimensions du filtre SIW de type E interdigité

La réponse fréquentielle finale simulée avec HFSS est présentée sur la Figure III. 74

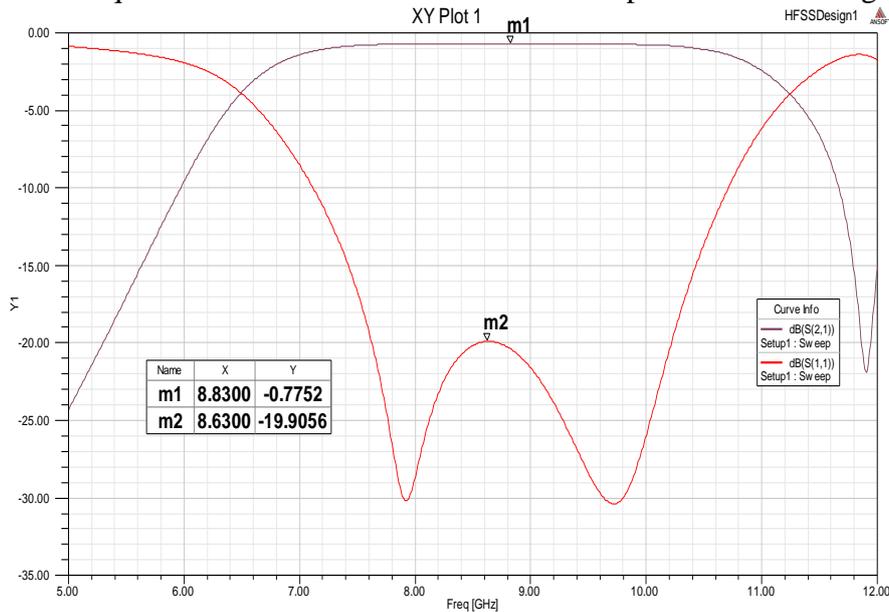


Figure III.74 : Coefficients de réflexion et transmission en dB sous HFSS.

Nous observons que ce filtre présente une adaptation de -19.90 dB à la fréquence centrale 8.83 GHz, une bande passante de l'ordre de 4.73 GHz et des pertes d'insertion de -0.77 dB.

La figure III.75 illustre les variations des parties réelle et imaginaire de l'indice de réfraction, associée à un filtre passe bande de premier ordre en SIW. L'indice de réfraction est négative dans la bande [5.5 – 6.2] GHz et [7.7 – 9.3] GHz et [10.9 – 11.8] GHz

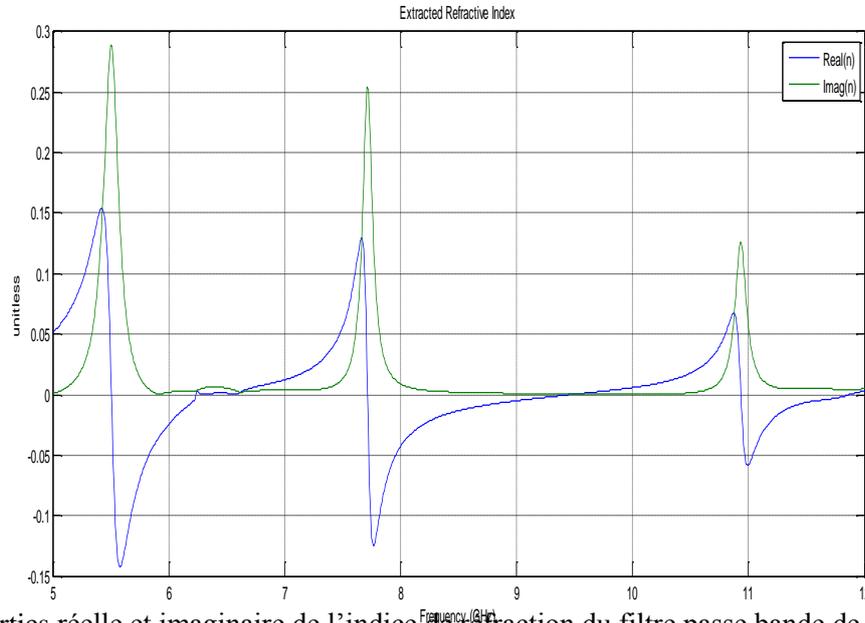


Figure III.75: Parties réelle et imaginaire de l'indice de réfraction du filtre passe bande de premier ordre en SIW.

III.13.6.3 Filtre passe bande de troisième ordre en SIW

Nous nous intéressons dans la suite de ce manuscrit à la conception d'un filtre passe bande qui comporte trois résonateurs complémentaires de type E interdigité en technologie SIW. Le filtre SIW proposé est illustré à la figure III.76

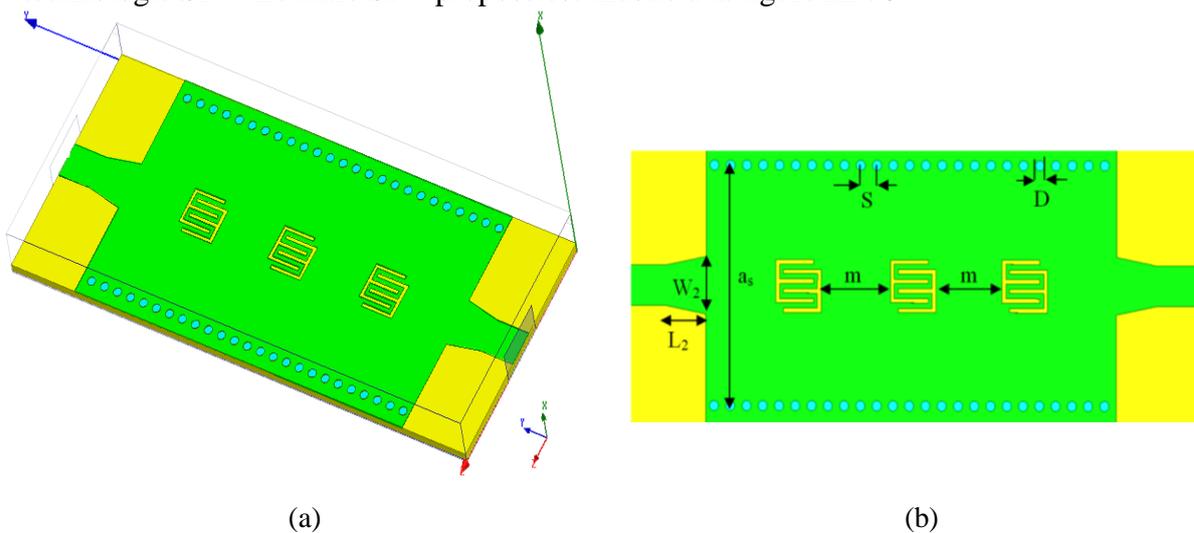


Figure III.76 : Topologie du filtre SIW- de type E interdigité, (a)Vue à trois dimensions (b) Vue à deux dimensions

Toutes les dimensions du filtre SIW E interdigité sont données dans le tableau III.19 :

Paramètres	Valeurs (mm)
Largeur de SIW : a_s	16.4
Diamètre : D	0.6
Distance entre les vias : S	1.1
Longueur de résonateur : L	2.54
Gap : G	0.254
Largeur de résonateur : w	2.54
W_2	3.4
L_2	2.667
l'espacement entre les résonateurs m	6

Tableau III.19 : Dimensions du filtre SIW de type E interdigité

Une analyse fréquentielle dans la bande [5-12] GHz, de cette structure a été menée avec logiciel de simulation HFSS.

Les figures III.77 et III.78 illustrent respectivement la cartographie du champ électrique du filtre pour la fréquence 9.1 GHz et les modules des coefficients de réflexion S_{11} et de transmission S_{21} en fonction de la fréquence, obtenus à l'aide du logiciel HFSS.

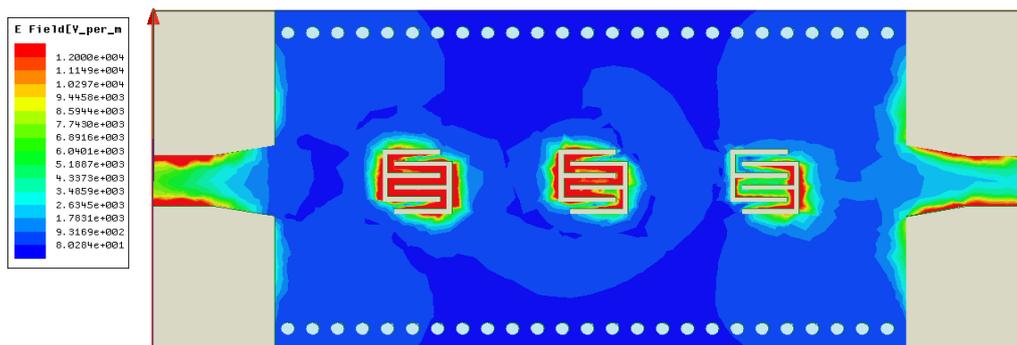


Figure III.77 : Distribution du champ électrique dans le filtre SIW de type E interdigité

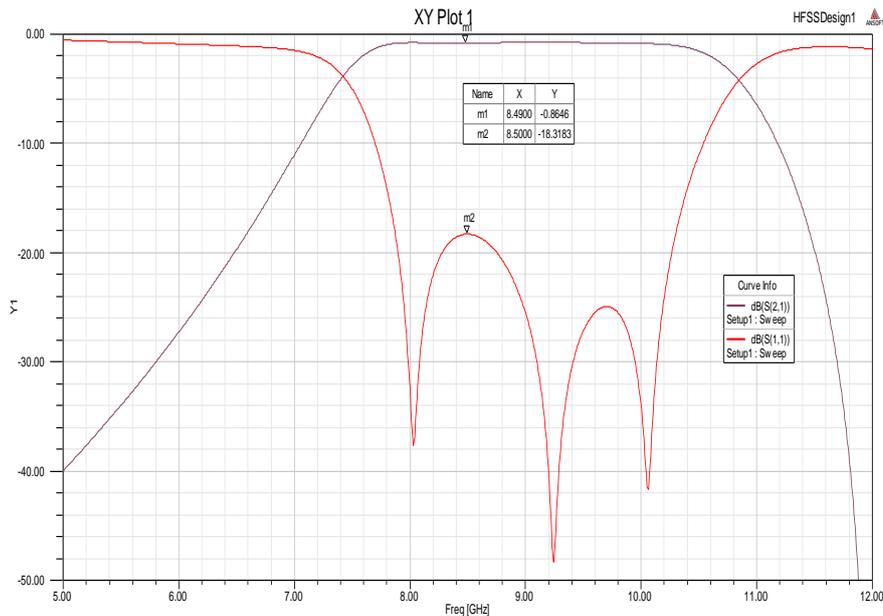


Figure III.78: Réponse fréquentielle du filtre SIW de type E interdigné

D'après ces résultats, nous remarquons que les pertes d'insertion sont de l'ordre -0.86 dB avec une bande de fréquence entre [7.4 - 10.8] GHz et une fréquence centrale de l'ordre de $f = 9.1$ GHz.

III.14 CONCEPTION D'UN FILTRE COUPE-BANDE EN SIW BASE SUR DES CSRRs

Dans cette partie, nous allons étudier un filtre coupe bande en SIW à base des cellules complémentaires CSRRs carrés. Les cellules CSRRs sont gravées dans le plan supérieur du SIW.

III.14.1 La conception d'une ligne SIW dans la bande X

Nous avons, dans un premier temps, conçu une ligne SIW dans la bande X. La figure III.79 montre la topologie de cette structure. La ligne de longueur $L = 67.8$ mm est constituée d'une partie centrale, le guide, et de transitions. Ces transitions micro-ruban comportent deux parties : la première partie est une ligne micro-ruban 50 Ohms de largeur $W_1 = 1.32$ mm et la deuxième partie est une ligne micro-ruban conique de largeur $W_2 = 3.2$ mm et de longueur $L_2 = 6.5$ mm. Le substrat planaire utilisé est Rogers RO4350 : d'une permittivité relative $\epsilon_r = 3.48$, une épaisseur $h = 0.508$ mm et tangente de pertes 0.0009. Les trous métallisés présentent un diamètre $D = 1$ mm, l'espace entre ces trous est $S = 2$ mm et la largeur de guide SIW est $a_S = 12.4$ mm (figure III. 79).

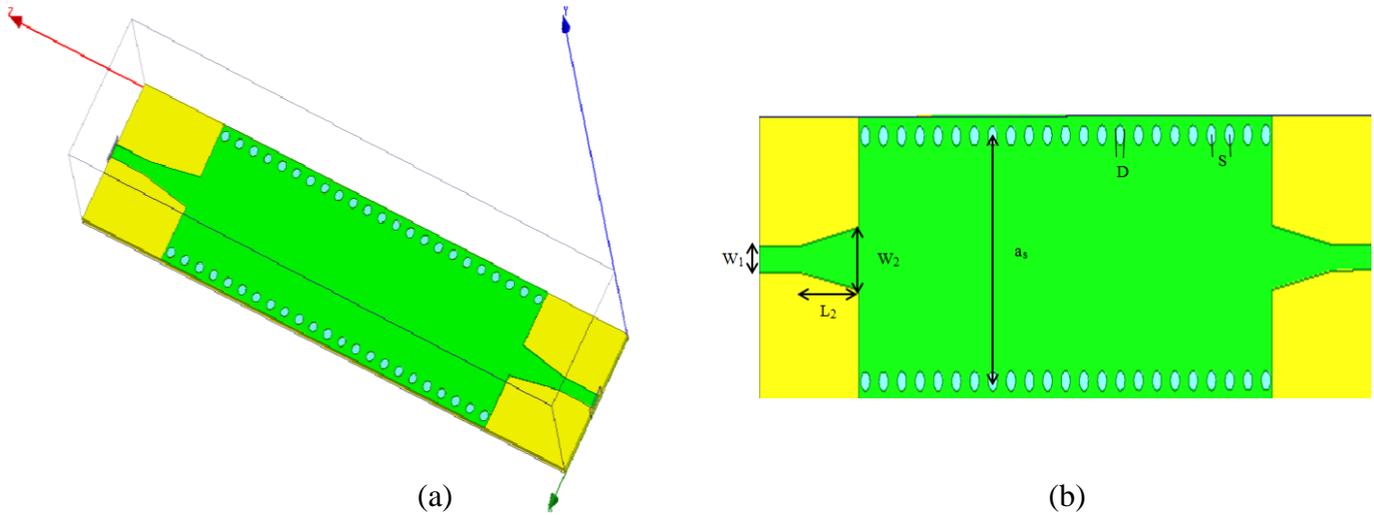


Figure III.79 : Structure de la ligne SIW dans la bande X, (a) Vue à trois dimensions (b) Vue à deux dimensions de ce filtre

Cette ligne a été analysée et optimisée avec le logiciel HFSS. L'évolution des paramètres de dispersion S_{11} et S_{21} en fonction de la fréquence est donnée sur la figure III.80 :

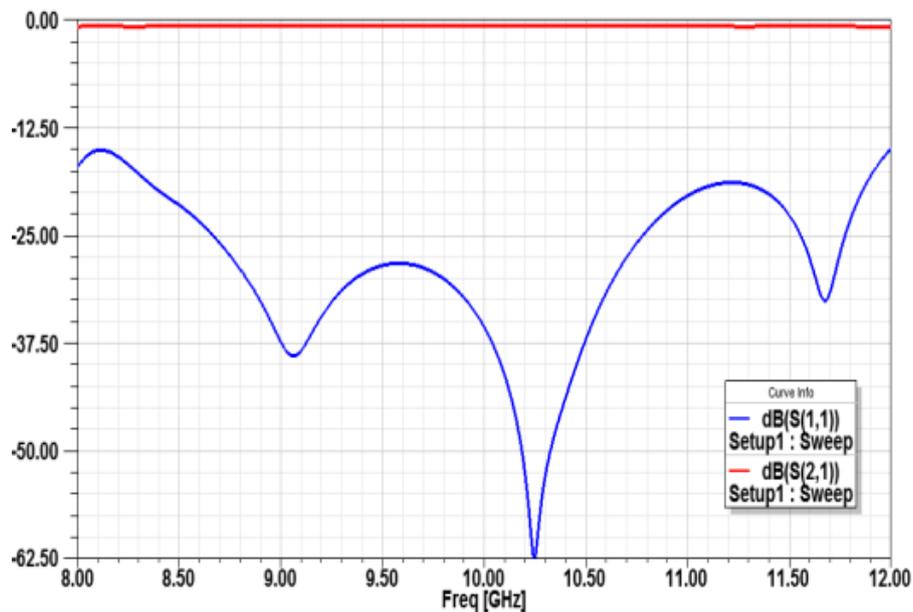


Figure III.80 : Réponse fréquentielle de la ligne SIW

Cette ligne donne une bonne adaptation (S_{11}) < - 20 dB dans la bande de fréquence [8.50 - 11] GHz.

III.14.2 Conception d'un filtre coupe bande

Le filtre proposé de type coupe bande en SIW à base des métamatériaux CSRRs est illustré à la figure III.81. Ce filtre est constitué d'un seul résonateur de type CSRR. La structure est conçue sur une couche de substrat Rogers RO4350 de permittivité $\epsilon_r=3.48$ et d'épaisseur $h=0,508$ mm.

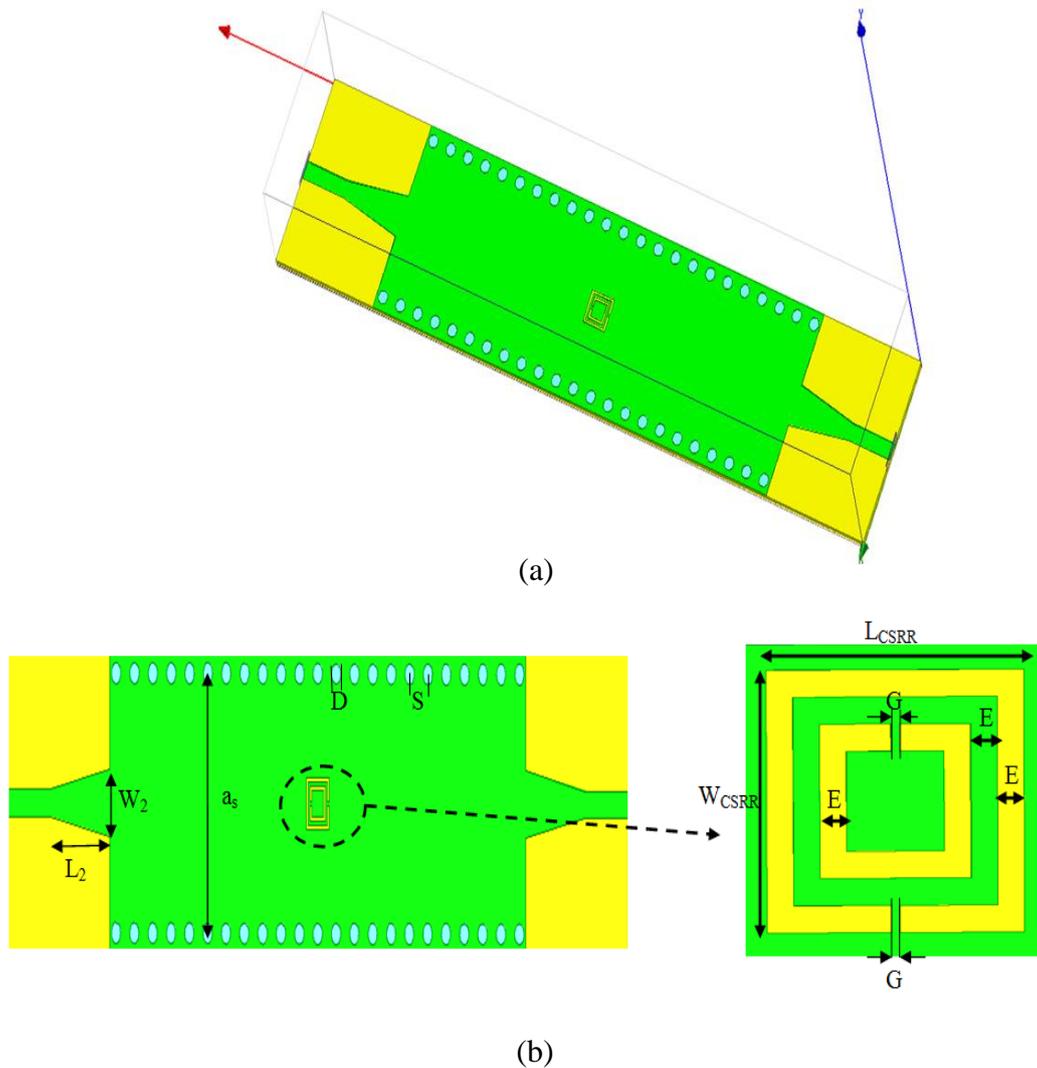


Figure III.81: Filtre SIW- CSRRs , (a)Vue à trois dimensions du filtre SIW-CSRR (b) Vue à deux dimensions de ce filtre

Toutes les dimensions du filtre SIW-CSRRs sont données dans le tableau III.20.

Paramètres	Valeurs (mm)
Largeur de SIW : a_s	12.4
Diamètre : D	1
Distance entre les vias : S	2
L_{CSRR}	2.9
Gap : G	0.1
W_{CSRR}	2.9
W_2	3.2
L_2	6.5
E	0.3

Tableau III.20 : Dimensions du filtre SIW-CSRRs

la figure III.82 illustre les modules des coefficients de réflexion S_{11} et de transmission S_{21} , obtenus à l'aide du logiciel HFSS.

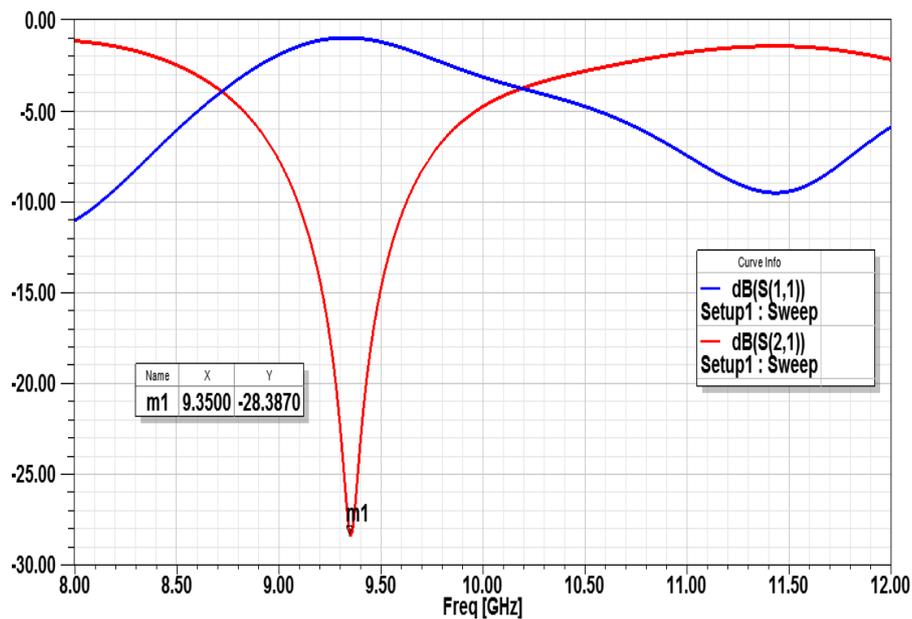


Figure III.82 : Réponse fréquentielle du filtre SIW-CSRRs

La figure III.83 présente les variations de la partie réelle et de la partie imaginaire des paramètres effectifs de l'indice de réfraction en fonction de fréquence, la partie réelle est négative dans la bande de fréquences [8.4-9.1] GHz et [10.3-11.25] GHz, la partie imaginaire est toujours positive.

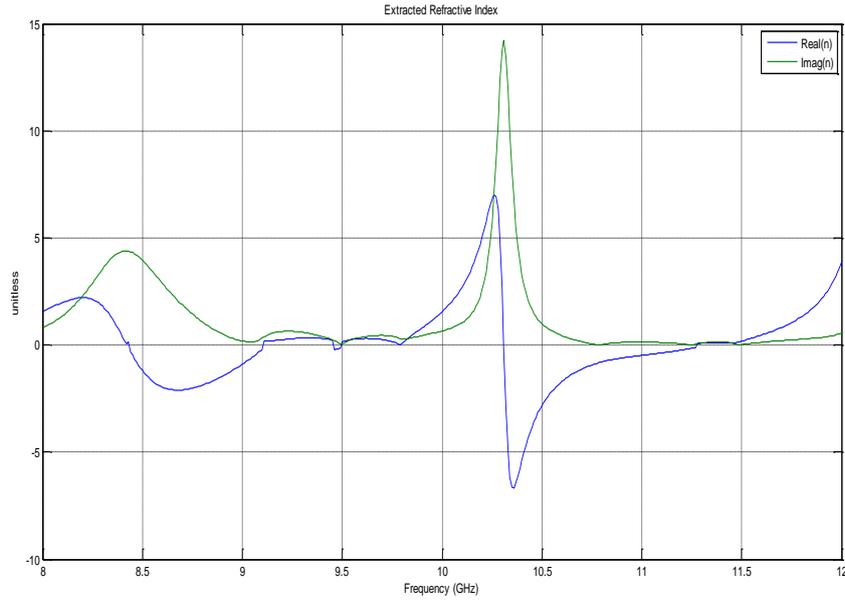


Figure III.83: Parties réelle et imaginaire de l'indice de réfraction du filtre coupe bande SIW - CSRR

La seconde partie de ce travail concerne l'utilisation de trois doubles anneaux carrés complémentaires. Les cellules CSRRs sont gravées sur le plan supérieur de la SIW (voir la figure III.84).

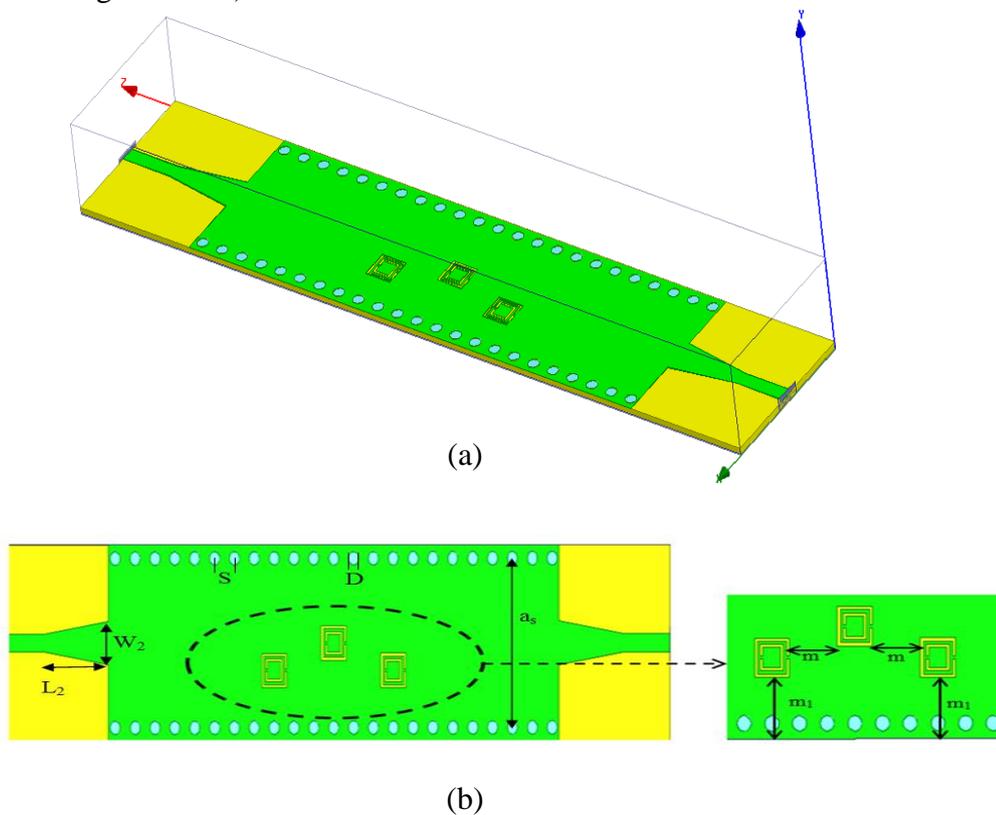


Figure III.84 : Géométrie de filtre SIW-3CSRRs obtenue avec HFSS, (a)Vue à trois dimensions (b) Vue à deux dimensions de ce filtre

Nous avons basé sur les équations précédentes, pour donner un cahier de charges. Les dimensions de ce cahier sont optimisées à l'aide du logiciel HFSS et elles sont données par :

- ✓ $L_2 = 6.5$ mm
- ✓ $W_2 = 3.2$ mm
- ✓ $S = 2$ mm
- ✓ $D = 1$ mm
- ✓ $a_s = 12.4$ mm
- ✓ $m = 6$ mm
- ✓ $m_1 = 2$ mm

La Figure III.85 montre les modules des coefficients de réflexion S_{11} , de transmission S_{21} , Les résultats obtenus confirment le caractère de filtre coupe bande.

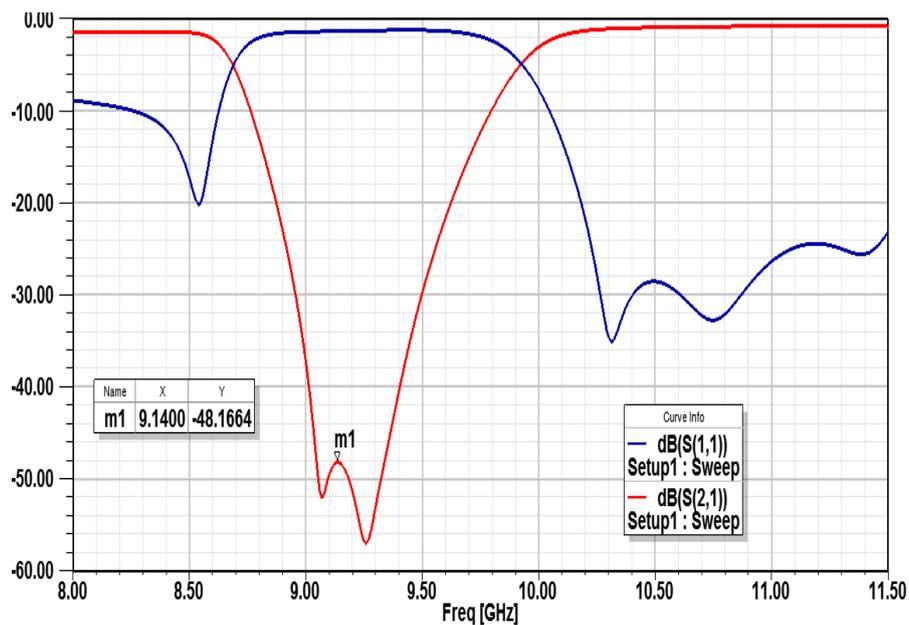


Figure III.85: Paramètres S_{ij} du filtre coupe bande en technologie SIW a base de 3*CSRRs

D'après ces résultats nous remarquons que les pertes d'insertion hors bande sont de l'ordre -0.94dB avec une bande d'arrêt entre [8.87-9.63] GHz pour un coefficient $S_{21} < -20$ dB.

Les figures III.86 illustrent la cartographie du champ électrique du Mode TE_{10} du filtre coupe bande SIW pour la fréquence 9.2 GHz.

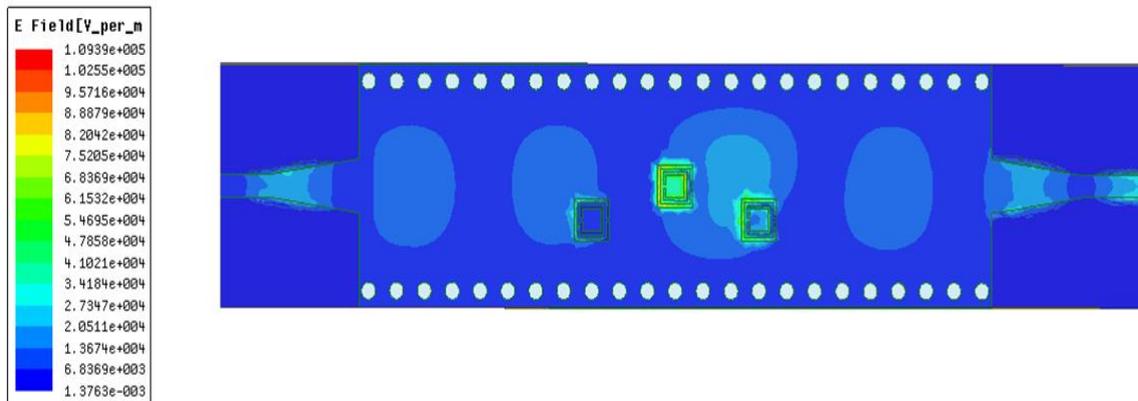


Figure III.86 : Distribution du champ électrique du mode TE_{10} dans le filtre coupe bande SIW
Obtenue avec le logiciel HFSS

III.15 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté la conception des différents types de filtres hyperfréquences à base des résonateurs métamatériaux en exploitant les différentes combinaisons de CSRRs, SRRs et les lignes micro-rubans.

Nous avons tout d'abord donné les différents types de filtres hyperfréquences, les fonctions d'approximation de filtrage : butterworth, tchebychev et elliptique ainsi que la transformation en fréquence à partir du prototype passe bas et les schémas des filtres à inverseurs d'impédance.

Une seconde partie concerne tout d'abord la conception schématique et électromagnétique des filtres à base des résonateurs métamatériaux SRRs et CSRRs. Ensuite, nous avons conçu des filtres passe bande et coupe bande en technologie guides intégrés aux substrats "GIS" avec de nouveaux résonateurs de type E interdité et CSRRs carrés à l'aide de logiciel HFSS.

Toutes les étapes de conception sont détaillées, en partant des spécifications jusqu'à la conception du filtre, tout en utilisant le cahier de charges et en passant par le calcul de la matrice de couplage et les coefficients de qualité, qui nous aide à trouver le schéma équivalent et la réponse fréquentielle du chaque filtre au moyen de logiciel ADS et la réponse électromagnétique grâce au logiciel HFSS.

Les résultats que nous avons trouvés montrent l'intérêt des métamatériaux pour la conception des filtres hyperfréquences en termes de miniaturisation et de largeur de bande passante.

Ces filtres à base des métamatériaux sont donc une bonne alternative lorsque la taille et l'application entièrement planaire sont des questions.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES -CHAPITRE -III-**[1] R. HAJJ**

"Conception et réalisation de fonction de filtrage dans les domaines millimétriques et sub-millimétriques ", *Thèse de Doctorat en Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes de l'Université de Limoges*, Juillet 2010.

[2] Y. CLAVET

"Définition de solutions de filtrage planaires et multicouches pour les nouvelles générations de satellites de télécommunications", *Thèse de Doctorat en Electronique de l'Université de Bretagne Occidentale*, Novembre 2006.

[3] G.M. REBEIZ, RFMEMS

"Theory, design, and technology", *Wiley and Sons*, 2003

[4] A. NASSER

"Contribution ou développement de méthodes de synthèse pour la conception de filtres hyperfréquences à bande passantes multiples", *Thèse de Doctorat en Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique de l'Université de Limoges*, Septembre 2008.

[5] J. D. RHODES

"Theory of electrical filters", *John Wiley & Sons*, 1976.

[6] I. HUNTER

"Theory and design of microwave filters", *IEEE Electromagnetic waves series* 45,2001

[7] J. ORTUSI

"Etude Mathématique des circuits de l'électronique", *Tome II : synthèse des circuits*, Ed. Masson, 1967

[8] M. HASLER, J. NIERYNCK

"Traité d'électricité : Filtres électriques, volume XIV", Ecole Polytechnique de Lausanne, Ed. Georgi.

[9] R.E. COLLIN

"Foundation of Microwave Engineering Second Edition", *Mc Graw-Hill, Inc* 1992.

[10] L. BOYENGA

"Contribution à la nouvelle formulation variationnelle : Application aux études des discontinuités et des filtres en guides d'ondes métalliques", *Thèse de Doctorat en Electronique de l'Institut National Polytechnique de Toulouse*, Novembre 2005.

[11] M. POZAR

"Microwave Engineering, 3rd Edition", *John Wiley & son, In, USA*, 2005.

[12] M. K. M. SALLEH

"Contribution à la synthèse de résonateurs pseudo elliptiques en anneau. Application au filtrage planaire millimétrique", *Thèse de Doctorat en Électronique de l'Université de Toulouse*, Octobre 2008.

[13] L. MATTHAEÏ, L YOUNG AND E. M. T. JONES

"Microwave filters impedance matching network, and coupling structures ", *New-York, Mc Graw-Hill*, 1964

[14] R.SAAL, E. UL BRICH

"On the design of filters by synthesis ", *Circuit Theory, IRE Transactions on*, vol. 5, pp. 284-327, 1958.

[15] J. S. HONG, M. J. LANCASTER

"Microstrip filters RF/ microwave application", *John Wiley & son, In, USA*, 2001.

[16] K. NOURI

"Conception, Réalisation et Caractérisation de filtres et de duplexeurs en technologies guides d'ondes et SIW Application aux systèmes de communication", *Thèse de Doctorat en Télécommunication de l'Université de Tlemcen*, Décembre 2008.

[17] T. M. VU

"Contribution à la mise en œuvre de fonctions accordable à MEMS RF en bande millimétrique sur silicium", *Thèse de Doctorat en Micro-ondes Electromagnétisme et Optoélectronique de l'Université de Toulouse*, Avril 2010.

[18] P. F. COMBES

"Micro-ondes - 1. Lignes, guides et cavités ", *Dunod*, 1996.

- [19] **J. S. HONG, M. J. LANCASTER**
"Microstrip Filters RF/ Microwave Application", *John Wiley & son, In, USA*, 2001.
- [20] **P. COMBES**
"Circuits passifs, Propagation, antennes", *Dunod, Paris*, 1996.
- [21] **E. RAMPNOUX**
"Analyse, conception et réalisation de filtres planaires millimétriques appliqués à la radiométrie spatiale", *Thèse de Docteur de l'Université de Limoges*, Mars 2003.
- [22] **P. LENOIR**
"Développement de méthodes et d'outils dédiés à la conception des dispositifs de filtrage microonde complexes" ,*Thèse de Docteur de l'université de Limoges*, Septembre 2005
- [23] **RICHARD J CAMERON, CHANDRA M KUDSIA, AND RAAFAT R MANSOUR**
"microwave filters for communication system".*wiley-interscience*,2007
- [24] **W.XIA,X. SHANG,AND M.J.LANCASTER**
"responses comarisond for coupled-resonator based diplesers,"*in passive RF and Microwave components,3rd annual seminar on*,pp.67-75,2012
- [25] **F. SHIGEKI**
"Waveguide line",*Japanes patent,JP 06 053711*, 1994
- [26] **BOZZI, M.; GEORGIADIS, A.; WU, K**
"Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas," *Microwaves, Antennas & Propagation*, IET, Vol.5, N°.8, pp.909-920, 6 June 2011.
- [27] **A. SUNTIVES, R. ABHARI**
"Transition Structures for 3-D Integration of Substrate Integrated Waveguide Interconnects", *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE* Vol.17, No. 10, pp.697-699, 2007.
- [28] **DOMINIC DESLANDES AND KE WU**
"Integrated Micro strip and Rectangular Waveguide in Planar Form", *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, pp.68-70, 2001.

[29] **JI-XIN CHEN, WEI HONG, ZHANG-CHENG HAO, HAO LI, AND KE WU**

"Development of a Low Cost Microwave Mixer Using a Broad-band Substrate Integrated Waveguide (SIW) coupler", *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, Vol. 16, No. 2, pp.84-86, February 2006.

[30] **WENQUAN CHE, XIAO JING JI, EDWARD K. N. YUNG**

"Miniaturized Planar Ferrite Junction Circulator in the Form of Substrate-Integrated Waveguide", *International Journal of RF and Microwave Computer Aided Engineering*, Vol.18, N° .1, pp.8-13, January 2008.

[31] **JIN LI TIANLIN DONG**

"Design of a Substrate Integrated Waveguide Power Divider that Uses a Neural Network", *International Conference Computer Engineering and Technology (ICCET)*, Vol.7, pp.448-452, April 2010.

[32] **D.DESLANDES AND K.WU**

"Accurate Modeling Wave Mechanisms, and design considerations of a Substrate Integrated Waveguide", *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, Vol.54, N°6, June 2006.

[33] **TEIS COENEN**

"Analysis and Design of Post Wall Waveguides for Applications in SIW", PhD Thesis, *the Telecommunication Engineering group of the Faculty of Electrical Engineering, Mathematics and Computer Science of the University of Twente Enschede, The Netherlands*, 2010.

[34] **K. WU**

"Substrate Integrated Circuits (SICs) – A Paradigm for Future GHz and THz Electronic and Photonic Systems," *IEEE, Circuits and Systems Society Newsletter*, Vol. 3, N° . 2, Apr 2009.

[35] **ASANEE SUNTIVES**

"High-Speed Data Transmission Using Substrate Integrated Waveguide-Type Interconnects" ,Thesis for the degree of Doctor of Philosophy, *Department of Electrical & Computer Engineering McGill University Montreal, Quebec, Canada*, February 2009.

[36] Y. JU.BAN

“Tunable Ferrite Phase Shifters Using Substrate Integrated Waveguide Technique”, *Mémoire de Maitrise es sciences Appliquées, Département de Génie Electrique, Ecole Polytechnique de Montréal*, Décembre 2010.

[37] ATIA W.A,ZAKI K.A,AND ATIA A.E

"Synthesis of general topology multiple coupled resonator filters by optimization", *IEEE MTT-S Int.Microw.Symp,Baltimore,USA*, pp.821-824,1998.

[38] A. ADABI AND M. TAYARANI

“Substrate Integration of Dual Inductive Post Waveguide Filter”, *Electrical Engineering Department IUST University Narmak, Tehran, Iran Progress In Electromagnetics Research B*, Vol. 7, pp.321–329, 2008.

[39] Z.C. HAO, W. HONG, J.X. CHEN, H.X. ZHOU AND K. WU

“Single-layer substrate integrated waveguide directional couplers“, *IEE Proc.-Microw. Antennas Propag.*, Vol. 153, No. 5, October 2006.

[40] Z. C. HAO, W. HONG, J. X. CHEN, X. P. CHEN AND K. WU

“Planar diplexer for microwave integrated circuits“, *IEE Proc.-Microw. Antennas Propag.*, Vol. 152, No. 6, December 2005.

[41] XINYU XU, RENATO G. BOSISIOAND AND KE WU

“A New Six-Port Junction Based on Substrate Integrated Waveguide Technology”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 53, No. 7, July 2005.

[42] WU LI-NAN. ZHANG XU-CHUN. TONG CHUANG-MING. ZHOU MING

“A New Substrate Integrated Waveguide Six-port Circuit”, *Missile Institute of Air Force Engineering University Sanyuan Shanxi 713800, China, IEEE* ,2010

[43] Y. CASSIVI, L.PERREGRINI, P.ARCIONI, M. BRESSAN, K.WU, AND G. CONCIAURO

"Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide", *in IEEE Microwave Wireless Compon. Lett*, vol. 12, pp. 333–335, September 2002.

[44] M. ANDO, J. HIROKAWA AND AL

" Novel single-layer waveguides for high-efficiency millimeter-wave arrays ", *IEEE millimeter waves conference proceedings*, pp.177- 180, 1997.

[45] **K. WU**

" Substrate Integrated Waveguides", *Short Course in 43rd European Microwave Conference (EuMC)*, Nuremberg, 2013.

[46] **Y.CASSIVI, L.PERREGRINI, P. ARCIONI, M. BRESSAN, K. WU, AND G. CONCIAURO**

" Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, N°. 12, pp.333-335, 2002.

[47] **J. E. RAYAS-SANCHEZ AND V. GUTIERREZ-AYALA**

" A general EM-Based design procedure for single-layer substrate integrated waveguide interconnects with microstrip Transitions", *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Atlanta, GA*, pp. 983-986 Jun. 2008.

[48] **L. YAN AND W. HONG**

" Investigations on the Propagation Characteristics of the Substrate Integrated Waveguide Based on the Method of Lines", *Proc. Inst. Elect. Eng. H*, vol. 152, No .1, pp. 35–42, 2005.

[49] **F. XU AND K. WU**

" Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, No . 1, pp.66-73, Jan. 2005.

[50] **T. DJERAFI, N.J.G. FONSECA, K. WU**

"Design and Implementation of a Planar 4×4 Butler Matrix in SIW Technology for Wideband Applications ", *40th European Microwave Conference (EuMC)*, pp.28-30, Sept. 2010, Paris, France.

[51] **M^{elle} SEGHER SALIMA**

"Caractérisation de nouvelles structures de filtres micro-ondes pour des applications en télécommunications», *thèse de doctorat en télécommunications*, université Abou bekr belkaid-tlemcen, 2013

[52] **J. E. RAYAS-SÁNCHEZ**

" An improved EM-Based design procedure for single layer substrate integrated waveguide interconnects with microstrip transitions", *IMWS. IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on*, pp. 27-30, Feb. 2009.

[53] D. DESLANDES

"Design equations for tapered microstrip-to-substrate integrated waveguide transitions," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT)*, California, 2010.

[54] L. KE

" An efficient method for analysis of arbitrary non uniform transmission lines," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 45, pp. 9-14, 1997.

[55] www.ads.com**[56] NATHAN ALEXANDER SMITH**

" Substrate integrated waveguide circuits and systems," *thesis à McGill university Montréal, Québec, Canada, Mai 2010.*

[57] DAMOU MEHDI

"Conception et optimisation des composants passifs microondes en technologie SIW : application aux filtres passe-bandes", *thèse de doctorat*, université Abou-bekr Belkaid-tlemcen, Décembre 2017 .

[58] RABAH MOHAMMED AMIN

" Contribution à la Conception et à la Réalisation des Composants Micro-ondes Compacts en Technologie Guides d'Ondes Intégrés aux Substrats : Modélisation par la Méthode des Eléments Finis 2D"" , *thèse de doctorat*, universite Abou-bekr Belkaid-tlemcen , Février 2017.

CHAPITRE IV

APPLICATION DES METAMATERIAUX POUR LA CONCEPTION DES ANTENNES

IV.1 INTRODUCTION

Les propriétés attractives des métamatériaux ont apporté d'importantes avancées technologiques dans le domaine des antennes.

L'utilisation de ces métamatériaux dans les antennes offre des avantages remarquables par rapport aux antennes conventionnelles : amélioration des diagrammes de rayonnement, de l'efficacité, de la largeur de bande, voire même diminution de la taille de l'antenne [1].

L'objectif de ce dernier chapitre est de concevoir des antennes miniatures à base des lignes micro-rubans en utilisant la technique inspirée des métamatériaux, dans le but d'améliorer leurs caractéristiques électriques et de rayonnement.

Nous présentons, en premier lieu, la définition et les avantages des antennes imprimées. Nous donnerons leurs caractéristiques de rayonnement et leurs caractéristiques électriques et nous décrivons ensuite la conception des antennes patch en déterminant les paramètres géométriques de leurs éléments rayonnants.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous allons intéresser tout d'abord par la conception d'une antenne patch à base de technologie micro-ruban. Afin d'améliorer les performances de cette antenne, nous allons associer au patch, des résonateurs métamatériaux CSRRs à plusieurs rangées.

Dans la dernière partie, nous analyserons deux types d'antennes à l'aide de logiciel d'Ansoft -HFSS, la topologie de la première antenne comporte deux fentes longitudinales et la seconde topologie est chargée par une cellule métamatériaux RAFC en technologie SIW.

IV.2 DEFINITION D'UNE ANTENNE IMPRIMEE

L'antenne patch, appelée aussi antenne planaire est un type d'antenne dont le développement et l'utilisation sont de plus en plus fréquents. Elle est constituée d'un diélectrique, possédant un plan de masse métallique sur une face. Sur l'autre face, une gravure métallique permet de supporter des courants de surface qui créent le rayonnement électromagnétique (figure IV.1). Les courants sont amenés du générateur à l'antenne par une ligne de transmission, ou par une sonde coaxiale [1].

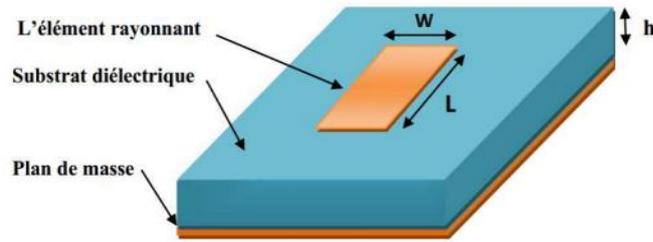


Figure IV.1 : Structure d'une antenne planaire

Les gravures des parties métalliques peuvent prendre des formes très variées (figure IV.2) en fonction des objectifs fixés pour la répartition du rayonnement dans l'espace. Ceci donne une grande souplesse de conception [2].

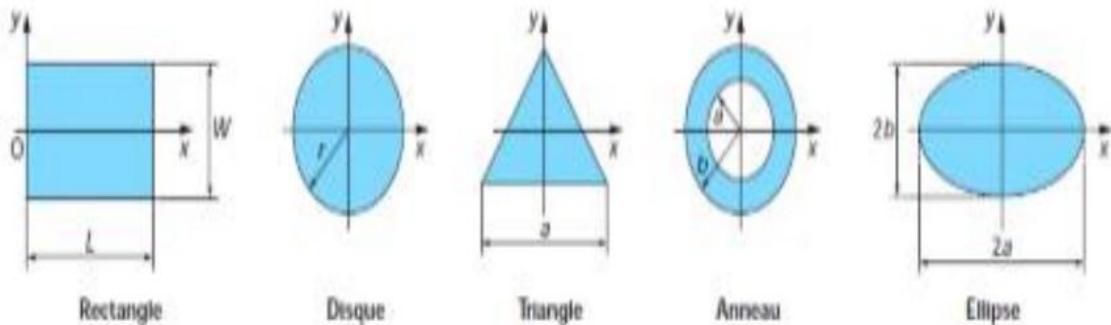


Figure IV.2: Géométries de base de l'antenne patch

Les antennes micro-ruban présentent de nombreux avantages comparés aux antennes micro-ondes classiques et leurs applications couvrent le large domaine de fréquence: 100 MHz à 100 GHz. Certains avantages sont les suivants [3] :

- Faible poids, encombrement réduit, configurations conformes possibles ;
- Faible coût de fabrication, production en masse possible ;
- Polarisation linéaire et circulaire pour les télécommunications ;
- Antennes multi-bandes, multi polarisations possibles compatibilité avec les circuits hybrides et MMIC (Microwave Monolithic Integrated Circuit) ;
- Réseaux d'alimentation et d'adaptation fabriqués simultanément avec l'antenne.

IV.3 CARACTERISTIQUES DES ANTENNES

Les antennes sont caractérisées par différents paramètres qui sont classés en deux groupes. Le premier groupe s'intéresse à ses propriétés de rayonnement et le second groupe caractérise l'antenne comme un élément de circuit électrique.

IV.3 .1 Caractéristiques de rayonnement

IV.3 .1.a Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement d'une antenne représente les variations de la puissance que rayonne cette antenne par unité d'angle solide dans les différentes directions de l'espace. En dehors du cas des antennes omnidirectionnelles dans certains plans, les antennes ne rayonnent pas leur puissance de façon uniforme dans toutes les directions de l'espace. Il ya généralement une direction de rayonnement maximal autour de laquelle se trouve concentrée une grande partie de la puissance rayonnée et des directions secondaires autour desquelles se répartit la fraction de la puissance restante (Figure IV.3) [4].

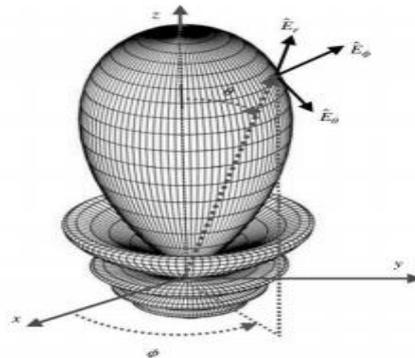


Figure IV.3: Diagramme de rayonnement en 3D

Le diagramme de rayonnement peut être exprimé par la représentation de la répartition de la puissance par unité d'angle solide dans la direction (θ, φ) :

$$r(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{P_{\max}} \quad (\text{IV.1})$$

Où: P_{\max} est la densité de puissance maximale.

En fonction du champ rayonné $E(\theta, \varphi) \left(\frac{V}{m} \right)$, la puissance par unité d'angle solide est donnée par :

$$P(\theta, \varphi) = \frac{1}{2} \frac{|\vec{E}|^2}{120} \left(\frac{W}{m^2} \right)^2 \quad (\text{IV.2})$$

- L'angle d'ouverture est l'angle qui fait entre elle les deux directions du lobe principal selon lesquelles la puissance rayonnée est égale à la moitié de la puissance rayonnée dans la direction de rayonnement maximal. La figure IV.4 présente un exemple de diagramme de rayonnement en coordonnées cartésiennes. L'angle $\Delta\theta$ représente sur ce diagramme l'angle d'ouverture de l'antenne.

Lorsqu'une antenne présente un lobe principal assez fin, la plus grande partie de la puissance rayonnée est à l'intérieur des deux directions à -3dB. L'angle d'ouverture, nous donne une idée assez précise sur la finesse du lobe et de la qualité du rayonnement.

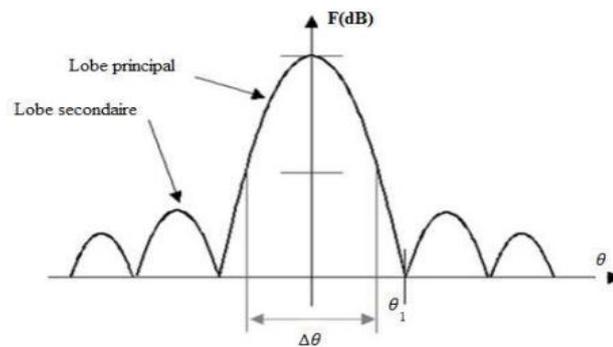


Figure IV.4: Diagramme de rayonnement bidimensionnel en coordonnées cartésiennes.

IV.3.1.b Directivité

La directivité d'une antenne est le rapport de la puissance rayonnée par unité d'angle solide dans la direction (θ, φ) à la puissance que rayonnerait la source isotrope de référence par unité d'angle solide pour une même puissance totale rayonnée [5].

$$D(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{P(\theta, \varphi)}{\eta P_a} \quad (\text{IV.3})$$

P_a est la puissance d'alimentation.

η est le rendement.

IV.3.1.c Gain

Le gain d'une antenne est le rapport entre la densité de puissance moyenne rayonnée par l'antenne dans la direction (θ, φ) et la densité de puissance à rayonnement isotrope, les deux antennes étant alimentées par la même puissance.

$$G(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{P(\theta, \varphi)}{P_a} \quad (\text{IV.4})$$

La relation entre le gain et la directivité d'une antenne est donnée par l'équation suivante :

$$G(\theta, \varphi) = \eta D(\theta, \varphi) \quad (\text{IV.5})$$

IV.3.1.d Résistance de rayonnement

Nous définissons la résistance de rayonnement en un point Q par :

$$R_Q = \frac{2P_r}{I_Q^2} \quad (\text{IV.6})$$

P_r : La puissance active rayonnée par une antenne.

I_Q : Le courant en un point Q de cette antenne.

IV.3.1.e Polarisation

La polarisation d'une antenne est la polarisation de l'onde plane générée par cette antenne dans une direction bien déterminée. Par convention, la polarisation d'une onde plane correspond à la variation du champ électrique E au cours du temps par rapport à un point d'observation fixe [6].

Il existe trois types de polarisations : rectiligne, circulaire et elliptique (Figure IV.5).

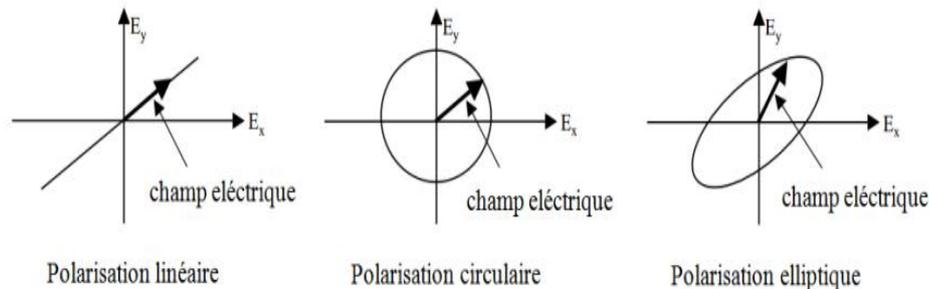


Figure IV.5: Différents états de polarisation d'une onde électromagnétique [5].

IV.3.2 Caractéristique électrique

IV.3.2.a Impédance d'entrée

L'impédance d'entrée est définie comme étant l'impédance présentée par une antenne à ses bornes, elle est égale au rapport de la tension V_e sur le courant I_e présenté à l'entrée (Figure IV.6).

$$Z_e = \frac{V_e}{I_e} = R + jX \quad (\text{IV.7})$$

Tel que :

Z_e : Impédance d'entrée aux bornes a et b.

R: Résistance de l'antenne aux bornes a et b.

X: Réactance de l'antenne aux bornes a et b.

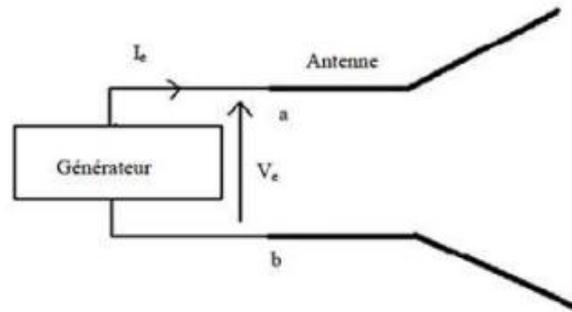


Figure IV.6: Antenne en mode émetteur.

Quand une antenne d'impédance d'entrée Z_e est alimentée par une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_0 , des réflexions apparaissent aux ports d'entrée représentée par le coefficient de réflexion qui est exprimé par la formule :

$$S_{11} = \frac{Z_e - Z_0}{Z_e + Z_0} \quad (\text{IV.8})$$

Donc le coefficient de réflexion S_{11} est un paramètre qui permet de quantifier la quantité du signal réfléchi par rapport au signal incident.

IV.3.2.b Le facteur de qualité

Représente les pertes liées à l'antenne, et un grand facteur mène à une largeur de bande étroite et faible rendement, et il donnée par la formule suivante [3] :

$$\frac{1}{Q_T} = \frac{1}{Q_{rad}} + \frac{1}{Q_C} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_{SW}} \quad (IV.9)$$

Q_{rad} : Facteur de pertes dues à la radiation.

Q_C : Facteur de pertes ohmiques.

Q_d : Facteur de pertes dans le diélectrique.

Q_{SW} : Facteur de pertes par onde de surface.

IV.3.2.c Bande d'utilisation

La bande passante d'une antenne est déterminée par le domaine de fréquences dans lequel le rayonnement de l'antenne présente les caractéristiques désirées. Elle correspond au transfert maximal de puissance: du générateur vers l'antenne dans le cas d'émission, et de l'antenne vers le récepteur dans le cas de réception.

La bande passante peut aussi être définie en fonction du coefficient de réflexion, à condition que le diagramme de rayonnement ne change pas sur cette bande. Généralement, elle est prise où le coefficient de réflexion en dB est inférieur à -10 dB, c'est-à-dire là où 90% de la puissance fournie à l'antenne est transformée et le reste est réfléchi [7].

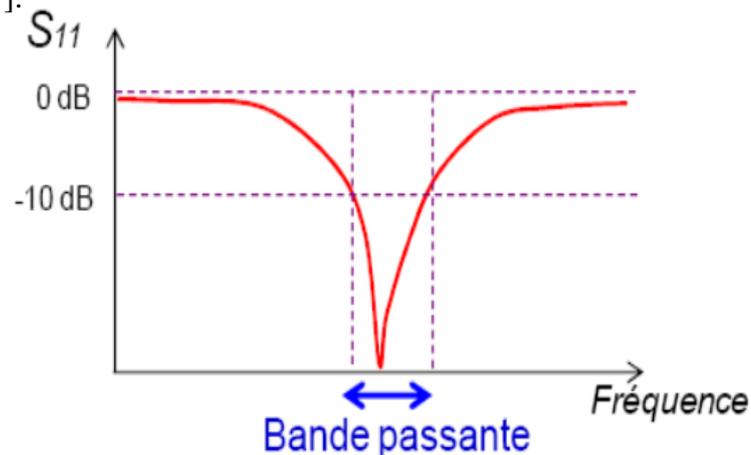


Figure IV.7: Bande passante et coefficient de réflexion

On exprime souvent la bande passante, LB en un pourcentage exprimant le rapport de la bande à la fréquence centrale f_0

$$LB = \frac{f_2 - f_1}{f_0} \quad (\text{IV.10})$$

IV.3.2.d Rendement

Le rendement η d'une antenne est défini comme étant le rapport entre la puissance totale qu'elle rayonne P et la puissance d'alimentation P_a de cette antenne.

$$\eta = \frac{P}{P_a} \quad (\text{IV.11})$$

IV.4 MODELISATION DE L'ANTENNE PATCH

La modélisation d'une antenne patch peut se réaliser de deux manières : si le patch est rectangulaire, il peut être simulé simplement par un tronçon de ligne de transmission ; s'il est de forme quelconque, elle peut être simulée comme une cavité qui correspond au substrat compris entre l'élément rayonnant et le plan de masse [7]. Le mécanisme de rayonnement d'une antenne patch rectangulaire se comprend aisément à partir de sa forme géométrique. Lorsqu'on excite la ligne d'alimentation avec une source RF, une onde électromagnétique va se propager sur cette ligne puis va rencontrer l'élément rayonnant (de largeur plus grande que la ligne, donc plus apte à rayonner). Une distribution de charge va s'établir à l'interface substrat / Plan de masse, sur et sous l'élément rayonnant.

En fait le rayonnement du patch peut être modélisé par celui de deux fentes parallèles distantes d'une longueur L et de dimensions $W \cdot h$. La théorie de l'électromagnétisme nous fournit alors les expressions des champs rayonnés par le patch à une certaine distance d'observation [8].

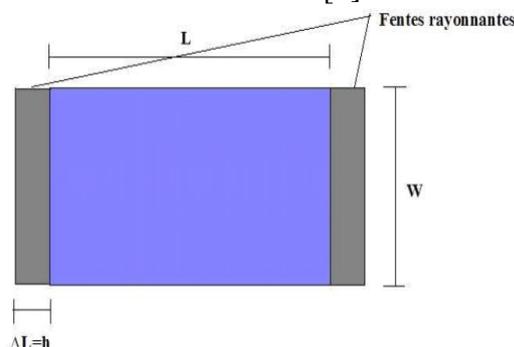


Figure IV.8 : Les fentes rayonnantes d'une antenne patch

IV.4.1 Méthode de cavité

Si nous nous intéressons maintenant à la distribution des charges, nous pourrions montrer par l'étude des composantes tangentielles du champ magnétique que le patch rectangulaire peut se modéliser comme une cavité avec 4 murs magnétiques (bords de la cavité) et 2 murs électriques (formés par les métallisations et dans l'approximation que la composante normale du champ électrique est constante).

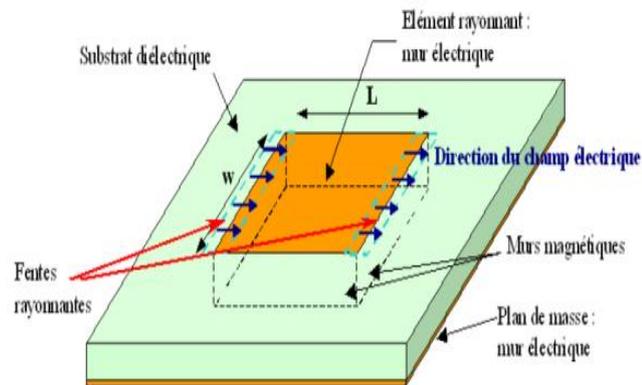


Figure IV. 9 : Schéma descriptif du modèle de la cavité résonante [6]

En posant les équations de propagation avec les conditions aux limites adéquates, on détermine assez facilement les fréquences de résonances de l'antenne patch rectangulaire [9]:

$$f_{mn} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{\pi W_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{n}{\pi L_{eff}}\right)^2} \quad (IV.12)$$

W_{eff} est la largeur effective du patch

L_{eff} est la longueur effective du patch

IV.4.2 Méthode de la ligne de transmission

Le modèle de la ligne de transmission est le plus simple pour la conception des antennes planaires car il fournit de bonnes interprétations physiques. C'est une méthode des plus adaptées aux patches rectangulaires. Elle permet de les modéliser par des tronçons de lignes micro-rubans dont les caractéristiques sont bien connues [7], [10]. Ce modèle représente l'antenne patch par un ruban de largeur W , de longueur L et de hauteur h (Figure IV. 10).

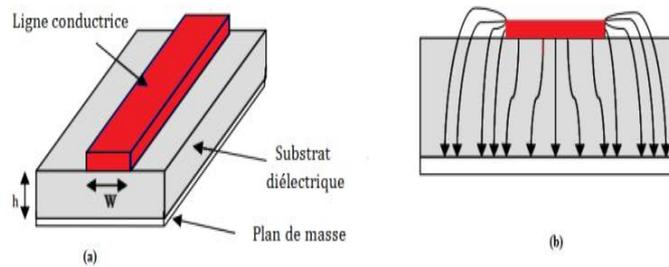


Figure IV.10: (a) : Ligne de transmission micro-ruban ; (b) : Lignes de champ électrique [9]

La détermination des paramètres géométriques de l'élément rayonnant est basée sur:

- ✓ Le calcul de la permittivité effective en fonction de la largeur du patch W .
- ✓ Et le calcul de la longueur L du patch en fonction de la permittivité effective.

Sachant que la propagation des ondes dans une ligne micro-ruban s'effectue à la fois dans le milieu diélectrique et dans l'air. Du point de vue modélisation, les deux milieux sont remplacés par un unique milieu effectif caractérisé par un constant diélectrique exprimé par [10]:

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{w} \right)^{-1/2} \quad (\text{IV.13})$$

Le patch rectangulaire représente une longueur effective, car le rayonnement se base sur la longueur réelle ainsi que les deux fentes. Pour le patch rectangulaire la longueur L est étendue de deux longueurs ΔL (Figure IV.11).

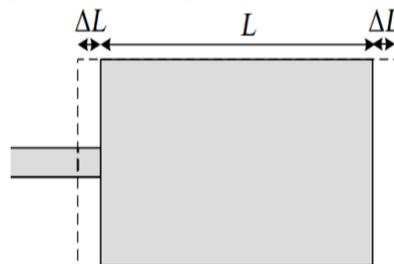


Figure IV.11 : Extension de la longueur physique L [9].

Cette extension en L est donnée par la formule de Hammerstad [11]:

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{\text{reff}} + 0.3) \left(\frac{w}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{\text{reff}} - 0.258) \left(\frac{w}{h} + 0.8 \right)} \quad (\text{IV.14})$$

La longueur effective L_{eff} du patch devient alors :

$$L_{\text{eff}} = L + 2\Delta L \quad (\text{IV.15})$$

Cependant, la largeur du patch W est calculée à partir de la formule suivante [11]:

$$W = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} \quad (\text{IV.16})$$

IV.5 CONCEPTION DES ANTENNES

Dans cette partie, nous allons concevoir une antenne patch classique, cette antenne sera ensuite utilisée pour concevoir une autre antenne patch à base de métamatériaux.

IV.5.1 Antenne patch

L'antenne imprimée simulée est présentée dans la figure IV.12. Le patch est un rectangle en cuivre, de longueur W et d'une largeur L , avec un ruban de dimensions L_f et W_f , représentant la ligne d'alimentation. Ces dimensions sont calculées à partir des équations précédentes et elles sont présentées sur le tableau IV.1. La structure de l'antenne est déposée sur un substrat diélectrique de dimensions L_{sub} et W_{sub} , de type FR-4 avec une permittivité $\epsilon_r = 4.3$, et une épaisseur de h . Le plan de masse recouvre toute la face arrière du substrat.

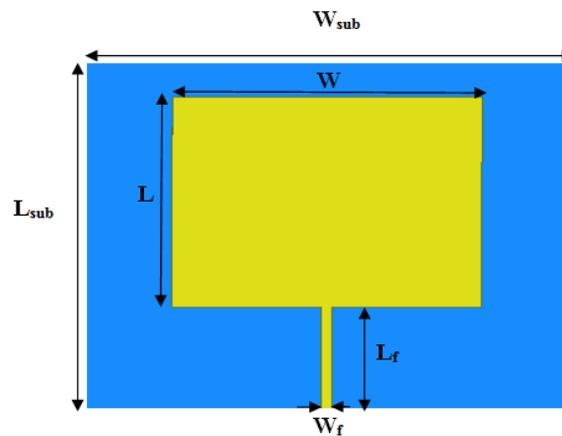


Figure IV.12: Géométrie de l'antenne patch.

Dimension	Taille (mm)
L_{sub}	56
W_{sub}	49
h	1.575
L	28
W	31
L_f	20
W_f	1

Tableau IV.1: Dimensions de l'antenne patch.

Le coefficient de réflexion simulé sous HFSS est représenté dans la figure IV.13. Un pic de -31.36 dB est obtenu à la fréquence 3.26 GHz montrant une bonne adaptation à cette fréquence.

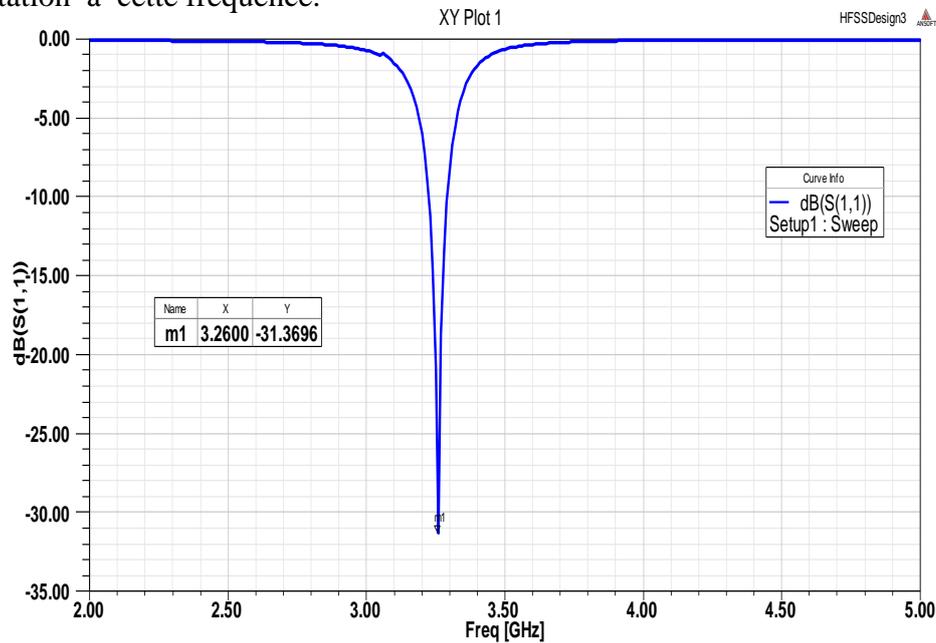


Figure IV.13: Coefficient de réflexion de l'antenne patch.

Nous présentons dans la figure IV.14 les diagrammes de rayonnement en coordonnées polaires de l'antenne patch dans les différents plans : le plan E et le plan H

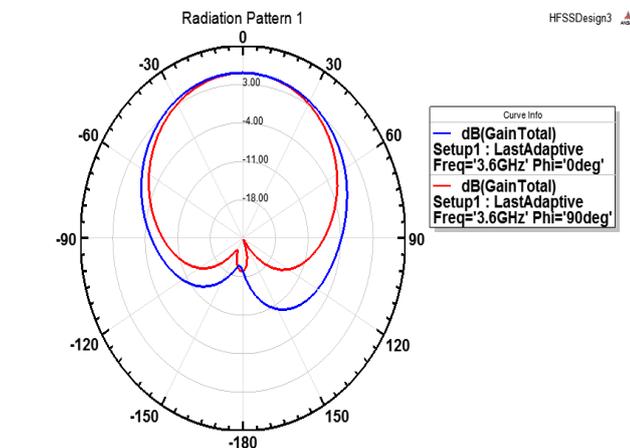


Figure IV.14: Diagramme de rayonnement à deux dimensions ($\phi = 0^\circ$, $\phi = 90^\circ$)

Le diagramme de rayonnement en 3D est présenté sur la figure IV.15.

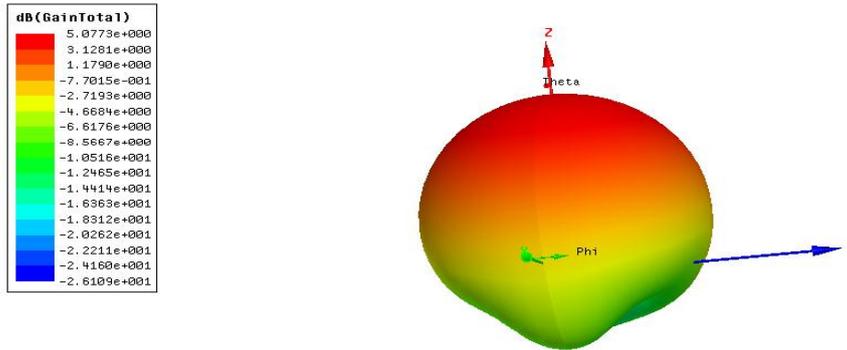
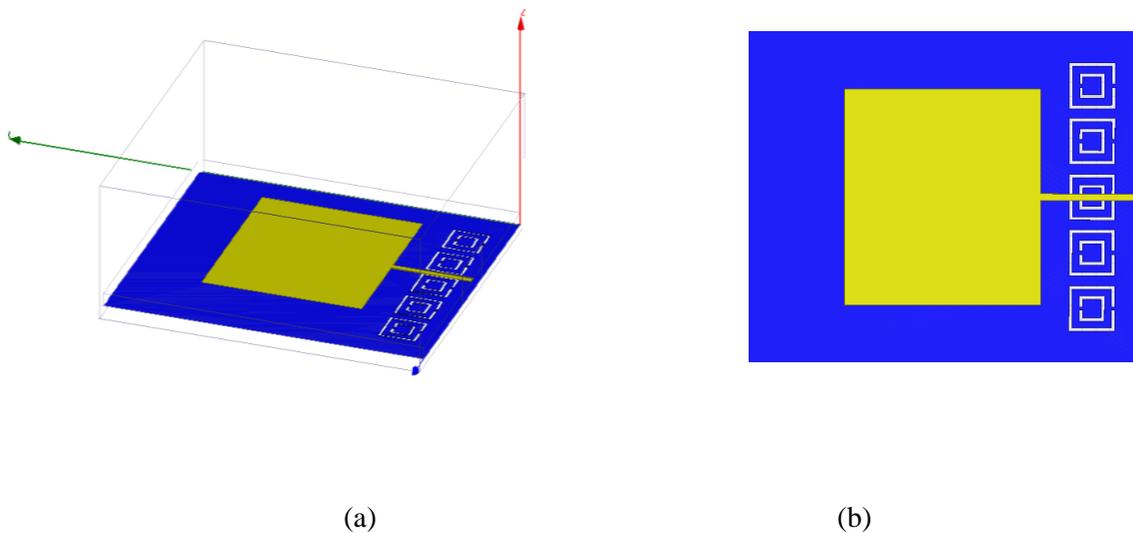
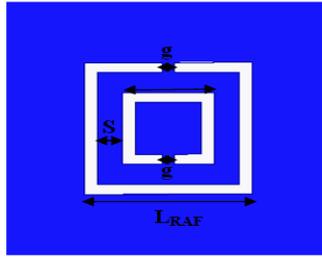


Figure IV.15: Diagramme de rayonnement en 3D

IV.5.2 Conception des antennes patch à base des métamatériaux CSRRs

Dans la suite de ce travail, nous allons ajouter des résonateurs de type CSRRs à l'antenne patch pour concevoir une nouvelle antenne à base des métamatériaux. La Figure IV.16 montre la géométrie de l'antenne proposée. Les Cinq résonateurs de type RAFCs complémentaires 'CSRRs' de métamatériaux sont placés dans le plan de masse de l'antenne patch. La largeur du substrat est de 49 mm et sa longueur est de 56 mm. La taille du patch est de $28 \times 31 \text{ mm}^2$, l'espacement entre les CSRRs est de 1,4 mm et les dimensions de résonateur CSRR sont présentées sur la figure IV.16.c





(c)

Figure IV.16: La structure de l'antenne patch chargée par 1×5 CSRRs (a) Vue en trois dimensions, (b) Vue à deux Dimensions, (c) Géométrie du RAFC complémentaire avec

$$L_{RAFC} = 6.6\text{mm}, g = 0.5\text{mm}, S = 1\text{mm}$$

La figure IV.17 montre les tracés de paramètre S_{11} en fonction de la fréquence. Ce coefficient atteint son premier pic de -14.80 dB obtenu à la fréquence de $3,33$ GHz et un autre pic $S_{11} = -18$ dB à la fréquence 4.46 GHz. La bande passante peut être déduite de S_{11} en considérant un certain seuil, généralement -10 dB. De la figure IV.20, on peut conclure que les deux largeurs de bandes de l'antenne sont:

- La première bande passante est $BP_1 = 40$ MHz
- La seconde bande passante est $BP_2 = 300$ MHz

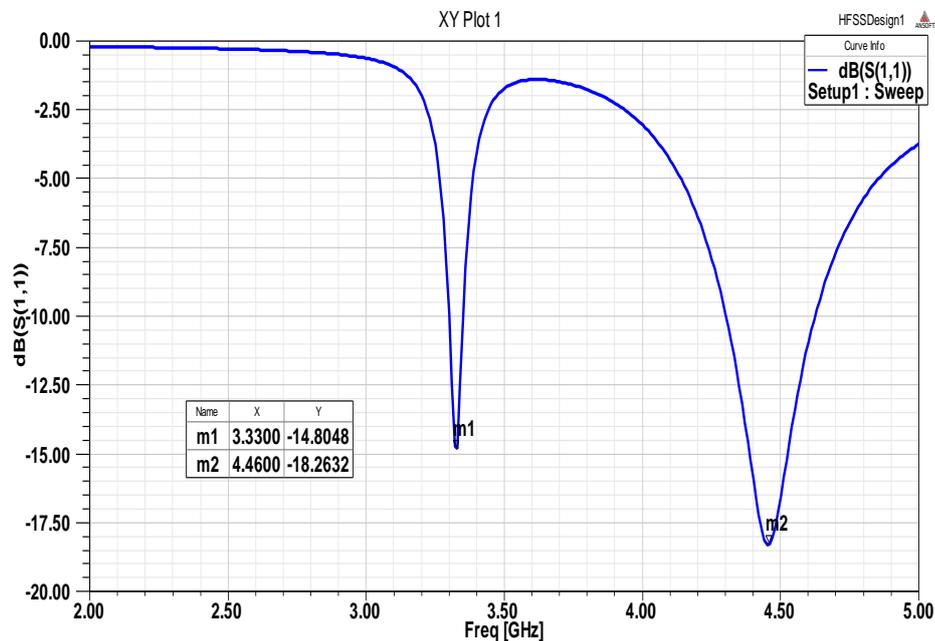


Figure IV.17: Variation du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence

La figure IV.18 (a) montre le gain total de cet antenne en fonction de l'angle θ dans les plans H et E ($\varphi = 0^\circ$ et $\varphi = 90^\circ$). Le gain maximum est -2.10 dB.

Les courbes de la figure IV.18. (b) et (c) montrent respectivement les diagrammes de rayonnement représentant le gain total pour $\varphi = 0^\circ$ et 90° de l'antenne à deux et trois dimensions.

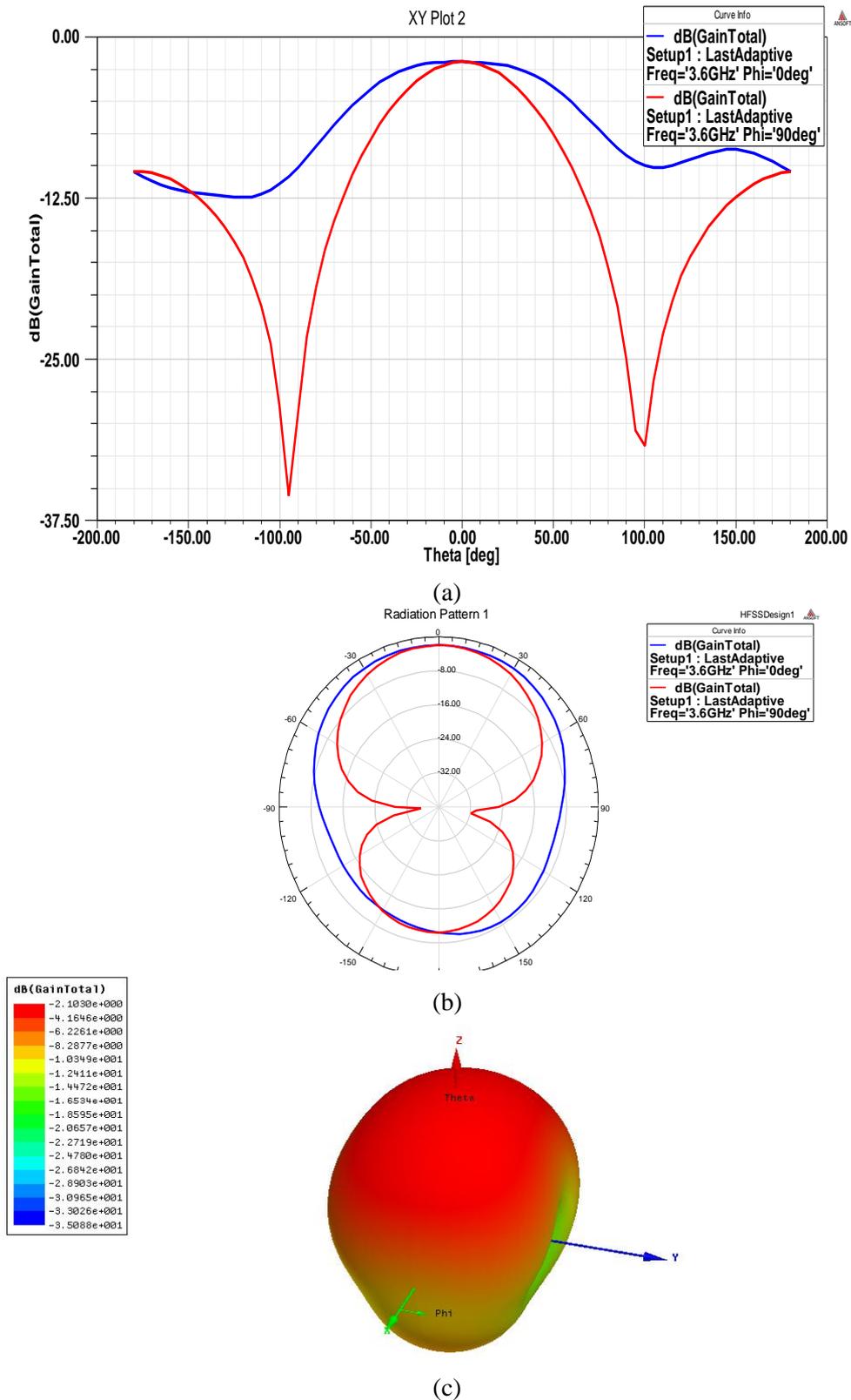


Figure IV.18: (a) Evolution du gain de l'antenne en fonction de l'angle θ (b) Diagramme de rayonnement ($\phi = 0^\circ$, $\phi = 90^\circ$) à deux dimensions (c) Diagramme de rayonnement en

3D

Dans le but d'améliorer l'adaptation et le gain de l'antenne, nous avons ajouté une deuxième rangée des résonateurs CSRRs à l'antenne précédente tout en diminuant la taille de résonateur CSRR de cette rangée à 5,4 mm (Figure IV.19).

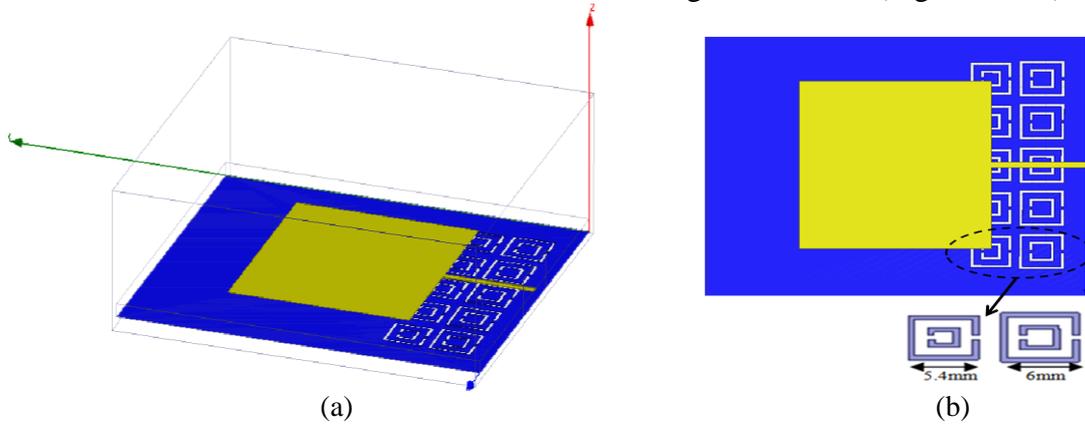


Figure IV.19: La topologie de l'antenne patch chargée par 2×5 CSRRs (a) Vue en trois dimensions (b) vue en deux dimensions.

Le résultat de la simulation pour l'adaptation de l'antenne proposée est illustré à la figure IV. 20. Le coefficient de réflexion S_{11} indique une adaptation d'environ -15.98 dB à la fréquence de 3,26 GHz et un autre pic d'adaptation $S_{11} = -27.18$ dB à la fréquence $f = 4,46$ GHz. Nous remarquons que la première bande passante de cet antenne est $BP_1 = 60$ MHz et la seconde bande passante est $BP_2 = 420$ MHz. Nous signalons des améliorations de l'adaptation et des bandes passantes de cette topologie par rapport à celle de la topologie précédente.

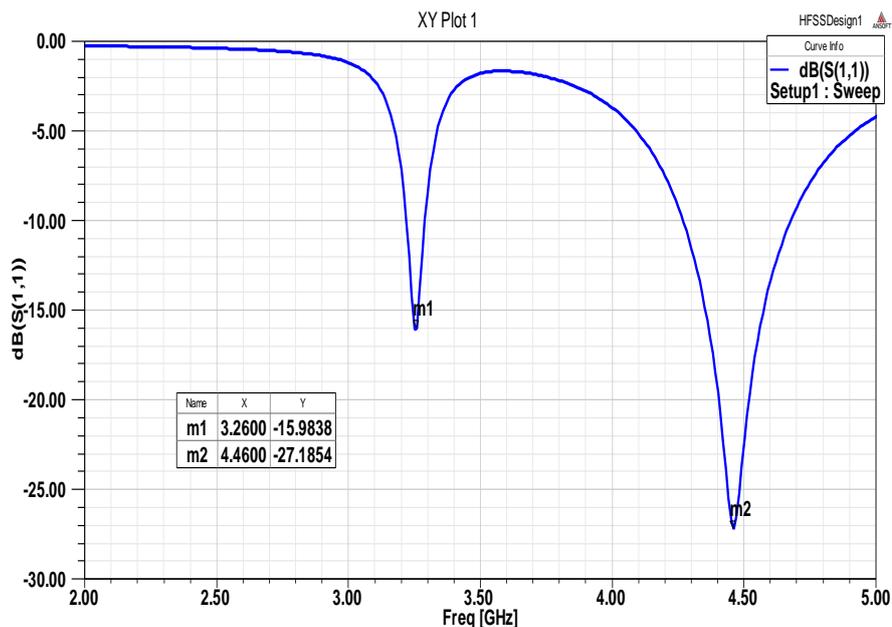
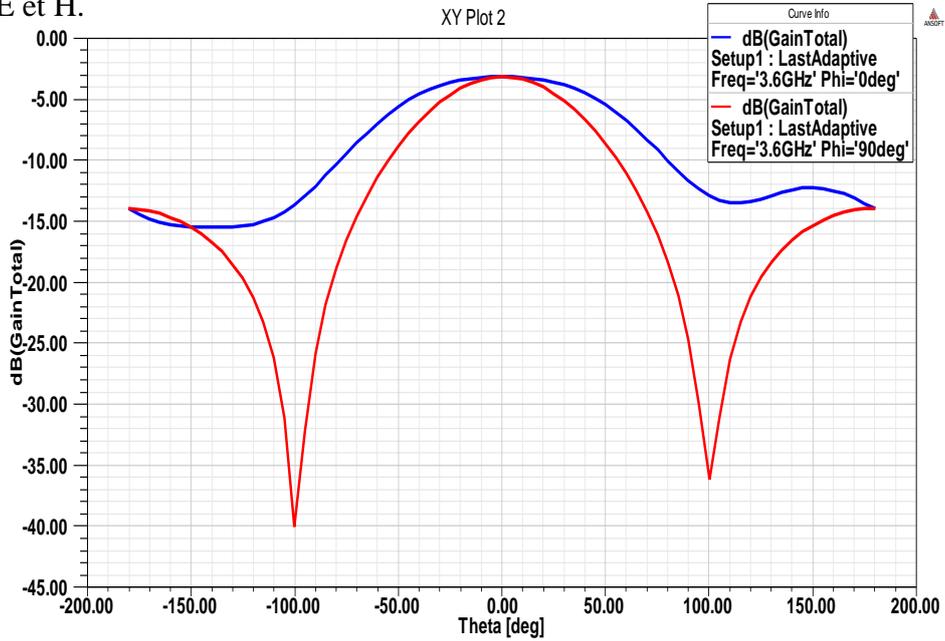
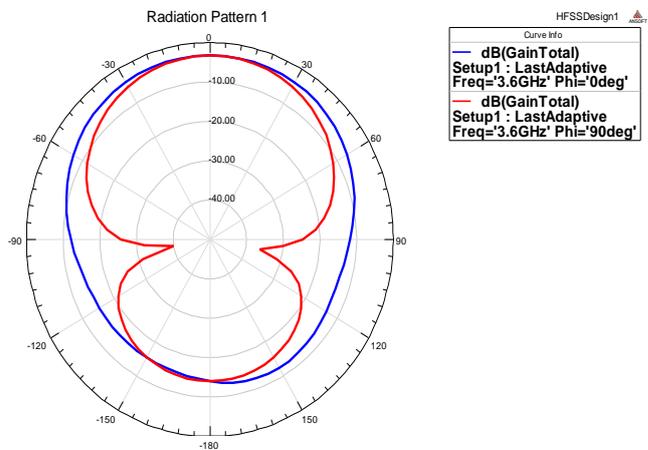


Figure IV.20 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence

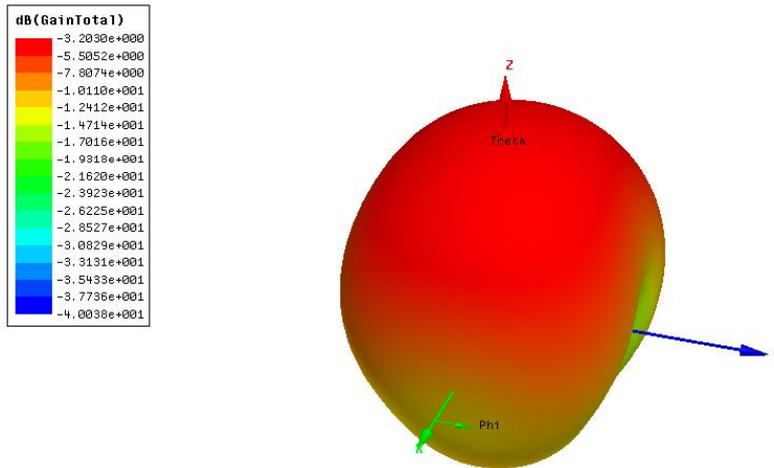
Le gain de l'antenne en fonction de Θ est également obtenu à l'aide de logiciel HFSS dans les plans E et H (figure IV.21.a). Les figures IV.21.b et IV.21.c montrent respectivement les diagrammes de rayonnement à deux et trois dimensions dans les plans E et H.



(a)



(b)



(c)

Figure IV.21 : (a) Evolution du gain de l'antenne en fonction de l'angle θ , (b) Diagramme de rayonnement à deux dimensions et (c) Diagramme de rayonnement en 3D

En comparant les résultats de simulation de l'antenne patch microruban avec et sans métamatériaux, nous pouvons dire que les performances de l'antenne patch microruban ont été améliorées en utilisant des résonateurs CSRRs en termes de bande passante et adaptation. La bande passante de l'antenne patch micro-ruban a augmenté de 2,14% à 6,66% en utilisant des structures à base des métamatériaux.

IV.5.3 Conception des antennes en SIW

Dans cette section, nous introduisons en détail la procédure de simulation et de dimensionnement des antennes proposées. Nous tenons à rappeler que la bande de fréquence utilisée dans l'étude des antennes considérées est [26-38] GHz.

IV.5.3.1 Conception d'une antenne en technologie SIW

La structure de base comporte une cavité en SIW alimentée par une transition conique micro-ruban (Figure IV.22). Cette topologie a été conçue sur un substrat diélectrique avec les paramètres suivants :

- Le substrat en Duroid 5880 : $\epsilon_r = 2.2$
- La hauteur de substrat: $h=0.508$ mm
- Pertes tangentiel : $\text{tg } \delta = 0.0009$
- Conducteur : cuivre, épaisseur de métallisation: $T = 35\mu\text{m}$.

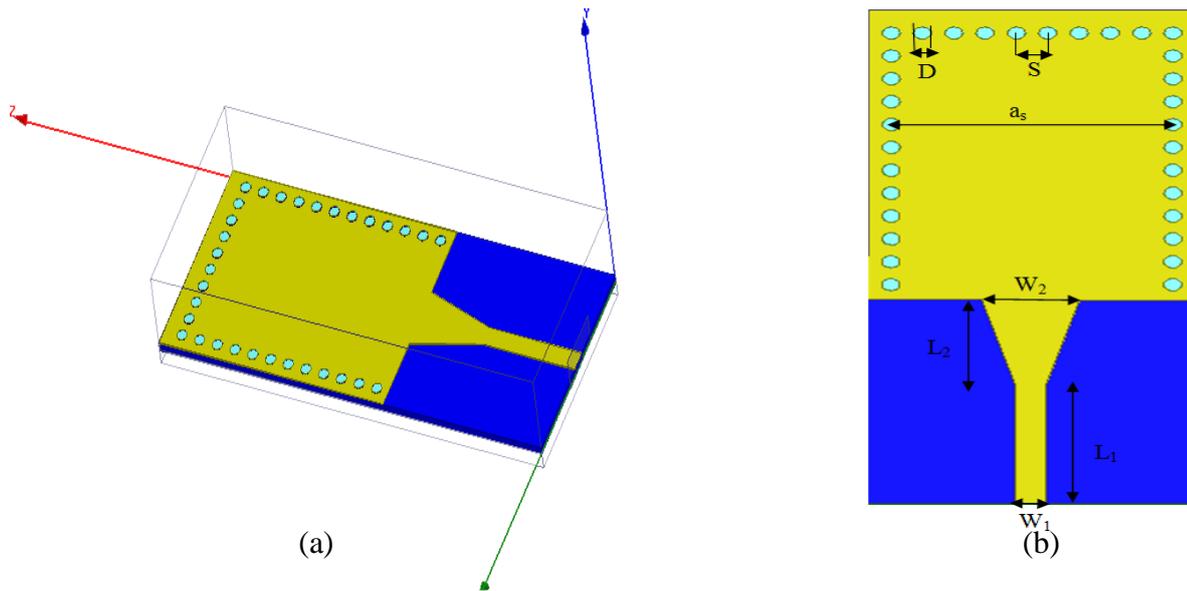


Figure IV.22 : Antenne en SIW (a) Vue à trois dimensions, (b) Vue à deux dimensions

Les dimensions de l'antenne SIW sont présentées sur le tableau IV.2 suivant:

Paramètres	Valeurs (mm)
Largeur de SIW : a_s	12.6
Diamètre : D	0.8
Distance entre les vias: S	1.5
La largeur de la ligne : W_1	1.4
La largeur du taper : W_2	2.286
La longueur du taper: L_2	5.58
La longueur de la ligne : L	7.8

Tableau IV.2 : Dimensions de l'antenne SIW

Nous pouvons calculer la fréquence de résonance de cette antenne à l'aide de l'équation suivante [12]:

$$f_r = \left[\sqrt{\left(\frac{2\pi}{\lambda_g} \right)^2 + \left(\frac{\pi}{a_s} \right)^2} \right] \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{IV.17})$$

$$\Rightarrow f_r = 27.66 \text{ GHz}$$

On lance la simulation de cette structure au moyen de logiciel HFSS dans la bande de fréquence [26-38] GHz avec un pas de 0.01GHz, On obtient la courbe suivante pour le paramètre (S_{11}) en dB.

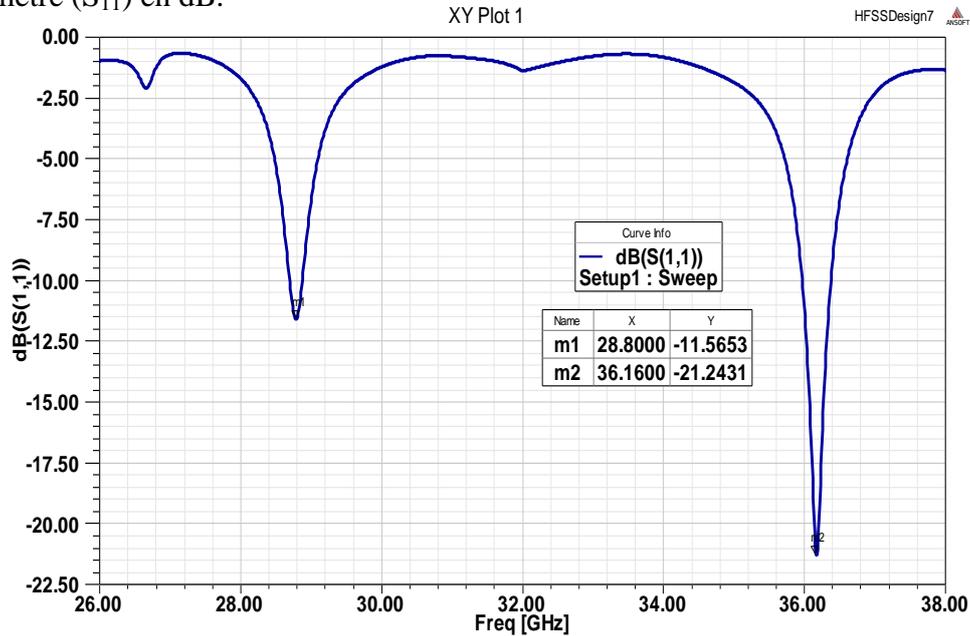


Figure IV.23 : Coefficient de réflexion (S_{11}) en fonction de la fréquence

Après la simulation on remarque que notre antenne résonne autour de deux fréquences différentes avec deux bandes passantes.

- La première bande passante est :

$$BP_1 = f_{max} - f_{min} \quad \text{avec } f_{max} = 28.88 \text{ GHz et } f_{min} = 28.70 \text{ GHz}$$

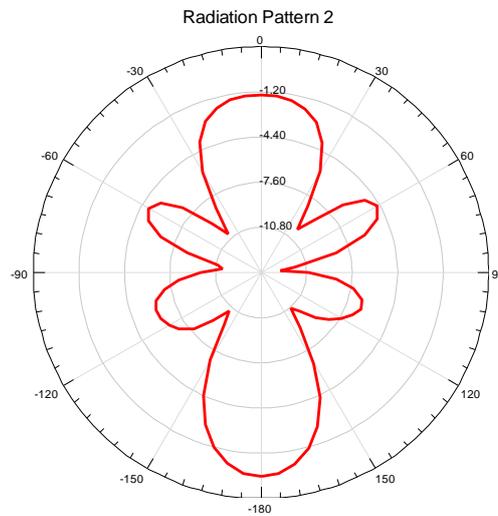
$$\Rightarrow BP_1 = 180 \text{ MHz}$$

- La seconde bande est :

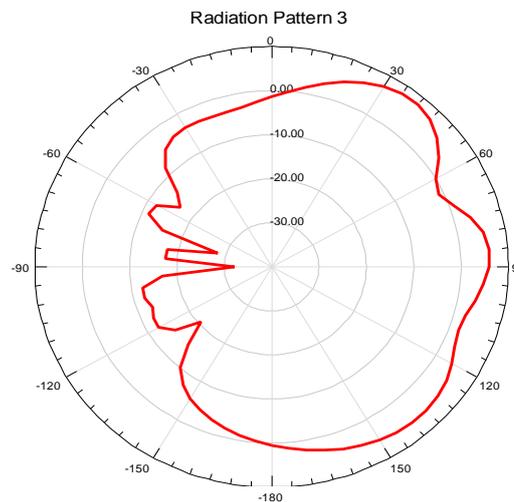
$$BP_2 = f_{max} - f_{min} \quad \text{avec } f_{max} = 36.37 \text{ GHz et } f_{min} = 35.96 \text{ GHz}$$

$$\Rightarrow BP_2 = 410 \text{ MHz}$$

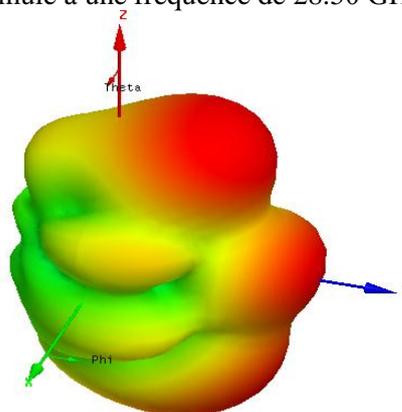
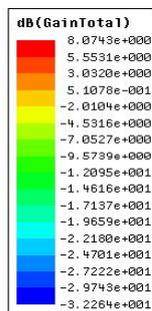
Les diagrammes de rayonnement simulés à la fréquence $f = 28,50$ GHz de l'antenne proposée sont illustrés à la Figure IV.24.



(a) Rayonnement simulé à une fréquence de 28.50 GHz pour $\varphi = 0^\circ$



(b) Rayonnement simulé à une fréquence de 28.50 GHz pour $\varphi = 90^\circ$



(c) Diagramme de rayonnement à 3D

Figure IV.24: Diagrammes de rayonnement de cette antenne.

IV.5.3.2 Conception d'une antenne à fentes longitudinales en SIW

Les antennes à fentes sont largement utilisées dans les systèmes radar et en télécommunications. Dans la littérature, de nouvelles techniques des antennes à fentes ou des réseaux à fentes gravés sur du guide d'onde intégré au substrat ont été proposées [13]. En effet, la technologie SIW est un compromis entre la technologie du guide d'onde et celle planaire.

Dans ce contexte, l'antenne que nous allons concevoir est à base de la technologie GIS (SIW). La structure se compose d'une antenne à deux fentes longitudinales conçues pour fonctionner dans la bande [26-38]GHz

Nous définissons le terme « fente rayonnante », lorsqu'une différence de potentiel adéquate est obtenue entre les deux bords d'une ouverture découpée dans une surface conductrice métallique.

Lorsque les courants circuleront sur l'élément rayonnant, l'insertion d'une fente pourra créer de nouvelles résonances. Le choix de la forme et de la longueur de ces fentes détermineront les fréquences de fonctionnement de l'antenne et les impédances d'entrée.

La dimension de c devrait être inférieure à la moitié de b (figure IV.25). L'écart entre le centre des fentes a été considéré comme égal à $\frac{\lambda_g}{2}$ alors que l'écart entre le centre de la dernière fente et la face court-circuitée a été pris comme $\frac{\lambda_g}{4}$ [13].

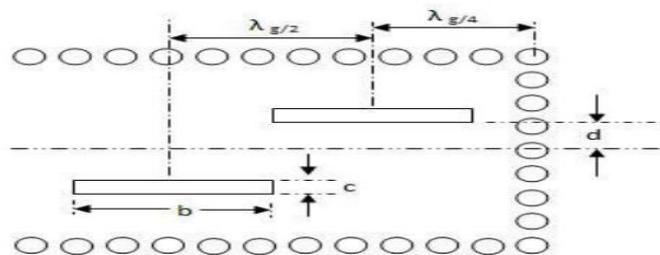


Figure IV.25: Dimensions des fentes et espaces entre les fentes [13]

Les dimensions des fentes sont importantes pour que l'antenne se comporte comme une antenne à fentes rayonnantes. La dimension des fentes b peut être obtenue à l'aide de la relation suivante [13]:

$$b = \frac{\lambda_0}{\sqrt{2(\epsilon_r + 1)}} \quad (\text{IV.18})$$

La structure de l'antenne SIW à deux fentes que nous allons simuler est représentée sur la figure IV.26. Cette antenne a été conçue dans le but de comparer ces performances par rapport à celles de l'antenne qui va être étudiée par la suite.

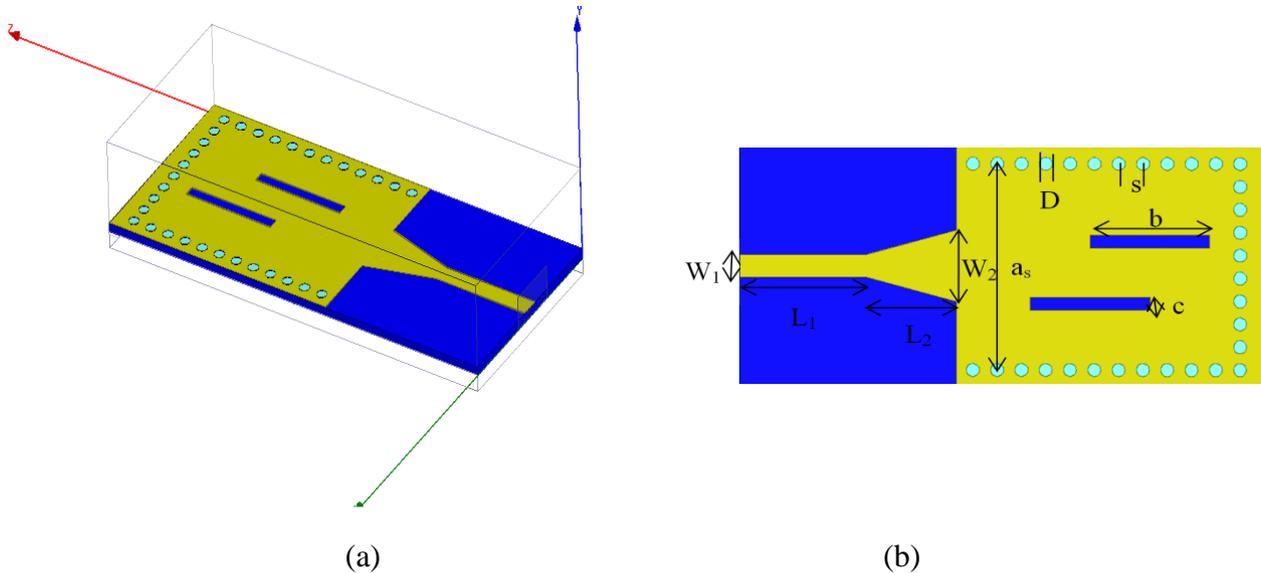


Figure IV.26: Structure de l'antenne SIW à deux fentes, (a) Vue à trois dimensions (b) Vue à deux dimensions

Les dimensions de cette antenne SIW sont indiquées sur le tableau IV.3 suivant:

Paramètres	Valeurs (mm)
Largeur de SIW : a_s	12.6
Diamètre : D	0.8
Distance entre les vias: S	1.5
La largeur de la ligne: W_1	1.4
La largeur du taper : W_2	2.286
La longueur du taper: L_2	5.58
La longueur de la ligne : L_1	7.8
la longueur de la fente b et c	3.70
La largeur de la fente b et c	0.8

Tableau IV.3 : Dimensions de l'antenne SIW à deux fentes

La figure IV.27 montre le coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne, obtenu avec le logiciel HFSS. Le seuil classiquement utilisés pour juger de l'adaptation est -10 dB.

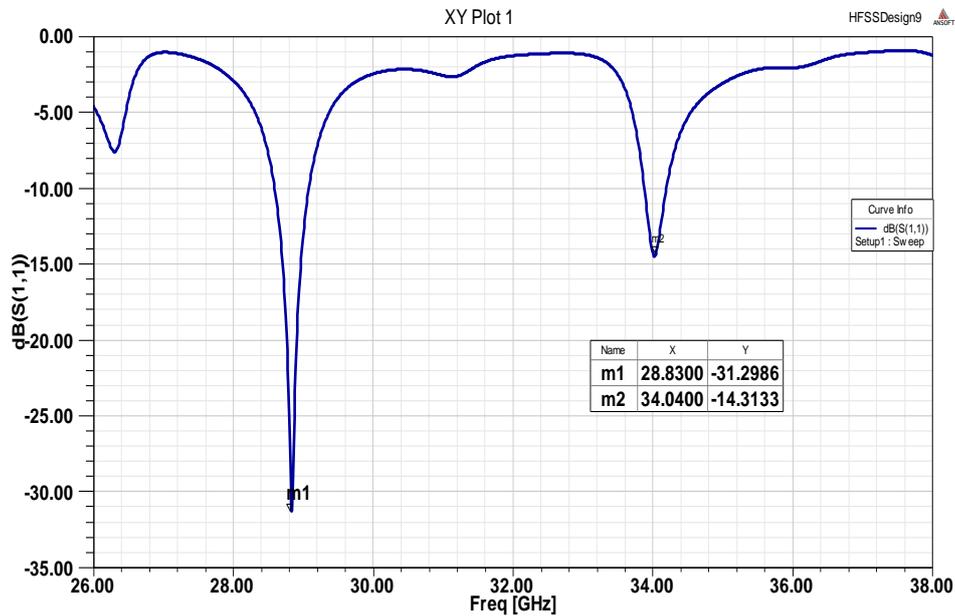


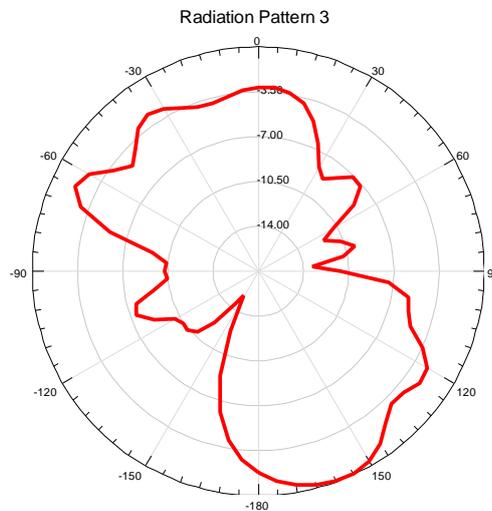
Figure IV.27: Coefficient de réflexion de l'antenne SIW à deux fentes

Le tableau IV.4 présente les différentes caractéristiques de cette antenne, obtenus à partir de la figure IV.27.

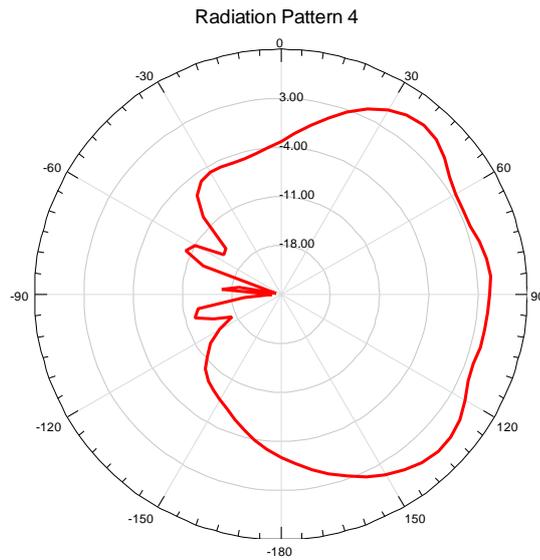
	Fréquences de résonance (GHz)	Coefficient de réflexion S_{11} (dB)	bande passante (MHz)
f_1	28.83	-31.29	480
f_2	34.04	-14.13	300

Tableau IV.4: Différentes caractéristiques de l'antenne à fentes

La figure IV.28 montre les diagrammes de rayonnement de cette antenne.



(a) Rayonnement simulé à une fréquence de 28.50 GHz pour $\varphi = 0^\circ$



(b) Rayonnement simulé à une fréquence de 28.50 GHz pour $\varphi = 90^\circ$

Figure IV.28 : Diagrammes de rayonnement à 2D

Le diagramme de rayonnement tridimensionnel est présenté dans la figure IV.29 à la fréquence de 28.50 GHz. Le gain maximal est de l'ordre de 6.79 dB.

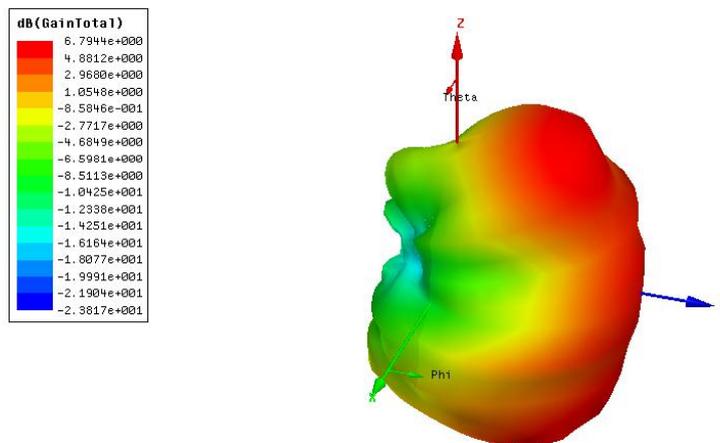


Figure IV.29: Variation du gain total tridimensionnel à la fréquence 28.50 GHz

IV.5.3.3 Conception d'une antenne à RAFC en SIW

Pour voir les performances des métamatériaux dans le domaine des antennes hyperfréquences, nous allons proposer dans la fin de ce chapitre, la conception d'une antenne à base d'un résonateur en anneau fendu complémentaire RAFC.

La figure IV.30 ci-dessous montre la géométrie et les dimensions cette antenne.

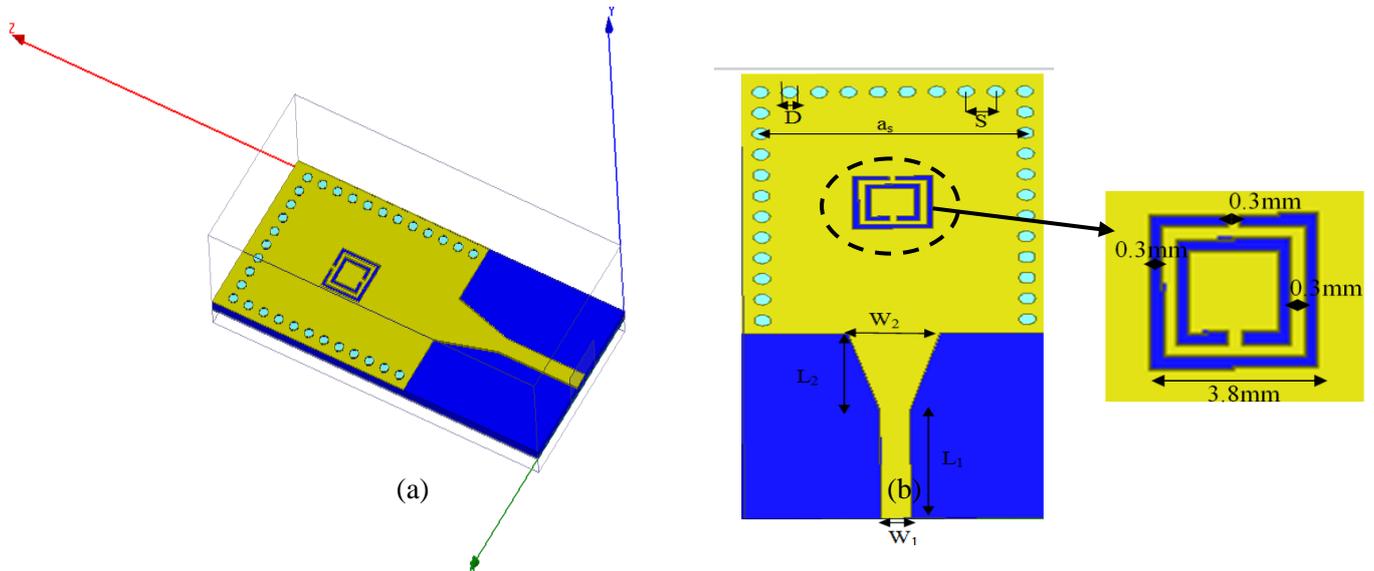


Figure IV.30: Géométrie de l'antenne SIW à base des métamatériaux (a) Vue à trois dimensions (b) Vue à deux dimensions.

Le résultat de coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne SIW chargé par RAFC est présenté à la figure IV.31. Nous avons obtenus trois fréquences de résonance avec des adaptations inférieures de -15 dB. On remarque une amélioration du coefficient de réflexion S_{11} avec un élargissement de la bande par rapport à des antennes étudiées précédemment.

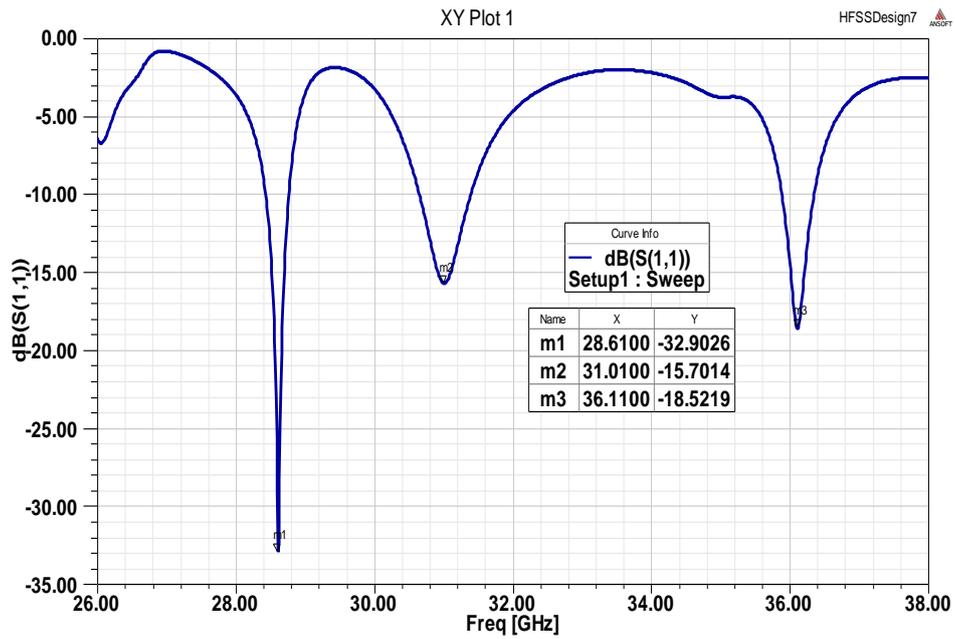


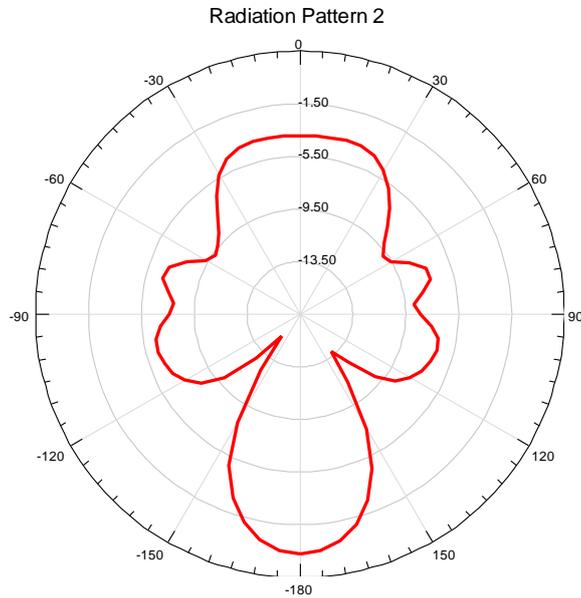
Figure IV.31: Coefficient de réflexion de l'antenne SIW avec RAFC.

Les fréquences de résonance de cette structure et leurs coefficients de réflexion sont montrés dans le tableau suivant :

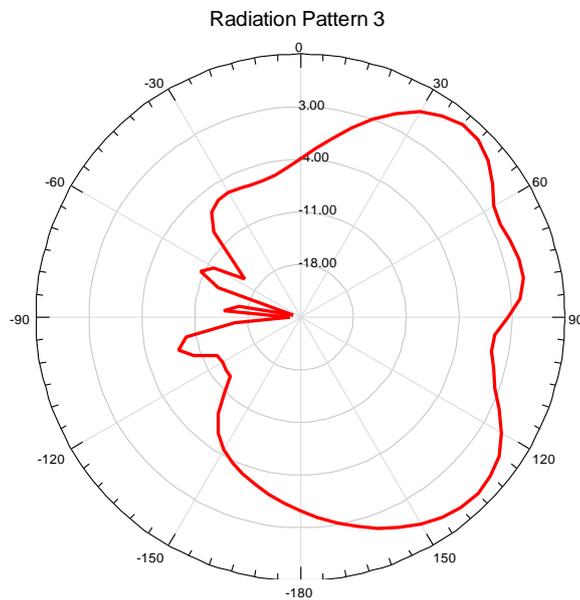
	Fréquence de résonance (GHz)	Coefficient de réflexion S_{11} (dB)	bande passante (MHz)
f_1	28.61	-32.90	360
f_2	31.01	-15.70	760
f_3	36.11	-18.52	470

Tableau IV.5: Les fréquences de résonance et leurs coefficients S_{11} de cette antenne

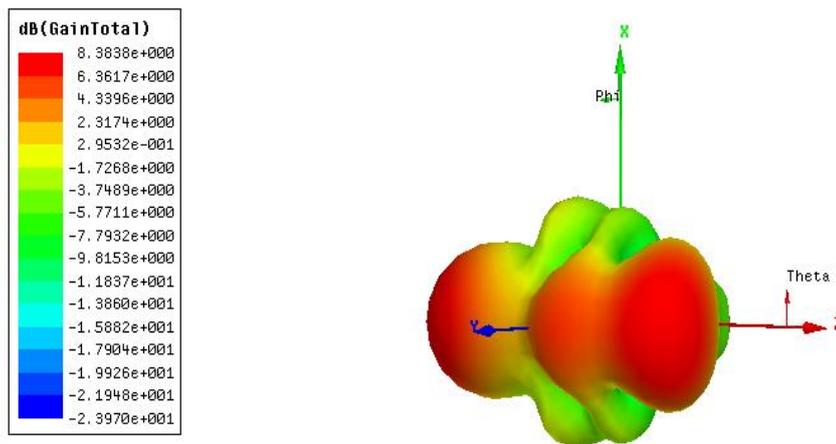
Les figures ci-dessous montrent respectivement les diagrammes de rayonnement à deux et trois dimensions de l'antenne SIW a base de RAFC.



(a) Diagramme de rayonnement simulé à la fréquence de 28.5 GHz pour $\varphi = 0^\circ$



(b) Diagramme de rayonnement simulé à la fréquence de 28,50 GHz pour $\varphi = 90^\circ$



(c) Diagramme de rayonnement a 3D

Figure IV.32: Les diagrammes de rayonnement de l'antenne SIW à base de RAFC

Nous observons que cette antenne montre une amélioration de gain total, ce gain est de l'ordre de 8.38 dB.

IV.6 CONCLUSION

Dans ce quatrième chapitre, nous avons abordé l'étude des antennes à base de métamatériaux. Nous avons présenté en premier lieu une étude générale sur les antennes imprimées, en présentant leur principe de fonctionnement, leurs avantages ainsi que les principales paramètres caractéristiques des antennes. Ensuite, nous avons conçu des antennes en technologies planaire et volumique SIW et à base des résonateurs métamatériaux. Dans un premier temps, nous avons présenté la simulation d'une antenne patch classique, cette antenne est exploitée pour la conception d'une antenne patch à base des résonateurs en anneaux fendus carrés complémentaires 'RAFCs'. Les résultats de cette antenne indiquent une amélioration en termes de l'adaptation. Dans la deuxième partie, nous avons proposé la conception de deux antennes en technologie SIW, la première antenne rayonne à travers de deux fentes et la deuxième est à la base d'un résonateur en anneau fendu complémentaire carré (RAFC).

Nous observons que l'utilisation des résonateurs métamatériaux pour la conception des antennes offre des avantages remarquables par rapport aux

antennes conventionnelles , améliorations des diagrammes de rayonnement, de l'adaptation, de la bande passante, voire même diminution de la taille de l'antenne.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES -CHAPITRE -IV-**[1] ODILE PICON ET COLL**

"LES ANTENNES Théorie, conception et application ", *Préface de Maurice Bellanger*, Paris, 2009.

[2] A. KAZEMI

"pour Contribution à l'étude du couplage entre antennes, application à la compatibilité électromagnétique et à la conception d'antennes et de réseaux d'antennes", *Thèse de doctorat ,Telecom Paris, école nationale supérieure de télécommunication* , 12 Décembre 2002.

[3] NAWAZ BUROKUR

" Mise en oeuvre de métamatériaux en vue d'application aux circuits microondes et aux antennes", *Thèse de Doctorat, universite de nantes* ,novembre 2005.

[4] C. A. BALANIS

"Antenna Theory: A Review", *Proc. IEEE, Vol. 80, No. 1, pp. 7–23, January 1992.*

[5] A. BOYER

" ANTENNES",*support de cours, institut national des sciences appliquees de toulouse*, 2011.

[6] D. ZIANI KERARTI

"" ETUDE ET CONCEPTION ANTENNE ULTRA LARGE BANDE", *Thèse de magister* , universite Abou-bekr Belkaid-tlemcen , 2011.

[7] A. KAMIL

" Conception d'une antenne patch ultra-large bande (3.1 GHz-10.6 GHz)", *pour l'obtention du grade du Maitre ès sciences, Université du Québec, Institut national de la recherche scientifique*, 2011.

[8] S. SOLTANE

" etude et caracterisation d antennes imprimees pour systeme ultra-large bande", *Thèse de magister* , *Université de Biskra*, 17/11/2015.

[9] Melle GAMOUH SAMIA

"ETUDE DES METAMATERIAUX ET LEURS APPLICATIONS DANS LES SYSTEMES MICRO-ONDES" ,*Thèse de Doctorat, Université Freres Mentouri Constantine,2017*

[10] M. DIBLANC

"Développement du concept de l'antenne à résonateur BIE pour la génération de la polarisation circulaire", *Thèse de Doctorat, université de Limoges, 2006.*

[11] C.A. BALANIS

" Antenna theory analysis and design", 1997, *International Journal of Aerospace Engineering Hindawi Publishing Corporation <http://www.hindawi.com>, 2010.*

[12] J. E. RAYAS-SANCHEZ AND V. GUTIERREZ-AYALA

"A general EM-Based design procedure for single-layer substrate integrated waveguide interconnects with microstrip Transitions", *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Atlanta, GA, pp. 983-986 Jun. 2008*

[13] SOURAV MOITRA, ASISH KUMAR MUKHOPADHYAY,ANUP KUMAR BHATTACHARJEE

"Ku-Band substrate integrated wavguide (SIW) slot array antenna for nex generation networks",*global journal of computer science and technology (E), volume XIII Issue version 1, 2013*

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION
GENERALE

Conclusion générale et perspectives

Les travaux présentés dans cette thèse ont été consacrés à l'étude, puis à la conception des composants à base des métamatériaux aux fréquences microondes.

L'objectif de cette thèse était d'étudier et de développer premièrement des cellules métamatériaux unitaires sub-longueurs d'ondes miniatures. Ces cellules devraient être ensuite associées, selon des conditions d'excitation électromagnétique spécifiques, à des dispositifs micro-ondes planaires afin de concevoir des composants hyperfréquences performants en termes de bande passante, d'adaptation et de gain.

Le premier chapitre de ce travail, présente un état de l'art sur les métamatériaux qui présentent des propriétés intrinsèques exceptionnelles (permittivité et/ou perméabilité négatives). Durant la première partie de ce chapitre et en se basant sur la théorie de Veselago, nous avons défini au départ les notions de base qui régissent les matériaux dits à main gauche (LHM). Une classification des métamatériaux a été ensuite présentée en fonction du signe des paramètres effectifs des cellules métamatériaux (ENG, MNG et DNG). Une liste des motifs et structurations des cellules appartenant à cette classification ont été également présentées. Pour profiter des propriétés intéressantes des métamatériaux (taille de cellules très inférieure à la longueur d'onde et caractère résonnant), nous avons terminé ce chapitre par la présentation des différentes applications de métamatériaux.

Dans le deuxième chapitre, nous avons procédé à une étude détaillée sur les différents éléments constituant les métamatériaux dont le premier est connu sous l'appellation de Résonateur en Anneau Fendu « RAF » sous plusieurs formes géométriques (carré, circulaire, U, interdigitée, S, ...). Cet élément est susceptible d'avoir une perméabilité négative dans une bande étroite de fréquence autour de la fréquence de résonance. Le deuxième élément étudié constitue un réseau de fils métalliques continu caractérisé par une réponse électromagnétique similaire à celle d'un plasma de faible densité et présentant une permittivité négative comme prévu par la théorie de Pendry.

Nous avons proposé une démarche méthodologique d'ingénierie de conception des cellules métamatériaux. A cet effet un ensemble de configurations de cellules métamatériaux unitaires notamment les RAFs, la tige et RAFCs a été conçu et analysé sous ADS et HFSS. Nous avons présenté tout d'abord les différents schémas équivalents des résonateurs RAFs au biais de logiciel ADS. La modélisation de ces résonateurs a permis d'obtenir leurs réponses fréquentielles.

Ensuite, Les simulations électromagnétiques de tous les éléments à activité magnétique ou électrique sont effectuées à l'aide du logiciel HFSS, basé sur la méthode des éléments finis. Pour chaque cellule, nous avons présenté les coefficients de transmission et de réflexion obtenus au moyen de ce logiciel. Ensuite, la permittivité, la perméabilité et l'indice de réfraction de ces structures sont extraites sous Matlab à l'aide d'un calcul analytique basé sur la méthode d'inversion de Fresnel appelée également méthode de Nicolson Ross-Weir (NRW).

Le troisième chapitre de ce manuscrit est consacré à la conception, puis à l'optimisation des différents filtres gravés sur des différents substrats et en différentes bandes.

Dans la première partie de ce chapitre, une étude bibliographique des différentes solutions de filtrage pour la réalisation des filtres microondes a été présentée. Ensuite, les principales étapes de synthèse des filtres microondes ont été décrites.

Le deuxième volet de ce chapitre a été consacré à la conception et l'optimisation des filtres hyperfréquences : passe bas ; passe bande et coupe bande basés sur l'association des simples lignes microruban à des résonateurs de type RAFs et RAFCs sous logiciel HFSS.

Quatre modèles de filtres ont été conçus.

- Le premier modèle concerne la conception de deux filtres passe bas à saut d'impédance chargés respectivement par trois résonateurs métamatériaux de type RAFs complémentaires circulaires gravés dans le plan de masse et un résonateur de type RAF rectangulaire gravé sur la même face de ruban. Le premier filtre proposé présente une adaptation d'environ -15 dB en dessous de 7 GHz tandis que le deuxième filtre donne une fréquence de coupure de 2.2 GHz à -3dB, une adaptation inférieure de -15 dB pour des fréquences inférieures à 2.1 GHz.

- Dans le deuxième modèle, nous avons proposé un filtre passe bande basé sur l'association des stubs en technologie micro-ruban sur la face supérieure et trois résonateurs de type CSRRs circulaires gravés sur le plan de masse. Les résultats de simulation obtenus présentent un comportement passe-bande avec une fréquence centrale autour de 1.5 GHz, une adaptation inférieure de -16.8 dB, une largeur de bande de 700 MHz et des pertes d'insertion inférieure à -0.25 dB.

- Le troisième modèle proposé est un filtre coupe bande. Le premier est un filtre à base des résonateurs RAFs rectangulaires qui comporte : une, deux et trois cellules SRRs rectangulaires. Les résultats obtenus de la dernière topologie montre un comportement coupe

bande autour de la fréquence de résonance $f_r = 2.6$ GHz et un coefficient de transmission S_{21} inférieur à -30 dB dans la bande d'arrêt [2.24-2.88] GHz.

Le deuxième est un filtre avec des réseaux en anneaux fendus carrés complémentaires 'CSRRs' chargés par : 2 rangées de 8 CSRRs, 3 rangées de 12 CSRRs et 4 rangées de 16 CSRRs) en démetallisant le plan de masse par ces résonateurs.

Les résultats trouvés montrent des coefficients de transmission S_{21} inférieures -30 dB pour les quatre topologies de ce filtre.

- Le dernier modèle proposé est un filtre en technologie SIW, nous avons conçus deux filtres, le premier est de type passe-bande à base des résonateurs en forme «E» interdigitée complémentaire en SIW, les résultats donnent des pertes d'insertion de l'ordre -0.86 dB dans la bande de fréquence [7.4 - 10.8] GHz, une fréquence centrale de l'ordre de $f = 9.1$ GHz et une adaptation inférieure à -18.3 GHz. Le second est un filtre coupe bande

à base des cellules complémentaires CSRRs carrés qui sont gravées sur le plan supérieur de la ligne SIW. Ce filtre présente des pertes d'insertion hors bande de l'ordre -1.33dB avec une bande d'arrêt entre [8.7-9.93] GHz pour un coefficient $S_{21} < -20$ dB. Nous constatons que les simulations que nous avons effectuées pour les filtres à bases des métamatériaux, donnent des bons résultats et garde des bonnes adaptations avec des faibles tailles.

Dans le quatrième chapitre, nouvelles architectures d'antennes miniatures, multifréquences et inspirées des métamatériaux ont été conçues. Nous avons présenté en premier lieu une étude générale sur les antennes imprimées, en présentant leur principe de fonctionnement, leurs avantages ainsi que leurs caractéristiques principales.

Ensuite, nous avons analysé une antenne patch micro-ruban, cette antenne a été utilisée par la suite pour la conception des antennes à base des résonateurs métamatériaux RAFCs complémentaires. Enfin, notre intérêt s'est porté sur la conception des antennes métamatériaux en technologie SIW. Les résultats obtenus montrent que la bande passante, le gain et l'adaptation des antennes proposées sont améliorés en utilisant les métamatériaux et la technologie volumique SIW.

Nos résultats de simulations concordent avec beaucoup de résultats de recherches faites dans le domaine des métamatériaux.

Plusieurs perspectives peuvent être envisagées à partir des travaux de cette thèse. Tout d'abord, il paraît intéressant de continuer les recherches sur les filtres et les antennes métamatériaux. Pour valider nos résultats de simulation, il est important de réaliser les structures proposées et effectuer des mesures sur différentes configurations.

Aussi, il reste encore un travail considérable d'analyse et de simulation des filtres et des antennes actifs reconfigurables à base des métamatériaux et des diodes.

ANNEXES

ANNEXES

A-B

Présentation des logiciels de Simulation utilisés



HFSS (High Frequency Structure Simulator) est un logiciel dédié à la simulation haute fréquence des circuits micro-ondes qui permet de calculer le comportement électromagnétique d'une structure. Pour analyser ce comportement en détails, le logiciel met à notre disposition des outils d'interprétation post-traitement. Il effectue une modélisation électromagnétique par résolution des équations de Maxwell à l'aide de la méthode des éléments finis. Le principe de la méthode utilisée consiste à diviser l'espace d'étude en un grand nombre de petites régions (tétraèdres), puis à calculer localement le champ électromagnétique dans chaque élément. C'est un logiciel dédié à la simulation haute fréquence des circuits micro-ondes. Il s'agit d'un logiciel de simulation puissant qui permet de représenter la distribution des champs et de calculer les paramètres des structures hyperfréquences passives. Un projet HFSS est un dossier qui contient un (ou plusieurs) modèle(s) appelé(s) design. Chaque modèle contient une structure géométrique, ses conditions aux limites et le choix des matériaux utilisés, ainsi que les solutions de champs électromagnétiques et les interprétations post traitement.

Ce logiciel permet d'obtenir des graphiques performants pour donner à l'utilisateur des résultats et une perspicacité aux problèmes électromagnétiques en 3D. Le HFSS peut être utilisé pour calculer des paramètres tels que les paramètres S, les fréquences de résonance et les champs. Le simulateur possède des outils de post traitement pour une analyse plus détaillée.

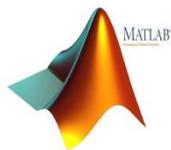


Advanced Design System, développé par Agilent EEs of EDA, est un logiciel de conception et modélisation de systèmes électroniques pour les microondes et les radiofréquences. Les applications visées sont très vastes et comprennent en outre le domaine de la téléphonie mobile, les

réseaux sans fil, les systèmes de communications radar et satellite. Le logiciel offre des possibilités de conception et de simulation pour les domaines des radiofréquences et des microondes et se divise en 2 modules Analog RF Designer et Digital Signal Processing Designer pouvant interagir entre eux :

- La conception de circuits intégrés monolithiques (MMICs) ou hybrides (avec des composants montés en surface).
- La conception de nouvelles architectures pour les futures normes de télécommunications sans fils.

L'outil Momentum « la simulation électromagnétique » est un solveur 2.5 D qui simule des structures à trois dimensions avec une représentation en deux dimensions.



Le logiciel Matlab est un logiciel de manipulation de données numériques et de programmation dont le champ d'application est essentiellement les sciences appliquées. Son objectif, par rapport aux autres langages, est de simplifier au maximum la transcription en langage informatique d'un problème mathématique, en utilisant une écriture la plus proche possible du langage naturel scientifique. Le logiciel fonctionne sous Windows et sous Linux. Son interface de manipulation HMI utilise les ressources usuelles du multi-fenêtrage. Son apprentissage n'exige que la connaissance de quelques principes de base à partir desquels l'utilisation des fonctions évoluées est très intuitive grâce à l'aide intégrée aux fonctions.

TRAVAUX SCIENTIFIQUES

REALISES

TRAVAUX
SCIENTIFIQUES
REALISES

TRAVAUX SCIENTIFIQUES REALISES

- Publications internationales:

1- **Becharef Kada**, Nouri Keltouma, Bouazza Boubakar Seddik, Damou Mehdi and Bouazza Tayeb Habib Chawki , « Design of Band-Stop Filter Composed of Array Rectangular Split Ring Resonators,»,Journal of Nano- and Electronic Physics, ISSN: 2077-6772,Vol. 10 No 2, 02042(3pp), 2018.

SCOPUS

2- **Kada Becharef**, Keltoum Nouri, Boubakar Seddik Bouazza, Mehdi Damou and Tayeb Habib Chawki Bouazza, “Design of Array CSRRs Band-Stop Filter”, Artificial Intelligence in Renewable Energetic Systems pp 87-98, book series (LNNS, volume 35)

Online ISBN 978-3-319-73192-6 (eBook), 2018.

SPRINGER INTERNATIONAL PUBLISHING AG 2018

3- **BECHAREF Kada** ,NOURI Keltouma, BOUAZZA Boubakar Seddik, DAMOU Mehdi and BOUAZZA Tayeb Habib Chawki, “**Balance Microwave LPF Responses with CSRRs,**”, **Microwaves & RF Vol 56, pp 50-55, Issue 7** ISSN: 0745-2993, , Jul 2017

SCOPUS

4- T.H.C.BOUAZZA, K.NOURI, B.S.BOUAZZA, M.DAMOU and **K.BECHAREF**, "Multilayer Substrate Integrated Waveguide Direction Coupler", International Journal of Microwave and Optical Technology,Vol.11 N°4, IJMOT-2016-3-941, July 2016

SCOPUS, ISI, ELSEVIER, EI- COMPENDEX

5- Keltouma NOURI, Tayeb Habib Chawki BOUAZZA, Boubakar Seddik BOUAZZA, Mehdi DAMOU, **Kada BECHAREF** And Salima SEGHIER

"Design of Substrate integrated Waveguide Multi-band Slots Array Antennas", International Journal of Information and Electronics Engineering Vol.6, N°4, July 2016

- Conferences internationals:

1- **K.BECHAREF**, K. NOURI, T.H.C. BOUZZA, B.S.BOUAZZA, M. DAMOU and Taybe Habib Chawki BOUAZZA, « Design and simulation of a broadband bandpass filter based on Complementary Split Ring Resonator Circular “CSRRs”, International conference optics and photonics Algeria OPAL’2018

2- **K.BECHAREF**, K. NOURI, T.H.C. BOUZZA, B.S.BOUAZZA, M. DAMOU and Taybe Habib Chawki BOUAZZA, “Design of arrays CSRRs band stop filter”, 1st International conference on artificial intelligence in renewable energetic Systems. IC-AIRES 2017, <https://www.archeditech.org>

3- K. NOURI, T.H.C. BOUZZA, B.S.BOUAZZA, M. DAMOU et **K.BECHAREF**, S. SEGHIER Design of Substrate Integrated Waveguide Multi-band Slot Array Antenna,” 2016 2nd International Conference on Computer and Information Technology (ICCIT 2016), Istanbul, Turkey, April 11-12, 2016.

4- T. H. C. BOUAZZA, K. NOURI, B. S. BOUAZZA, M. DAMOU, **K. BECHAREF**, “Multilayer Substrate Integrated Waveguide Directional Coupler”, The 2015 International Conference on Advanced Communication Systems and Signal Processing, University of Tlemcen, Algeria 8-9 November 2015.

5- T.H.C. BOUZZA, K. NOURI, B.S.BOUAZZA, M. DAMOU et **K.BECHAREF**, “Miniaturized Half-Mode Substrate Integrated Waveguide Slot Array Antennas ”, Ecole Militaire Polytechnique 9ème Conférence sur le Génie Electrique, CGE09, Algérie, Avril 2015.

Résumé :

Les métamatériaux ont un rôle très important à jouer dans les nouvelles technologies surtout dans le domaine des télécommunications. Avec la disponibilité de l'indice de réfraction négatif de métamatériaux, on peut améliorer les performances des dispositifs microondes. Ces dispositifs artificiels présentent plusieurs avantages tels que leur intégration avec l'environnement planaire et aussi leur faible coût de fabrication. Dans ce travail, on s'est intéressé à la simulation et la modélisation des dispositifs microondes à base des métamatériaux à l'aide des logiciels ADS, HFSS et Matlab.

Ce travail s'articule autour de trois axes majeurs : Le premier axe présente la modélisation des différents résonateurs à base de métamatériaux conçus avec des lignes micro-rubans à conducteurs imprimés sur un substrat diélectrique, notamment les résonateurs en Anneaux Fendus « RAFs » carré et circulaire. Un autre résonateur basé sur une association des RAFs et un réseau de tiges métalliques a exhibé un indice de réfraction négatif. Ensuite, l'utilisation d'un nouveau type de plan de masse démetallisé par des résonateurs en anneaux fendus complémentaires (RAFCs) a été conçu.

Le second axe, consiste à concevoir des filtres passe bas, passe-bande et coupe bande en technologies planaire et SIW 'Substrat Integrated Waveguide' à base des métamatériaux tout en répondant aux cahiers de charges.

Ensuite, les résultats obtenus ont été utilisés afin d'extraire les différents paramètres tels que la permittivité, la perméabilité et l'indice de réfraction.

Dans le troisième axe, nous nous sommes attachés à la conception des antennes à l'aide de logiciel d'Ansoft -HFSS. Nous avons modélisé tout d'abord une antenne patch à base de technologie micro-ruban. Afin d'améliorer les performances de cette antenne, nous avons associé au patch, des résonateurs métamatériaux de type CSRRs à plusieurs rangées. Dans la deuxième partie, nous nous sommes intéressés à la conception des antennes volumiques en SIW en utilisant des fentes longitudinales et des résonateurs RAFCs.

Les résultats de la conception de ces antennes montrent une amélioration de leurs performances en termes de l'adaptation et la bande passante.

L'utilisation de ces matériaux offre des avantages tels que la réduction du poids et de l'encombrement, ce qui est bénéfique pour leur intégration dans un système électronique.

Mots-clés : métamatériau, micro-ruban, perméabilité négative, permittivité négative, indice de réfraction négatif, résonateur, filtre, antenne, SIW, ADS, HFSS, MATLAB.

Abstract :

Metamaterials have a very important role to play in new technologies, especially in the field of telecommunications. With the availability of the negative refractive index of metamaterials, it is possible to improve the performance of microwave devices. These artificial devices have several advantages such as their integration with the planar environment and also their low cost of manufacture. In this work, we are interested in the simulation and modeling of microwave devices based on metamaterials using ADS, HFSS and Matlab software.

This work is articulated around three major axes: The first axis presents the modeling of different resonators based on metamaterials designed with microstrip lines with printed conductors on a dielectric substrate, especially resonators Split Rings "SRR" square and circular. Another resonator based on an association of the "SRR" and a network of metal rods exhibited a negative refractive index. Then, using a new type of demetallized mass plan by complementary split ring resonators (CSRR) has been conceived.

The second axis, consists in designing low pass, bandpass and band-Stop filters in planar technologies and SIW 'Substrat Integrated Waveguide' based on metamaterials while answering the specifications.

Then, The results obtained were subsequently used to extract the various parameters such as the permittivity, permeability and refractive index.

In the third axis, we focused on antenna design using Ansoft -HFSS software. We first modeled a patch antenna based on microstrip technology. In order to improve the performance of this antenna, we associated with the patch, metamaterial resonators of type CSRRs with several rows. In the second part, we became interested to the design of voluminal antennas in SIW using longitudinal slots and resonators CSRRs.

The results of the design of these antennas show an improvement in their performance in terms of adaptation and bandwidth.

The use of these materials offers advantages such as reducing weight and bulk, which is beneficial for their integration into an electronic system.

Key words: metamaterial, microstrip, negative permeability, negative permittivity, negative refractive index, resonator, filter, antenna, SIW, ADS, HFSS, MATLAB.
