

جمهورية الجزائر الديمقراطية الشعبية  
**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**  
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي  
**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique**  
جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان  
Université Aboubakr Belkaïd - Tlemcen –  
Faculté de TECHNOLOGIE



## **MEMOIRE**

Présenté pour l'obtention du **diplôme** de **MASTER**

**En** : Télécommunications

**Spécialité** : Réseaux et Télécommunications

**Par** : **BENHABI MARWA KHEIRA**

**Sujet**

# **Conception et simulation des filtres en technologies des guides d'ondes pour les systèmes de Télécommunications**

Soutenu publiquement, le **25/06/2019**, devant le jury composé de :

Mme Y.BELHADAF	Maitre de Conférences Univ. Tlemcen	Président
Mme. F. BOUSALAH	Maitre de Conférences Univ. Tlemcen	Encadreur
Mme. H.BENOSMAN	Maître de Conférences Univ. Tlemcen	Examineur

ANNEE UNIVERSITAIRE : 2018 - 2019

جمهورية الجزائر الديمقراطية الشعبية  
**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**  
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي  
**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique**  
جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان  
Université Aboubakr Belkaïd- Tlemcen –  
Faculté de TECHNOLOGIE



## **MEMOIRE**

Présenté pour l'obtention du **diplôme** de **MASTER**

**En** : Télécommunications

**Spécialité** : Réseaux et Télécommunications

**Par** : **BENHABI MARWA KHEIRA**

**Sujet**

# **Conception et simulation des filtres en technologies des guides d'ondes pour les systèmes de Télécommunications**

Soutenu publiquement, le **25/06/2019**, devant le jury composé de :

Mme Y.BELHADAF	Maitre de Conférences Univ. Tlemcen	Président
Mme. F. BOUSALAH	Maitre de Conférences Univ. Tlemcen	Encadreur
Mme. H.BENOSMAN	Maître de Conférences Univ. Tlemcen	Examineur

ANNEE UNIVERSITAIRE : 2018 - 2019

# DÉDICACE

À mes parents qui prie pour moi tous les jours (loin de mes yeux mais proche de mon cœur) !

Et à tous mes amis !

Pour avoir été de bons et vrais amis, merci pour tout !

À tous ceux qui se sont distingués explicitement.

## REMERCIEMENTS

Je tiens tout d'abord à exprimer mes remerciements aux jurys qui sont Madame BELHADAF YAMINA le président de recherche et à l'encadreur Madame BOUSALAHFAYZA et à l'examineur Madame BENOSMAN HAYET pour avoir assuré la direction de mes travaux, pour leur soutien moral, pour leur patience, pour la qualité de leur encadrement, ses remarques toujours pertinentes, qui m'ont permis de finaliser ce travail.

Mes remerciements les plus vifs, vont également à mes parents qui m'ont donné un environnement idéal durant toute mon enfance et ils m'ont enseigné l'humilité et l'honnêteté avec lesquelles j'ai essayé de mener à terme ce travail scientifique.

Je garde enfin un remerciement chaleureux pour mes frères qui m'ont impulsé dans la poursuite de mes études et qui ont été à mes côtés tout au long de la période d'étude.

Je terminerai par un merci à tous ceux qui ont participé de près ou de loin à la réalisation de ce rapport.

Merci à tous.

# Résumé

Les filtres micro-ondes sont des composants importants pour la séparation des canaux et des signaux dans les systèmes de communication moderne. Ces dispositifs permettent de réduire les bandes de fonctionnement dans les chaînes d'émission et de réception. Aujourd'hui, nos systèmes de communications micro-ondes sont conçus essentiellement à partir de ces composants fondamentaux, tels que les filtres, les coupleurs, les diviseurs, et les multiplexeurs qui ont commencé à survenir avec l'arrivée de la nouvelle technologie à base de guides d'ondes volumiques.

Ce mémoire présente une conception et simulation de plusieurs filtres passe bande en technologie volumique à base de guides d'ondes cette technologie présente des performances électriques remarquables et performants.

Dans la perspective de prévoir le comportement à hautes fréquences des structures étudiées nous avons intégré dans les étapes de conception des outils de modélisation électromagnétique basée sur les méthodes des éléments finis MEF et aussi sur les méthodes des intégrales finies temporelles FIT.

Un cheminement d'étapes clair a été suivi au cours de ce travail, commençant premièrement par une recherche bibliographique, suivie d'une phase de planification suivant le cahier de charge pour la conception des différentes structures de filtres volumiques en bande passante M, X, Ku, Ka, V et large bande [3-9] GHz, en se basant sur les calculs des différents paramètres de la structure à l'aide des équations mathématiques programmées et déjà implémentées, se terminant par tracer les réponses fréquentielles des filtres passe bande à iris inductifs synthétisés, des filtres à guides d'ondes à nervures, des filtres à cavités métalliques et enfin des filtres à inserts métalliques à l'aide des deux logiciels électromagnétiques HFSS et CST.

La comparaison entre les résultats de simulation au moyen des logiciels HFSS et CST montre que les coefficients de réflexion  $S_{11}$  et de transmission  $S_{21}$  prennent presque la même allure et offrent la

même bande passante, mais avec un petit écart. Cet écart peut s'expliquer par le fait que les deux logiciels sont basés sur deux techniques de calcul différentes.

**Mots clés :** Filtres, guides d'ondes, nervures, iris, insert métalliques, cavité métallique, systèmes micro-ondes, méthodes des éléments finies (EMF), méthode des intégrales finies temporelles (FIT), algorithmes génétiques (AGs), méthodes des moments (MM).

## المخلص

تعد مرشحات الميكروويف مكونات مهمة لفصل القنوات والإشارات في أنظمة الاتصالات الحديثة. تتيح هذه الأجهزة تقليل نطاقات التشغيل في سلاسل الإرسال والاستقبال. اليوم ، تم تصميم أنظمة اتصالات الميكروويف الخاصة بنا أساساً من هذه المكونات الأساسية ، مثل المرشحات وقارنات التوصيل والفواصل ومضاعفات الإرسال التي بدأت تحدث مع ظهور أدلة جديدة مستندة إلى التكنولوجيا من أدلة موجية الحجم.

تقدم هذه الأطروحة تصميمًا وتحقيقًا لعدد من مرشحات ممر الموجة في تكنولوجيا الحجم استنادًا إلى أدلة الموجة. تقدم هذه التكنولوجيا أداءً كهربائياً ملحوظاً وقوياً.

من أجل التنبؤ بالسلوك عالي التردد للهياكل التي تمت دراستها ، قمنا بدمج أدوات النمذجة الكهرومغناطيسية في مراحل التصميم استنادًا إلى طرق العناصر المحددة من MEF وأيضًا إلى طرق FIT المتكاملة المؤقتة المؤقتة.

تم اتباع تقدم واضح خلال هذا العمل ، بدءًا من البحث الببليوغرافي أولاً ، ثم مرحلة التخطيط وفقاً لمواصفات تصميم هياكل مرشح النطاق الترددي M و X المختلفة. كو ، كا ، الخامس والنطاق العريض [3-9] جيجاهرتز ، استنادًا إلى حسابات المعلمات المختلفة للهياكل باستخدام معادلات رياضية مبرمجة ونفذت بالفعل ، وتنتهي بتتبع استجابات تردد مرشحات تمرير النطاق التي تم توليفها قزحية حثي ، دليل موجه مضلع مرشحات ، مرشحات تجويف المعادن ومرشحات إدراج المعادن باستخدام البرنامجين الكهرومغناطيسي HFSS و CST.

توضح المقارنة بين نتائج المحاكاة باستخدام برنامج HFSS و CST أن معاملات الانعكاس S11 والإرسال S21 تأخذان نفس السرعة تقريباً وتقدمان نفس النطاق الترددي ، لكن بفارق بسيط. يمكن تفسير هذا الاختلاف من خلال حقيقة أن البرنامجين يعتمدان على أسلوبين مختلفين للحساب.

الكلمات المفتاحية:

الفلاتر ، أدلة الموجة ، الأضلاع ، القزحية ، الأجزاء المعدنية ، تجاويف المعادن ، أنظمة الموجات الدقيقة ، طرق العناصر المحددة (FMEs) ، طريقة التكامل الزمني الدقيق (FIT) ، الخوارزميات الجينية (AGs) ، لحظات (MM)

### Abstract :

Microwave filters are important components for the separation of channels and signals in modern communication systems. These devices make it possible to reduce the operating bands in the transmission and reception chains. Today, our microwave communications systems are designed primarily from these fundamental components, such as filters, couplers, dividers, and multiplexers that began to occur with the advent of new technology-based of volume waveguides.

This thesis presents a design and realization of several bandpass filters in volumic technology based on waveguides. This technology presents remarkable and powerful electrical performances.

In order to predict the high-frequency behavior of the structures studied, we integrated in the design stages electromagnetic modeling tools based on MEF finite element methods and also on finite temporal integral FIT methods.

A clear step progression was followed during this work, starting with a bibliographic research first, followed by a planning phase according to the specifications for the design of the different M, X bandwidth filter structures. Ku, Ka, V and broadband [3-9] GHz, based on the calculations of the various parameters of the structure using programmed and already implemented mathematical equations, ending by tracing the frequency responses of the band pass filters synthesized inductive iris, ribbed waveguide filters, metal cavity filters and metal insert filters using the two HFSS and CST electromagnetic software.

The comparison between the simulation results using the HFSS and CST software shows that the reflection coefficients S11 and transmission S21 take almost the same pace and offer the same bandwidth, but with a small difference. This difference can be explained by the fact that the two programs are based on two different calculation techniques.

Key words: Filters, waveguides, ribs, irises, metal inserts, metal cavities, microwave systems, finite element methods (FMEs), finite time integral (FIT) method, genetic algorithms (AGs), moments (MM).

## LISTE DES SYMBOLES

<b>F</b>	Fréquence
<b><math>\omega</math></b>	Fréquence Angulaire
<b><math>F_0</math></b>	Fréquence Centrale
<b><math>F_c</math></b>	Fréquence de Coupure
<b>L</b>	Inductance
<b>C</b>	Capacité
<b>R</b>	Résistance
<b>C</b>	Vitesse de la lumière dans l'espace libre
<b><math>Z_0</math></b>	Impédance Caractéristique
<b><math>\lambda_0</math></b>	Longueur d'onde dans l'espace libre
<b><math>\lambda_g</math></b>	Longueur d'onde guidé
<b><math>\lambda_c</math></b>	Longueur d'onde de coupure
<b>E</b>	Champ électrique
<b>H</b>	Champ magnétique
<b><math>E_0, H_0</math></b>	Vecteur constant
<b>k</b>	Vecteur d'onde
<b>Sin</b>	Fonction du sinus
<b>t</b>	Temps
<b>B</b>	Pseudo-vecteur induction magnétique.
<b>J</b>	Densité de courant électrique.
<b><math>\mathbf{W-kz}</math></b>	Phase instantanée.
<b>dE</b>	Dérivée partielle du champ électrique
<b>dt</b>	Dérivée partielle du temps



<b>dx,dy,dz</b>	Dérivée partielle des coordonnées sphériques
<b>Z</b>	Vecteur unitaire dans l'axe des élévations
<b>T(r, θ)</b>	Composantes longitudinales des champs électromagnétiques
<b>a</b>	Largeur de guide d'onde
<b>b</b>	Epaisseur de guide d'onde
<b>ω<sub>c</sub></b>	Pulsation de coupure
<b>∂B</b>	Dérivée partielle de pseudo-vecteur induction magnétique.
<b>Rot</b>	Fonction du rotationnel
<b>B</b>	Susceptance normalisée
<b>ε</b>	La permittivité diélectrique
<b>Cos</b>	Fonction cosinus
<b>v<sub>φ</sub></b>	Vitesse de phase
<b>d<sub>i</sub></b>	Distance
<b>v<sub>e</sub></b>	Vitesse de propagation
<b>ε<sub>0</sub></b>	Permittivité diélectrique du vide.
<b>ε<sub>r</sub></b>	Permittivité diélectrique relative
<b>v<sub>g</sub></b>	Vitesse de groupe
<b>μ<sub>0</sub></b>	Perméabilité magnétique du vide.
<b>M<sub>i,j</sub></b>	Éléments de couplage
<b>Div</b>	Fonction de divergence
<b>δ</b>	Symbole de Kronecker
<b>σ</b>	Paramètre de rétrécissement.
<b>ρ</b>	Paramètre de réflexion
<b>β,α</b>	Angles
<b>γ</b>	Paramètre de contraction
<b>π</b>	Rapport entre la circonférence et le diamètre d'un cercle

$\Delta$	Symbole d'incrément
<b>Cot</b>	Fonction cotangent
<b>Csc</b>	Fonction cosécante
<b>Ln</b>	Fonction du logarithme népérien
<b>r</b>	Rayon
<b>N</b>	Nombre des résonateurs
$\lambda$	<u>Longueur d'onde</u>
$\nabla$	Opérateur du gradient
[ <b>M</b> ]	Matrice normalisée de couplage
$\theta$	Symbole utilisé pour représenter l'angle dans un plan
<b>J<sub>n</sub>(kcr)</b>	Fonction de Bessel de première espèce d'ordre $n$
<b>x<sub>nm</sub></b>	Racines correspond à un mode de propagation.
*	Complexe conjugué
$\lambda_g$	Longueur d'onde
<b>W</b>	Largeur de la ligne
<b>H</b>	Epaisseur du substrat
<b>t</b>	Epaisseur du métal.
<b>tg</b>	Fonction du tangent
<b>S</b>	Paramètres de dispersion
<b>g<sub>i</sub></b>	Éléments de prototype passe-bas
<b>l<sub>r<sub>i</sub></sub></b>	Longueurs de cavités
<b>l<sub>i</sub></b>	Largeur du guide i
$\varphi_i$	Phase à l'origine
<b>M<sub>mn</sub></b>	Matrice de couplage
<b>2D</b>	Deuxième dimension
<b>3D</b>	Troisième dimension

<b>K</b>	Coefficient de couplage
$\hat{B}$	Angle géométrique
$S_{11}$	Coefficient de réflexion
$S_{21}$	Coefficient de transmission
$\Omega$	Ohms
$Q_e$	Facteur de qualité externe
$Q_0$	Coefficient de qualité à vide
$\tau$	Temps de retard
$D_i$	Diamètre

## LISTE DES ABREVIATIONS

<b>CPW</b>	Conventionalcoplanarwaveguide
<b>CST</b>	Computer Simulation Technology
<b>Db</b>	Décibel
<b>DGS</b>	DefectedGround Structure
<b>E</b>	Champ électrique
<b>FEM</b>	Méthode des Eléments Finis
<b>GHz</b>	Giga Hertz
<b>GIS</b>	Guide Intégré au Substrat
<b>H</b>	Champ magnétique
<b>HMSIW</b>	Half Mode Substrate Integrated Waveguide
<b>HFSS</b>	High Frequency Structure Simulator
<b>LTCC</b>	Low Temperature Co-fired Ceramic
<b>TEM</b>	Transverse Electrique Magnétique
<b>RLC</b>	Resistance, Inductance, Capacité
<b>RSIW</b>	Ridge Substrate Integrated Waveguide
<b>SIW</b>	Substrate Integrated Waveguide
<b>TE</b>	Transverse Electrique
<b>TM</b>	Transverse Electrique
<b>PCB</b>	Printed Circuit Board
<b>EM</b>	Electromagnétique
<b>PCB</b>	Transverse Electromagnétique
<b>UIT</b>	Union Internationale des Télécommunications
<b>SM</b>	Méthode du simplexe
<b>AGs</b>	Algorithmes génétiques

<b>X,Ku, Ka,V</b>	Bandes de fréquences
<b>FBW</b>	Largeur de banderelative
<b>MHz</b>	Méga Hertz
<b>BW</b>	Bande passante
<b>EL</b>	Longueur électrique
<b>Mm</b>	Millimètres
<b>µm</b>	Micro mètre
<b>OMUX</b>	Output multiplexer
<b>S.m<sup>-1</sup></b>	<u>Siemens</u> par mètre
<b>nH</b>	Nano Henry
<b>PF</b>	Pico farad
<b>(rad/s)</b>	Radian/second
<b>TiO2</b>	Oxyde de Titane
<b>MEF</b>	Méthode d'élément fini
<b>UHF</b>	Ultra-high <u>frequency</u>
<b>PC</b>	Ordinateur
<b>CPU</b>	Central processing unit
<b>RAM</b>	Random access memory
<b>GB</b>	Gigabyte
<b>S/B</b>	Rapport signal sur bruit
<b>ALS</b>	Adaptative LanczosPadesweep
<b>PBA</b>	Rapprochement frontière Parfaite
<b>MLFMM</b>	Multi level Fast Multi pole Method
<b>MM</b>	Méthode des moments

<b>FIT</b>	Méthode des intégrales finies temporelle
<b>LINUX</b>	Lovable Intellect Not Using Xp
<b>XP</b>	Microsoft Windows
<b>LC</b>	Circuit résonnant
<b>B</b>	Susceptance normalisée
<b>LAr</b>	Ondulation
<b>Lar</b>	Pertes d'insertion

## LISTE DES FIGURES

<b>Figure I.1</b> : Guide d'onde rectangulaire.....	8
<b>Figure I.2</b> : Décomposition de l'onde à l'intérieur d'un guide d'onde rectangulaire.....	11
<b>Figure I.3</b> : Différence vitesse de phase et vitesse de groupe.....	12
<b>Figure I.4</b> : interprétation géométrique des Modes propagation.....	13
<b>Figure I.5</b> : (a). Guide d'onde à iris Symétrique inductive, (b). Circuit équivalent.....	17
<b>Figure I.6</b> : (a) Guide d'onde basé sur l'iris non-Symétrique inductive, (b) Circuit équivalent.....	18
<b>Figure I.7</b> : (a) Guide d'onde basé sur post inductif, (b) Circuit équivalent.....	18
<b>Figure I.8</b> : (a) Guide d'onde basé sur l'iris symétrique.....	19
<b>Figure I.9</b> : (a) Guide d'onde basé sur l'iris non-symétrique capacitif, (b) Circuit équivalent.....	20
<b>Figure I.10</b> : (a) Guide d'onde basé sur post capacitif, (b) Circuit équivalent.....	20
<b>Figure I.11</b> : Guides d'ondes rectangulaires et circulaires. (16).....	22
<b>Figure I.12</b> : (a) Iris dans un guide d'onde rectangulaire, (b) Section transversale des iris.....	22
<b>Figure I.13</b> : Guide d'onde à iris triangulaire.....	23
<b>Figure I.14</b> : Guide d'onde à iris trapézoïdale.....	23
<b>Figure I.15</b> : Section transversale d'un guide d'onde circulaire.....	23
<b>Figure I.16.a</b> : Conception d'un guide à iris circulaire sous HFSS.....	26
<b>Figure I.16.b</b> : Structure et géométrie d'un guide à iris circulaire.....	26
<b>Figure I.17</b> : Gabarit en transmission des filtres idéaux : passe-bas (a), passe-haut (b), passe-bande (c) et coupe-bande (d).....	27
<b>Figure I.18</b> : Filtre à stubs quart d'ondes.....	29
<b>Filtre I.19</b> : Filtre passe-bande à lignes couplées [23].....	30
<b>Figure I.20</b> : Filtre combine en lignes de transmission.....	30

<b>Figure I.21</b> : Filtre interdigital [23].....	30
<b>Figure I.22</b> : (a) Configuration d'une ligne en technologie micro ruban (b) carte des champs.....	31
<b>Figure I.23</b> : Filtres de réception en guides d'ondes.....	32
<b>Figure I.24</b> : Filtre à post à guide d'ondes. (28).....	33
<b>Figure I.25</b> : Filtre à post composé de trois lignes à post.....	34
<b>Figure I.26</b> : Filtre à résonateurs diélectriques.....	34
<b>Figure I.27</b> : Filtre à résonateurs diélectriques couplés par des iris de réglage [24].....	35
<b>Figure I.28</b> : Filtre à résonateurs diélectriques à encoches[24].....	35
<b>Figure I.29</b> : Section coupée d'un filtre à guide d'ondes ondulé démontrant les plissements à l'intérieur. (ref10).....	36
<b>Figure I.30</b> : Section longitudinale d'un filtre à guide d'ondes ondulé.....	36
<b>Figure I.31</b> : Géométries à guide d'iris et leurs circuits.....	37
<b>Figure I.32</b> : Filtre à iris accouplé avec trois iris .....	38
<b>Figure I.33</b> : Filtre SIW [37].....	39
<b>Figure I.34</b> : Liaison de télécommunications par satellite.....	39
<b>Figure II.1</b> : Filtre à guides d'ondes à 4 iris dans la bande X.....	50
<b>Figure II.2</b> : Circuit schématique proposé du filtre passe-bande micro-ondes d'ordre 4.....	52
<b>Figure II.3</b> : Structure et géométrie du filtre en guide d'ondes (Bande X.....	52
<b>Figure II.4</b> : Configuration du résonateur à cavité.....	53



<b>Figure II.5:</b> Cavité résonnante unique, le calcul pris en Compte l'effet de la largeur d'iris ( $d_{01}$ ).....	53
<b>Figure II.6 :</b> Structure et géométrie du filtre en guide d'ondes (Bande X).....	55
<b>Figure II.7 :</b> Structure géométrique du filtre WR-90 cavités.....	56
<b>Figure II.8 :</b> Structure et géométrie du filtre en guide d'ondes (Bande X).....	57
<b>Figure II.9:</b> Photographie du filtre fonctionnant en bande X.....	57
<b>Figure II.10 :</b> Représentation schématique d'un filtre à iris à 4 pôles.....	58
<b>Figure II.11 :</b> Modèle équivalent classique du filtre passe-bande à 4 pôles.....	60
<b>Figure II.12 :</b> Structure et géométrie du filtre à iris en bande Ku.....	60
<b>Figure II.13:</b> Cavité résonnante unique en prenant en compte l'effet de largeur de l'iris ( $d_{01}$ )..... .....	61
<b>Figure II.14:</b> Configuration de la structure du filtre à iris, dimensions en mm.....	63
<b>Figure II.15 :</b> Photographie du filtre fonctionnant dans la bande Ku [12].....	63
<b>Figure II.16 :</b> Structure et géométrie du filtre en guide d'ondes (Bande Ku).....	63
<b>Figure II.17 :</b> Photographie du filtre fonctionnant dans la bande Ku.....	64
<b>Figure II.18 :</b> Structure géométrique d'un filtre en guide d'onde à iris inductive symétrique dans la bande Ka [26-40] GHz.....	65
<b>Figure II.19 :</b> Structure et géométrie du filtre (Bande Ka).....	65
<b>Figure II.20 :</b> Filtre passe bande utilisant un inverseur d'immitance.....	66
<b>Figure II.21 :</b> Filtre à guides d'ondes à nervures [14].....	67
<b>Figure II.22 :</b> Structure et géométrie du filtre à nervures.....	68
<b>Figure II.23 :</b> Filtre à inserts métalliques dans la bande Ka.....	69
<b>Figure II.24 :</b> Filtre à cavités métalliques cylindriques avec vis de réglage.....	70
<b>Figure II.25 :</b> Filtre à cavités métalliques rectangulaires [21].....	70
<b>Figure II.26 :</b> Filtre à cavités cylindriques avec les vis de réglages.....	71

<b>Figure II.27</b> : Structure et géométrie du filtre cylindrique.....	72
<b>Figure II.28</b> : Photographie du filtre cylindrique.....	72
<b>Figure II.29</b> : filtre a cavité résonnante.....	73
<b>Figure III.1</b> : Filtre à guide d'onde à 1 iris dans la bande X.....	85
<b>Figure III.2</b> : Filtre à guide d'onde à 1 iris dans la bande X.....	85
<b>Figure III.3</b> : Répartition de champ électrique E dans guide d'onde a iris dans la bandeX.....	86
<b>Figure III.4</b> : Répartition de champ magnétique H dans guide d'onde a iris dans la bande X..	86
<b>Figure III.5</b> : Filtre à guide d'onde à 2 iris dans la bande X.....	86
<b>Figure III.6</b> :Filtre à guide d'onde à 2 iris dans la bande X.....	87
<b>Figure III.7</b> : Répartition de champ électrique E dans guide d'onde a 2 iris dans la bande X.....	87
<b>Figure III.8</b> : Répartition de champ magnétique H dans guide d'onde a 2 iris dans la bande X.....	87
<b>Figure III.9</b> :Filtre à guide d'onde à 3 iris dans la bande X.....	87
<b>Figure III.10</b> : Filtre à guide d'onde à 3 iris dans la bande X.....	88
<b>Figure III.11</b> :Répartition de champ électrique E dans guide d'onde a 3 iris dans la bande X..	88
<b>Figure III.12</b> :Répartition de champ magnétique E dans guide d'onde a 3 iris dans la bande X.....	88
<b>Figure III.13</b> :Filtre à guide d'onde à 4 iris dans la bande X.....	88
<b>Figure III.14</b> : Filtre à guide d'onde à 4 iris dans la bande X.....	89
<b>Figure III.15</b> :Filtre à guide d'onde à 4 iris dans la bande X-CST.....	89
<b>Figure III.16</b> :Filtre à guide d'onde à 4 iris dans la bande X-CST.....	89
<b>Figure III.17</b> : Répartition de champ électrique E pour Filtre à guide d'onde à 4 iris dans la bande X-HFSS.....	90

<b>Figure III.18</b> : Répartition de champ magnétique H pour Filtre à guide d'onde à 4 iris dans la bande X-HFSS.....	90
<b>Figure III.19</b> : Filtre à guide d'onde à 5 iris dans la bande X.....	90
<b>Figure III.20</b> :Filtre à guide d'onde à 5 iris dans la bande X.....	91
<b>Figure III.21</b> : Répartition de champ électrique E pour Filtre à guide d'onde à 5 iris dans la bande X-HFSS.....	91
<b>Figure III.22</b> : Répartition de champ magnétique H pour Filtre à guide d'onde à 5 iris dans la bande X-HFSS.....	91
<b>Figure III.23</b> :Filtre à guide d'onde à 6 iris dans la bande X.....	92
<b>Figure III.24</b> :Filtre à guide d'onde à 6 iris dans la bande X.....	92
<b>Figure III.25</b> : Répartition de champ électrique E pour Filtre à guide d'onde à 5 iris dans la bande X-HFSS.....	92
<b>Figure III.26</b> : Répartition de champ magnétique H pour Filtre à guide d'onde à 5 iris dans la bande X-HFSS.....	92
<b>Figure III.27</b> : Filtre à guide d'onde à 7 iris dans la bande X.....	93
<b>Figure III.28</b> :Filtre à guide d'onde à 7 iris dans la bande X.....	93
<b>Figure III.29</b> : Répartition de champ électrique E pour Filtre à guide d'onde à 7 iris dans la bande X-HFSS.....	94
<b>Figure III.30</b> : Répartition de champ magnétique H pour Filtre à guide d'onde à 7 iris dans la bande X-HFSS.....	94
<b>Figure III.31</b> : Filtre à guide d'onde à 8 iris dans la bande X.....	95
<b>Figure III.32</b> : Filtre à guide d'onde à 8 iris dans la bande X.....	95
<b>Figure III.33</b> : Répartition de champ électrique E pour Filtre à guide d'onde à 8 iris dans la bande X-HFSS.....	95
<b>Figure III.34</b> : Répartition de champ magnétique H pour Filtre à guide d'onde à 8 iris dans la bande X-HFSS.....	96

<b>Figure III.35 :</b> Filtre à guide d'onde à 9 iris dans la bande X.....	96
<b>Figure III.36 :</b> Filtre à guide d'onde à 9 iris dans la bande X.....	97
<b>Figure III.37 :</b> Répartition de champ électrique E pour Filtre à guide d'onde à 9 iris dans la bande X-HFSS.....	97
<b>Figure III.38 :</b> Répartition de champ magnétique H pour Filtre à guide d'onde à 9 iris dans la bande X-HFSS.....	97
<b>Figure III.39 :</b> Filtre à guide d'onde à 10 iris dans la bande X.....	98
<b>Figure III.40 :</b> Filtre à guide d'onde à 10 iris dans la bande X.....	99
<b>Figure III.41 :</b> Comparaison de coefficient de transmission s21 des filtres a guide d'ondes a 10 iris dans la bande -X sous Matlab.....	99
<b>Figure III.42:</b> Comparaison de coefficient de réflexion s11 des filtres a guide d'ondes a 10 iris dans la bande- X sous Matlab.....	100
<b>Figure III.43 :</b> Répartition de champ électrique E pour Filtre à guide d'onde à 10 iris dans la bande X-HFSS.....	100
<b>Figure III.44 :</b> Répartition de champ magnétique H pour Filtre à guide d'onde à 10 iris dans la bande X-HFSS.....	100
<b>Figure III.45 :</b> Filtre à guide d'onde 4 iris à têtes internes arrondis dans la bande X.....	101
<b>Figure III.46 :</b> Filtre à guide d'onde 4 iris à têtes internes arrondis dans la bande X.....	101
<b>Figure III.47 :</b> Répartition de champ électrique E pour Filtre à guide d'onde 4 iris à têtes internes arrondis dans la bande X.-HFSS.....	102
<b>Figure III.48 :</b> Répartition de champ magnétique H pour Filtre à guide d'onde 4 iris à têtes internes arrondis dans la bande X.-HFSS.....	102
<b>Figure III.49 :</b> Filtre à guide d'onde à 4 iris à coins arrondis dans la bande X.....	102
<b>Figure III.50 :</b> Filtre à guide d'onde à 4 iris à coins arrondis dans la bande X.....	103
<b>Figure III.51 :</b> Filtre à guide d'onde à 4 iris à coins arrondis dans la bande X-CST.....	103
<b>Figure III.52 :</b> Filtre à guide d'onde à 4 iris à coins arrondis dans la bande X-CST.....	104

<b>Figure III.53 :</b> Répartition de champ électrique E pour Filtre à guide d'onde 4 iris à têtes internes arrondis dans la bande X.-HFSS.....	104
<b>Figure III.54 :</b> Répartition de champ magnétique H pour Filtre à guide d'onde 4 iris à têtes internes arrondis dans la bande X.-HFSS.....	104
<b>Figure III.55 :</b> Filtre à guide d'onde à 4 iris à têtes externes arrondis dans la bande X.....	105
<b>Figure III.56 :</b> Filtre à guide d'onde à 4 iris à têtes externes arrondis dans la bande X.....	105
<b>Figure III.57 :</b> Répartition de champ électrique E pour Filtre à guide d'onde à 4 iris à têtes externes arrondis dans la bande X-HFSS.....	106
<b>Figure III.58 :</b> Répartition de champ magnétique H pour Filtre à guide d'onde à 4 iris à têtes externes arrondis dans la bande X-HFSS.....	106
<b>Figure III.59 :</b> Comparaison de coefficient de transmission s21 des filtres a guide d'ondes a 4 iris arrondis et droit dans la bande -X Sous Matlab.....	106
<b>Figure III.60:</b> Comparaison de coefficient de réflexion s11 des filtres a guide d'ondes a 4 iris arrondis et droit dans la bande- X sous Matlab.....	107
<b>Figure III.61 :</b> Filtre à guide d'onde à 5 iris dans la bande Ku.....	107
<b>Figure III.62 :</b> Filtre à guide d'onde a 5 iris dans la bande Ku.....	108
<b>Figure III.63 :</b> Filtre à guide d'onde a 5 iris dans la bande Ku-CST.....	108
<b>Figure III.64 :</b> Filtre à guide d'onde à 5 iris dans la bande Ku-CST.....	109
<b>Figure III.65:</b> Répartition de champ électrique E pour Filtre à guide d'onde à 4 iris dans la bande Ku-HFSS.....	109
<b>Figure III.66 :</b> Répartition de champ magnétique H pour Filtre à guide d'onde à 4 iris dans la bande Ku-HFSS.....	109
<b>Figure III.67 :</b> Filtre à guide d'onde à 5 iris à coins arrondis dans la bande Ku.....	110
<b>Figure III.68 :</b> Filtre à guide d'onde à 5 iris à coins arrondis dans la bande Ku.....	110
<b>Figure III.69 :</b> Filtre à guide d'onde à 5 iris à coins arrondis dans la bande Ku-CST.....	110
<b>Figure III.70 :</b> Filtre à guide d'onde à 5 iris à coins arrondis dans la bande Ku-CST.....	111
<b>Figure III.71 :</b> Comparaison de coefficient de transmission s21 des filtres a guide d'ondes	

à 4 iris droit et à coins arrondis dans la bande –Ku sous Matlab.....	111
<b>Figure III.72:</b> Comparaison de coefficient de réflexion $s_{11}$ des filtres a guide d’ondes à 4 iris droit et à coins arrondis dans la bande –Ku sous Matlab.....	112
<b>Figure III.73:</b> Répartition de champ électrique E pour Filtre à guide d’onde à 4 iris à coins arrondis dans la bande Ku-HFSS.....	112
<b>Figure III.74:</b> Répartition de champ magnétique H pour Filtre à guide d’onde à 4 iris à coins arrondis dans la bande Ku-HFSS.....	112
<b>Figure III.75 :</b> Filtre à guide d’onde à 1 iris dans la bande Ka.....	113
<b>Figure III.76 :</b> Filtre à guide d’onde à 1 iris dans la bande Ka.....	113
<b>Figure III.77:</b> Répartition de champ électrique E pour Filtre à guide d’onde à1 iris dans la bande Ka-HFSS.....	113
<b>Figure III.78:</b> Répartition de champ magnétique H pour Filtre à guide d’onde à1 iris dans la bande Ka-HFSS.....	113
<b>Figure III.79 :</b> Filtre à guide d’onde à 2 iris dans la bande Ka.....	114
<b>Figure III.80 :</b> Filtre à guide d’onde à 2 iris dans la bande Ka.....	114
<b>Figure III.81:</b> Répartition de champ électrique E pour Filtre à guide d’onde à2 iris dans la bande Ka-HFSS.....	115
<b>Figure III.82:</b> Répartition de champ magnétique H pour Filtre à guide d’onde à2 iris dans la bande Ka-HFSS.....	115
<b>Figure III.83 :</b> Filtre à guide d’onde à 3 iris dans la bande Ka.....	115
<b>Figure III.84 :</b> Filtre à guide d’onde à 3 iris dans la bande Ka.....	116
<b>Figure III.85:</b> Répartition de champ électrique E pour Filtre à guide d’onde à3 iris dans la bande Ka-HFSS.....	116
<b>Figure III.86:</b> Répartition de champ magnétique H pour Filtre à guide d’onde à3 iris dans la bande Ka-HFSS.....	116
<b>Figure III.87 :</b> Filtre à guide d’onde à 4 iris dans la bande Ka.....	117
<b>Figure III.88 :</b> Filtre à guide d’onde à 4 iris dans la bande Ka.....	117

<b>Figure III.89 :</b> Filtre à guide d'onde à 4 iris dans la bande Ka.....	117
<b>Figure III.90 :</b> Filtre à guide d'onde à 4 iris dans la bande Ka.....	118
<b>Figure III.91:</b> Répartition de champ électrique E pour Filtre à guide d'onde à 4 iris dans la bande HFSS.....	118
<b>Figure III.92:</b> Répartition de champ magnétique H pour Filtre à guide d'onde à 4 iris dans la bande Ka-HFSS.....	118
<b>Figure III.93:</b> Filtre à guide d'onde à 5 iris dans la bande Ka.....	119
<b>Figure III.94 :</b> Filtre à guide d'onde à 5 iris dans la bande Ka.....	119
<b>Figure III.95:</b> Répartition de champ électrique E pour Filtre à guide d'onde à 5 iris dans la bande Ka-HFSS.....	119
<b>Figure III.96:</b> Répartition de champ magnétique H pour Filtre à guide d'onde à 5 iris dans la bande Ka-HFSS.....	119
<b>Figure III.97 :</b> Filtre à guide d'onde à 6 iris dans la bande Ka.....	120
<b>Figure III.98:</b> Filtre à guide d'onde à 6 iris dans la bande Ka.....	120
<b>Figure III.99:</b> Comparaison de coefficient de transmission $s_{21}$ des filtres à guides d'ondes à 6 iris dans la bande $-Ka$ sous Matlab.....	121
<b>Figure III.100:</b> Comparaison de coefficient de réflexion $s_{11}$ des filtres à guides d'ondes à 6 iris dans la bande $-Ka$ sous Matlab.....	121
<b>Figure III.101:</b> Répartition de champ électrique E pour Filtre à guide d'onde à 6 iris dans la bande Ka-HFSS.....	122
<b>Figure III.102:</b> Répartition de champ magnétique H pour Filtre à guide d'onde à 6 iris dans la bande Ka-HFSS.....	122
<b>Figure III.103:</b> Filtre à guide d'onde à 4 iris à coins arrondis dans la bande Ka.....	122
<b>Figure III.104 :</b> Filtre à guide d'onde à 4 iris à coins arrondis dans la bande Ka.....	123
<b>Figure III.105 :</b> Filtre à guide d'onde à 4 iris à coins arrondis dans la bande ka-cst.....	123
<b>Figure III.106 :</b> Filtre à guide d'onde à 4 iris à coins arrondis dans la bande ka-cst.....	124

<b>Figure III.107 :</b> Répartition de champ électrique E pour Filtre à guide d'onde à 4 iris à coins arrondis dans la bande Ka-HFSS.....	124
<b>Figure III.108:</b> Répartition de champ magnétique H pour Filtre à guide d'onde à 4 iris à coins arrondis dans la bande Ka-HFSS.....	124
<b>Figure III.109 :</b> Filtre à guide d'onde à 4 iris à têtes externes dans la bande Ka.....	125
<b>Figure III.110 :</b> Filtre à guide d'onde à 4 iris à têtes externes dans la bande Ka.....	125
<b>Figure III.111 :</b> Comparaison de coefficient de transmission $s_{21}$ des filtres a guide d'ondes à 4 iris à coins arrondis et a à têtes externes dans la bande –Ka sous Matlab.....	126
<b>Figure III.112 :</b> Comparaison de coefficient de réflexion $s_{11}$ des filtres a guide d'ondes à 4 iris à coins arrondis et a à têtes externes dans la bande –Ka sous Matlab.....	126
<b>Figure III.113:</b> Répartition de champ électrique E pour Filtre à guide d'onde à 4 iris à têtes externes dans la bande Ka-HFSS.....	126
<b>Figure III.114:</b> Répartition de champ magnétique H pour Filtre à guide d'onde à 4 iris à têtes externes dans la bande Ka-HFSS.....	127
<b>Figure III.115 :</b> Filtre à guide d'onde à nervures à large bande [3-9] GHz-HFSS.....	127
<b>Figure III.116 :</b> Filtre à guide d'onde à nervures à large bande [3-9]GHz-HFSS.....	128
<b>Figure III.117 :</b> Filtre à guide d'onde à nervures à large bande [3-9]GHz-CST.....	128
<b>Figure III.118 :</b> Filtre à guide d'onde à nervures à large bande [3-9]GHz-CST.....	129
<b>Figure III.119:</b> Répartition de champ électrique E pour Filtre à guide d'onde à d'onde à nervures à large bande [3-9] GHz-HFSS.....	129
<b>Figure III.120 :</b> Répartition de champ magnétique H pour Filtre à guide d'onde à d'onde à nervures à large bande [3-9] GHz-HFSS.....	129
<b>Figure III.121:</b> Filtre à cavité métallique cylindrique.....	130
<b>Figure III.122 :</b> Filtre à cavité métallique cylindrique.....	131
<b>Figure III.123:</b> Répartition de champ électrique E pour Filtre à guide d'onde à d'onde à cavité métallique cylindrique.....	131
<b>Figure III.124:</b> Répartition de champ magnétique H pour Filtre à guide d'onde à d'onde	



à cavité métallique cylindrique.....	131
<b>Figure III.125 :</b> Filtre à cavité métallique cylindrique.....	132
<b>Figure III.126 :</b> Filtre à cavité métallique cylindrique.....	132
<b>Figure III.127:</b> Répartition de champ électrique E pour Filtre à guide d'onde à d'onde à cavité métallique cylindrique.....	133
<b>Figure III.128:</b> Répartition de champ magnétique H pour Filtre à guide d'onde à d'onde à cavité métallique cylindrique.....	133
<b>Figure III.129 :</b> Filtre à cavité métallique cylindrique.....	133
<b>Figure III.130 :</b> Filtre à cavité métallique cylindrique.....	134
<b>Figure III.131:</b> Répartition de champ électrique E pour Filtre à guide d'onde à d'onde à cavité métallique cylindrique.....	134
<b>Figure III.132:</b> Répartition de champ magnétique H pour Filtre à guide d'onde à d'onde à cavité métallique cylindrique.....	134
<b>Figure III.133 :</b> Filtre à cavité métallique cylindrique.....	135
<b>Figure III.134 :</b> Filtre à cavité métallique cylindrique.....	135
<b>Figure III.135 :</b> Comparaison de coefficient de transmission s21 des filtres à cavités métalliques cylindriques sous Matlab.....	136
<b>Figure III.136 :</b> Comparaison de coefficient de réflexion s11 des filtres à cavités métalliques cylindriques sous Matlab.....	136
<b>Figure III.137:</b> Répartition de champ électrique E pour Filtre à guide d'onde à d'onde à cavité métallique cylindrique.....	137
<b>Figure III.138:</b> Répartition de champ magnétique H pour Filtre à guide d'onde à d'onde à cavité métallique cylindrique.....	137
<b>Figure III.139 :</b> Filtre à cavité métallique cylindrique.....	137
<b>Figure III.140 :</b> Filtre à cavité métallique cylindrique.....	138
<b>Figure III.141:</b> Répartition de champ électrique E pour Filtre à guide d'onde à d'onde à cavité métallique cylindrique-HFSS.....	138

<b>Figure III.142:</b> Répartition de champ magnétique H pour Filtre à guide d'onde à d'onde à cavité métallique cylindrique-HFSS.....	138
<b>Figure III.143 :</b> Filtre à 4 résonateurs à coins arrondis dans la bande V.....	139
<b>Figure III.144 :</b> Filtre à 4 résonateurs à coins arrondis dans la bande V.....	140
<b>Figure III.145:</b> Répartition de champ électrique E pour Filtre à guide d'onde à 4 résonateurs à coins arrondis dans la bande V-HFSS.....	140
<b>Figure III.146:</b> Répartition de champ magnétique H pour Filtre à guide d'onde à 4 résonateurs à coins arrondis dans la bande V-HFSS.....	141
<b>Figure III.147 :</b> Filtre à inserts métalliques.....	141
<b>Figure III.148 :</b> Filtre à inserts métalliques.....	142
<b>Figure III.149:</b> Répartition de champ électrique E pour Filtre à inserts métalliques.....	142
<b>Figure III.150:</b> Répartition de champ magnétique H pour Filtre à inserts métalliques.....	142
<b>Figure A.1:</b> Maillage par éléments finis MEF.....	149
<b>Figure A. 2 :</b> L'interface principale de CST Microwave Studio.....	150
<b>Figure A. 3 :</b> Les modules d'exécution du logiciel CST.....	152
<b>Figure A. 4 :</b> Les modules de CST Microwave Studio.....	153
<b>Figure A.5 :</b> Organigramme d'un AG.....	155

## LISTE DES TABLEAUX

<b>Tableau I.1</b> : Bandes de fréquences allouées par l'Union Internationale des Télécommunications (UIT) [5].....	40
<b>Tableau II.1</b> : Modes et coefficients de couplage.....	55
<b>Tableau II.2</b> : Dimensions de la structure de la figure II.10.....	57
<b>Tableau II.3</b> : Les impédances et les éléments localisés du filtre passe-bande à quatre-pôles.....	59
<b>Tableau II.4</b> : Couplage inter-résonateurs et la largeur de l'iris du filtre passe-bande à quatre-Pole.....	62
<b>Tableau II.5</b> : Les dimensions du filtre optimisées.....	62
<b>Tableau II.6</b> : Dimensions de la structure de la figure II.18.....	64

# TABLE DES MATIERES

REMERCIEMENTS LISTE DES SYMBOLES

LISTE DES ABREVIATIONS

LISTE DES FIGURES

LISTE DES TABLEAUX

INTRODUCTION GENERALE.....2

## CHAPITRE 1 GENERALITE SUR LES FILTRES EN TECHNOLOGIE

**GUIDES D'ONDES**.....4

**I.1 INTRODUCTION**.....5

**I.2 GENERALITE SUR LES GUIDES D'ONDE**..... 8

I.2.1 Principe fondamentale.....8

I.2.2 Conditions aux limites.....8

I.2.3 Conditions de propagation.....9

I.2.4 Structure du champ magnétique de l'onde guidée.....10

I.2.5 Vitesse de phase.....11

I.2.6 Vitesse de groupe ..... 11

I.2.7 Interprétation géométrique : vitesse de phase et vitesse de groupe.....12

I.2.8 Généralisation : Modes de propagation.....12

I.2.9 Interprétation géométrique des valeurs  $m$  et  $n$  .....13

**I.3 GUIDES D'ONDES RECTANGULAIRES**.....14

I.3.1 Étude des modes TE .....15

I.3.2 Étude des modes TM.....16

**I.4 GUIDES D'ONDES A IRIS**.....17

I.4.1 discontinuités en guides d'ondes .....17

I.4.2 Les iris inductives.....17

a) Iris inductive symétrique.....	17
b) Iris inductive non-symétrique.....	18
I.4.3 Post inductif.....	19
I.4.4 Les iris capacitives.....	19
a) Iris capacitive symétrique.....	19
b) Iris capacitive non-symétrique.....	20
I.4.5 Post capacitif .....	21
<b>I.5 GUIDES D'ONDES A NERVURES.....</b>	<b>21</b>
I.5.1 Guides d'ondes rectangulaires à nervure.....	22
I.5.2 Guide d'onde à iris triangulaire.....	23
I.5.3 Guide d'onde à iris trapézoïdale.....	24
<b>I.6 GUIDES D'ONDES CIRCULAIRES.....</b>	<b>24</b>
I.6.1 Expression du champ pour le mode $TM_{m,n}$ .....	25
I.6.2 Expression du champ pour le mode $TE_{n,m}$ .....	26
I.6.3 Guide d'ondes cylindrique à nervure .....	26
<b>I.7 GENERALITES SUR LE FILTRAGE.....</b>	<b>27</b>
I.7.1 Définition du filtrage.....	27
I.7.2 Définition du filtre .....	28
I.7.3 Rôle du filtre.....	28
<b>I.8 FILTRES MICRO-ONDES.....</b>	<b>29</b>
I.8.1 Différents types des filtres micro-ondes.....	29
I.8.1.1 Filtres passifs volumiques.....	29
I.8.1.2. Filtres micro-ondes planaires.....	30
I.8.1.3 Filtres microruban.....	32
<b>I.9 FILTRES A GUIDES D'ONDES.....</b>	<b>33</b>

I.9.1 Exemples de filtres à guides d'ondes.....	35
I.9.1.1 Filtre à post.....	35
I.9.1.2 Filtres à résonateurs diélectriques .....	36
I.9.1.3 Filtres à guide d'ondes ondulé.....	37
I.9.1.4 Filtre à Iris.....	38
I.9.1.5 Filtre à iris couplés.....	39
I.9.1.6 Filtres SIW.....	40
<b>I.10 APPLICATIONS AUX TELECOMMUNICATIONS.....</b>	<b>41</b>
<b>I.11 CONCLUSION.....</b>	<b>42</b>
<b>I.12 BIBLIOGRAPHIE.....</b>	<b>43</b>
<b>CHAPITRE 2 SYNTHESE DES FILTRES VOLUMIQUES PASSE BANDE...45</b>	
<b>II.1 INTRODUCTION.....</b>	<b>46</b>
<b>II.2 TECHNOLOGIES DES FILTRES PASSIFS.....</b>	<b>48</b>
II.2.1 Technologie volumique .....	48
<b>II.3 ETUDE DES FILTRES VOLUMIQUES PASSE BANDE A IRIS.....</b>	<b>49</b>
II.3.1 Etapes de conceptions d'un filtre passe bande .....	49
II.3.2 Etude d'un filtre à guides d'ondes en bande X [8-12] GHz.....	50
II.3.3 Circuit équivalent de la structure proposée (Schématique).....	51
II.3.4 Mise en oeuvre (Simulation EM).....	52
II.3.5 Calcul et configuration de la cavité résonnante .....	53
II.3.6 Calcul du couplage d'entrée / sortie.....	53
II.3.7 Calcul des dimensions d'iris pour le couplage entre résonateurs .....	54
II.3.8 Conception du filtre passe bande à iris inductive symétrique dans la bande X.....	56
II.3.8.1 Filtre passe bande en technologie volumique.....	56
II.3.8.2 Cahier de charge .....	56

II.3.8.3 Réalisation du filtre volumique à iris dans la bande X.....	56
II.3.9 Conception du filtre à guides d'ondes rectangulaires à iris en bande Ku .....	58
II.3.9.1 Synthèse du filtre Tchebychev .....	58
II.3.9.2 Matrice de couplage et facteur de qualité.....	59
II.3.9.3 Circuit équivalent.....	59
II.3.9.4 Etude électromagnétique du filtre à guide rectangulaire en bande Ku [12-18] GHz.....	60
II.3.9.5 Calcul de couplage d'entrée / sortie.....	61
II.3.9.6 Couplage inter-résonateurs.....	62
II.3.9.7 Réalisation du filtre volumique à iris en bande Ku .....	63
II.3.10 Etude d'un filtre passe bande à iris inductif symétrique dans la bande Ka [26-40]GHz....	64
II.3.10.1 Cahier de charge.....	64
II.3.10.2 Conception du filtre volumique à iris en bande Ka.....	65
<b>II.4 FILTRES VOLUMIQUES A GUIDE D'ONDES A NERVURES.....</b>	<b>66</b>
II.4.1 Filtre volumique nervuré à large bande [3-9] GHz.....	67
II.4.2 Filtres à inserts métalliques.....	68
II.4.3 Filtres à cavités métalliques.....	69
II.4.4 Filtre à cavités métalliques cylindriques.....	70
II.4.5 Filtre à cavité résonnante.....	73
<b>II.5 CONCLUSION.....</b>	<b>74</b>
<b>II.6 BIBLIOGRAPHIE.....</b>	<b>74</b>
 <b>CHAPITRE 3 CONCEPTION DES FILTRES PASSE BANDE</b>	
 <b>EN TECHNOLOGIES VOLUMIQUES..</b>	
<b>III.1 INTRODUCTION.....</b>	<b>81</b>
<b>III.2 RESULTATS DE SIMULATION DES FILTRES VOLUMIQUES.....</b>	<b>85</b>
III.2.1 Filtres à guide d'onde rectangulaires à iris dans la bande-X [8-12]GHz.....	85

III.2.1.1 Simulation du filtre rectangulaire à 1 iris.....	85
III.2.1.2 Simulation du filtre rectangulaire à 2 iris.....	86
III.2.1.3 Simulation du filtre rectangulaire à 3 iris .....	87
III.2.1.4 Simulation du filtre rectangulaire à 4 iris.....	88
III.2.1.5 Simulation du filtre rectangulaire à 5 iris .....	90
III.2.1.6 Simulation du filtre rectangulaire à 6 iris.....	92
III.2.1.7 Simulation du filtre rectangulaire à 7 iris.....	93
III.2.1.8 Simulation du filtre rectangulaire à 8 iris .....	95
III.2.1.9 Simulation du filtre rectangulaire à 9 iris.....	97
III.2.1.10 Simulation du filtre rectangulaire à 10 iris.....	98
III.2.1.11 Simulation du filtre rectangulaire à 4 iris internes arrondis .....	102
III.2.1.11 Simulation du filtre rectangulaire à 4 iris à coins arrondis.....	103
III.2.1.12 Simulation du filtre rectangulaire à 4 iris à têtes externes arrondis .....	105
<b>III.3 FILTRES A GUIDES D'ONDES RECTANGULAIRES A IRIS DANS LA</b>	
<b>BANDE-KU [12-18]GHZ.....</b>	<b>108</b>
III.3.1 Simulation du filtre rectangulaire à 5 iris .....	108
III.3.2 Simulation du filtre rectangulaire à 5 iris à coins arrondis .....	110
<b>III.4 FILTRES A GUIDES D'ONDES RECTANGULAIRES A IRIS DANS LA</b>	
<b>BANDE-KA [33-38]GHZ.....</b>	<b>113</b>
III.4.1 Simulation du filtre rectangulaire à 1 iris .....	113
III.4.2 Simulation du filtre rectangulaire à 2 iris .....	115
III.4.3 Simulation du filtre rectangulaire à 3 iris.....	116
III.4.4 Simulation du filtre rectangulaire à 4 iris .....	117
III.4.5 Simulation du filtre rectangulaire à 5 iris.....	119
III.4.6 Simulation du filtre rectangulaire à 6 iris.....	121
III.4.7 Simulation du filtre rectangulaire à 4 iris à coins arrondis .....	123



III.4.8 Simulation du filtre rectangulaire à 4 iris à têtes externes arrondis .....	125
<b>III.5 FILTRE A GUIDE D'ONDES A NERVURES A LARGE BANDE [3-9] GHZ.....</b>	<b>128</b>
III.5.1 Simulation du filtre guides d'ondes rectangulaires à nervures.....	128
<b>III.6 FILTRE A GUIDE D'ONDES CAVITE METALLIQUES DANS LA BANDE</b>	
<b>[11.5-13.5] GHZ.....</b>	<b>131</b>
III.6.1 Simulation du filtre cavité métalliques étroite .....	131
III.6.2 Simulation du filtre cavité métalliques moyenne.....	133
III.6.3 Simulation du filtre large cavité métalliques .....	134
III.6.4 Simulation du filtre large cavité métalliques.....	136
III.6.5 Simulation du filtre 3 cavités métalliques .....	138
<b>III.7 SIMULATION DU FILTRE A 4 RESONATEURS A COINS ARRONDIS DANS</b>	
<b>LA BANDE-V [600-900] MHZ DANS LE DOMAINE UHF.....</b>	<b>140</b>
<b>III.8 SIMULATION DU FILTRE A INSERTS METALLIQUES.....</b>	<b>142</b>
<b>III.9 CONCLUSION.....</b>	<b>144</b>
<b>III.10 BIBLIGRAPHIE .....</b>	<b>144</b>
CONCLUSION GENERALE.....	146
ANNEXES.....	149

# **INTRODUCTION**

## **GENERALE**

# Introduction générale

Au milieu du 19<sup>ème</sup> siècle, les démonstrations théoriques et pratiques de J.C. Maxwell, H. Hertz et J. W. S. Rayleigh ont permis de développer les premiers systèmes microondes. Depuis de multiples applications dans le domaine militaire et des télécommunications ont vu le jour. Dans le cadre de l'essor des télécommunications, il est nécessaire de développer de nouveaux composants de plus en plus performants afin de permettre l'augmentation du nombre et de la qualité des services offerts. Les filtres constituent des éléments fondamentaux dans des nombreux systèmes de transmission en radiofréquences et en hyperfréquences (radio mobiles, satellites, radars...). De nos jours, les dispositifs hyperfréquences sont de plus en plus utilisés. Il devient donc primordial de pouvoir les simuler avec précision. Les filtres sont aujourd'hui présents dans pratiquement tous les équipements de télécommunication. L'application la plus importante est sans aucun doute celle liée au filtrage et au multiplexage fréquentiel des signaux, opération qui consiste tout d'abord à filtrer les signaux dans une bande de fréquence donnée selon les types d'applications souhaitées et ensuite à combiner en un seul signal une multitude de signaux indépendants, qui occupent dans le signal multiplexé une plage spectrale déterminée.

L'objectif de notre travail consiste à faire la synthèse des filtres volumiques en technologie guides d'ondes dans les différentes bandes de fréquences (S-X-Ku-Ka...) pour les systèmes de télécommunications, la validation de nos résultats a été réalisée à l'aide des deux logiciels de réalisation, de conception et de simulation *Ansoft HFSS* et aussi par le *CST Microwave Studio Suite*. Le manuscrit est organisé en trois chapitres :

Dans le premier chapitre, nous avons présenté un aperçu assez général sur les guides d'ondes rectangulaires et aussi circulaires dans différentes topologies, ensuite nous avons cité quelques filtres à base de guides d'ondes en technologies volumiques, planaires et SIW qui représentent les éléments principaux d'un système de communication. Nous avons également mis en évidence

l'importance de l'utilisation des méthodes de conception et de réalisation des filtres dans différentes technologies en citant comme exemple la méthode des éléments finies « MEF », la méthode des moments « MM » et la méthode des intégrales finies temporelles « FIT ». Nous avons donné aussi un bref aperçu sur la méthode d'optimisation des filtres comme celle des algorithmes génétiques AGs qui est une méthode très fiable.

Dans le second chapitre, nous allons présenter quelques notions de base sur la synthèse des filtres volumiques. Nous citons aussi des exemples de filtres volumiques dans les différentes bandes de fréquences comme celles des bandes (S, L, X, Ku et Ka) et qui seront réalisés par la suite.

Dans le troisième chapitre, l'objectif de notre travail consiste dans la conception, la simulation des différentes structures de filtres volumiques ensuite la présentation des résultats obtenus des différentes topologies de filtres en guides d'ondes volumiques sous l'environnement des deux logiciels Ansoft HFSS et CST Microwave Studio Suite ce qui nous permettra de faire une étude comparative entre les résultats des différentes structures de filtrages étudiées.

Enfin, nous terminerons ce travail par une conclusion générale et quelques perspectives de notre prochain projet que nous souhaiterons réaliser par la suite.

**CHAPITRE I**

**GENERALITES SUR LES FILTRES**

**EN TECHNOLOGIE GUIDES**

**D'ONDE**

## GENERALITES SUR LES FILTRES ENTECHNOLOGIE GUIDES D'ONDES

### I.1 INTRODUCTION

Les filtres hyperfréquences jouent un rôle essentiel dans les systèmes de télécommunication modernes. Ils permettent à de nombreuses applications (audio, vidéo, télécommunications, instrumentation, radars) de se partager et d'utiliser au mieux la ressource limitée qu'est le spectre, en permettant notamment de limiter les interférences des systèmes les uns par rapport aux autres [1].

La conception des filtres se fait en général en deux étapes : la synthèse et la mise en œuvre technologique. La synthèse du filtre nous permet d'identifier le circuit de filtrage et de définir les valeurs des impédances des éléments constitutifs du filtre en rapport avec les caractéristiques électriques à atteindre (bande passante, fréquence, niveau de réjection, etc.). La synthèse constitue alors le point de départ de la mise en œuvre technologique c'est à dire le choix de la topologie du filtre (volumique, planaire...). En effet, en fonction de la gamme d'impédances réalisables, de la faisabilité technologique et de la facilité d'implémentation, ceci est réalisé tant que pour la fonction en elle-même qu'au niveau de l'intégration du système, le concepteur choisira la technologie d'implantation [1].

### I.2 GENERALITE SUR LES GUIDES D'ONDES

#### I.2.1 Principe fondamentale

Afin d'éviter les formules complexes et éviter de faire face aux équations théoriques trop compliquées, on se concentre sur l'étude des caractéristiques de la propagation d'une onde électromagnétique dans un guide d'onde de section rectangulaire réalisé par quatre plans

parfaitement conducteurs. Cette géométrie illustrée par la figure I.1, fait que les ondes y sont relativement simples à décrire. De plus, c'est ce type de guides d'onde qui nous intéresse. Cependant, ce qui est vrai pour un guide de section rectangulaire reste valable aussi pour les autres types de guides, par exemple de section circulaire ou autres géométries. En outre, on a les mêmes caractéristiques sauf pour les équations qui deviennent plus complexes. Dans cette partie, on se focalise à une solution dite solution fondamentale transverse électrique TE et magnétique TM polarisée rectiligne.

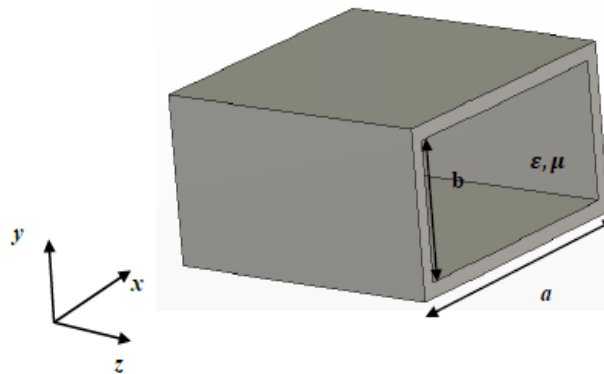


Figure I.1 : Guide d'onde rectangulaire.

### I.2.2 Conditions aux limites

Pour déterminer la solution fondamentale, nous fixons les conditions suivantes :

Premièrement, l'onde qui se propage à l'intérieur du guide d'ondes doit obéir aux mêmes propriétés électromagnétiques du vide. Deuxièmement, les conducteurs métalliques qui limitent le guide sont supposés parfaits, de sorte que le champ électromagnétique sera considéré comme nul aux parois du guide. L'existence d'une onde électromagnétique dans le guide revient à chercher des solutions à l'équation de propagation qui respectent ces conditions aux limites, c'est-à-dire : On suppose que la composante tangentielle de E est nulle sur les parois métalliques du guide (continuité de E) [2]. En se fixant certaines hypothèses simplificatrices, on obtient la solution fondamentale suivante :

$$\vec{E} = E_0 \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) \sin(\omega t - kz) \vec{e}_y \quad (I.1)$$

$E_0$  : vecteur constant

$\omega$ : Pulsation de la fonction sinusoïdale

$k$ : Vecteur d'onde

$\omega - kz$  : Phase instantanée.

### I.2.3 Conditions de propagation

A partir de l'équation aux dérivées partielles vérifiée par  $E$  dans le guide d'onde, on peut établir la relation de dispersion entre  $k$  et  $\omega$  [3].

$$\Delta(\vec{E}) - \frac{1}{c^2} \frac{d^2 \vec{E}}{dt^2} = \vec{0} \quad (I.2)$$

$$\Delta(E_y) - \frac{1}{c^2} \frac{d^2 E_y}{dt^2} = 0 \quad (I.3)$$

Avec:

$$\Delta(E_y) = \frac{d^2 E_y}{dx^2} + \frac{d^2 E_y}{dy^2} + \frac{d^2 E_y}{dz^2} \quad (I.4)$$

On en déduit la relation de dispersion :

$$-\frac{\pi^2}{a^2} k^2 + \frac{\omega^2}{c^2} = 0 \quad (I.5)$$

L'onde se propage effectivement si et seulement si  $k$  est réel, donc on peut tirer à partir de l'équation (I.5) une certaine pulsation spécifique  $\omega_c$  en dessous de laquelle aucune onde ne peut se propager nommée *pulsation de coupure*  $\omega_c$ . La pulsation de coupure dépend principalement des dimensions et de la section du guide, tenant compte  $a > b$ , et  $b = 0$ , car le mode dominant est le  $TE_{10}$  [3].

$$\omega > \omega_c = \frac{\pi c}{a} \quad (I.6)$$

### I.2.4 Structure du champ magnétique de l'onde guidée

Pour exprimer le champ magnétique à partir du champ électrique (équation I.1), il est préférable d'utiliser l'équation de Maxwell-Faraday  $[\text{rot}(\vec{E})] = (-\frac{\partial \vec{B}}{\partial t})$  puis de l'intégrer par rapport au temps.

$$\text{rot}(\vec{E}) = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = \begin{cases} -\frac{\partial E_y}{\partial z} \\ kE_0 \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) \cos(\omega t - kz) \\ \frac{\pi}{a} E_0 \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) \sin(\omega t - kz) \\ \frac{\partial E_y}{\partial z} \end{cases} \quad (I.7)$$



$$\text{Qui conduit à : } \vec{B} = \begin{cases} -\frac{k}{\omega} E_0 \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) \sin(\omega t - kz) \\ 0 \\ \frac{\pi}{\omega a} E_0 \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) \cos(\omega t - kz) \end{cases} \quad (\text{I.8})$$

Les constantes d'intégration sont nulles, car on ne s'occupe que de la propagation du champ électromagnétique.

L'existence de la composante longitudinale B suivant la direction de propagation z s'interprète par le fait que l'onde dans le guide résulte de la superposition de deux ondes planes transverses, chacune venant de la réflexion de l'autre sur les plans métalliques en  $x = 0$  et  $x = a$ . On peut alors écrire  $\vec{E}$ , qui fait apparaître les champs associés à deux ondes planes progressives polarisées rectilignement suivant  $O_y$ , de vecteurs d'ondes  $\vec{k}_1$  et  $\vec{k}_2$ , sous la forme suivante :

$$\vec{E} = \left\{ \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{E_0}{2} \cos(\omega t - \frac{\pi}{a} x) \\ 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{E_0}{2} \cos(\omega t - \frac{\pi}{a} x) \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \right\} \quad (\text{I.9})$$

$$\vec{k}_1 = \frac{\pi}{a} \vec{e}_x + k \vec{e}_z \text{ et } \vec{k}_2 = -\frac{\pi}{a} \vec{e}_x + k \vec{e}_z \quad (\text{I.10})$$

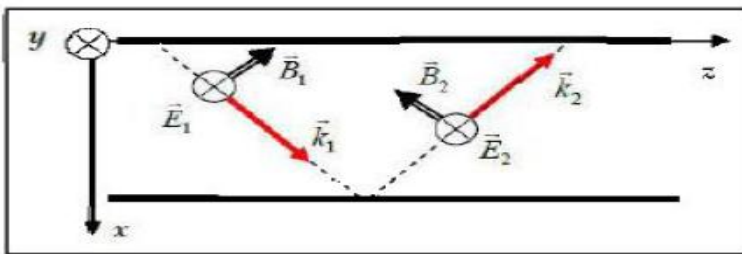


Figure I.2 : Décomposition de l'onde à l'intérieur d'un guide d'onde rectangulaire.

### I.2.5 Vitesse de phase

La vitesse de phase de l'onde électromagnétique dans le guide s'écrit :

$$v_\varphi = \frac{\omega}{k} = \frac{c}{\sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2}} \quad (\text{I.11})$$

On constate que la vitesse de phase dépend de  $\omega$  donc la propagation est dispersive. De plus, la vitesse de phase est supérieure à celle de la lumière dans le vide  $v_\varphi > c$  alors que la théorie de la relativité interdit la propagation de toute forme d'énergie supérieure à  $(c)$ . Cette valeur n'est pas

fausse car la « phase » de l'onde ne transporte pas l'information associée à l'onde, c'est-à-dire son énergie [3].

### I.2.6 Vitesse de groupe

Soit  $v_e$  la vitesse de propagation de l'énergie s'écrit :

$$v_e = \frac{1}{\epsilon_0 \mu_0} \frac{k}{\omega} = \frac{k}{\omega} c^2 \quad (I.12)$$

On constate que la vitesse de propagation de l'énergie dans le guide d'ondes est inférieure à  $c$ .

On rappelle que la vitesse de groupe est définie comme :

$$v_g = v_e = \frac{kc^2}{\omega} \quad (I.13)$$

### I.2.7 Interprétation géométrique : vitesse de phase et vitesse de groupe

Afin de mieux comprendre la différence entre la vitesse de phase et de groupe, on peut simplifier la représentation du champ électrique montrée dans la figure I.3.

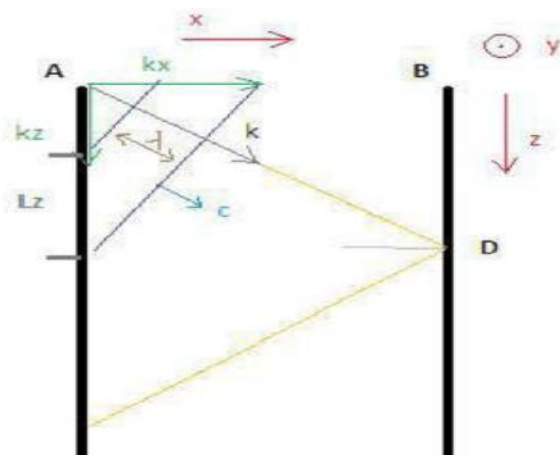


Figure I.3 : Différence vitesse de phase et vitesse de groupe.

La figure I.3 montre une vue de dessus pour notre guide d'ondes. Le vecteur  $k$  représente le chemin de propagation d'une onde plane transverse. On remarque que le vecteur  $k$  a une composante selon l'axe  $x$  et une autre selon l'axe  $z$  mais, il n'a pas de composante selon l'axe  $y$ . L'onde électromagnétique se propage dans la direction de  $k$  et les plans en couleur bleue perpendiculaires à la direction de propagation représentent les plans d'onde. Ces derniers sont des plans espacés par une distance égale à la valeur de la longueur d'onde.

### I.2.8 Généralisation : Modes de propagation

Les champs électromagnétiques E, B qui peuvent se propager dans le guide doivent vérifier à la fois les équations de Maxwell et les conditions aux limites fixées par les parois du guide suivant les trois directions. En réalité, il existe plusieurs solutions possibles de E et de B et ce type d'ondes s'appellent des « modes ». Un mode de propagation est déterminé à travers deux entiers positifs n et m. Pour généraliser, ces solutions sont classées en deux familles :

- TE<sub>mn</sub> (transversal électrique), où m, n = 0, 1, 2, . . . sont des entiers positifs ou nuls, le cas de m = n = 0 étant exclu.
- TM<sub>mn</sub> (transversal magnétique), où m, n = 1, 2, 3, . . . sont des entiers strictement positifs.

Chaque mode est caractérisé par une fréquence de coupure spécifique :

Donc l'expression de la fréquence de coupure dans le vide s'écrit comme suit :

$$f_{c,m,n} = \frac{c}{2} \sqrt{\frac{m^2}{a^2} + \frac{n^2}{b^2}} \quad (\text{I.14})$$

### I.2.9 Interprétation géométrique des valeurs m et n

On s'intéresse à la solution transverse électrique du champ E entre les deux plans métalliques. Le champ E s'écrit sous la forme suivante :

$$E(x,y,t) = E y_0 \cos(\omega t - k_z Z) \sin(k_x x) \vec{y} \quad (\text{I.15})$$

L'équation du champ E montre que l'onde est progressive selon z et stationnaire suivant x.

Avec :

$$\omega^2 = (k_x^2 + k_z^2) c^2 \quad c^2 = \frac{1}{\epsilon_0 \mu_0} \quad (\text{I.16})$$

Maintenant, afin que le champ E vérifie les conditions aux limites, il faut que E soit nul en x=0 et x=a, ce qui donne  $k_x = \frac{n\pi}{a}$ ,  $k_z = 0$  ou n spécifie le mode.

La figure I.4 met en valeur la différence entre les répartitions du champ E suivant l'axe OX. On remarque que les conditions aux limites sont respectées pour les deux modes.

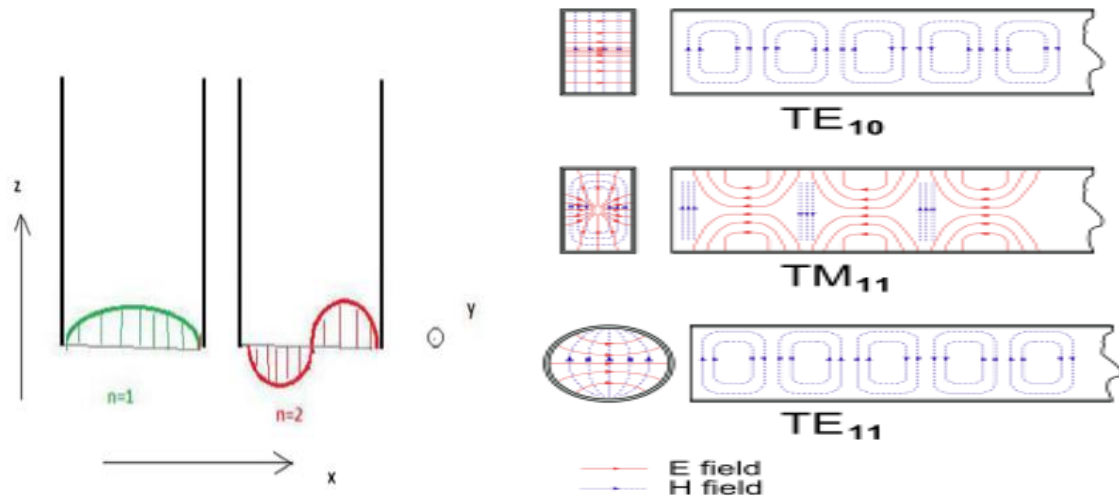


Figure I.4 : interprétation géométrique des Modes propagation.

### I.3 GUIDES D'ONDES RECTANGULAIRES

Le guide d'ondes rectangulaire est l'un des premiers types des lignes de transmission utilisées pour transporter des signaux hyperfréquences. Plusieurs composants, tels que des coupleurs, déphaseurs, ou atténuateurs sont disponibles commercialement pour des fréquences de 1GHz à plus de 220 GHz. Bien que les circuits hyperfréquences sont de plus en plus miniaturisés ; les guides rectangulaires sont encore utilisés à cause de leur capacité à transporter des grandes puissances [4].

On suppose que le guide rectangulaire est rempli d'un diélectrique ayant une permittivité  $\epsilon$  et une perméabilité  $\mu$ . Par convention, le côté le plus long du guide est sur l'axe  $x$ , d'où  $a > b$ .

La représentation du champ électromagnétique dans un guide rectangulaire régie par les équations de Maxwell [4] données par :

$$\overline{rot} \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \tag{I.17}$$

$$\overline{rot} \vec{B} = \vec{j} \mu_0 + \epsilon_r \epsilon_0 \mu_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \tag{I.18}$$

$$\text{div} \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon} \tag{I.19}$$

$$\text{div} \vec{H} = 0 \tag{I.20}$$

On note,  $\rho$ : La densité volumique de charge électrique.

$\vec{j}$  : Le vecteur densité de courant.

$\vec{E}$ : Le vecteur champ électrique.

$\vec{B}$ : Le pseudo-vecteur induction magnétique.

$\epsilon_0$  : La permittivité diélectrique du vide.

$\mu_0$  : La perméabilité magnétique du vide.

Les équations de propagation des champs électrique  $\vec{E}$  et magnétique  $\vec{H}$  sont données par :

$$\nabla^2 \vec{E} + \omega^2 \epsilon \mu \vec{E} = 0 \quad (\text{I.21})$$

$$\nabla^2 \vec{H} + \omega^2 \epsilon \mu \vec{H} = 0 \quad (\text{I.22})$$

$\omega$  Représente la pulsation de l'onde:

$$\omega = 2\pi f \quad (\text{I.23})$$

Nous trouvons trois types de mode de propagation pour un guide d'ondes rectangulaire :

- L'onde transverse électrique TE caractérisée par  $E_z=0$  et  $H_z \neq 0$ .
- L'onde transverse magnétique TM caractérisée par  $H_z=0$  et  $E_z \neq 0$ .
- L'onde hybride caractérisée par  $E_z \neq 0$  et  $H_z \neq 0$ .
- Le mode transverse électromagnétique TEM ( $E_z=H_z=0$ ) ne peut pas exister dans un guide

fermé en raison de ses parois qui forment une équipotentielle dans un plan perpendiculaire à la direction de propagation.

### I.3.1 Étude des modes TE

Dans le cas de propagation des modes TE on a :  $E_z(x, y) = 0$  et  $H_z \neq 0$ .

$$H_z(x, y) \text{ doit satisfaire : } \frac{\partial^2 H_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial y^2} + K^2 H_z = 0 \text{ avec } \frac{\partial H_z}{\partial n} = 0$$

La solution  $H_z$  s'écrit sous la forme :  $H_z(x, y) = H_0 \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-\alpha z} e^{-j(\omega t - \beta z)}$

$$H_z(x, y) = H_z^* \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (\text{I.24})$$

$$k_c^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 \quad (\text{I.25})$$

À partir de ces relations on peut déduire toutes les composantes des modes TE existant dans le guide rectangulaire c'est-à-dire les modes  $TE_{mn}$  avec  $m$  et  $n$  des entiers positifs.

Les expressions du champ électromagnétique de ces modes sont :

$$E_x(x,y)=H_z^* \frac{J\omega\tau}{K^2} \frac{n\pi}{b} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (I.26)$$

$$E_y(x,y)=-H_0^* \frac{J\omega\tau}{K^2} \frac{m\pi}{a} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (I.27)$$

$$E_z(x,y)=0 \quad (I.28)$$

$$H_x(x,y)=H_0^* \frac{\gamma}{K^2} \frac{m\pi}{a} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (I.29)$$

$$H_y(x,y)=H_0^* \frac{\gamma}{K^2} \frac{n\pi}{b} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (I.30)$$

$$H_z(x,y)=H_z^* \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (I.31)$$

### I.3.2 Étude des modes TM

Les ondes TM sont caractérisées par  $H_z = 0$  et  $E_z \neq 0$ , tel que le champ magnétique seulement est orthogonal à l'axe de propagation.

$E_z(x, y)$  doit satisfaire :  $\frac{\partial^2 E_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial y^2} + K^2 E_z = 0$  avec  $E_z = 0$  sur les parois du guide.

Pour une largeur du guide  $a$  et une hauteur  $b$  les conditions de continuité sur les parois du guide nous permettons d'extraire l'expression de différentes composantes des champs de l'onde :

$$E_z(x,y)=E_0^* \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (I.32)$$

$$E_x(x,y)=-E_0^* \frac{\gamma}{k^2} \frac{m\pi}{a} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (I.33)$$

$$E_y(x,y)=-E_0^* \frac{\gamma}{k^2} \frac{n\pi}{b} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (I.34)$$

$$H_x(x,y)=E_0^* \frac{J\omega\varepsilon}{k^2} \frac{n\pi}{b} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (I.35)$$

$$H_y(x,y)=-E_0^* \frac{J\omega\varepsilon}{k^2} \frac{m\pi}{a} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (I.36)$$

## I.4 GUIDES D'ONDES A IRIS

### I.4.1 discontinuités en guides d'ondes

Une discontinuité est une modification opérée à l'intérieur du guide d'ondes. Cette modification peut être un changement de géométrie, de direction de propagation ou de l'un des paramètres physiques (permittivité, perméabilité) qui affectent la symétrie de translation de la structure de guidage et entraînent des réflexions d'énergie, donc apparition d'une impédance au niveau de la discontinuité.

Dans notre travail, nous nous intéressons aux obstacles uni-axiaux qui sont des discontinuités à une

seule direction. Ces obstacles de nature réactives seront utilisés pour la conception de filtres passe bande à iris inductifs [5].

#### I.4.2 Iris inductifs

##### a) Iris inductif symétrique

L'iris inductif symétrique est le type le plus commun de discontinuités réactives utilisées dans un guide rectangulaire. Dans cette configuration, les plaques métalliques sont placées sur les côtés du guide d'ondes rectangulaire en une ligne. Comme ils sont placés le long de  $H_x$  et à travers  $H_z$ , ils produisent un effet inductif. Cette configuration est représentée sur la figure I.5.

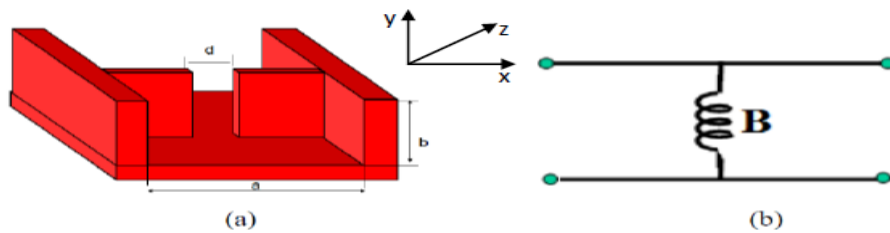


Figure I.5:(a). Guide d'onde à iris Symétrique inductive, (b). Circuit équivalent.

La relation entre la susceptance normalisée B et la distance d entre les iris de type 1 est donnée par l'équation (I.37) [6] :

$$B = \frac{2\pi}{\beta a} \cot^2 \left( \frac{\pi d}{2a} \right) \left[ 1 + \frac{a\gamma_3 - 3a}{4\pi} \sin^2 \left( \frac{\pi d}{a} \right) \right] \quad (I.37)$$

Où :

$$\beta = \sqrt{\omega^2 \varepsilon \mu - \left( \frac{\pi}{a} \right)^2}, \quad \gamma_3 = \sqrt{\left( \frac{3\pi}{a} \right)^2 - \omega^2 \varepsilon \mu} \quad (I.38)$$

Une autre équation de cette relation trouvée dans la littérature est [7] :

$$B = \frac{\lambda_z}{a} \cot^2 \left( \frac{\pi d}{2a} \right) \text{ et } \lambda_z = \frac{2\pi}{\beta} \quad (I.39)$$

##### b) Iris inductif non-symétrique

L'iris inductif non-symétrique est la configuration où les plaques métalliques sont placées sur un seul côté du guide d'onde rectangulaire. Comme ils sont placés le long de  $H_x$  et à travers  $H_x$ , ils produisent un effet inductif. Cette configuration est représentée dans la figure I.6

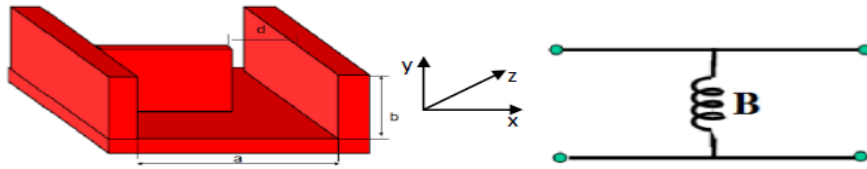


Figure I.6: (a) Guide d'onde basé sur l'iris non-Symétrique inductive, (b) Circuit équivalent.

La relation entre la susceptance normalisée B et la distance d entre les iris de type 2 est donnée par l'équation (I.40) [6] :

$$B = \frac{2\pi}{\beta a} \cot^2\left(\frac{\pi d}{2a}\right) \left[1 + \csc^2\left(\frac{\pi d}{a}\right)\right] \quad , \text{Où : } \csc\theta = \frac{1}{\sin\theta} \quad (\text{I.40})$$

### I.4.3 Post inductif

Le post inductif est la configuration dans laquelle les postes métalliques sont placés le long du guide d'onde au milieu. Comme ils sont placés le long de  $H_x$  et à travers  $H_z$  , ils produisent un effet inductif. Cette configuration est représentée dans la figure I.7.

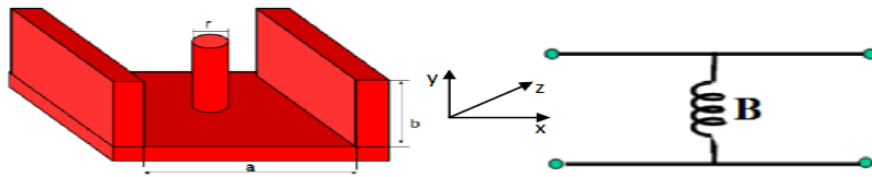


Figure I.7:(a) Guide d'onde basé sur post inductif, (b) Circuit équivalent.

La relation entre la susceptance normalisée B et le rayon du post de type 3 est donnée par l'équation (I.41) [6] :

$$B = \frac{4\pi}{\beta a} \left[ \ln\left(\frac{a}{\pi r}\right) - 1 \right] \quad (\text{I.41})$$

Une autre équation de cette relation trouvée dans la littérature est donnée par [6] :

$$B = \frac{2\lambda_z}{a \left[ \ln\left(\frac{2a}{\pi r}\right) - 2 \right]} \quad (\text{I.42})$$



## I.4.4 Les iris capacitifs

### a) Iris capacitif symétrique

Dans cette configuration, les plaques métalliques sont placées sur les côtés supérieur et inférieur du guide d'ondes rectangulaire en une ligne. Comme ils sont placés le long de  $E_y$ , ils produisent un effet capacitif. Cette configuration est représentée ci-dessous dans la figure I.8.

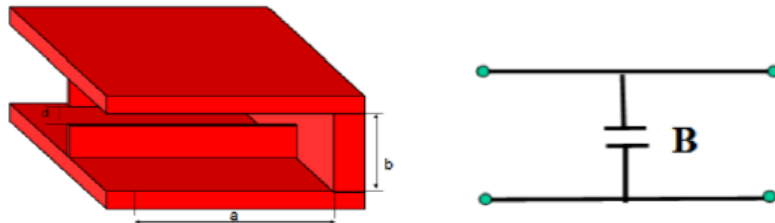


Figure I.8: (a) Guide d'onde basé sur l'iris symétrique.

La relation entre la susceptance normalisée  $B$  et la distance  $d$  entre les iris de type 4 est donnée par l'équation (I.43) [6] :

$$B = \frac{2\beta b}{\pi} \ln \left( \csc \left( \frac{\pi d}{2b} \right) + \left( \frac{2\pi}{b\gamma_2} - 1 \right) \cos^4 \left( \frac{\pi d}{2b} \right) \right) \quad (\text{I.43})$$

Où :

$$\gamma_2 = \sqrt{\left( \frac{2\pi}{b} \right)^2 - \beta^2} \quad (\text{I.44})$$

Une autre équation de cette relation trouvée dans la littérature est donnée par [7] :

$$B = \frac{4b}{\lambda_z} \ln \left( \csc \left( \frac{\pi d}{2b} \right) \right) \quad (\text{I.45})$$

### b) Iris capacitif non-symétrique

L'iris capacitif non-symétrique est donné par la configuration où les lentilles sont placées, soit sur le plafond ou sur le plancher du guide d'onde rectangulaire. Comme ils sont placés le long de  $E_y$ , ils produisent un effet capacitif sur l'onde EM se propageant le long du guide d'ondes. Cette configuration est représentée dans la figure I.9.

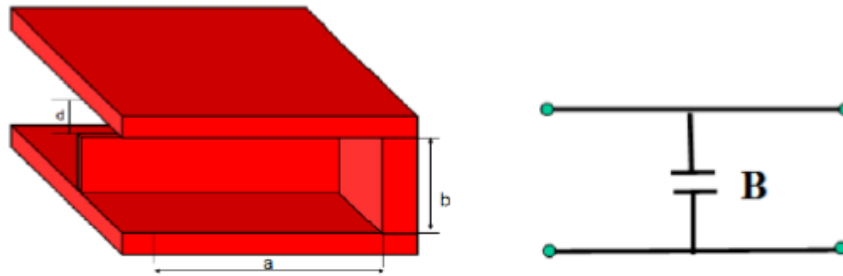


Figure I.9 : (a) Guide d'onde basé sur l'iris non-symétrique capacitif, (b) Circuit équivalent.

La relation entre la susceptance normalisée B et la distance d entre les iris de type 5 est donnée par l'équation (I.46) [7] :

$$B = \frac{4\beta b}{\pi} \ln \left( \csc \left( \frac{\pi d}{2b} \right) + \left( \frac{\pi}{b\gamma_1} - 1 \right) \cos^4 \left( \frac{\pi d}{2b} \right) \right) \quad (\text{I.46})$$

$$\gamma_1 = \sqrt{\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 - \beta^2} \quad (\text{I.47})$$

Ou comme sur [6] :  $B = \frac{8b}{\lambda_z} \ln \left( \csc \frac{\pi d}{2b} \right)$  (I.48)

#### I.4.5 Post capacitif

Le post capacitif correspond à la configuration dans laquelle les postes métalliques sont placés le long des côtés du guide d'onde au centre. Comme ils sont placés le long de  $E_y$ , ils produisent un effet capacitif sur le champ EM, se déplaçant le long du guide d'ondes. Cette configuration est représentée dans à figure I.10.

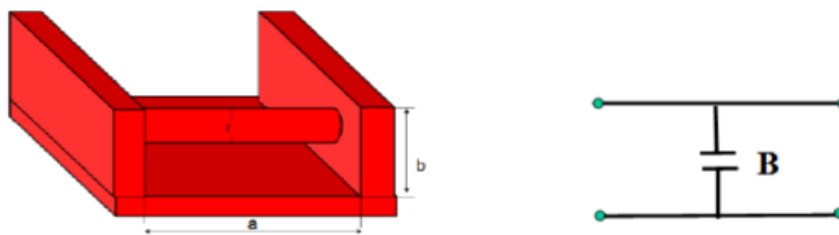


Figure I.10: (a) Guide d'onde basé sur post capacitif, (b) Circuit équivalent.

### I.5 GUIDES D'ONDES A NERVURES

Les guides nervurés ont fait l'objet de nombreuses études. En effet Cohn en 1947 a utilisé la méthode de résonance transverse pour calculer les fréquences de coupure en fonction des paramètres géométriques des guides rectangulaires nervurés [8].

Combinant la méthode de résonance transverse et la méthode de Galerkin, en 1971, Montgomery a déterminé les champs électromagnétiques des modes transverses TE et TM dans le guide nervuré [9]. En 1985, Utsimi a évalué approximativement, les fréquences de coupures et les champs dans les guides rectangulaires à simple et double nervures, pour diverses largeurs de nervures, en se basant sur une approche variationnelle [10], cette approche présente l'avantage de réduire considérablement le temps de calcul.

En 1996 Amari et al ont analysé un guide rectangulaire nervuré non symétrique et déterminé les champs des modes TE et TM de la structure [11]. Ces guides présentent une faible impédance d'onde, comparés aux guides d'ondes rectangulaires classiques, ce qui permet de réaliser de bonnes transitions avec les lignes de transmission planaires ; la fréquence de coupure du mode fondamental est assez basse permettant d'élargir la bande passante et de réaliser des composants de taille réduite et moins encombrants.

Les guides d'ondes à nervures sont les guides les plus utilisés dans la réalisation de filtres micro-ondes à nervures et les duplexeurs en guide commun [12]-[13]-[14]-[15]. Le filtre à nervures où à iris est un filtre qui comporte plusieurs cavités résonnantes couplées par des iris métalliques. Avant d'aborder la conception de ces filtres, nous allons présenter des discontinuités en guide à nervures afin de montrer l'influence des formes de nervures sur les paramètres de dispersion S.

### I.5.1 Guides d'ondes rectangulaires à nervure

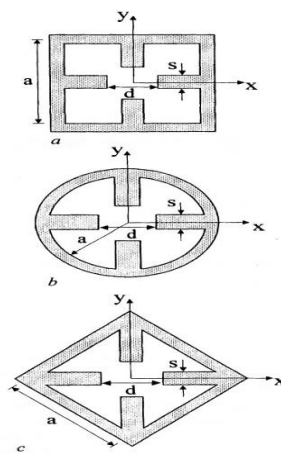


Figure I.11 Guides d'ondes rectangulaires et circulaires. (16)

Il existe plusieurs types d'iris, nous citons parmi elles, les iris rectangulaires, trapézoïdaux, triangulaires ou angulaires. La géométrie de la structure étudiée est présentée sur la figure I.12. Elle se compose de deux iris rectangulaires métalliques insérés dans le plan H d'un guide rectangulaire vide de type WR75, de section transversale  $a \times b$  avec  $a = 2b = 19.05 \text{ mm}$ . La bande de fonctionnement du mode fondamental de ce guide est entre 10 et 15 GHz.

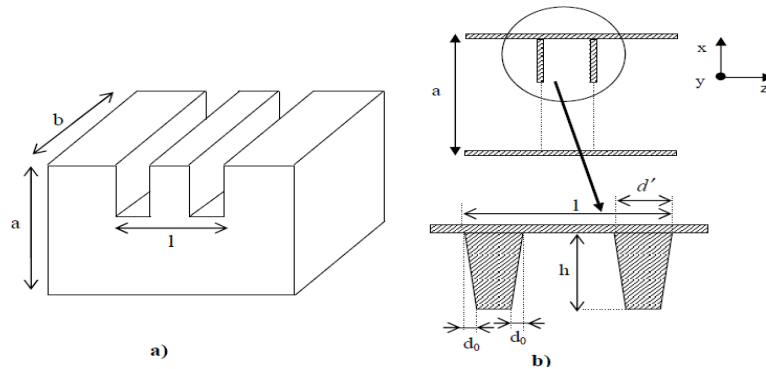


Figure I.12: (a) Iris dans un guide d'onde rectangulaire, (b) Section transversale des iris.

L'iris a une hauteur  $h = 8.5 \text{ mm}$ ,  $d_0$  est le paramètre de notre étude. Les extrémités des iris sont séparées par une distance  $l = 7 \text{ mm}$ , chaque iris a une largeur  $d' = 1.2 \text{ mm}$ . Ces dimensions sont prises dans la référence [17]. Nous supposons que tous les murs métalliques sont des conducteurs parfaits, le mode  $TE_{10}$  est le mode fondamental incident dans la jonction. Puisque cette jonction est symétrique le long de la direction y, seuls les modes  $TE_{m0}$  peuvent être excités dans le guide d'onde. Nous représenterons par la suite les formes triangulaires, trapézoïdale des iris.

### I.5.2 Guide d'onde à iris triangulaire

L'iris triangulaire est obtenue, quand le paramètre  $d_0 = 0.6 \text{ mm}$  et  $d' = 1.2 \text{ mm}$  (figure I.13).

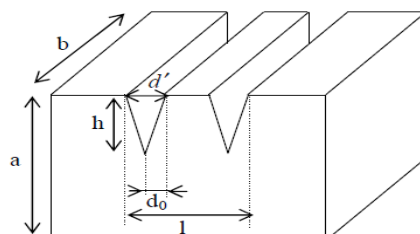


Figure I.13 : Guide d'onde à iris triangulaire.

### I.5.3 Guide d'onde à iris trapézoïdale

Si nous changeons la valeur du paramètre  $d_0 = 0.2 \text{ mm}$ , nous obtenons un iris de forme trapézoïdale (figure I.14).

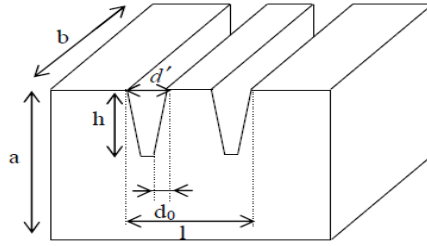


Figure I.14 : Guide d'onde à iris trapézoïdale.

## I.6 GUIDES D'ONDES CIRCULAIRES

Le guide d'onde circulaire est un tube cylindrique qui peut aussi supporter des ondes TE et TM. Le mode de fonctionnement est semblable à celui du guide rectangulaire. Cependant, la rigidité d'une telle structure est difficile à assurer, et ce type de guide est moins utilisé en pratique.

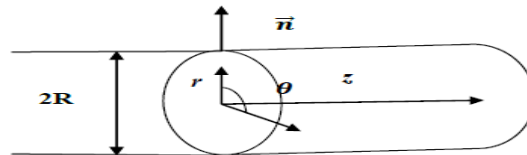


Figure I.15 : Section transversale d'un guide d'onde circulaire.

Dans cette section, un point est repéré par des coordonnées polaires  $(r, \theta)$ , comme pour le guide d'onde rectangulaire, on suppose que les parois métalliques sont parfaitement conductrices et que l'onde se propage suivant l'axe  $(oz)$ .

La solution générale de l'équation de propagation dans le guide d'onde cylindrique est reconfigurée d'après l'équation d'Helmholtz donnée par :

$$\Delta_t T(r, \theta) + k_c^2 T(r, \theta) = 0 \quad (\text{I.49})$$

Avec :

$$\Delta_t = \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left( r \frac{\partial}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2}{\partial \theta^2} \quad (\text{I.50})$$

$T(r, \theta)$  : représente l'une des composantes longitudinales des champs électromagnétiques  $(\vec{E} \text{ ou } \vec{H})$ .

La résolution de l'équation (I.50) est calculée par la méthode de séparation de variable pour obtenir une solution de la forme :

$$T(r, \theta) = A_n j_n(k_c r) e^{-jn\theta} \quad (\text{I.51})$$

$j_n(k_c r)$  : représente la fonction de Bessel de première espèce d'ordre  $n$ .

### I.6.1 Expression du champ pour le mode TM<sub>m,n</sub>

Le guide d'ondes circulaire ne peut propager que les ondes vérifiant :

$$K > K_C = \frac{x_{nm}}{a} \quad (I.52)$$

$x_{nm}$  : sont les racines correspond à un mode de propagation.

Notons qu'à l'intérieur du guide  $H_z = 0$ ,  $E_z = E_0 J_n(k_c r) e^{-jn\theta}$ , ce qui implique l'application des conditions aux limites sur les parois donne :  $r=a$  :  $E_z = 0$  et  $\frac{\partial H_z}{\partial n} = 0$

D'où :

$$E_z = E_0 J_n(k_c r) e^{-jn\theta} \quad (I.53)$$

$$E_z(r, \theta) = -E_0 \frac{\gamma}{k_c} J_n(k_c r) e^{-jn\theta} \quad (I.54)$$

$$E_\theta(r, \theta) = j E_0 \frac{\gamma n}{k_c^2 r} J_n(k_c r) e^{-jn\theta} \quad (I.55)$$

$$H_r(r, \theta) = E_0 \frac{\omega \epsilon n}{k_c^2 r} J_n(k_c r) e^{-jn\theta} \quad (I.56)$$

$$H_\theta(r, \theta) = -j E_0 \frac{\omega \epsilon}{K_C} J_n(k_c r) e^{-jn\theta} \quad (I.57)$$

### I.6.2 Expression du champ pour le mode TE<sub>n,m</sub>

Pour le mode transverse électrique  $E_z = 0$ , le vecteur normal  $\vec{n}$  suivant la direction du rayon du guide d'ondes cylindrique prendre en compte la condition aux limites  $\frac{\partial H_z}{\partial r} = 0$ . Les longueurs d'ondes

de coupures sont données par :  $k_c = \frac{x'_{nm}}{a}$

$$E_z(r, \theta) = 0 \quad (I.58)$$

$$E_r(r, \theta) = -H_0 \frac{\omega \mu n}{k_c^2 r} J_n(k_c r) e^{-jn\theta} \quad (I.59)$$

$$E_\theta(r, \theta) = j H_0 \frac{\omega \mu}{k_c} J_n(k_c r) e^{-jn\theta} \quad (I.60)$$

$$H_r(r, \theta) = -H_0 \frac{\gamma}{k_c} J_n(k_c r) e^{-jn\theta} \quad (I.61)$$

$$H_\theta(r, \theta) = j H_0 \frac{\gamma n}{k_c^2 r} J_n(k_c r) e^{-jn\theta} \quad (I.62)$$

$$H_z = H_0 J_n(k_c r) e^{-jn\theta} \quad (I.63)$$

### I.6.3 Guide d'ondes cylindrique à nervure

D'une manière analogue à celle utilisée précédemment pour l'analyse des guides d'ondes rectangulaires à nervures dans le plan H, cette fois ci, la discontinuité est formée d'un iris circulaire placé entre deux guides cylindriques concentriques de diamètre  $D_1 = 26.8$  mm (figure I.16). Cette structure a été étudiée par Guillot et Vuong [18] [19]. La matrice  $[S]$  globale est obtenue par le chaînage de la matrice  $S$  de chaque discontinuité élémentaire de la structure. Le mode fondamental se propageant dans la structure est le mode  $TE_{11}$ , ce mode permet d'exciter les modes de type  $TE_{1n}$  et  $TM_{1n}$  ( $n$  impair) dans la structure.

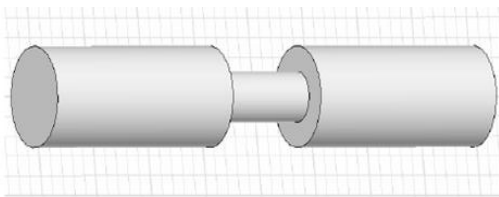


Figure I.16.a : Conception d'un guide à iris circulaire sous HFSS.

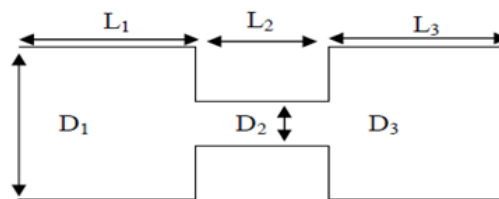


Figure I.16.b : Structure et géométrie d'un guide à iris circulaire.

## I.7 GENERALITES SUR LE FILTRAGE

### I.7.1 Définition du filtrage

Le filtrage est l'action qui sert à éliminer une fréquence ou une bande de fréquence, ou inversement, à favoriser une fréquence ou une bande de fréquences. Autrement dit, c'est l'action de modifier les composantes spectrales d'un signal électrique. On distingue quatre familles de filtres, selon qu'ils favorisent ou défavorisent les composantes spectrales d'un signal dans une bande de fréquences :

- les filtres passe-bas qui transmettent des signaux de fréquence inférieure à une certaine fréquence  $f_c$ , appelée fréquence de coupure.
- les filtres passe-haut qui transmettent des signaux de fréquence supérieure à la fréquence de coupure  $f_c$ .
- les filtres passe-bande qui transmettent des signaux de fréquence comprise entre deux fréquences limitent  $f_1$  et  $f_2$ .
- les filtres coupe-bande qui représentent des filtres du type des filtres passe bande.

## I.7.2 Définition du filtre

Un filtre idéal est un système qui transmet sans déformation tout signal dont le spectre utile se trouve dans l'intervalle de pulsations ( $\omega_1$  et  $\omega_2$ ) et élimine totalement tout signal dont le spectre est situé en dehors de l'intervalle ( $\omega_1$  et  $\omega_2$ ).

Suivant les valeurs de  $\omega_1$  et  $\omega_2$ , on peut déterminer les catégories du filtre. La figure I.17 représente les variations de module  $|H(j\omega)|$  de la transmittance du filtre idéal correspondant à chaque catégorie.

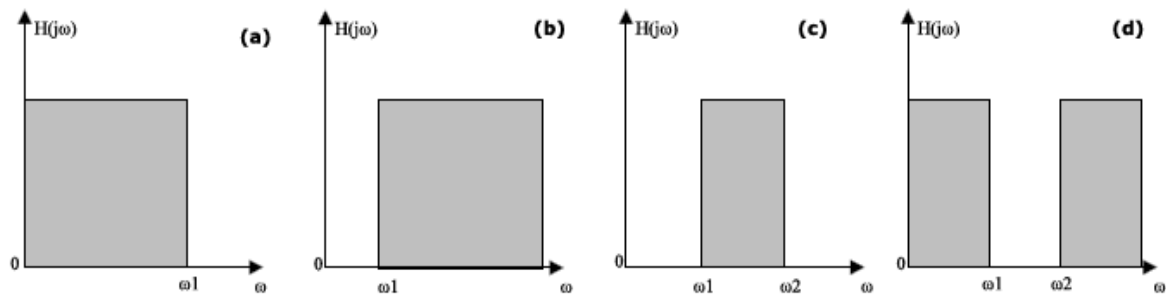


Figure I.17 : Gabarit en transmission des filtres idéaux : passe-bas (a), passe-haut (b), passe-bande (c) et coupe-bande (d).

Les filtres sont donc des dispositifs qui sélectionnent, éliminent ou séparent des signaux dans des fréquences prédéfinis. Ils constituent donc des éléments fondamentaux dans de nombreux systèmes de transmission en radiofréquence et en hyperfréquence (radio-mobiles, satellites, radars...).

## I.7.3 Rôle du filtre

Le rôle du filtre dans le système est fondamental puis qu'il s'agit de débarrasser d'un signal utile de toutes les composantes parasites qui peuvent provenir de sources diverses. Elles peuvent être externe 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 par le système, l'apparition de fréquences parasites, dites images, est un problème. Les signaux émis et reçus sont des 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.



## **I.8 FILTRES MICRO-ONDES**

### **I.8.1 Différents types des filtres micro-ondes**

Un des problèmes fondamentaux dans la réalisation des filtres reste leurs pertes d'insertion. Les résonateurs utilisés dans un filtre micro-onde ont un facteur de qualité à vide fini qui dépend de leur réalisation physique. Les pertes d'insertion dans un filtre passe bande sont inversement proportionnelles à la largeur de bande du filtre, au facteur de résonance  $Q$  et aux nombres de résonateurs utilisés. Ainsi pour des applications à bande très étroite, il faut employer des résonateurs à facteurs de qualité très élevés afin de réaliser un filtre passe-bande à faibles pertes [20].

En outre, la sélectivité du filtre peut être améliorée en augmentant le nombre de résonateurs, cette augmentation rend le filtre plus long et les pertes deviennent plus importantes [21]. De nombreuses technologies ont été développées en hyperfréquences afin de remédier à ces problèmes [21].

Dans les paragraphes suivants, nous dériverons brièvement quelques filtres micro-ondes, qui seront répartis en trois catégories principales : *la technologie planaire*, *la technologie volumique* et *la technologie SIW*. La connaissance des différents avantages et des inconvénients de chaque technologie nous permettra de choisir le filtre le plus convenable pour notre application.

#### **I.8.1.1 Filtres passifs volumiques**

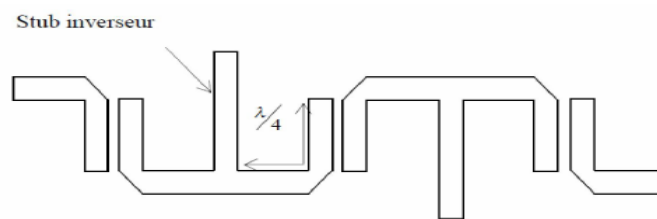
Principalement utilisés pour leurs performances électriques remarquables. Grâce à un fort coefficient de qualité à vide, leur réponse, en plus d'être très sélective dans la bande et avec de fortes réjections en dehors, présente très peu de pertes d'insertion. Les filtres volumiques sont classés en trois catégories : les filtres à guidage d'ondes, à résonateurs diélectriques et à cavités métalliques.

#### **I.8.1.2. Filtres micro-ondes planaires**

Dans la mesure où la transmission de forte puissance n'est pas un paramètre essentiel du dispositif à réaliser, l'utilisation de la technologie planaire constitue une solution pour remédier aux problèmes d'encombrement de ces dispositifs. Leur parfaite intégration à l'environnement électronique et leur grande reproductibilité, associées à des coûts de production relativement peu élevés, permettent la

réalisation complète d'un système micro-onde en technologie hybride. Le point faible des filtres planaires est de présenter des pertes importantes. En effet, leur faible facteur de qualité à vide  $Q_0$  réduit la sélectivité et n'autorise pas la réalisation de bandes passantes étroites (moins de 1 %).

Parmi ces technologies, nous pouvons distinguer deux familles de filtres passebande planaires, les filtres à large bande et à bande moyenne et les filtres à bande étroite [22]. Les filtres à large bande sont caractérisés par des bandes passantes comprises entre 20% et 80%. Parmi les topologies répondant à ces critères, on trouve celles à stubs qui utilisent des tronçons de lignes (stubs) de longueurs  $\lambda_g/2$  ou  $\lambda_g/4$  qui sont représentées à la figure I.18.  $\lambda_g$  est la longueur d'onde guidée.



**Figure I.18 : Filtre à stubs quart d'ondes.**

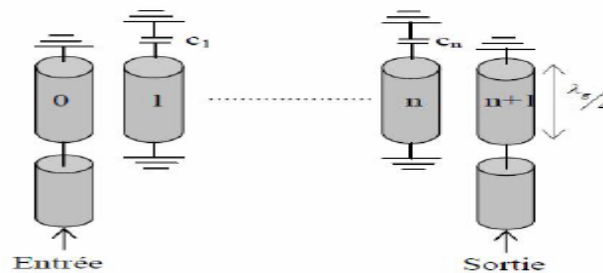
Parmi les filtres à bande étroite, les filtres à lignes couplées quart d'onde, sont basés sur des résonateurs en ligne de longueurs  $\lambda_g/2$  ou  $\lambda_g/4$  et chargés à leurs extrémités par des courts-circuits ou des circuits ouverts. Le niveau de sélectivité est étroitement lié aux niveaux de couplages. Ces topologies sont particulièrement bien adaptées à la réalisation de dispositifs ayant une bande passante de 20%. Ces filtres peuvent être réalisés en technologie micro ruban ou coplanaire (figure I.19).



**Filtre I.19 : Filtre passe-bande à lignes couplées [23].**

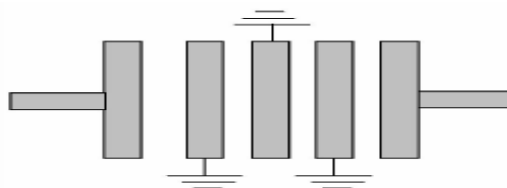
L'encombrement de ce type de filtre devient important lorsque l'on augmente le nombre de résonateurs. Afin d'optimiser la taille de ces filtres, une solution consiste à utiliser des topologies alternatives. Ces topologies sont appelées combine et interdigité [24]. Le filtre combine est constitué d'un réseau de résonateurs parallèles couplés, chargés d'une part par un court-circuit et

d'autre part, par une capacité  $C$ . Les accès sont réalisés par un couplage entre les lignes à terminaison court-circuit (0,  $n+1$ ) et les résonateurs (1,  $n$ ). Ce type de filtre est représenté à la figure I.20 :



*Figure I.20 : Filtre combine en lignes de transmission.*

De la même manière que pour le filtre combine, le filtre interdigité se compose de résonateurs fonctionnant sur un mode quasi-TEM. Les lignes d'entrée et de sortie sont en circuit ouvert à leur extrémité, tandis que les lignes intermédiaires sont en court-circuit à une extrémité et en circuit ouvert à l'autre, les côtés des courts-circuits et des circuits ouverts étant alternativement inversés (figure I.21).



*Figure I.21 : Filtre interdigital [23].*

Les filtres à bande étroite présentent un encombrement très réduit. Mais, les pertes d'insertion sont très importantes. Ces filtres présentent des facteurs de qualité à vide  $Q_0$  très faibles et ils sont limités en puissance.

### **I.8.1.3 Filtres microruban**

La technologie micro ruban occupe de nos jours une place privilégiée dans la conception de circuits micro-ondes passifs tels que les filtres. Il est en effet aisé de concevoir des résonateurs ayant des performances intéressantes et des dimensions réduites en jouant sur la dimension des lignes. La géométrie d'une ligne micro ruban est décrite à la figure I.22(a). Elle est composée d'un ruban métallique situé sur la face supérieure d'un substrat diélectrique, le plan de masse étant situé sur la

face inférieure. Les lignes de champs électromagnétiques de la ligne micro ruban sont situées principalement dans le substrat diélectrique et une fraction des champs dans l'air (figure I.22(b)). Le champ dans une ligne micro-ruban n'est pas un champ TEM pur mais constitue une onde TM-TE hybride. Cependant, dans les applications microondes, l'épaisseur du substrat diélectrique est très fine ( $t \ll \lambda$ ), on dit alors que le champ est quasi-TEM.

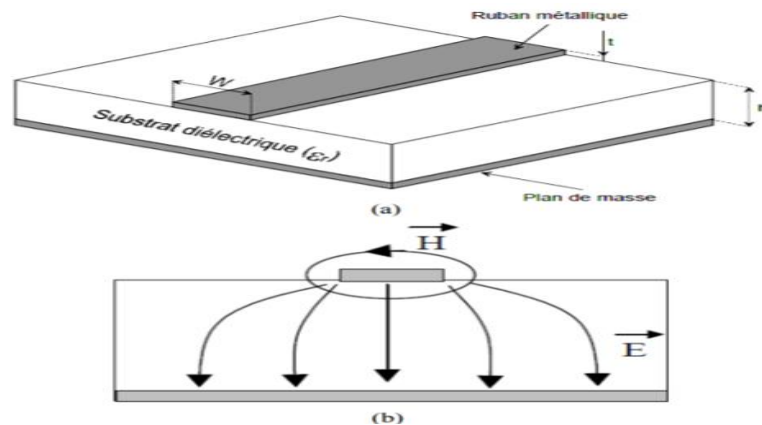


Figure I.22 : (a) Configuration d'une ligne en technologie micro ruban (b) carte des champs.

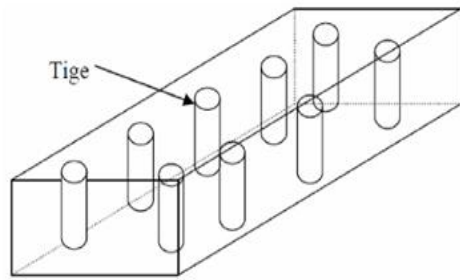
Les principaux paramètres qui caractérisent la structure microruban sont la permittivité  $\epsilon_r$  (choisie souvent élevée pour concentrer le champ électromagnétique et donc réduire les pertes par rayonnement) et les paramètres géométriques  $W$  et  $h$  (généralement  $0.1 \leq W / h \leq 10$ ).

- $W$  : largeur de la ligne,
- $h$  : épaisseur du substrat
- $t$  : épaisseur du métal.

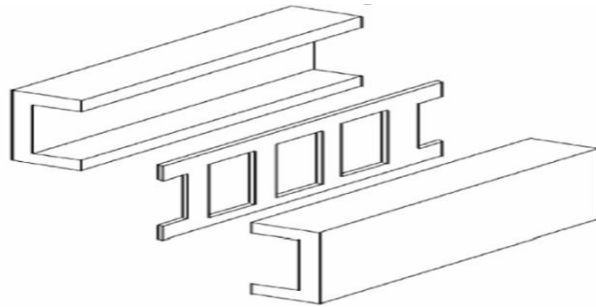
## I.9 FILTRES A GUIDES D'ONDES

Les résonateurs en guides d'ondes sont des éléments utiles pour la conception des filtres puisqu'ils fournissent des facteurs de qualité à vide très élevés permettant à ces filtres d'obtenir des réponses très sélectives et présentant de faibles pertes. Ils possèdent une très grande réjection hors bande. Ils utilisent comme diélectrique l'air, dont les propriétés isolantes sont remarquables. De plus, ils peuvent supporter de fortes puissances ce qui les rend attractifs pour des applications utilisées pour des communications spatiales [5]. Les filtres de réception des répéteurs de radars sont réalisés grâce

à cette technologie. Parmi ces filtres, nous citons deux exemples : les filtres à tiges et les filtres à inserts métalliques (figure I.23).



*Figure I.23.a : Filtres à tige.*



*Figure I.23 : b-Filtres à insert métalliques.*

*Figure I.23 : Filtres de réception en guides d'ondes.*

Les inserts métalliques placés dans le sens parallèle au champ électrique du mode fondamental assurent la fonction de filtrage. Au niveau des fentes de la lamelle métallique, des réflexions vont se produire, permettant ainsi de sélectionner une bande fréquentielle. L'absence de diélectrique, ainsi que l'utilisation de bons conducteurs, permettent de limiter les pertes. La sélectivité de ces filtres peut être améliorée en augmentant le nombre de résonateurs utilisés qui permet d'augmenter les pertes d'insertion. Le principal inconvénient de la technologie volumique réside dans le poids important qu'elle génère. De plus, les filtres en guides d'ondes sont complexes à mettre en œuvre et requièrent un traitement mécanique spécial contribuant à une augmentation des coûts de production. Le filtre d'émission dans les satellites de télécommunication est un filtre à large bande. La technologie en guide d'ondes à nervures (figure I.24) est la meilleure technologie qui répond aux exigences de filtrage car elle présente une discontinuité dans le guide qui détruit l'uniformité de celui-ci, et par conséquent élargit la bande passante [6]-[25] - [26] - [27].



*Figure I.24. Filtre à post à guide d'ondes.(28)*

## I.9.1 Exemples de filtres à guides d'ondes

### I.9.1.1 Filtre à post

Les post sont des conducteurs de barres, habituellement circulaires, fixés à l'intérieur du guide à travers sa hauteur. Ce sont des moyens pour engendrer des discontinuités. Une ligne de post peut être visualisée comme un iris inductif. Un filtre à post se compose de plusieurs lignes à post à travers la largeur du guide d'ondes qui séparent les cavités résonnantes du guide. Un des exemples peut être vu sur la figure I.25. Le filtre fonctionne de la même manière qu'un filtre à iris couplé mais diffère dans sa conception. [29]

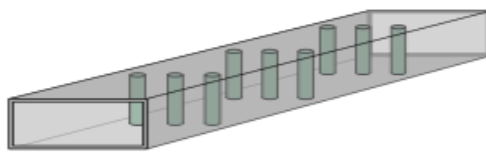


Figure I.25 : Filtre à post composé de trois lignes à post.

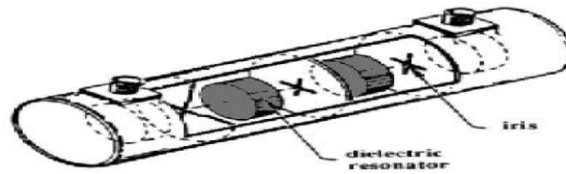
### I.9.1.2 Filtres à résonateurs diélectriques

Les filtres à résonateurs diélectriques sont généralement réalisés grâce à des cavités chargées par des résonateurs diélectriques. L'utilisation de ces filtres est apparue à la fin des années 1960 avec l'utilisation de résonateurs diélectriques en oxyde de Titane ( $\text{TiO}_2$ ) avec de très forts coefficients de qualité ( $Q_0 = 10.000$ ) [30]. De plus, la tangente de pertes présentée était très faible ( $\text{tg } \delta = 10^{-4}$ ). De nos jours, grâce aux progrès technologiques sur les matériaux, des coefficients de qualité de 200.000 peuvent être atteints à la température ambiante [31]. Les résonateurs à forte constante diélectrique permettent de générer des filtres compacts en guides d'ondes à faibles pertes. Ils sont basés sur l'utilisation de résonateurs diélectriques de formes cylindriques et parallélépipédiques. Les cavités utilisées sont souvent réalisées en aluminium dont les parois internes sont argentées afin de réduire les pertes éventuelles (figure I.26) [32].



Figure I.26 : Filtre à résonateurs diélectriques.

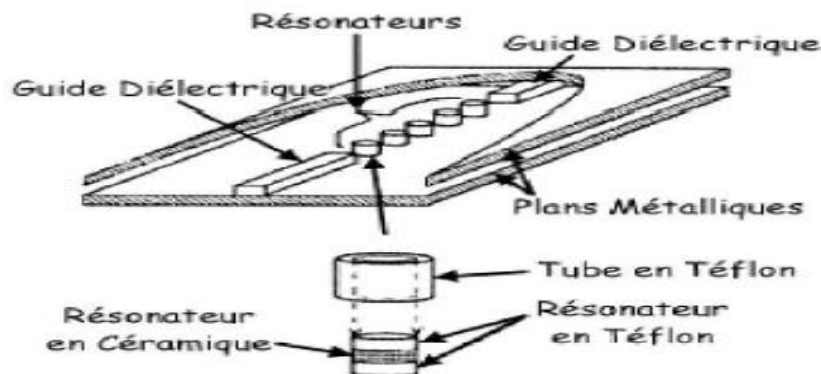
Pour réaliser ce type de filtre, une gaine métallique est utilisée autour des résonateurs pour assurer un blindage et éviter les pertes par rayonnement. Ce filtre est présenté sur la figure I.27. Les différents résonateurs sont couplés entre eux par des iris de réglage.



*Figure I.27 : Filtre à résonateurs diélectriques couplés par des iris de réglage [24].*

Le fonctionnement de ces filtres est monomodal ou multimodal. Ils possèdent une bonne stabilité thermique, un faible coût de fabrication ainsi qu'un encombrement et un poids moins important que les cavités métalliques résonantes.

D'autres solutions basées sur des résonateurs diélectriques ont été proposées. Nous donnons à titre d'exemple un filtre réalisé grâce à cinq résonateurs diélectriques cylindriques excités par des guides d'ondes en Téflon (figure I.28).

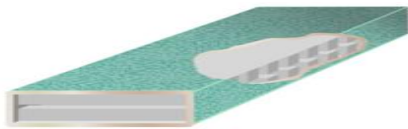


*Figure I.28 : Filtre à résonateurs diélectriques à encoches [24].*

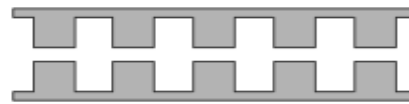
Les principales évolutions des filtres à résonateurs diélectriques résident dans l'amélioration des systèmes d'excitation, afin de limiter les pertes d'insertions mais aussi de surdimensionnés résonateurs diélectriques conventionnels pour des applications millimétriques. Cependant, le positionnement des résonateurs diélectriques par rapport aux lignes d'excitation reste délicat à réaliser, ce qui a pour conséquence de dégrader fortement le facteur de qualité à vide de la structure et augmente donc les pertes d'insertion des filtres.

### I.9.1.3 Filtres à guide d'ondes ondulé

Les filtres à guides d'ondes ondulés, appelés également filtres à guides d'ondes striés, se composent d'un certain nombre de nervures, ou de dents, qui réduisent périodiquement la hauteur interne du guide d'ondes suivant les figures I.29 et I.30. Ils sont utilisés dans des applications à large bande. Ils sont utilisés pour des conceptions passe-bas. La distance entre les dents est plus petite que  $\lambda/4$ . Elles sont conçues par la méthode des paramètres d'image ou toutes les nervures sont identiques. Dans la méthode de conception d'image, le circuit équivalent aux nervures est modélisé par une cascade d'une demi-section du circuit LC. Le filtre fonctionne en mode dominant  $TE_{10}$ , les modes indésirables peuvent créer des problèmes. En particulier, les modes  $TE_{20}$  et  $TE_{30}$  sont moins atténués dans la bande de stop. [33]



*Figure I.29 : Section coupée d'un filtre à guide d'ondes ondulé démontrant les plissements à l'intérieur. (ref10)*



*Figure I.30 : Section longitudinale d'un filtre à guide d'ondes ondulé. (ref10)*

### I.9.1.4 Filtre à Iris

Un iris est une plaque métallique mince à travers un guide avec un ou plusieurs trous. Il est employé pour coupler deux guides. Il représente l'un des moyens d'introduire une discontinuité. Certaines géométries d'iris sont présentées sur la figure I.31. Un iris qui limite les deux sens est équivalent à un circuit résonnant LC en parallèle. Un circuit LC en série peut-être constitué en espaçant les iris. Les filtres à bande étroite utilisent des iris avec de petits trous. Ce sont des composants inductifs indépendants de la forme du trou ou de sa position sur l'iris. Les trous circulaires simples à usiner, mais les trous longitudinaux, ou les trous sous forme de croix, ne sont pas faciles à usiner et ceci en permettant la sélection d'un mode particulier de couplage. Les iris sont l'une des formes de discontinuité et fonctionnent dans les modes évanescentes élevés. Les nervures verticales sont parallèles au champ électrique (plan E) et excitent les modes TE. L'énergie enregistrée en mode TE prédomine dans le champ magnétique (plan H), et par conséquent la structure équivalente est une



self. Les nervures horizontales sont parallèles au plan H et excitent des modes TM. Dans ce cas-ci, l'énergie enregistrée prédomine dans le plan E et la structure équivalente est un condensateur. Il est simple de réaliser des iris mécaniquement réglables. Une plaque de métal mince peut être placée dans la fente en dehors du guide d'ondes. [33]

Les modes évanescents sont des modes au-dessous de la fréquence de coupure du guide. Ils ne peuvent pas se propager et s'éteignent de façon exponentielle. Cependant, ils sont essentiels dans le fonctionnement de certains composants du filtre tels que les iris et les post.



Figure I.31 : Géométries à guide d'iris et leurs circuits.

### I.9.1.5 Filtre à iris couplés

Un filtre à iris couplé se compose de transformateurs à base d'impédance en cascade sous forme d'un guide à cavités résonnantes couplées par des iris, comme illustré sur la figure I.32. Dans les applications à haute énergie, les iris capacitifs sont évités. La réduction de la hauteur du guide entraîne la force du champ électrique vers le sens d'augmentation d'énergie et une faible puissance. [33]

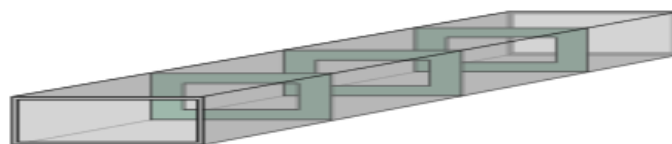


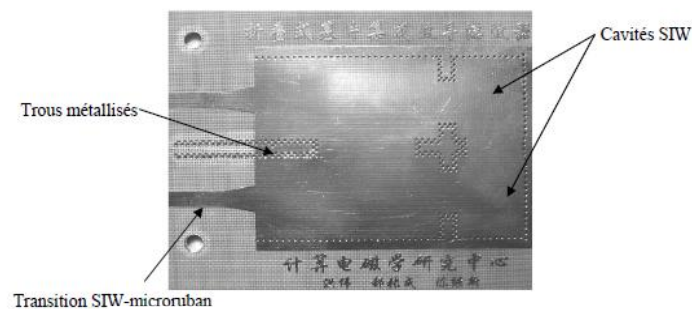
Figure I.32. Filtre à iris accouplé avec trois iris.

### I.9.1.6 Filtres SIW

Dans les applications micro-ondes et à ondes millimétriques, les guides d'ondes sont de meilleures caractéristiques de transmission par rapport aux circuits planaires. Ceci est dû au fait qu'ils n'ont

aucun rayonnement électromagnétique et qu'ils ont de plus faibles pertes d'insertion que les autres lignes telles que les guides coplanaires CPW ou les micro-rubans. Cependant, les guides d'ondes, sont impraticables pour les PCB (Printed Circuit Boards) pour deux raisons principales. D'abord, la taille est trop grande pour qu'une ligne de transmission soit enfoncée dans les PCBs, par exemple, la taille encoupe d'un guide d'onde WR-15 est donnée par ( $a = 3.76$  mm,  $b = 1.88$  mm). En second lieu, les guides d'ondes doivent être entourés par des murs en métal. Des murs verticaux en métal ne peuvent pas être fabriqués par des techniques standard de fabrication des PCBs [34] - [35] - [36]. Le progrès des technologies a permis d'intégrer des guides d'ondes et des cavités miniatures dans des substrats grâce à la nouvelle technologie « SIW : Substrate Integrated Waveguide ». La cavité résonnante d'un filtre SIW est intégrée dans le substrat, cette cavité est définie à l'aide de trous métallisés cylindriques (Vias) et périodiques définissant des murs latéraux. La principale caractéristique de la cavité SIW est le facteur de qualité qui dépasse 10.000 facilement.

A titre d'exemple, nous donnons sur la figure I.36, un filtre passe bande qui comporte deux cavités SIW. Ce filtre a été réalisé dans la bande X avec une bande passante [9.57-9.63] GHz. Il est couplé à l'extérieur par l'intermédiaire des transitions SIW- micro-ruban.

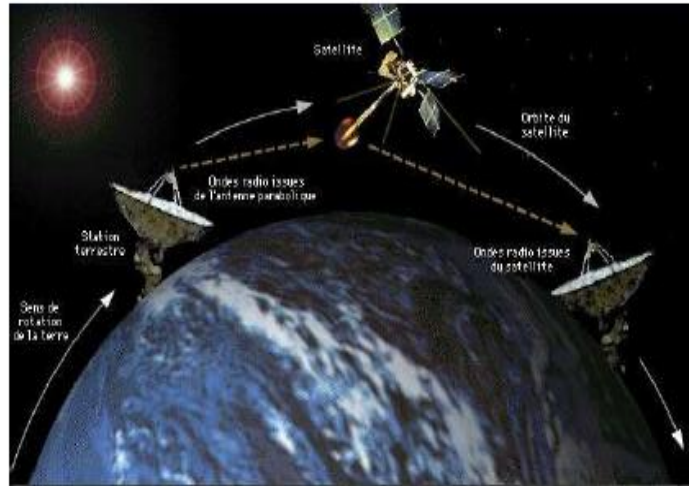


**Figure I.33 : Filtre SIW [37].**

Les circuits SIW présentent une bande étroite, de faibles pertes, et la réponse électrique est figée en termes de bande passante et de fréquence centrale. Ces circuits sont à faible coût car ils sont compatibles avec la fabrication standard des circuits imprimés PCB. Plusieurs filtres à base de cette technologie, fonctionnent dans différentes bandes de fréquences. Les filtres hyperfréquences peuvent être utilisés en association avec d'autres éléments ou d'autres dispositifs passifs, comme les multiplexeurs ou les duplexeurs souvent employés dans les systèmes de télécommunications.

## I.10 Applications aux télécommunications

Un satellite de télécommunications permet de transmettre à grande distance des informations de diverses natures. Les satellites reçoivent des signaux en provenance d'une station terrestre, les amplifient, puis les retransmettent vers une autre station (figure I.34).



*Figure I.34 : Liaison de télécommunications par satellite.*

Les premiers satellites de communication furent conçus pour fonctionner en mode passif. Au lieu de transmettre les signaux radio de manière active, ils réfléchissaient les signaux émis par des stations terrestres. Les signaux étaient réfléchis dans toutes les directions et pouvaient donc être reçus n'importe où dans le monde. La capacité de tels satellites était sévèrement limitée par la nécessité de disposer d'émetteurs puissants et de grandes antennes au sol. De nos jours les communications par satellite n'utilisent plus que des systèmes actifs, dans lesquels chaque satellite artificiel possède son propre équipement d'émission et de réception alimenté en électricité par les panneaux solaires [5]. Avec l'augmentation continue du nombre de systèmes, le problème de la détermination des fréquences devient aujourd'hui crucial. Les principales bandes utilisées (fréquence de montée / fréquence de descente) sont actuellement les suivantes (Tableau I.1) :

<b>Bandes</b>	<b>Applications</b>
1-2 GHz (Bande L)	Radionavigation, communications mobiles par satellites.
2-4 GHz (Bande S)	Communications mobiles par satellites (aéronautique, terrestre, maritime).
4-8 GHz (Bande C)	Téléphonie fixe et radiodiffusion
8-12 GHz (Bande X)	Communications gouvernementales et militaires cryptées
12- 18 GHz (Bande Ku)	Contenus informatifs importants : diffusion de télévision, applications multimédia (fichiers informatiques)
18-26 GHz (Bande K)	Services multimédia
26-40 GHz (Bande Ka)	Communications militaires.
50-70 GHz (Bande V)	Liaisons inter satellites.

*Tableau I.1 : Bandes de fréquences allouées par l'Union Internationale des Télécommunications (UIT) [5].*

Un satellite est un objet qui doit remplir des fonctions spécifiques dans un environnement spatial. Son architecture résulte des objectifs définis par la mission et des contraintes particulières liées à son évolution dans l'espace.

## **I.11 CONCLUSION**

Ce chapitre nous a permis de faire une présentation générale sur les filtres. Nous avons discuté sur les filtres à guides d'ondes rectangulaires et circulaires à iris et à nervures, puis nous avons focalisé cette étude sur les différents types des filtres micro-ondes, ... Enfin, nous avons montré l'intérêt de ces filtres dans le domaine des télécommunications, plus particulièrement dans la charge utile d'un satellite de télécommunications.

## **I.12 BIBLIOGRAPHIE**

[1] 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.

[2] Propagation guidée des ondes électromagnétiques. [Document Web]. Adresse Web: <http://alainrobichon.free.fr/cours/Physique/Ondes/OEM.pdf> (11 mars 2014).

- [3] Chapitre 19: Propagation Guidée. [Document Web]. Adresse Web  
: <http://melusine.eu.org/syracuse/immae/mp/physiquechimie/electromagnetisme/19.pdf> (11 mars 2014).
- [4] B. Amana et J.L. Lemaire, " Propagation d'ondes EM dans un guide à section rectangulaire", Licence de Physique - Univ. Cergy-Pontoise.
- [5] M. CHATRAS " Filtres micro-usinés à bande étroite pour les applications spatiales" Thèse de Docteur de l'Université De Limoges, 15 Décembre 2003.
- [6] L. THOUREL "Calcul et conception des dispositifs en ondes centimétriques et millimétriques, Circuits passifs" Cepadues Editions, 1988.
- [7] W. Xia, X. Shang, and M. J. Lancaster., "Responses comparisons for coupled resonator based diplexers," in *Passive RF and Microwave Components*, 3rd Annual, Seminar on, 2012, pp. 67- 75
- [8] S. B. COHN, "Properties of ridged waveguide", *Proc. IRE.*, vol.35, pp. 783 – 788, August 1947.
- [9] J. P. MONTGOMERY", "On the complete eigenvalue solution of ridged waveguide", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 19, pp. 547 – 555, April 1971.
- [10] [UTS 85] Y. UTSUMI, "Variational analysis of ridged waveguide modes", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 33, pp. 111 – 120, February 1985.
- [11] S. AMARI, J. BORNEMANN, R. VAHLDIECK," Application of a coupled-integral-equations technique to ridged waveguides", *IEEE Trans. Microwave Theory And Tech*, vol. 44, pp 2256 – 2264, December 1996.
- [12] A. KIRILENKO, L. RUD, V. TKACHENKO and D. KULIK, "Evanescent-Mode ridged waveguide bandpass filters with improved performance", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, no. 5, pp. 1324 – 1327, May 2002.
- [13] M. TARONCHER, A. VIDAL, V. ESBERT, S. MARINI, S. COGOLLOS, J. GIL, and B. GIMENO, "CAD of complex passive devices composed of arbitrarily shaped waveguides using Nyström and BI-RME methods", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 53, no. 6, pp. 2153 – 2163, June 2005.

- [14] F. VANIN, D. SCHMITT and R. LEVY, “Dimensional synthesis for wide-band waveguide filters and diplexers”, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 52, no. 11, pp. 2488-2495, November 2004.
- [15] [NOU 05] K. NOURI and M. FEHAM, “Generalized modal scattering matrix of band pass filters using ridged waveguides”, *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*, vol. 26, no. 6, June 2005.
- [16] J. Helszajn, « *Ridge waveguides and passive microwave components* ». The Institution of Electrical Engineers. IEEE Electromagnetic Waves Series 49. London 2000.
- [17] R. DUSSEAUX, “Analysis of rectangular waveguide H-plane junctions in nonorthogonal, coordinate system”, *Progress in Electromagnetics Research, PIERS 28*, pp. 205–229, 2000.
- [18] [GUI 94] P. GUILLOT, “Contribution à l’étude des discontinuités en guides métalliques. Application aux transistors et aux filtres”, *Thèse de Docteur de l’institut national polytechnique de Toulouse*, Novembre 1994.
- [19] T. VUONG, “Contribution à l’étude des discontinuités dans les guides d’ondes métalliques creux Application aux antennes et aux filtres”, *Thèse de Docteur de l’Institut National Polytechnique de Toulouse*, Décembre 1999.
- [20] C. HUNTER, L. BILLONET, B. JARRY and P. GUILLON, “Microwave filters – applications and technology”, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, no. 3, pp. 794–805, 2002.
- [21] E. OFLI, “Analysis and design of microwave and millimeter-wave filters and diplexers”, *Thèse de Docteur de l’Institut Technology Zurich*, 2004.
- [22] [COH 58] S. COHN, “Parallel-coupled transmission-line resonator filters”, *IRE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 10, no. 4, pp. 223–231, 1958.
- [23] R. LEVY, R. V. SNYDER and G. MATTHAEI, “Design of microwave filters”, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, no. 3, pp. 783–793, 2002.
- [24] 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.

- [25] M. GUGLIELMI, "Simple CAD procedure for microwave filters and multiplexers", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 42, no.7, pp. 1347-1352, July 1994.
- [26] S. AMARI, J. BORNEMANN, W. MENZEL and F. ALESSANDRI, "Diplexer design using pre-synthesized waveguide filters with strongly dispersive inverters", *IEEE MTT-S Digest*, pp. 1627-11630, 2001.
- [27] K. NOURI, "Contribution à l'analyse des discontinuités en guides d'ondes rectangulaires par laméthode des éléments finis, conception des filtres micro-ondes".
- [28] Cristal, Edward G, Matthaei, G. L. « A technique for the design of multiplexers having contiguous channels», *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, volume 12, issue 1, pages 88–93, 1964.
- [29] Rhodes, J. D; Levy, R, « A generalized multiplexer theory», *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, volume 27, issue 2, pages 99–111, February 1979.
- [30] D. KAJFEZ and P. GUILLON, "Dielectric Resonators", *Vector Fields, Oxford, Mississipi*, 1986.
- [31] O. PIQUET, D. CROS and AL, "New design of high Q sapphire resonator with distributed bragg reflector", *IEEE Symp. Microwave Theory Tech.*, vol. 3, pp.1993-1996, 2002.
- [32] Y. KOBAYASHI and M. MINEGISHI, "Precise design of a bandpass filter using high dielectric ring resonators", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 35, pp. 1156–1160, December 1987.
- [33] Minakova, L. B; Rud, L. A, « Natural-frequency approach to the synthesis of narrow-band waveguide absorption filters », *32nd European Microwave Conference, 2002*, 23–26 September 2002, Milan.
- [34] Y. L. ZHANG, K. WU, J. X. CHEN and H. J. TANG, "Novel substrate integrated waveguide cavity filter with defected ground structure", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 53, no. 4, pp. 1280 – 1287, April 2005.

- [35] F. XU “Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide”, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 53, no. 1, pp. 66 – 73, January 2005.
- [36] Z. C. HAO, “Multilayered substrate integrated waveguide (MSIW) elliptic filter”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 15, no. 2, pp. 95 – 97, February 2005.
- [37] [HAO 05\_B] Z.C. HAO, W. HONG, X.P. CHEN, J.X. CHEN and K. WU, “A single-layer folded substrate integrated waveguide (SIW) filter”, *APMC Proceedings*, 2005.



**CHAPITRE II**

**SYNTHESE DES FILTRES**

**VOLUMIQUES PASSE BANDE**

**SYNTHESE DES FILTRES VOLUMIQUES****2****PASSE BANDE****II.1 INTRODUCTION**

Les filtres sont des structures utilisées dans les systèmes de communication pour sélectionner les signaux souhaités. La fonction de filtrage résulte de la résonance à une fréquence fixée. Les filtres sont utilisés en particulier dans les chaînes de transmission et de réception des satellites de télécommunication. Dans le contexte du filtrage à haute fréquence, plusieurs technologies ont émergé afin d'élargir la bande passante des fréquences. L'amélioration des performances dans le domaine des micro-ondes est d'élargir la bande de fréquences de l'ordre des GHz et de réduire le coût de fabrication.

Par comparaison aux guides d'ondes rectangulaires, les guides à nervures présentent une faible impédance d'onde, ce qui permet de réaliser de bonnes transitions avec les lignes de transmission planaires. Ils ont une large bande passante et une fréquence de coupure du mode fondamental assez basse permettant la réalisation de composants plus compacts. Les guides à nervures ont fait l'objet de nombreuses études. Plusieurs méthodes ont été développées pour analyser les guides nervurés à différentes géométries.

Malgré une atténuation assez importante et une puissance transportée limitée, les guides à nervures sont utilisés dans de nombreuses applications micro-ondes notamment dans la réalisation des filtres micro-ondes à modes évanescents. Beaucoup de méthodes ont été utilisées dans la conception des filtres. Certaines sont connues pour leur efficacité, d'autres pour leur robustesse. Les méthodes dites efficaces nécessitent la connaissance des dérivées de l'erreur à minimiser tels que le Gradient et le Laplacien, ces informations ne sont pas toujours accessibles. De plus, pour éviter les minimums locaux, ces méthodes nécessitent une solution approximative déterminée par la théorie des circuits

qui sert comme un point de départ. Cependant, si la solution initiale est loin du minimum global, l'outil d'optimisation peut facilement échouer. Les méthodes dites robustes tels que la méthode du simplexe SM et l'algorithme génétique AG sont simples et ne nécessitent ni un point de départ ni des informations de dérivées. Cependant, elles sont plus lentes que les méthodes dites efficaces et leur application reste restreinte aux filtres à bandes passantes assez larges. Pour tirer profit de la simplicité de la méthode des AGs, on va étendre son application à des filtres à bandes passantes plus étroites.

Lors de la conception des filtres à guide d'onde à nervures, seules les longueurs, largeur et les hauteurs des guides rectangulaires sont généralement optimisées. Chaque variation de l'un de ces paramètres nécessite une nouvelle simulation, ce qui augmente considérablement le temps de calcul du processus d'optimisation[1].

Dans ce chapitre, on présentera les différents types des filtres volumiques à guides d'ondes à iris et à nervures, leurs caractéristiques et leurs propriétés. Dans la seconde section, on va s'intéresser particulièrement à l'étude et à la conception de filtres à guides d'ondes à iris en bandes X, Ku et Ka à partir du cahier de charge proposé. Ainsi, dans la troisième section de ce chapitre, on va parler des filtres passe bande à nervures et leurs applications dans différentes bandes de fréquences selon les structures proposées.

## **II.2 TECHNOLOGIES DES FILTRES PASSIFS**

Nous nous intéressons ici uniquement aux technologies des filtres passifs hyperfréquences, c'est-à-dire qui ne nécessitent aucune source d'alimentation pour fonctionner. Nous allons décrire les différents avantages et inconvénients de chacune de ces technologies. Le choix final de la technologie d'implémentation se fait selon les besoins des systèmes (application visée, fréquence de travail, réjection et sélectivité requises, encombrement) dans lesquels le filtre sera implanté.

### **II.2.1 Technologie volumique**

Les filtres volumiques se composent de cavités métalliques, généralement réalisées par des tronçons de guides d'ondes (rectangulaires, circulaires), ou de résonateurs diélectriques [2]. Ces filtres sont très intéressants pour réaliser des filtres à bande étroite car ils présentent d'excellentes

performances électriques (faibles pertes) grâce à des coefficients de qualité élevés. De plus, ils peuvent supporter des signaux de forte puissance tout en conservant une stabilité en température acceptable.

Tous ces avantages font que ces filtres équipent majoritairement les charges utiles des satellites lancés aujourd'hui ; aussi bien au niveau de l'émission où ils sont difficilement remplaçables mais aussi, bien souvent, au niveau de la réception. Toutefois, l'encombrement, le poids et le coût constituent leurs principaux inconvénients. Leurs dimensions sont importantes comparées aux autres éléments d'un équipement à circuits micro-ondes intégrés et les dispositifs ne sont pas directement compatibles avec les systèmes actifs tels que les amplificateurs de puissance ou les amplificateurs faible bruit auxquels ils sont associés. De plus, complexes à mettre en œuvre, les filtres volumiques requièrent un traitement mécanique spécial et un réglage après réalisation qui contribue fortement à une augmentation des coûts de production.

## **II.3 ETUDE DES FILTRES VOLUMIQUES PASSE BANDE A IRIS**

### **II.3.1 Etapes de conceptions d'un filtre passe bande**

La technologie volumique est l'une des plus anciennes de l'histoire du filtrage hyperfréquence et reste incontournable aujourd'hui. L'utilisation principale des filtres volumiques concerne le filtrage à bande étroite. Ils sont principalement utilisés pour leurs performances électriques remarquables. Grâce à un fort coefficient de qualité à vide, leurs réponses sont très sélectives dans la bande, présentent de fortes réjections en dehors et très peu de pertes d'insertion. De plus, ils peuvent supporter de fortes puissances ce qui les rends attractifs pour des applications (par ex : dans les communications spatiales). La conception basique de filtres micro-ondes passe-bande sans pertes repose sur les étapes suivantes [3]:

1/ Conception d'un filtre prototype passe-bas à éléments localisés en se basant sur les spécifications passe-bande désirées ou cahier de charge.

2/ Transformation du prototype passe-bas en un filtre passe-bande à éléments localisés avec les fréquences centrales et limites de bandes spécifiées.

3/ Conversion du passe bande en inverseurs d'impédance K.

$$K_{0,1/z_0} = \sqrt{\frac{\pi\Delta}{2g_0g_1}} \quad (\text{II.1})$$

$$K_{j,j+1/z_0} = \frac{\pi\Delta}{2\sqrt{g_jg_{j+1}}} \text{ pour } i=1, \dots, n-1 \quad (\text{II.2})$$

$$K_{n,n+1/z_0} = \sqrt{\frac{\pi\Delta}{2g_n g_{n+1}}} \quad (\text{II.3})$$

$$\text{Avec } \Delta = \frac{\lambda_{g1} + \lambda_{g2}}{\lambda_{g0}} \quad (\text{II.4})$$

$\lambda_{g0}, \lambda_{g1}, \lambda_{g2}$  les longueurs d'ondes correspondants aux fréquences,  $f_0, f_1$  et  $f_2$ .

4/ Calcul de la susceptance B et les longueurs électriques  $\varphi_i$ [4], cette dernière nous permet d'arriver aux longueurs de cavités  $l_i$ .

$$\hat{B} = \frac{1 - k^2/z_0}{k/z_0} \quad (\text{II.5})$$

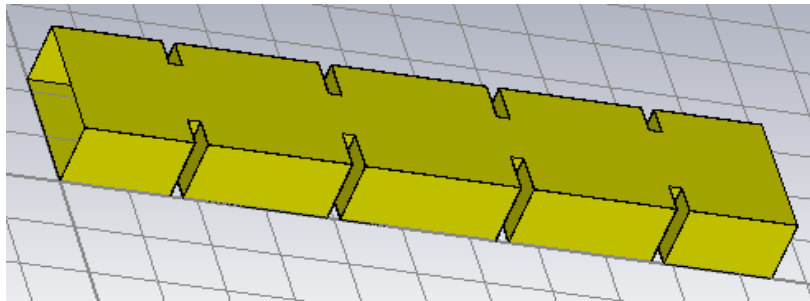
$$\varphi = -\tan^{-1}\left(\frac{2}{\hat{B}}\right) \quad (\text{II.6})$$

$$l_i = \frac{\lambda_{g0}}{\pi} \left( \pi + \frac{\varphi_i}{2} + \frac{\varphi_{i+1}}{2} \right) \quad (\text{II.7})$$

5/ Calcul des distances w à l'aide de la susceptance calculée précédemment qui dépend de type des iris (symétriques ou non-symétriques).

### II.3.2 Etude d'un filtre à guides d'ondes en bande X [8-12] GHz

Nous avons commencé la conception du filtre d'ordre 4 par une étude sur une technologie volumique. Nous avons choisi la technologie en guide d'onde avec iris représenté sur la figure II.1.



*Figure II.1. Filtre à guides d'ondes à 4 iris dans la bande X.*

Dans un premier temps, la réponse du filtre passe bande est de type Tchebychev, la largeur de la bande est 300 MHz, et les pertes de réflexion sont de 20dB. Au niveau de la bande passante, la matrice de couplage M et les facteurs de qualité extérieure  $Q_e$  du filtre pour une largeur de bande relative  $FBW = 0,0273$  sont les suivants :

$$M = \begin{bmatrix} 0 & M_{1,2} & 0 & 0 \\ M_{2,1} & 0 & M_{2,3} & 0 \\ 0 & M_{3,2} & 0 & M_{3,4} \\ 0 & 0 & M_{4,3} & 0 \\ \\ 0 & 0,0249 & 0 & 0 \\ 0,0249 & 0 & -0,0191 & 0 \\ 0 & -0,0191 & 0 & 0,0249 \\ 0 & 0 & 0,0249 & 0 \end{bmatrix}$$

$$Q_{e1} = Q_{e2} = Q_e = 34,21$$

Cette matrice comporte des couplages de signes différents. Les couplages des signes opposés indiquent qu'ils sont de natures différentes, ainsi, il est décidé que les signes positifs sont affectés aux couplages magnétiques, tandis que les signes négatifs sont affectés aux couplages électriques. Pour un filtre à 4<sup>ème</sup> ordre symétrique, (seules deux valeurs sont nécessaires :  $M_{1,2} = M_{2,1}$ ). Elles sont principalement contrôlées par les distances  $d_{12} = d_{34}$  et  $d_{12} = d_{23}$ . Les facteurs de qualité externes  $Q_e$  sont contrôlés par  $d_{01}$  et les fréquences des résonances des cavités qui sont à leurs tours déterminés par  $t_1$  et  $t_2$  (avec  $t_1$  et  $t_2$  sont les longueurs des cavités résonantes).

### II.3.3 Circuit équivalent de la structure proposée (Schématique)

Les paramètres du circuit de la figure II.2 peuvent être liés aux paramètres de conception du filtre passe-bande par les équations suivantes :

- Les éléments localisés LC de résonateurs sont [5] :

$$C_0 = \frac{Q_0}{\omega_0 Z} * 10^{12} \text{ (pF)} \quad \text{et} \quad L_0 = \frac{Z}{\omega_0 Q_e} * 10^9 \text{ (nH)} \quad (\text{II.8})$$

- Les impédances des résonateurs [6]:

$$Z_{01} = Z_{45} = z \text{ (ohms)} \quad , \quad Z_{12} = Z_{34} = \frac{Z}{M_{12} Q_e} \quad , \quad Z_{23} = \frac{Z}{M_{23} Q_e} \quad (\text{II.9})$$

$Z = 50 \Omega$  est l'impédance d'alimentation dans les ports d'entrée et de sortie,  $\omega_0 = 2\pi f_0$  (rad/s) est la fréquence angulaire à la fréquence centrale du filtre. Les paramètres de conceptions correspondantes pour le filtre passe-bande sont calculés en utilisant les équations (II.8) et (II.9):

$$Z_{01} = Z_{45} = 50 \Omega \quad Z_{12} = Z_{34} = 59.4596 \Omega$$

$$Z_{23} = 76.5815 \Omega \quad L_0 = 0.021 \text{ nH} \quad C_0 = 9.9 \text{ pF}$$

Pour cet exemple l'impédance caractéristique des lignes de résonateur quart d'onde doit être positive, et donc, pour le couplage négatif, la longueur électrique correspondante est fixée à  $-90^\circ$ , comme on peut le voir sur la figure II.2:

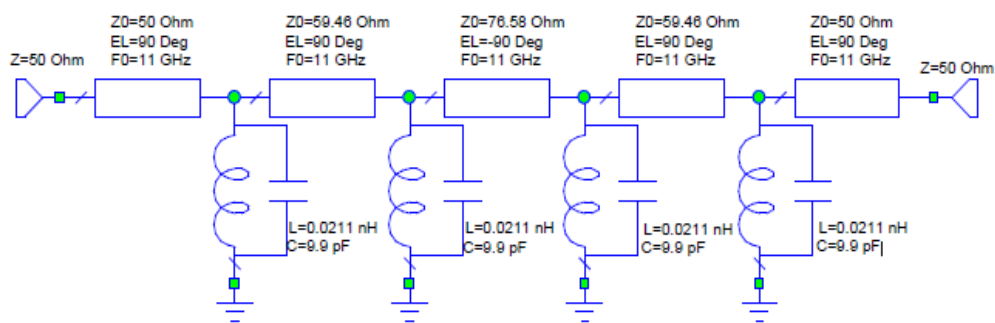


Figure II.2: Circuit schématique proposé du filtre passe-bande micro-ondes d'ordre 4.

### II.3.4 Mise en œuvre (Simulation EM)

Le premier cas comporte un filtre passe bande à iris inductifs symétriques du 4<sup>ème</sup> ordre, il comporte quatre cavités résonnantes couplés par 5 iris insérés dans un guide d'onde standard WR90 ( $a = 22,86$  mm et  $b = 10,16$  mm est rempli d'air. L'épaisseur des iris  $t = 2$  mm. La géométrie en 3D de ce filtre est représentée dans la figure II.3 :

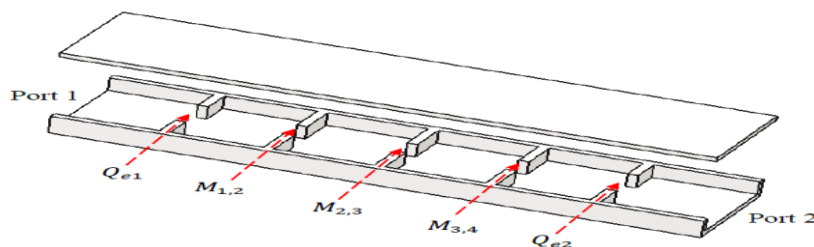


Figure II.3: Structure et géométrie du filtre en guide d'ondes (Bande X).

### II.3.5 Calcul et configuration de la cavité résonnante

La figure II.4 illustre la configuration de la cavité associée et de ces dimensions. La section transversale de la cavité doit être convenablement choisie afin de garantir que seul le mode fondamental se propage dans la région passe-bande. En utilisant une simulation des modes propres dans HFSS, il en résulte qu'une cavité résonnante avec une longueur initiale  $l = 16,6$  mm, à une fréquence de résonance de 11GHz.

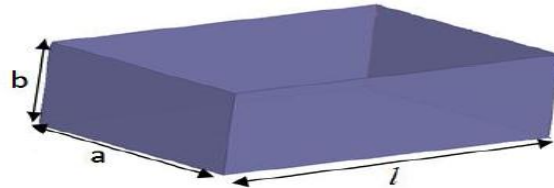


Figure II.4: Configuration du résonateur à cavité.

### II.3.6 Calcul du couplage d'entrée / sortie

Le couplage entrée/sortie caractérise l'excitation du premier résonateur d'un filtre. Le couplage est alors en fonction de la largeur de l'iris entre l'accès du guide (Port) et le résonateur. Pour définir le couplage d'entrée ou de sortie, nous considérons un résonateur linéique excité par un guide d'ondes d'accès  $Z = 50\Omega$ .

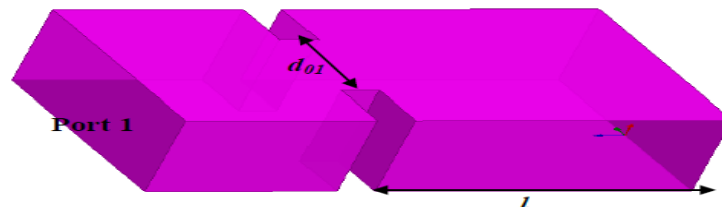


Figure II.5: Cavité résonnante unique, le calcul pris en compte l'effet de la largeur d'iris ( $d_{01}$ ).

Le facteur de qualité externe pour cette condition est extrait à l'aide de l'équation suivante :

$$Q_e = \frac{\omega_0 \cdot \tau S_{11}(\omega_0)}{4} \quad (\text{II.10})$$

$$\text{On obtient : } Q_e = \frac{\omega_0 \cdot \tau S_{11}}{4} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 11 \cdot 1.98}{4} = 34.212 \quad (\text{II.11})$$

Le facteur de qualité externe ( $Q_e$ ) extrait correspond étroitement aux facteurs de qualité externes calculé ( $Q_{\text{ext}}$ ). Ceci est réalisé grâce à de multiples itérations des dimensions.

### II.3.7 Calcul des dimensions d'iris pour le couplage entre résonateurs



Nous allons donner un aperçu sur l'influence du changement de la largeur de l'iris (d) sur le coefficient de couplage. Ce couplage est en effet contrôlé en changeant la largeur de l'iris pour une longueur fixe. Le coefficient de couplage entre les cavités est donné par l'équation (II.12) [7] :

$$K = \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_2^2 + f_1^2} \quad (\text{II.12})$$

Pour obtenir les dimensions souhaitées les coefficients de couplage extraits (k) sont ensuite adaptés aux coefficients de couplage calculés ( $M_{12}$ ,  $M_{23}$ ). Cette tâche est effectuée par une variation de la largeur d (distances entre deux iris). Le type de simulation en modes propres (Eigen mode) du filtre par HFSS, a présenté deux modes de résonance dans la bande passante, nous avons calculé, à partir de la formule (II.12), les coefficients de couplages de chaque variation de la largeur (d) , les deux modes en fréquences avec les coefficients des couplages, les résultats de calcul sont regroupés dans le tableau II.1.

<b>d</b>	<b>F1 (Mode 1)</b>	<b>F2(Mode 2)</b>	$K = (f_1^2 - f_2^2)/(f_1^2 + f_2^2)$
5.9	11.0343	10.8571	0.01618
6.0	11.0293	10.8403	0.01728
6.1	11.0275	10.8287	0.01813
6.2	11.0223	10.8102	0.01943
6.3	11.0214	10.8002	0.02027
6.4	11.0182	10.7835	0.02153
6.5	11.0151	10.7703	0.02247
6.6	11.0125	10.7591	0.02327
6.7	11.9675	10.7351	0.02467
6.8	10.9670	10.6886	0.02571
6.9	10.9600	10.6667	0.02712

**Tableau II.1: Modes et coefficients de couplage.**

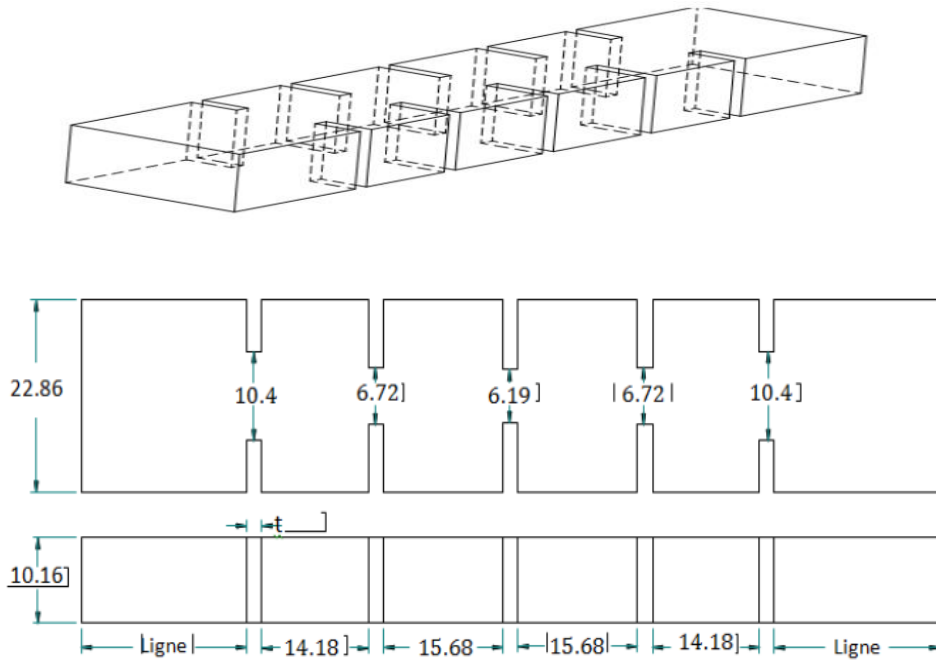


Figure II.6: Structure et géométrie du filtre en guide d'ondes (Bande X).

## II.3.8 Conception du filtre volumique passe bande à iris inductive symétrique dans la bande X

### II.3.8.1 Filtre passe bande en technologie volumique

Nous avons analysé un filtre en guide d'ondes volumique à iris inductives symétriques constitué de trois cavités métalliques rectangulaires vides couplés par quatre iris métalliques insérés dans un guide d'onde vide de type WR-90 de section ( $a = 22.86$  mm et  $b = 10.16$  mm). La géométrie de ce filtre est schématisée sur la Figure II.7.

### II.3.8.2 Cahier de charge :

- Type de filtre : Tchebychev d'ordre 3
- La fréquence de coupure = 6.56 GHz et la fréquence centrale = 8.74 GHz.
- La bande passante de filtre  $BW = 0.49$  GHz
- La bande passante relative  $FBW = 5.6$  %

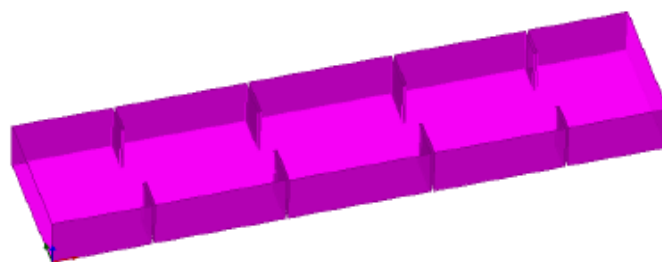


Figure II.7 : Structure géométrique du filtre WR-90 cavités.

### II.3.8.3 conception du filtre volumique à iris dans la bande X

Les filtres à bande passante étroite en technologie guide d'onde sont toujours très utilisés pour la séparation des canaux dans les multiplexeurs d'entrée/sortie des satellites de communications du fait de leurs faibles pertes et de la possibilité qu'ils offrent à réaliser des réponses filtrantes très sélectives. L'efficacité de la méthode des éléments finis, nous a permis d'étudier les différentes configurations multicellulaires à cavités rectangulaires couplées par des iris inductives [8]-[9]. En premier lieu, nous nous sommes intéressés à l'analyse d'un filtre sélectif dans la bande X pour une fréquence de [8-12] GHz, comportant trois cavités métalliques rectangulaires vides et quatre iris métalliques insérés dans un guide d'onde vide de type WR 90 ( $a = 22.86$  mm,  $b = 10.16$  mm). Nous décrivons la géométrie du filtre sur la figure II.8. Les dimensions de la structure sont reportées dans le tableau II.2. La conception du filtre et les résultats de simulation par les logiciels HFSS et CST sont donnés dans le chapitre suivant.

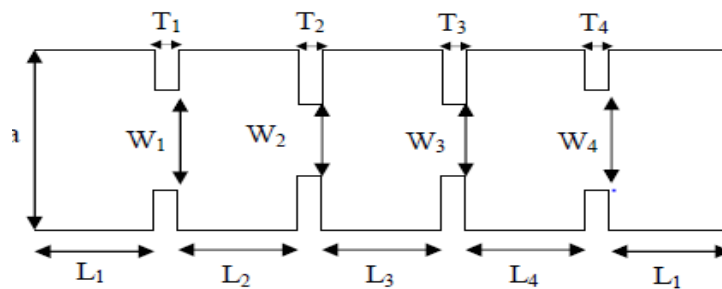


Figure II.8 : Structure et géométrie du filtre en guide d'ondes (Bande X).

I	1	2	3	4
Wi (mm)	12.6	9	9	12.6
Ti (mm)	2	2	2	2
Li (mm)	16	21	22.8	21

Tableau II.2 : Dimensions de la structure de la figure II.10



Figure II.9: Photographie du filtre fonctionnant en bande X.

Dans le travail suivant, nous avons conçu un autre filtre tout en gardant la même topologie du filtre précédent, mais en augmentant les fréquences (Ku [12-18] GHz). Ce type de filtres bande Ku sont très utilisés la réception des satellites de télécommunications.

### II.3.9 Conception du filtre à guides d'ondes rectangulaires à iris en bande Ku

#### II.3.9.1 Synthèse du filtre Tchebychev

La représentation schématique classique d'un filtre à quatre pôles est donnée sur la figure II.10, en considérant un couplage direct entre les pôles du filtre.

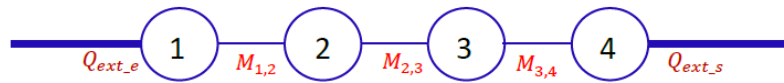


Figure II.10 : Représentation schématique d'un filtre à iris à 4 pôles.

Ce synoptique de filtrage montre bien le chemin nécessaire pour l'obtention de ce filtre. Le chemin direct réalisé par les résonateurs 1,2,3 et 4 permet de déterminer la matrice de coefficients de couplage [M] de ce filtre, ainsi que le facteur de qualité extérieur  $Q_e$ .

#### II.3.9.2 Matrice de couplage et facteur de qualité externe

Lorsque les éléments des prototypes passe-bas et passe-bande sont déterminés, il est possible de calculer les facteurs de qualité externe ainsi que les coefficients de couplage entre les résonateurs [10]. Pour étudier les filtres passe-bande, nous avons considéré dans un premier temps un filtre d'ordre 4 à iris inductives, fonctionnant à la fréquence centrale 14.55GHz avec une largeur de bande passante de 970 MHz. Les pertes de réflexion sont égales à 15 dB au niveau de la bande passante. En utilisant les équations (II.13) et (II.14), la matrice normalisée de couplage [M] et les facteurs de qualité extérieurs  $Q_e$  du filtre pour une largeur de bande relative  $FBW=0.0667$  sont les suivants :

$$Q_e = \frac{q_e}{FBW} \quad (II.13)$$

Les éléments de couplage  $M_{i,i+1}$  et les facteurs de qualité externes ( $Q_{e1}$ ,  $Q_{en}$ ) sont liés aux éléments de prototype passe-bas  $g_0, g_1, g_2, \dots, g_{n+1}$  de la manière suivante [11]:

$$Q_{e1} = \frac{g_0 g_1}{FBW} \quad \text{et} \quad Q_{en} = \frac{g_n g_{n+1}}{FBW} \quad (II.14)$$

$$M_{i,j+1} = \frac{FBW}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad \text{pour } i = 1 \text{ jusqu'à } n-1$$

$$M = \begin{bmatrix} 0 & M_{1,2} & 0 & 0 \\ M_{2,1} & 0 & M_{2,3} & 0 \\ 0 & M_{3,2} & 0 & M_{3,4} \\ 0 & 0 & M_{4,3} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0.0608 & 0 & 0 \\ 0.0608 & 0 & -0.0467 & 0 \\ 0 & -0.0467 & 0 & 0.0608 \\ 0 & 0 & 0.0608 & 0 \end{bmatrix}$$

$$Q_{e1} = Q_{e2} = Q_e = 13.96$$

### II.3.9.3 Circuit équivalent

Les spécifications de filtre se traduisent par des éléments de la matrice de couplages souhaités  $M_{i,i+1}$ ,  $Q_{e1}$  et  $Q_{e2}$ . Le schéma du circuit pour ce filtre est représenté à la figure II.11, où les éléments localisés LC représentent les quatre résonateurs synchroniquement accordés et les lignes de transmission quart d'onde, qui ont une longueur électrique  $EL = \pm 90^\circ$  à la fréquence centrale.  $Z = 50 \Omega$  est l'impédance de terminaisons dans les ports d'entrée et de sortie.  $\omega_0 = 2\pi f_0$  (rad/s) est la fréquence angulaire à la fréquence centrale du filtre. Les paramètres de conception correspondante pour le filtre passe-bande sont calculés en utilisant les équations (II.8) et (II.9) :

$z_{i,i+1}$	$L_0$	$C_0$
$z_{12} = z_{34} (58.9089\Omega)$ $z_{23} = (76.695\Omega)$	0.0391 nH	3.054 pF

*Tableau II.3: Les impédances et les éléments localisés du filtre passe-bande à quatre-pôles.*

Dans notre cas, l'impédance caractéristique des lignes de transmission à quart d'onde doit être positive, et donc, pour le couplage négatif  $M_{2,3}$ , la longueur électrique correspondant est fixée à  $-90^\circ$ , comme nous pouvons le voir sur la figure II.11:

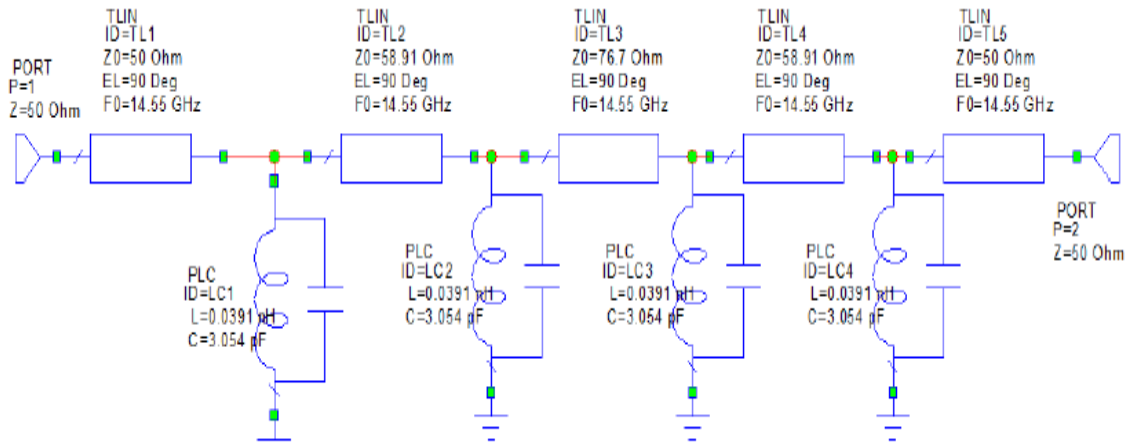


Figure II.11 : Modèle équivalent classique du filtre passe-bande à 4 pôles.

### II.3.9.4 Etude électromagnétique du filtre à guide rectangulaire en bande Ku [12-18] GHz

Le filtre, que nous étudions dans cette section, est un filtre à quatre résonateurs rectangulaires couplés par des iris inductives, fonctionnant en bande Ku (figure II.12). Le guide d'onde WR62 ( $a = 15.80\text{mm}$  et  $b = 7.90\text{mm}$ ), est rempli d'air, l'épaisseur pour toutes les iris est  $t = 0.5\text{mm}$ . La fréquence centrale  $f_0 = 14.55\text{ GHz}$ , la largeur de bande relative soit de 970 MHz et les pertes d'insertion  $Lar = 0.004$ . L'excitation dans le guide est réalisée par le mode fondamental  $TE_{10}$ .

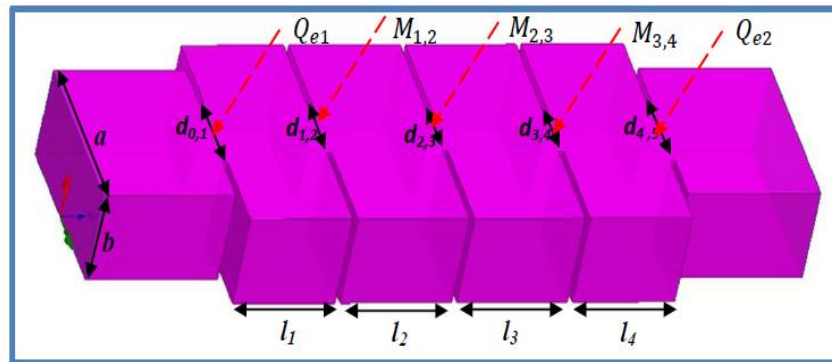


Figure II.12: Structure et géométrie du filtre à iris en bande Ku.

### II.3.9.5 Calcul de couplage d'entrée / sortie

Le couplage d'entrée  $Q_e = 13.96$  est comparé à leurs valeurs correspondantes extraites en utilisant la méthode de retard de groupe décrite dans la section précédente. Avec l'utilisation du logiciel HFSS, le retard de groupe est calculé à partir du coefficient de réflexion de la structure. Pour le facteur  $Q_e = 13.96$ , le temps de retard nécessaire  $\tau_{S_{11}} = 0.61 \cdot 10^{-9}$ . Nous avons varié la largeur de l'iris  $d_{01}$  pour obtenir les différentes valeurs  $\tau_{S_{11}}$  (figure II.13).

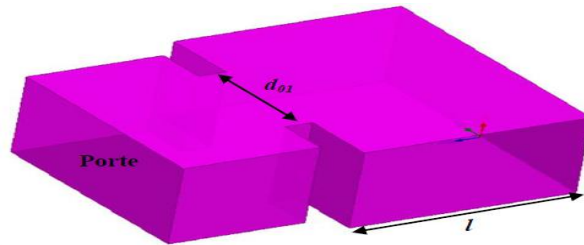


Figure II.13: Cavité resonante unique en prenant en compte l'effet de largeur de l'iris ( $d_{01}$ ).

Le facteur de qualité externe pour cette condition est extrait à partir de l'équation (II.15) :

$$Q_e = \frac{\omega_0 \cdot \tau_{S11}}{4} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 14.551 \cdot 0.61}{4} = 13.942 \quad (\text{II.15})$$

Le facteur de qualité externe extrait ( $Q_e = 13.942$ ) correspond aux facteurs de qualité externes calculés ( $Q_{e1} = Q_{e2} = 13.96$ ). Ceci est réalisé grâce à de multiples itérations de différentes largeurs de l'iris  $d_{01}$ .

### II.3.9.6 Couplage inter-résonateurs

Le couplage entre deux résonateurs dépend de la distance qui les sépare. En effet, lorsque deux résonateurs sont proches l'un de l'autre, leurs résonances sont perturbées à cause du couplage qui les relie. Le simulateur HFSS est utilisé pour calculer la fréquence de résonance des modes pairs et impairs. Le coefficient de couplage inter-résonateurs, noté ( $k$ ), est donné par la formule suivante:

$$K = \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_2^2 + f_1^2} \quad (\text{II.16})$$

Le tableau II.4 donne les dimensions de l'iris et les valeurs de couplage associées.

$M_{i,i+1}$	$k$	$d$ (mm)
$M_{12} = M_{34} (0.0608)$	0.0605	$d_{12} = d_{34} (5.0)$
$M_{23} (0.0467)$	0.0464	$d_{23} (4.7)$

Tableau II.4: Couplage inter-résonateurs et la largeur de l'iris du filtre passe-bande à quatre-Pole.

Après optimisation des dimensions de ce filtre au moyen du logiciel HFSS pour satisfaire les spécifications requises. Les longueurs physiques sont indiquées dans la figure II.14. Les dimensions du filtre optimisées sont reportées sur le Tableau II.5.

Paramètres	Symbole	Dimensions (mm)
Longueurs des cavités	$l_1$	10.00
	$l_2$	10.80
Distances entre les iris symétriques	$d_{01}$	07.00
	$d_{12}$	05.00
	$d_{23}$	04.70
Largeur des iris	t	00.50

Tableau II.5: Les dimensions du filtre optimisées.

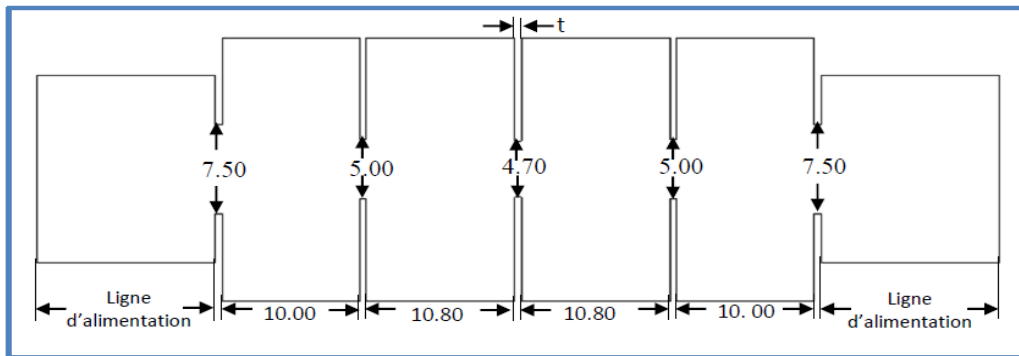


Figure II.14: Configuration de la structure du filtre à iris, dimensions en mm.



Figure II.15: Photographie du filtre fonctionnant dans la bande Ku [12]

### II.3.9.7 conception du filtre volumique à iris en bande Ku

Notre intérêt s'est porté ensuite sur la conception d'un filtre dans la bande Ku constitué de quatre cavités métalliques rectangulaires vides couplés par cinq iris métalliques insérés dans un guide d'onde vide de type WR 62 ( $a=15.8$  mm et  $b=7.9$  mm) (Figure II.16).



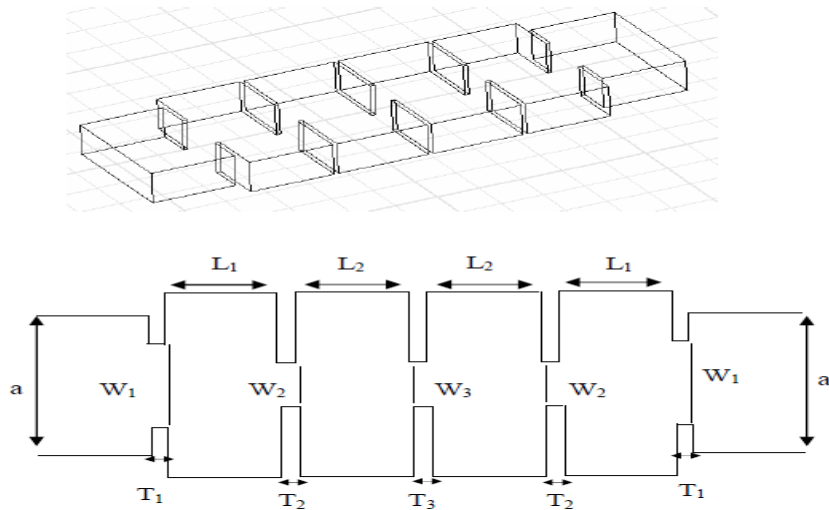


Figure II.16 : Structure et géométrie du filtre en guide d'ondes (Bande Ku).

I	1	2	3
Wi (mm)	7.5	5	4.7
Ti (mm)	0.5	0.5	0.5
Li (mm)	10	10.8	

Tableau II.6 : Dimensions de la structure de la figure II.16.

La conception et la simulation de ce filtre sera présentée dans le chapitre 3.

### II.3.10 Etude d'un filtre passe bande à iris inductif symétrique dans la bande Ka [26-40] GHz

La topologie filtre volumique à iris en bande Ka [26.5-40]GHz est très utilisée car elle présente une large bande de fréquence due aux iris introduites dans la structure.

#### II.3.10.1 Cahier de charge

Les critères cités ci-dessous définissent le filtre passe bande :

- Type de filtre : Tchebychev d'ordre 3
- Ondulation  $LAr=0.04321$  dB
- Fréquence de coupure =21.1 GHz et la fréquence centrale =33.8 GHz
- Bande passante  $BW=0.75$  GHz
- Bande passante relative  $FBW=2.21\%$

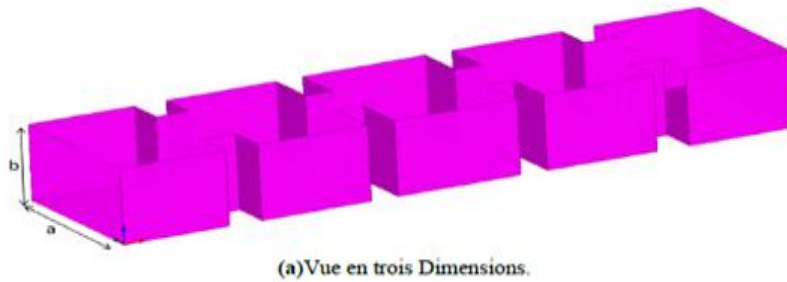


Figure II.17 : Photographie du filtre fonctionnant dans la bande Ka.

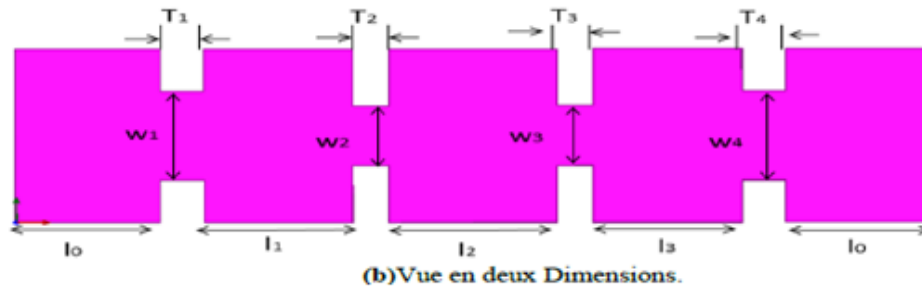


Figure II.18 : Structure géométrique d'un filtre en guide d'onde à iris inductivesymétrique dans la bande Ka [26-40] GHz.

### II.3.10.2 Conception du filtre volumique à iris en bande Ka

Nous avons analysé un filtre en guides d'ondes à iris inductives symétriques constitué de trois cavités métalliques rectangulaires vides couplés par quatre iris métalliques insérés dans un guide d'onde vide de type WR-28 de longueur  $l=22.8$  mm et de section ( $a=7.11$  mm et  $b=3.56$  mm).

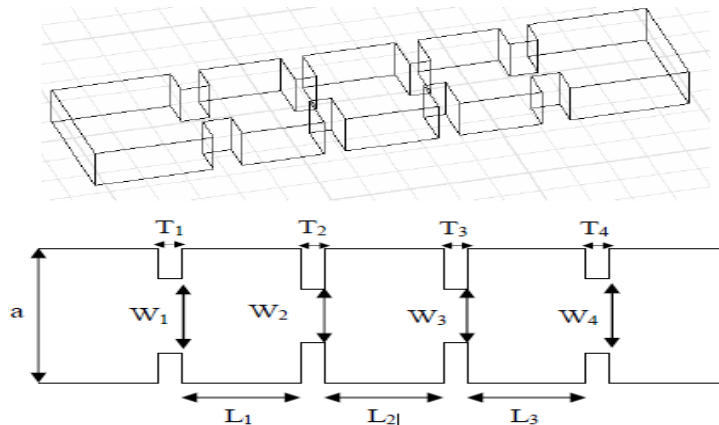


Figure II.19 : Structure et géométrie du filtre (Bande Ka).

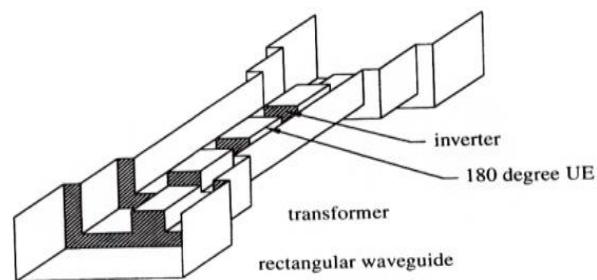
Les filtres volumiques sont des filtres qui présentent des performances remarquables, mais ils sont difficiles à intégrer dans un environnement planaire. Aussi, nous nous intéressons dans la suite de ce travail à la conception d'un filtre volumique à nervures large bande [3-9]GHz, ce filtre peut être intégrer dans un système planaire grâce à une transition « strip-line ».

La conception et la simulation de ce filtre est présentée dans le chapitre suivant.

## II.4 FILTRES VOLUMIQUES A GUIDE D'ONDES A NERVURES

Une caractéristique particulière pour la conception des filtres à guide concerne les modes de transmission. Dans les systèmes à guide d'ondes, plusieurs modes sont transmis. Ceci peut être un inconvénient pour le système, comme pour le problème des modes indésirables, et un avantage, comme pour la conception de filtres à guide de taille plus petite pour les modes doubles. Les principaux avantages des filtres à guide d'ondes à nervures sont leur capacité d'utilisation en hautes fréquences et leurs faibles pertes. Les principaux inconvénients sont leurs volumes et leurs coûts par rapport aux filtres micro ruban.

De nombreux filtres à guide d'ondes à nervures, se composent d'un réseau de résonateurs couplés avec des réseaux à circuits LC. L'un des types les plus utilisés se compose de cavités résonnantes couplées. Pour ce genre de filtre, il existe différents types, la plupart sont différenciés par les moyens de couplage. D'autres types de filtre à guide d'ondes comprennent les filtres à résonateurs diélectriques, les filtres isolants, les filtres à micro ruban, les filtres à guide ondulés, et les filtres à stub. Un certain nombre de composants à base de guides ont la même conception d'un filtre, mais leur but n'est pas de filtrer des signaux. De tels dispositifs comprennent des composants d'adaptation d'impédance, des coupleurs directionnels, et des duplexeurs. Ces dispositifs ont fréquemment la forme d'un filtre. [13].



*Figure II.20 : Filtre passe bande utilisant un inverseur d'impédance.*



Figure II.21 : Filtre à guides d'ondes à nervures [14].

#### II.4.1 Filtre volumique nervuré à large bande [3-9] GHz

Les filtres planaires à large bande sont les plus utilisés. Cependant cette technologie présente des pertes d'insertion élevées. Nous proposons dans ce travail, un filtre passe-bande en technologie guide d'ondes à nervures, conçu dans une large bande [3-9] GHz. Ce filtre est constitué d'inserts métalliques étroits placés dans un guide d'ondes de dimensions ( $a = 24.68$  mm,  $b = 9$ mm). Ces inserts servent à coupler très fortement les sections dans ce filtre ; ce qui permet d'augmenter la largeur de bande [15]. Les dimensions et la géométrie de ce filtre sont exposées sur la figure II.22. Les dimensions du guide sont données par :  $a=24.68$ ,  $b=9$ ,  $W_1=2.47$ ,  $W_2=11.1$ ,  $g = 0.9$  (mm). La conception et la simulation de ce filtre est présentée dans le chapitre suivant.

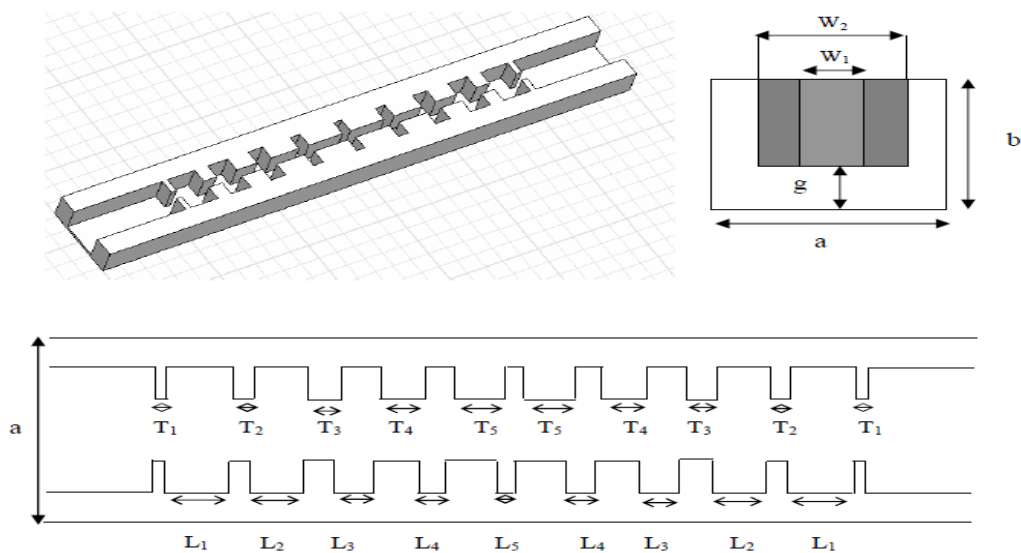
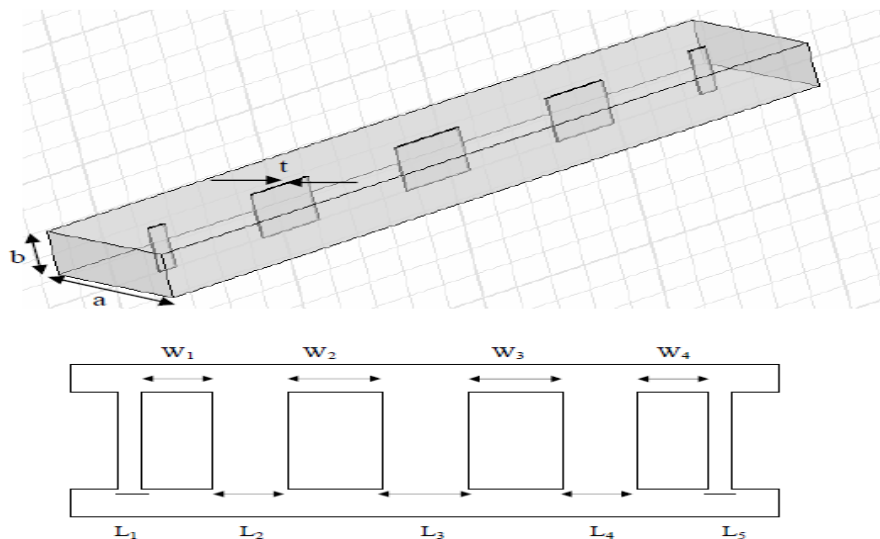


Figure II.22 : Structure et géométrie du filtre à nervures.

## II.4.2 Filtres à inserts métalliques

La performance de ce filtre est essentiellement obtenue grâce à la métallisation des inserts (figure II.23). Ces inserts ont une épaisseur comprise entre 30-100 $\mu\text{m}$  et ils sont fabriqués avec la technique de photolithographie [16]. Les inserts sont maintenus entre les deux moitiés du guide d'ondes vides ce qui simplifie l'assemblage et réduit le coût de l'usinage. La conception de ce type de filtres dans le plan E a été proposée dans les références [16]-[17]. Dans ce cadre, nous avons étudié un filtre plan-E dans la bande Ka constitué de cinq inserts métalliques d'épaisseur  $t=100\mu\text{m}$ , couplés par quatre résonateurs insérés dans un guide d'ondes de type WR 28. La géométrie et les dimensions correspondant à cette structure sont présentées sur la figure II.23.



*Figure II.23 : Filtre à inserts métalliques dans la bande Ka.*

Les filtres à inserts métalliques présentent de faibles pertes d'insertion, ils sont très utilisés grâce à leur sélectivité et leur forte puissance. Afin d'améliorer les performances électriques des filtres volumiques, nous étudions dans le paragraphe suivant un exemple de filtres cylindriques. Ce filtre contient des cavités cylindriques bi-modes couplées par des iris inductifs. Les filtres d'OMUX sont généralement des filtres en cavités bi-modes. La conception et la simulation de ce filtre est présentée dans le chapitre suivant.

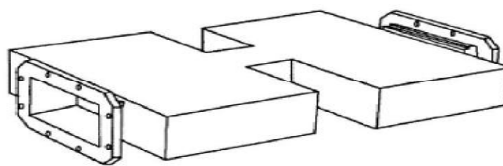
### II.4.3 Filtres à cavités métalliques

Ces filtres sont apparus au début des années 1940 [18]. Afin de réduire leur poids, leur encombrement et améliorer leurs performances électriques, ils sont généralement utilisés suivant des modes duaux, grâce à la mise en œuvre de cavités hyperfréquences cylindriques ou parallélépipédiques bi-modes. Ces modes duaux ont la particularité de présenter deux polarisations orthogonales à la même fréquence. On peut alors créer des filtres à  $2N$  pôles avec  $N$  résonateurs. Pour des besoins de réglages, il est nécessaire d'ajouter des vis afin de jouer mécaniquement sur les coefficients de couplage et d'accorder le filtre en fréquence (figure II.24).



*Figure II.24 : Filtre à cavités métalliques cylindriques avec vis de réglage.*

Le second type de structures est basé sur l'utilisation de cavités métalliques rectangulaires à mode duaux (figure I.25). Chaque cavité est excitée sur deux modes orthogonaux d'une seule famille de mode TE. L'énergie électromagnétique de l'ensemble des modes résonants est alors couplée dans chaque cavité par des iris inductives asymétriques [19] - [20].



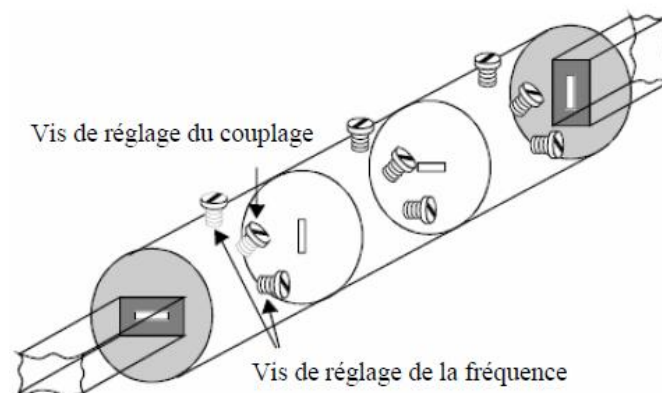
*Figure II.25 : Filtre à cavités métalliques rectangulaires [21].*

Les performances des filtres à cavités rectangulaires sont quasiment semblables aux filtres à cavités métalliques cylindriques, mais la réalisation des cavités métalliques rectangulaires passe par des procédés de fabrication moins complexes que pour les cavités cylindriques. Qu'ils soient à cavités cylindriques ou parallélépipédiques, ces filtres sont voués à des applications spatiales à très faible bande, ce qui nécessite une très forte sélectivité, ils sont toujours équipés de vis de réglage ce qui entraîne une faible reproductivité et un coût de production élevé.

#### II.4.4 Filtre à cavités métalliques cylindriques

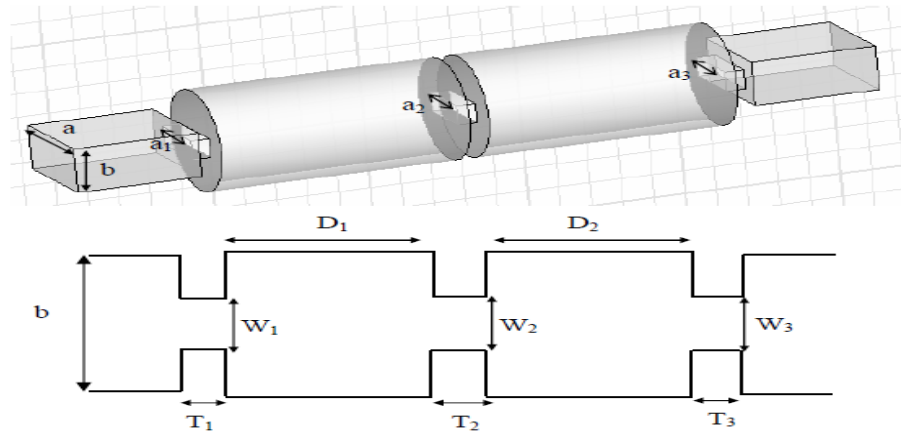
Les filtres à cavités cylindriques bi-modes sont des filtres hyperfréquences constitués d'une succession de cavités cylindriques couplées magnétiquement entre elles par des iris. L'onde électromagnétique qui traverse ces cavités satisfait aux équations de Maxwell ; ce qui force le champ électrique tangent aux parois métalliques de la cavité à être nul [22]. Dans la plage de fréquences d'utilisation du filtre, le champ électrique dans chacune des cavités peut être vu comme se décomposant selon deux modes orthogonaux dans le plan perpendiculaire à l'axe des cavités (les autres modes sont assez éloignés en fréquence pour ne pas intervenir).

Chacune des cavités est munie de trois vis. Les vis horizontales et verticales engendrent une perturbation de la géométrie de la cavité, ce qui permet d'ajuster les fréquences de chacun des deux modes [23]. La dernière vis permet d'ajuster le couplage des deux modes entre eux. Enfin les iris réalisent un couplage entre les modes de cavités adjacentes. Un exemple sur ce type des filtres est illustré sur la figure II.26.

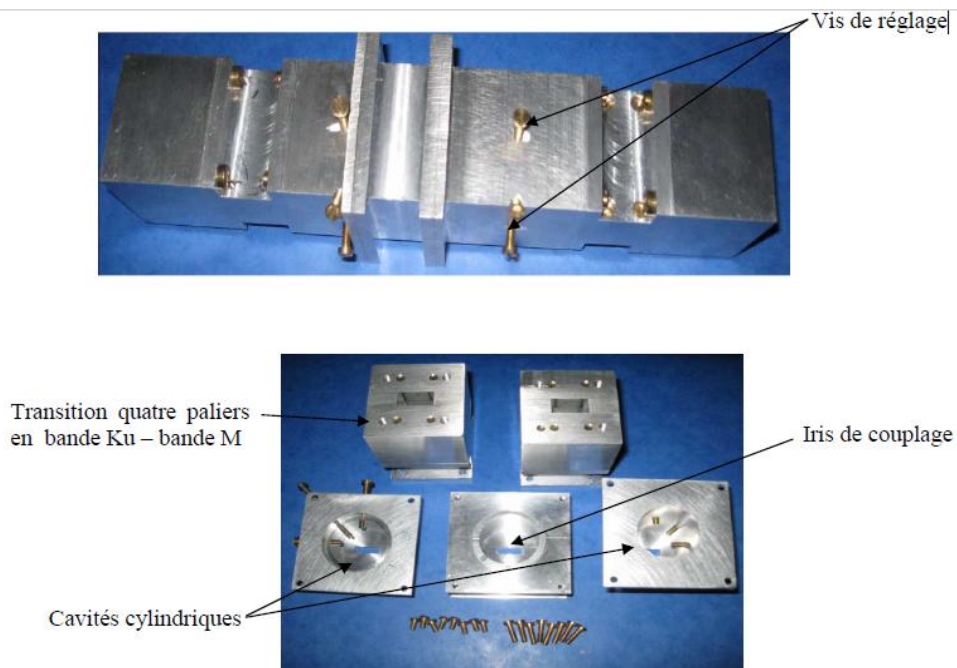


*Figure II.26 : Filtre à cavités cylindriques avec les vis de réglages.*

Les filtres en cavités ont fait l'objet de diverses études théoriques et expérimentales [24] - [25] - [26], nous nous sommes intéressés plus particulièrement aux filtres à 5 pôles. Ce filtre comporte deux cavités cylindriques couplées par des iris rectangulaires comme le montre la figure II.27. Les guides d'entrée / sortie sont du type WR75 ( $a = 19.05$  mm,  $b = 9.525$  mm).



**Figure II.27 : Structure et géométrie du filtre cylindrique.**



**Figure II.28: Photographie du filtre cylindrique.**

La différence observée entre les résultats expérimentaux et les résultats de simulation est due principalement aux erreurs de fabrication des cavités et des iris, les précisions requises rendent l'usinage mécanique difficile. Les pertes sont assez importantes à cause de la faible conductivité du Laiton  $\sigma = 2.56 \cdot 10^7 \text{ S.m}^{-1}$ . La conception et la simulation de ce filtre est présentée dans le chapitre suivant.



#### II.4.5 Filtre à cavité résonnante

La cavité résonnante est un composant de base des filtres à guide d'ondes. Elle se compose d'un guide de longueur courte. Les ondes enfermées à l'intérieur du résonateur sont réfléchies dans les deux sens des extrémités. La cavité résonne à une fréquence caractéristique. L'effet de résonance peut être employé pour sélectionner certaines fréquences. Les cavités sont utilisées dans les filtres, elles exigent qu'une partie des ondes traverse la cavité et l'autre partie passe à travers la structure de couplage. L'utilisation de deux modes dans une cavité est insuffisante, pour cela, un troisième incrément est ajouté, par exemple  $TE_{011}$ . Les deux premiers incréments décrivent l'onde qui se déplace à travers la longueur de la cavité, et qui représente le nombre des modes transversaux du guide d'ondes. Le troisième incrément décrit le mode longitudinal provoqué par la configuration des interférences et des ondes réfléchies. Le troisième incrément est égal au nombre de demi-longueur d'onde du guide. Les modes les plus utilisés sont les modes dominants  $TE_{101}$  dans le guide rectangulaire, et  $TE_{111}$  dans le guide circulaire. Le mode  $TE_{011}$  dans le guide circulaire est utilisé grâce à ses faibles pertes (par conséquent le facteur Q élevé) mais ne peut pas être utilisé dans un filtre à double mode parce qu'il est circulaire et symétrique. Des modes meilleurs sont dans les filtres à guide rectangulaire à double mode et qui sont  $TE_{103}$  et  $TE_{105}$ . Le mode  $TE_{113}$  d'un guide circulaire réalise un facteur Q de 16.000 à 12 Ghz. [27]



*Figure II.29 : filtre à cavité résonnante.*

## II.5 CONCLUSION

Nous avons présentée au cours de ce chapitre les différents types des filtres passifs, après les filtres passe bande avec ces méthodes de conception en hyperfréquences .ensuite ,nous avons présenté les filtres à stubs en fonction de la longueur ( $\lambda$ ) et en court-circuit et en circuit ouvert.. après , on présentent les filtres volumiques à iris dans différentes bandes de fréquences (x, ku,ka...). Enfin, nous avons décrit les filtres à guides d'ondes à nervures , les filtres à inserts métalliques , et les filtres à cavités métalliques ( résonnantes et cylindriques).

## II.6 BIBLIOGRAPHIE

- [1] M.Yahia, « *Modélisation Electromagnétique des Structures Complexes par Couplage des Méthodes* ».Optimisation des Filtres Micro-ondes. Institut National Polytechnique de Toulouse (INP Toulouse), Génie Electrique, Electronique et Télécommunications (GEET), Novembre 2010.
- [2] I.C. Hunter, L. Billonet, B. Jarry, and P. Guillon "*Microwave filters – applications and technology*", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 50, p.794–805, mars 2002.
- [3] DAMOU Mahdi« Conception et optimisation des composants passifs microondes en technologie SIW : Application aux filtres passe-bandes » thèse de Doctorat en télécommunications, l'université de Tlemcen, janvier 2018.
- [4] J. Grajal, V. Krozer, E. Gonzalez, F. Maldonado, J. Gismero,« Modeling and design aspects of millimeter-wave and submillimeter-wave Schottky diode varactor frequency multipliers », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume 48, Issue 4, Part 2, April 2000 Page(s):700– 711.
- [5] R.J.Cameron, General Coupling Matrix Synthesis Methods for Chebyshev Filter in Functions, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 47 (4), pp433-442, Apr.1999.
- [6] B. Lenoir "Applications de structures périodiques diélectriques et métalliques à la conception de dispositifs microondes volumiques et planaires" Thèse de Doctorat del'Université de Limoges, Mars 2001.

- [7] R.J.Cameron, J.C.Faugère, F.Seyfert, Coupling Matrix Synthesis for a New Class of Microwave Filter Configuration, IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Long Beach, Jun. 2005.
- [8] A. MORINI, T. ROZZI, M. FARINA and G. VENANZONI, “A new look at the practical design of compact diplexers”, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, no. 9, pp. 3515–3520, September 2006.
- [9] A. KIRILENKO, L. RUD, V. TKACHENKO and D. KULIK, “Evanescent-Mode ridged waveguide bandpass filters with improved performance”, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, no. 5, pp. 1324 – 1327, May 2002.
- [10] S. Moraud, “ Etude et conception de nouvelles topologies de filtres destinés à être intégrés aux différents niveaux de la charge utile d'un satellite de télécommunications”, Université de Limoges, thèse 1998.
- [11] E.Nugoolcharoenlap, X. Shang, and M. J. Lancaster, "Design of Waveguide Aperture Antenna-Filters using Coupling Matrix Theory," submitted to MTT. Bozzi, M., Perregrini, L., Wu, K.: 'Modeling of conductor, dielectric and radiation losses in substrate integrated waveguide by the boundary integral-resonant mode expansion method', *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 2008, 56, (12), pp. 3153-3161.
- [12] 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.
- [13] Cristal, Edward G, Matthaei, G. L. « A technique for the design of multiplexers having contiguous channels », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, volume 12, issue 1, pages 88–93, 1964.
- [14] S. AMARI, J. BORNEMANN, W. MENZEL and F. ALESSANDRI, “Diplexer design using pre-synthesized waveguide filters with strongly dispersive inverters”, *IEEE MTT-S Digest*, pp. 1627-11630, 2001.

- [15]M. EL SABBAGH, H. HSU, K. ZAKI, P. PRAMANICK and T. DOLAN, "Full wave optimization of stripline tapped-in ridge waveguide bandpass filters", *IEEE MTT Int. Microwave Symp. Digest*, pp. 1850-1808, 2002.
- [16] E. OFLI, "Analysis and design of microwave and Millimeter-wave filters and diplexers ", *Thèse de Docteur de l'Université d'Ankara*, 2004.
- [17]E. OFLI, R. VAHLDIECK and S. AMARI, "Novel E-plane filters and diplexers with elliptic response for millimeter-wave applications", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 53, pp. 843-851, Mars 2005.
- [18]M. CHATRAS, " Filtres micro-usinés à bande étroite pour les applications spatiales", *Thèse de Docteur de l'Université De Limoges*, 15 Décembre 2003.
- [19]R. LEVY, "Tapered corrugated waveguide low-pass filter", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 21, no 8, August 1973.
- [20]V.A. LABAY and J. BORNEMANN, "A new evanescent mode filter for densely packaged waveguide application", *IEEE Symp. Microwave Theory Tech.*, pp. 901-904, 1992.
- [21]M.GUGLIELMI, P.JARRY, E.KERHERVE, O.ROQUEBRUN and D.SCHMITT, "A New Family of All-Inductive Dual-Mode Filters", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 49, no.10, pp. 1764-1769, October 2001.
- [22] M. UHM, J. JONG, H. PARK and J. KIM "An efficient optimization design of a manifold multiplexer using an accurate equivalent circuit model of coupling irises of channel filters", *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest*, 2005.
- [23]E. ATIA and E. WILLIAMS, "Narrow-bandpass waveguide filters", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech*, vol. 20, pp 258-265, no. 4, April, 1972.
- [24]S. BILA, D. BAILLARGEAT, M. AUBOURG, S. VERDEYME, F. SEYFERT, L. BARATCHART, C. BOICHON, F. THEVENON, J. PUECH, C. ZANCHI, L. LAPIERRE and J. SOMBRIN, "Finite-element modeling for the design optimization of microwave filters", *IEEE Trans. On Magnetics*, vol. 40, no. 2, pp.1472-1475, March 2004.

[25]M. TAHERI, D. M. SYAHKAL and S. NAIENI, "Sixth-order elliptic function filter using triple-mode dielectric-loaded cylindrical cavities", *IEE Proc. Microwave Antennas Propagation*, vol. 149, no. 516, pp. 237-242, November 2002.

[26]B. LENOIR, "Applications de structures périodiques diélectriques et métalliques à la conception de dispositifs microondes volumiques et planaires", *Thèse de docteur de l'université de Limoges*, Mars 2001.

[27] Hunter, I. C, « *Theory and Design of Microwave Filters* », IET, 2001 ISBN 0-85296-777-2.

**CHAPITRE III**

**CONCEPTION DES FILTRES PASSE**

**BANDE EN TECHNOLOGIE**

**VOLUMIQUE**

**III.1 INTRODUCTION**

L'objet de ce chapitre est de présenter les divers aspects permettant de concevoir des structures en 3D en utilisant les logiciels de conception et de simulation, *Ansoft HFSS* « *High Frequency Structure Simulator* », et le « *CST Microwave Studio Suite* ». Et de présenter aussi les deux méthodes de conception de chaque logiciel, celles des MEF et FIT. Le HFSS est un progiciel permettant la modélisation et l'analyse électromagnétiques des structures passives et tridimensionnelles. Le CST a les mêmes propriétés que celles de HFSS. Son principe de calcul est basé sur la méthode FIT (Finite Integral Temporal) pour le maillage et le calcul d'une structure. [1]

Dans la première partie du chapitre, nous allons étudier les filtres à guides d'ondes à iris droites et arrondis dans la bande passante X, Ku, Ka. Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous avons parlé des filtres à guides d'ondes à nervures à large bande [3-9]GHz. Ensuite, dans la troisième partie on s'intéressera aux filtres à guides d'ondes à cavités métalliques dans la bande de fréquence [11.5-13.5]GHz. Dans la quatrième section nous avons parlé des filtres à 4 résonateurs à coins arrondis dans la bande-V [600-900] MHz dans le domaine UHF. Enfin, dans la dernière partie de ce chapitre, nous avons présenté les filtres à guides d'ondes à inserts métalliques.

Pour tirer profit de ce qui a été cité précédemment, on va donner un exemple d'application de chaque structure à guides d'ondes dans différentes bandes de fréquences X, Ku, Ka et V. Les simulations et optimisation de toutes les structures ont été réalisés sous les deux logiciels de

simulation Ansoft HFSS et CST Microwave Suite effectuées sur un ordinateur qui a les performances suivantes ; PC I5 Intel CPU 2.53GHz avec 4GB RAM.

Par la suite, nous avons comparé les résultats de simulations obtenus par HFSS de quelques structures avec celles obtenus par CST.

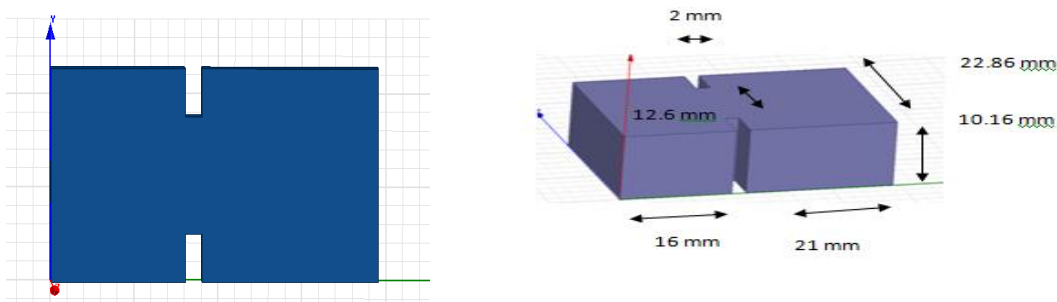
Enfin, nous avons représentés les champs électriques E et les champs magnétiques H pour toutes les structures étudiées.

## III.2 RESULTATS DE SIMULATION DES FILTRES VOLUMIQUES

### III.2.1 Filtres à guide d'onde rectangulaires à iris dans la bande-X [8-12]GHz

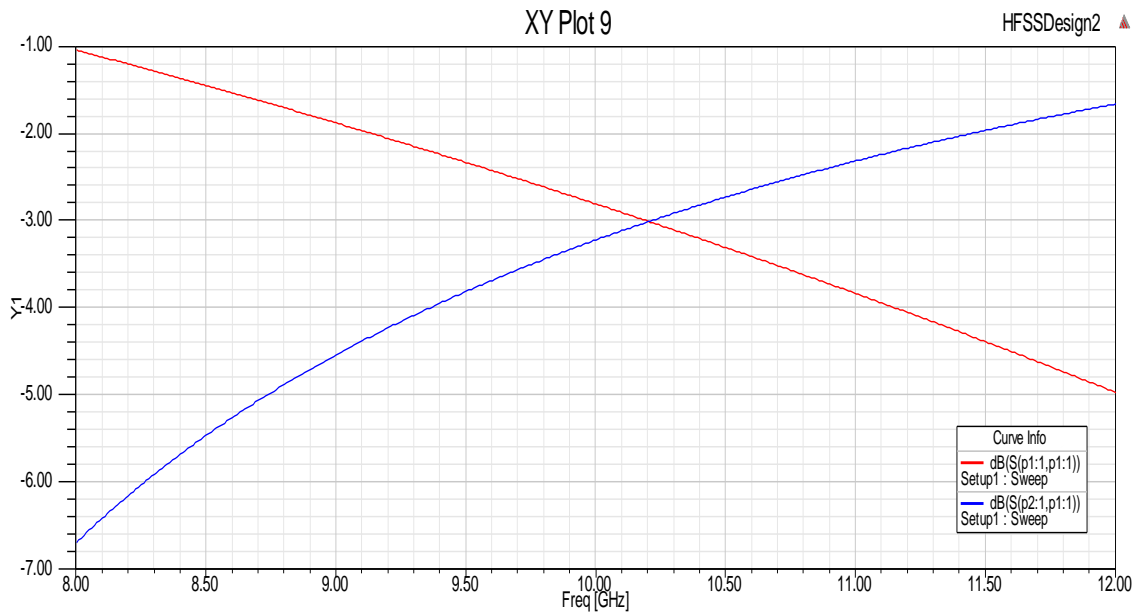
#### III.2.1.1 Simulation du filtre rectangulaire à 1 iris

La première étape dans le processus de conception prend uniquement le filtre à 1 seule iris, illustrée à la figure III.1. Les résultats de simulations des coefficients de réflexion  $S_{11}$  et de transmission  $S_{21}$  sont donnés sur la figure III.2. On constate que le coefficient  $S_{11}$  est égal à -5dB, et que le coefficient  $S_{21}$  est égal à -1.6dB, à partir de la fréquence 12 GHz pour un filtre à une seule iris.

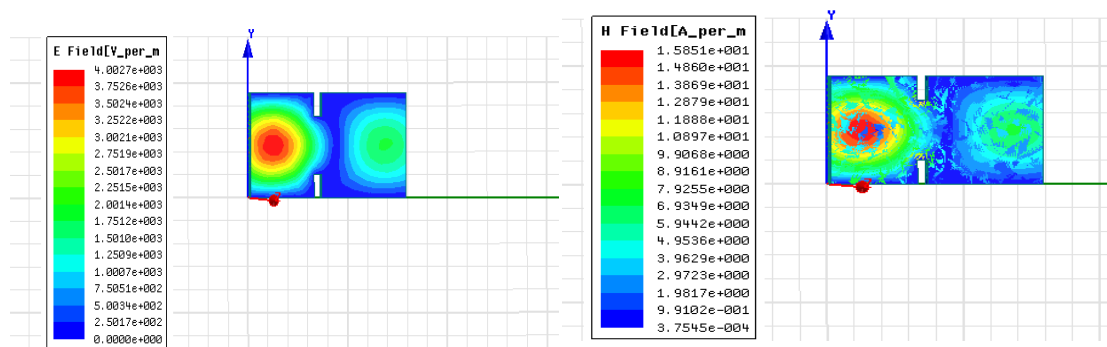


*Figure III.1 Filtre à guide d'onde à 1 iris dans la bande X.*





**Figure III.2** Filtre à guide d'onde à 1 iris dans la bande X.



**Figure III.3 :** Répartition de champ électrique  $E$  dans guide d'onde a iris dans la bande X.

**Figure III.4 :** Répartition de champ magnétique  $H$  dans guide d'onde a iris dans la bande X.

Les cartographies des champs électriques et magnétiques de la figure III.1 sont tracées sur les figure III.3 et III.4 respectivement. On remarque que le maximum des champs  $E$  et  $H$  est représenté par des couleurs foncées (fort intensité). Lorsque l'intensité des champs est faible on la représente par des couleurs claires. Ce principe est valable pour toutes les structures des champs  $E$  et  $H$  représentées dans le chapitre III.

### III.2.1.2 Simulation du filtre rectangulaire à 2 iris

La seconde étape de conception du filtre à 2 iris est illustrée à la figure III.5. Les résultats des simulations des coefficients de réflexion  $S_{11}$  et de transmission  $S_{21}$  sont donnés sur la figure III.6.

On constate que le coefficient  $S_{11}$  est égal à  $-2\text{dB}$ , et le coefficient  $S_{21}$  est égal à  $-4.9\text{dB}$  localisés à la fréquence  $8.8\text{ GHz}$ .

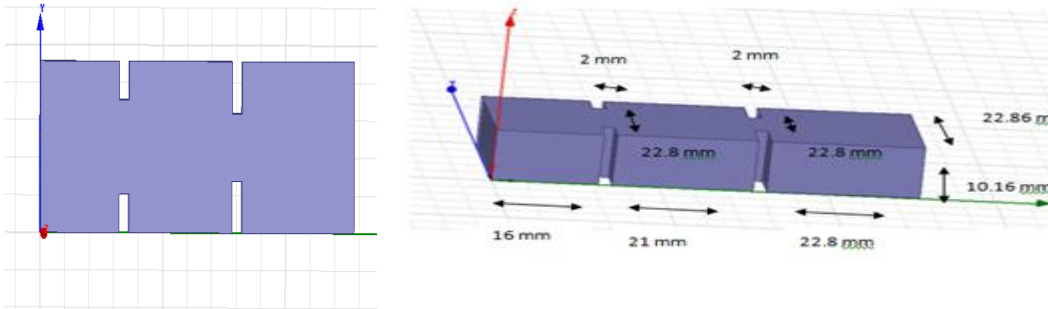


Figure III.5 Filtre à guide d'onde à 2 iris dans la bande X.

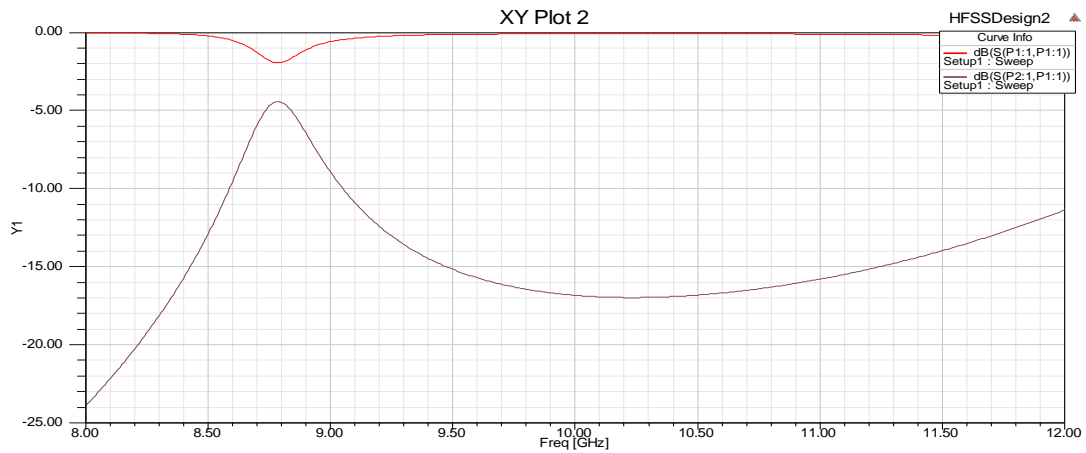


Figure III.6 Filtre à guide d'onde à 2 iris dans la bande X.

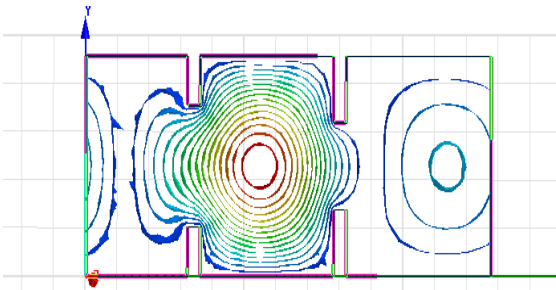


Figure III.7 : Répartition de champ E du filtre à guide d'onde à 2 iris dans la bande X.

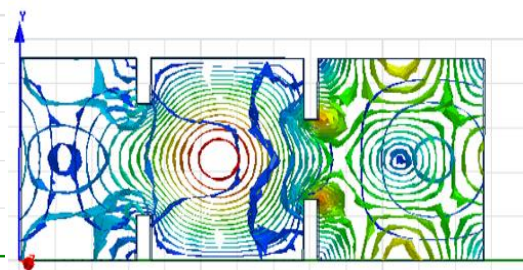


Figure III.8 : Répartition du champ H du filtre à guide d'onde à 2 iris dans la bande X.

### III.2.1.3 Simulation du filtre rectangulaire à 3 iris

La troisième étape de conception du filtre à 3 iris est illustrée à la figure III.9. Les résultats des simulations des coefficients de réflexion  $S_{11}$  et de transmission  $S_{21}$  sont donnés sur la figure III.10.

On constate que le coefficient  $S_{11}$  est égal à -2 dB, et le coefficient  $S_{21}$  est égal à -4 dB, pour un filtre à 3 iris dans la bande de fréquence [8.6-9] GHz.

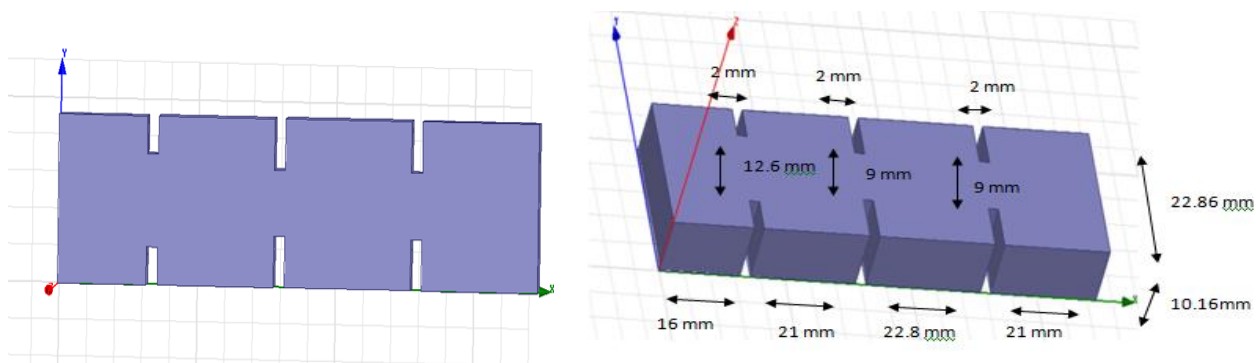


Figure III.9: Filtre à guide d'onde à 3 iris dans la bande X.

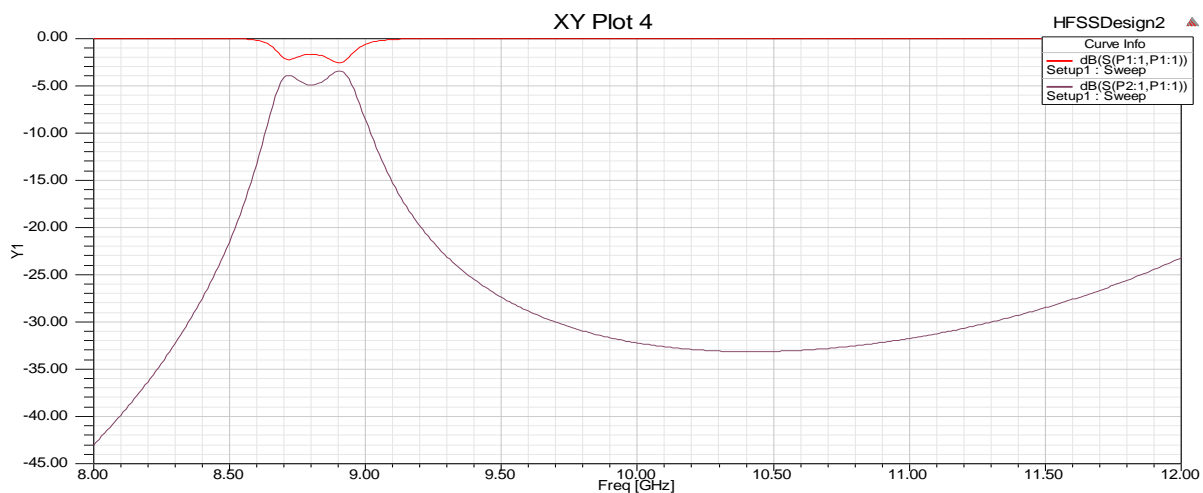


Figure III.10: Filtre à guide d'onde à 3 iris dans la bande X.

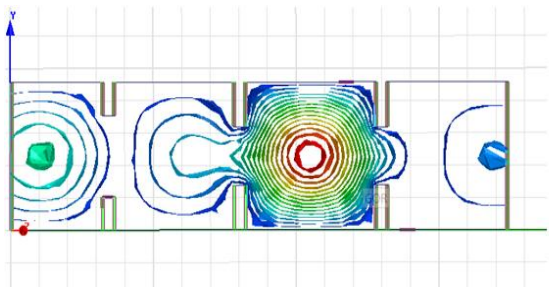


Figure III.11 : Répartition de champ électrique  $E$  dans guide d'onde a 3 iris dans la bande X.

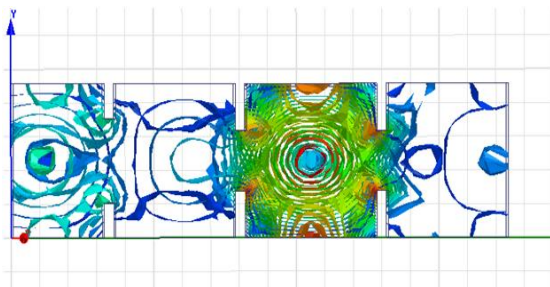


Figure III.12 : Répartition de champ magnétique  $H$  dans guide d'onde a 3 iris dans la bande X.

### III.2.1.4 Simulation du filtre rectangulaire à 4 iris

La quatrième étape de conception du filtre à 4 iris est illustrée à la figure III.13. On constate que le coefficient  $S_{11}$  est égal à  $-38\text{dB}$  à la fréquence  $8.8\text{ GHz}$ , et le coefficient  $S_{21}$  est égal à  $0\text{dB}$  dans l'intervalle  $[8.5-9]\text{GHz}$  sur la figure III.14, ce qui donne une bonne transmission du signal pour un filtre à 4 iris.

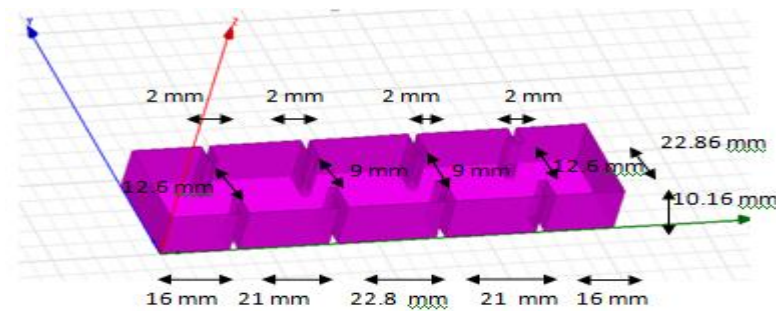


Figure III.13 Filtre à guide d'onde à 4 iris dans la bande X.

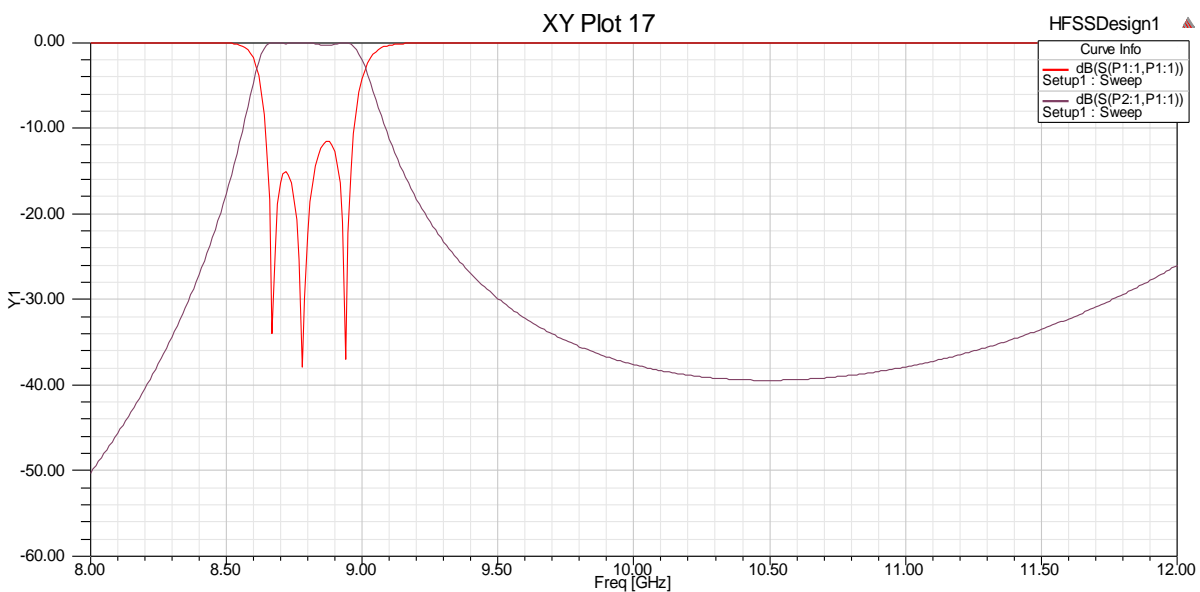


Figure III.14: Filtre à guide d'onde à 4 iris dans la bande X.

La figure III.15 montre les résultats de simulation du filtre à 4 iris sous CST. On constate que  $S_{11}$  est égal à  $-32\text{ dB}$  à la fréquence  $8.9\text{ GHz}$ , et que  $S_{21}$  est égal à  $0\text{dB}$  dans l'intervalle de fréquence  $[8.5-9]\text{ GHz}$  ce qui donne une bonne transmission du signal pour un filtre à 4 iris.

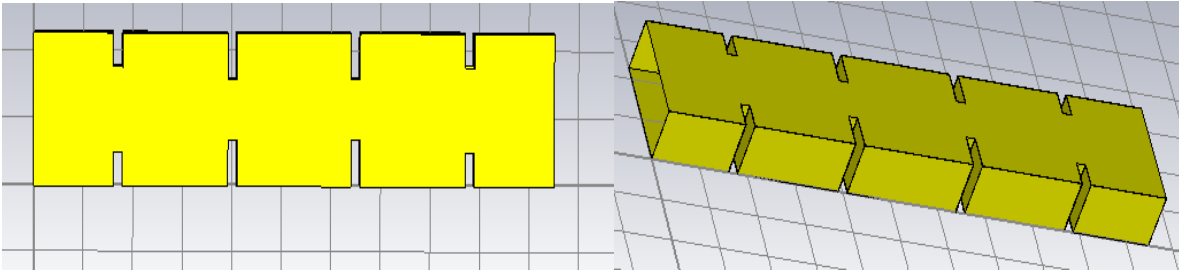


Figure III.15 : Filtre à guide d'onde à 4 iris dans la bande X-CST.

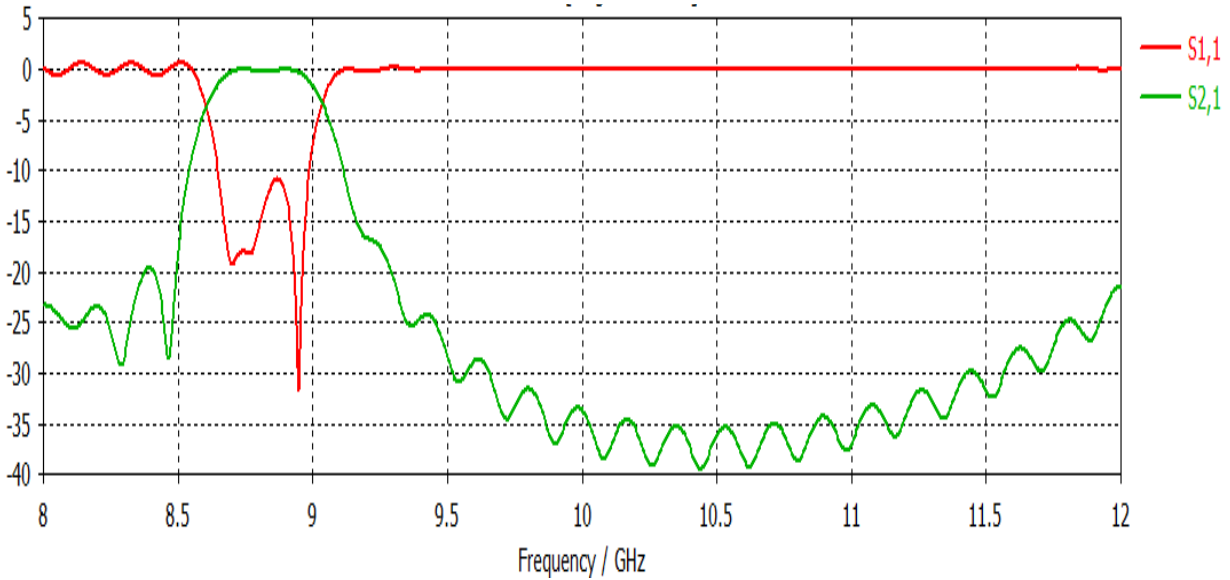


Figure III.16 : Filtre à guide d'onde à 4 iris dans la bande X-CST.

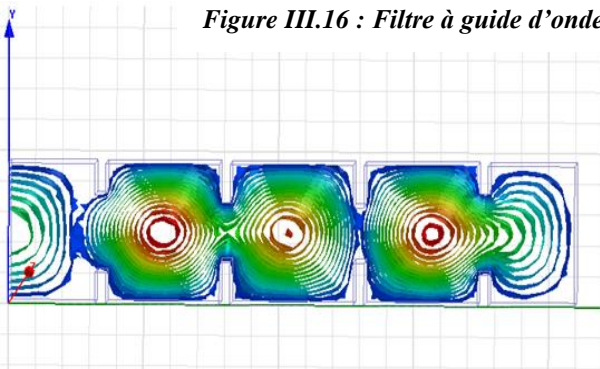


Figure III.17 : Répartition du champ E du filtre à 4 iris dans la bande X sous HFSS.

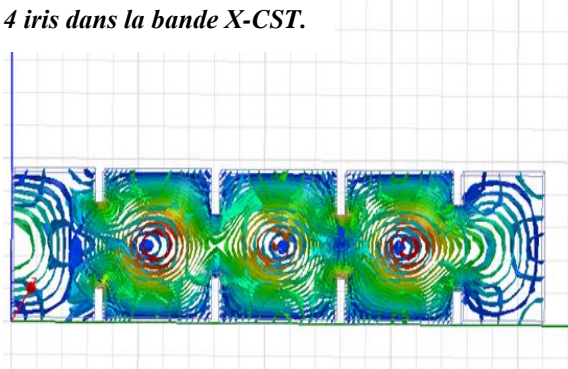


Figure III.18 : Répartition du champ H du filtre à 4 iris dans la bande X sous HFSS.

### III.2.1.5 Simulation du filtre rectangulaire à 5 iris

La cinquième étape de conception du filtre à 5 iris est illustrée à la figure III.19. Les résultats des simulations des coefficients  $S_{11}$  et  $S_{21}$  sont donnés sur la figure III.20. On constate que le coefficient  $S_{11}$  est égal à -1dB, et le coefficient  $S_{21}$  est égal à -2dB dans l'intervalle [8.45-9.35] GHz, pour un filtre à 5iris.

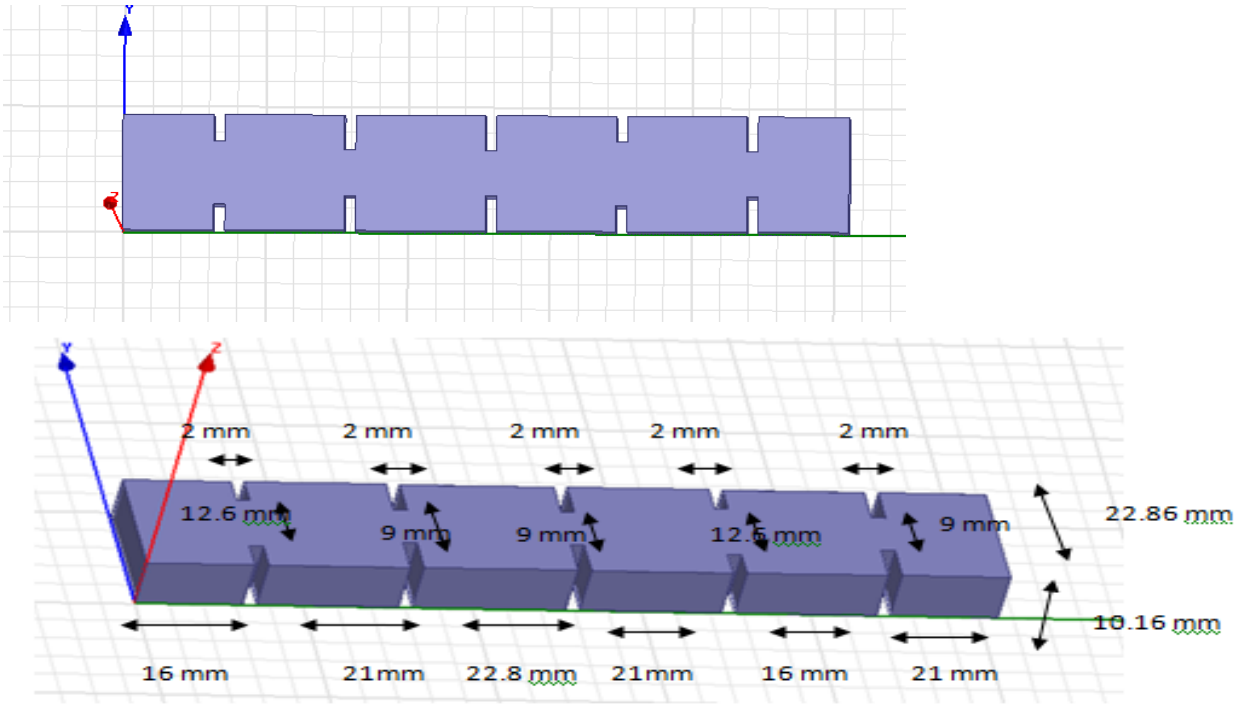


Figure III.19 Filtre à guide d'onde à 5 iris dans la bande X.

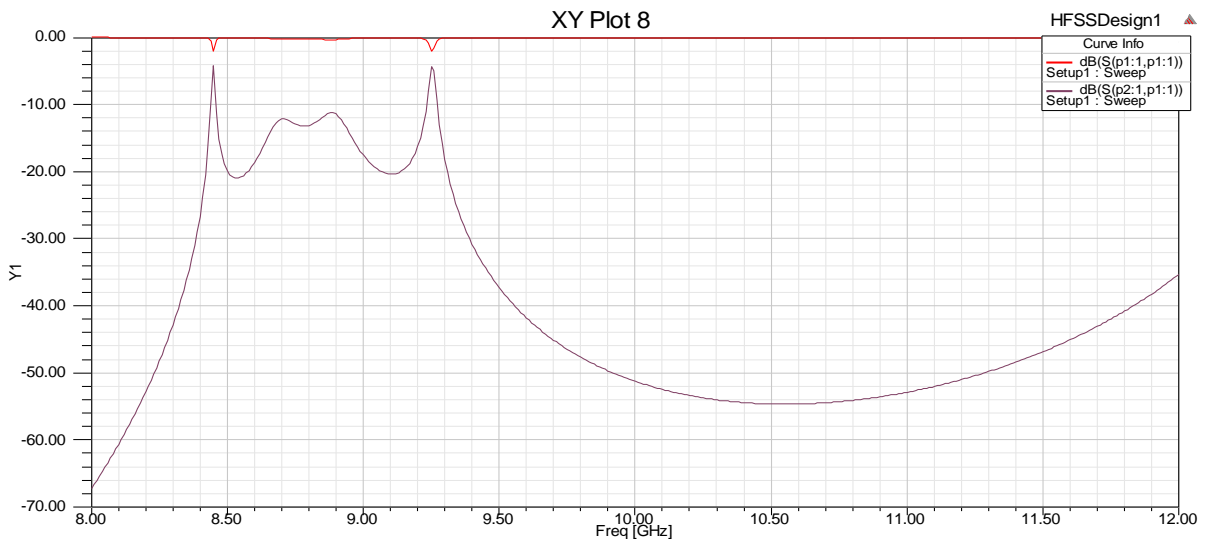


Figure III.20 Filtre à guide d'onde à 5 iris dans la bande X.



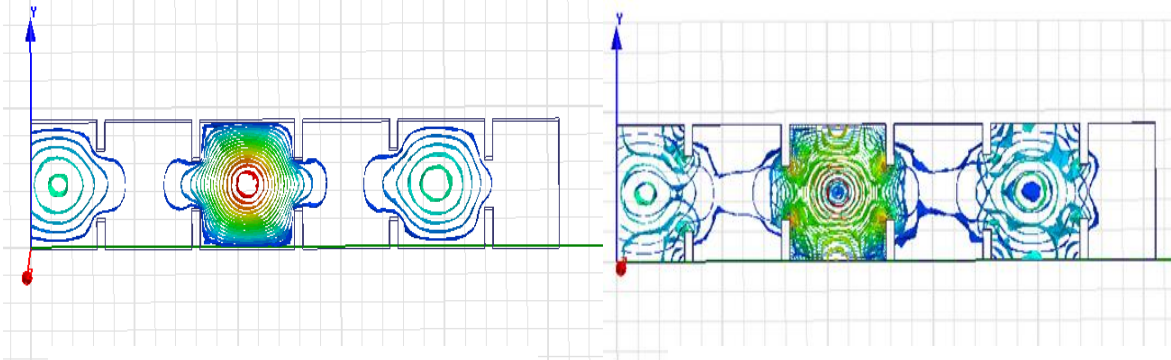


Figure III.21 : Répartition du champ électrique  $E$  du filtre à guide d'onde à 5 iris dans la bande X sous HFSS

Figure III.22 : Répartition du champ magnétique  $H$  du filtre à guide d'onde à 5 iris dans la bande X sous HFSS.

### III.2.1.6 Simulation du filtre rectangulaire à 6 iris

La sixième étape de conception du filtre à 6 iris est donnée sur la figure III.23. Les résultats des simulations du coefficient de réflexion  $S_{11}$  est égal à -1 dB à la fréquence 9.35 GHz et de transmission  $S_{21}$  est égal de -21 dB à -1dB dans l'intervalle [8.45-9.35] GHz, représentés sur la figure III.24.

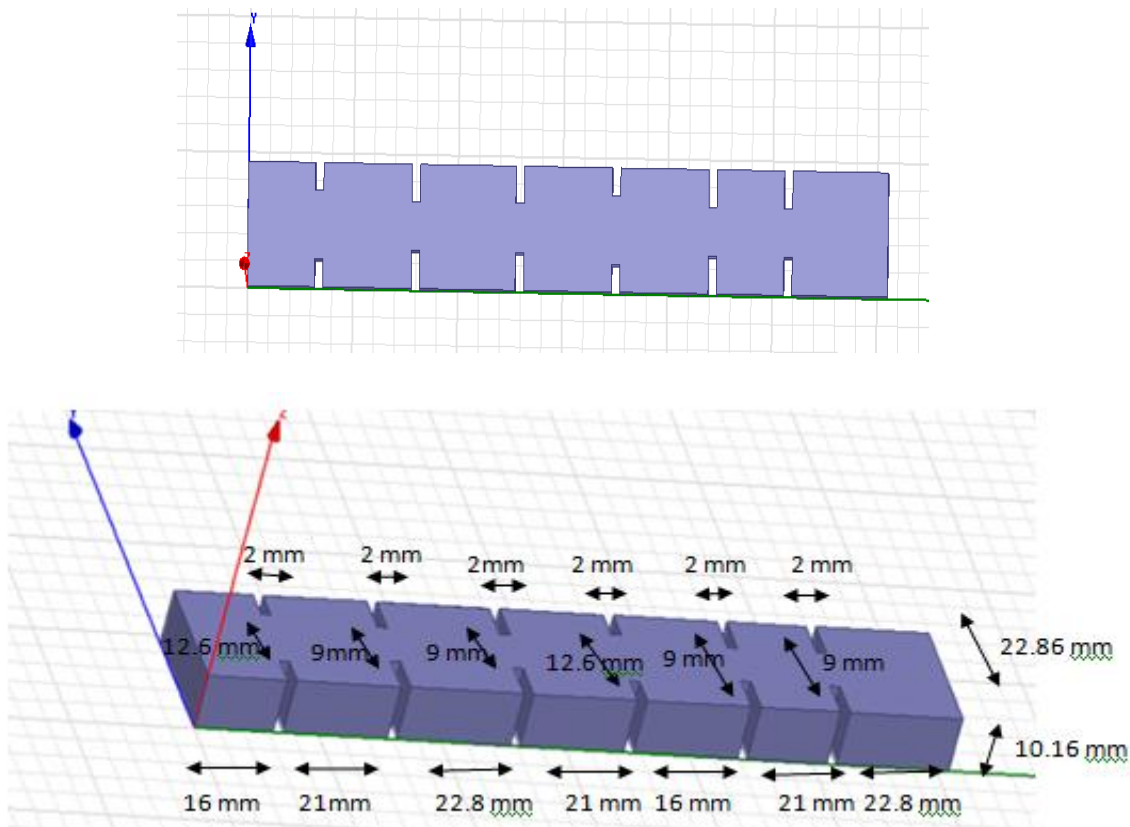


Figure III.23 Filtre à guide d'onde à 6 iris dans la bande X.

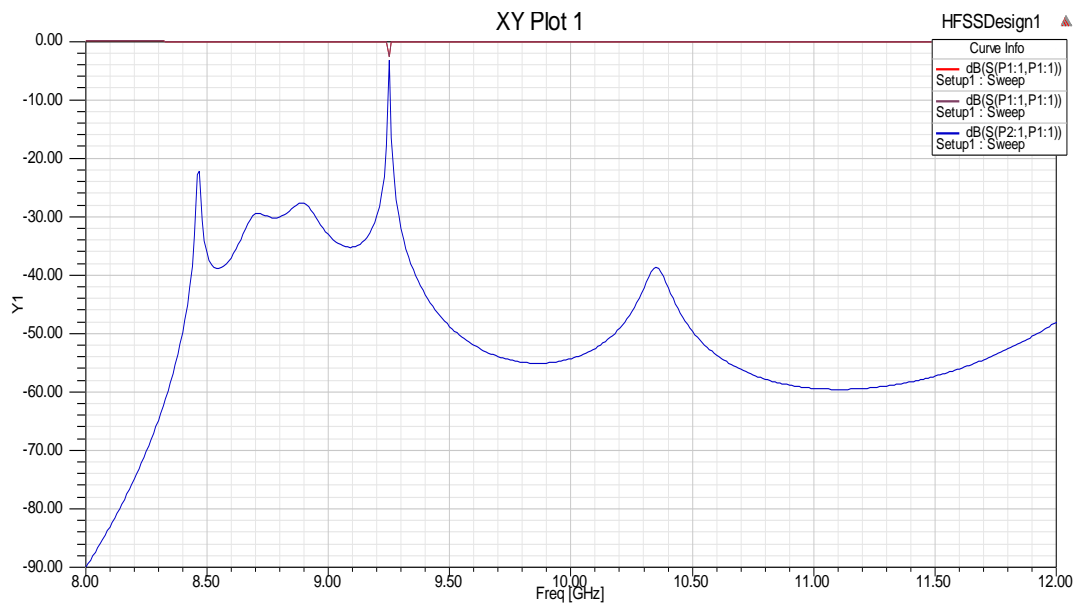


Figure III.24 Filtre à guide d'onde à 6 iris dans la bande X.

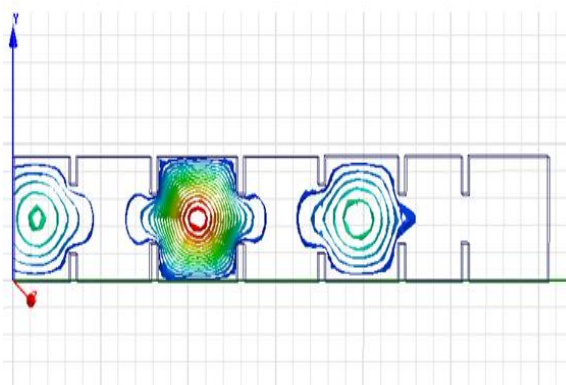


Figure III.25 : Répartition du champ E du filtre à 5 iris dans la bande X sous HFSS.

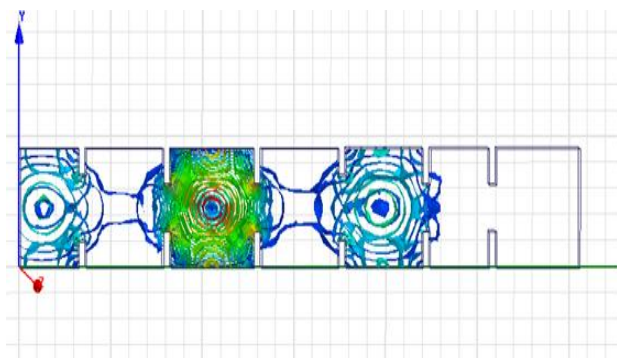


Figure III.26 : Répartition du champ H du filtre à 5 iris dans la bande X sous HFSS.

### III.2.1.7 Simulation du filtre rectangulaire à 7 iris

La septième étape de conception du filtre à 7 iris est donnée à la figure III.27. Les résultats des simulations de  $S_{11}$  est égale à -1dB et de  $S_{21}$  est égale à -1.6 dB dans l'intervalle [8.6-9] GHz, donnés à la figure III.28.



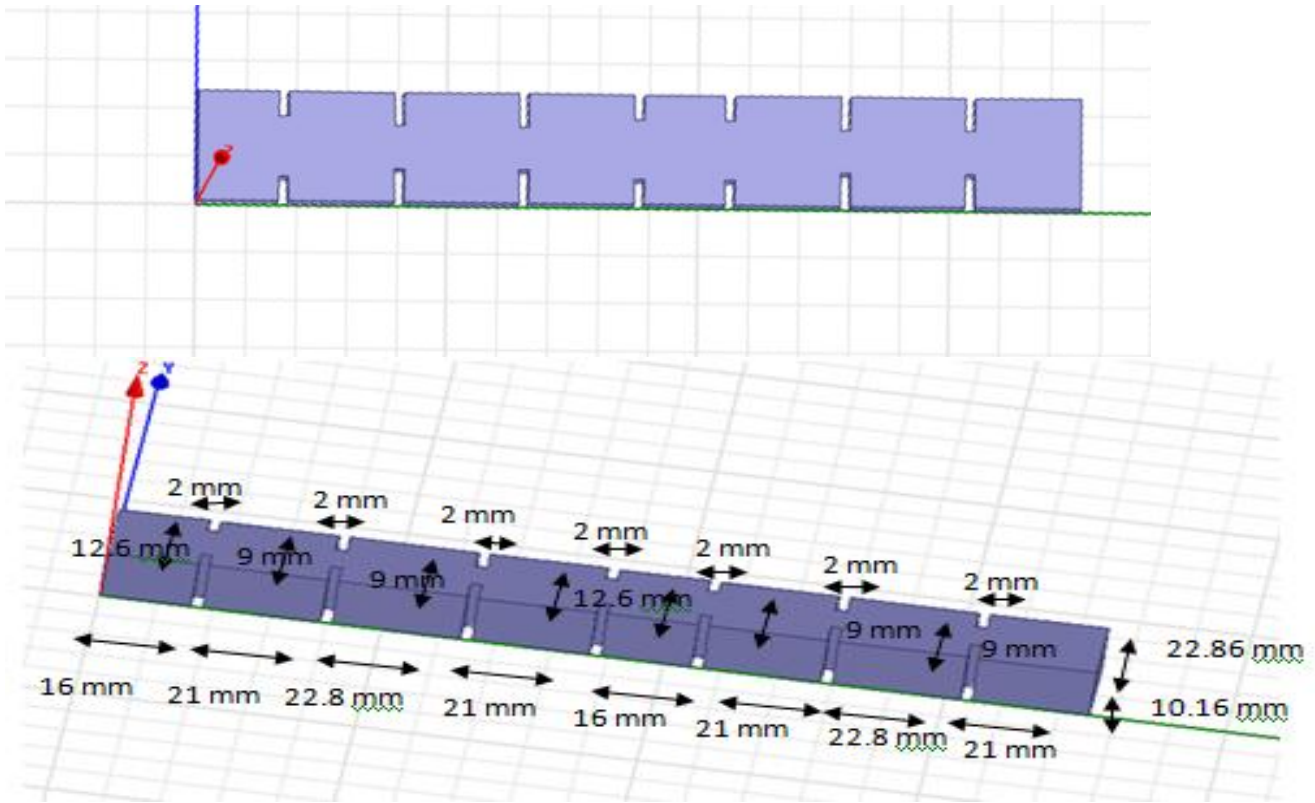


Figure III.27 Filtre à guide d'onde à 7 iris dans la bande X.

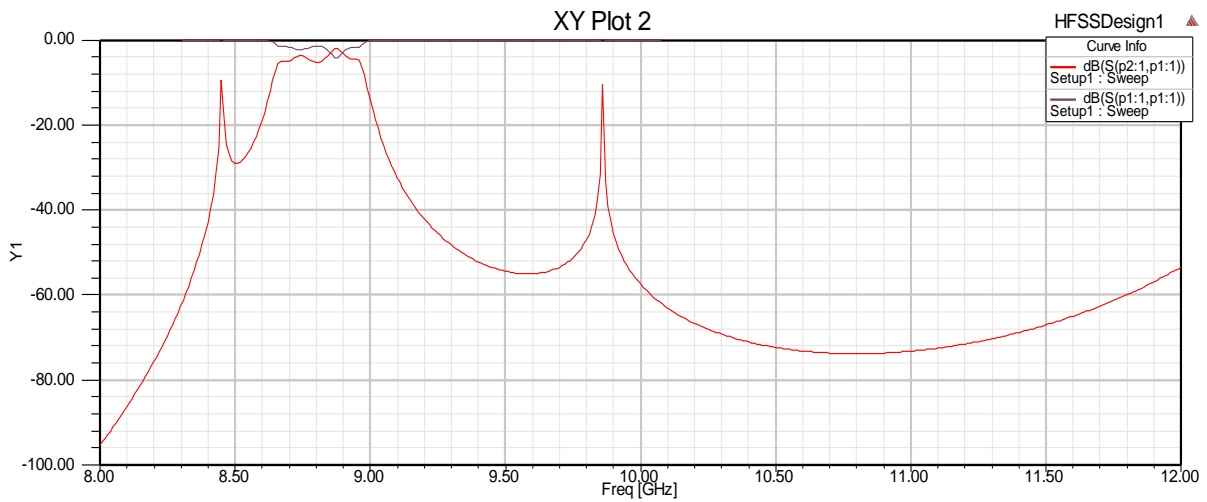


Figure III.28 Filtre à guide d'onde à 7 iris dans la bande X.

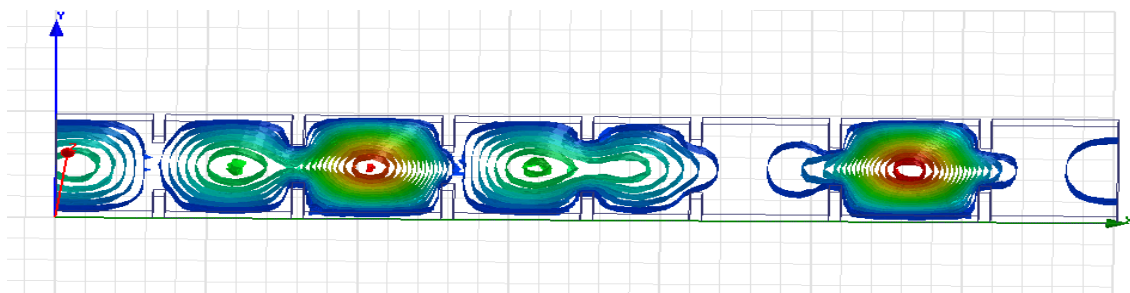


Figure III.29 : Répartition de champ E du filtre à guide d'onde à 7 iris dans la bande X sous HFSS.

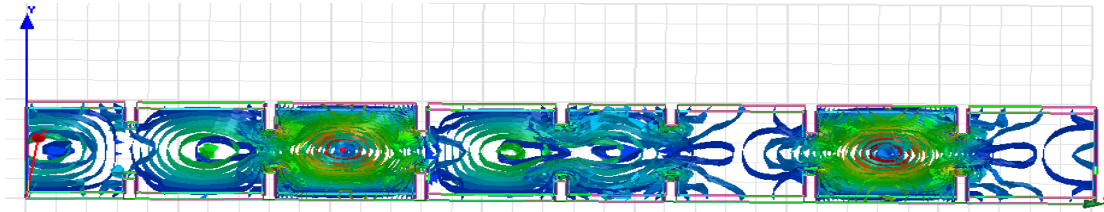


Figure III.30 : Répartition de champ H du filtre à guide d'onde à 7 iris dans la bande X sous HFSS.

### III.2.1.8 Simulation du filtre rectangulaire à 8 iris

La huitième étape de conception du filtre à 8 iris est illustrée à la figure III.31. Les résultats des simulations de  $S_{11}$  est égal à -39dB et de  $S_{21}$  est égal à 0dB dans l'intervalle [8.45-9] GHz, donnés à la figure III.32.

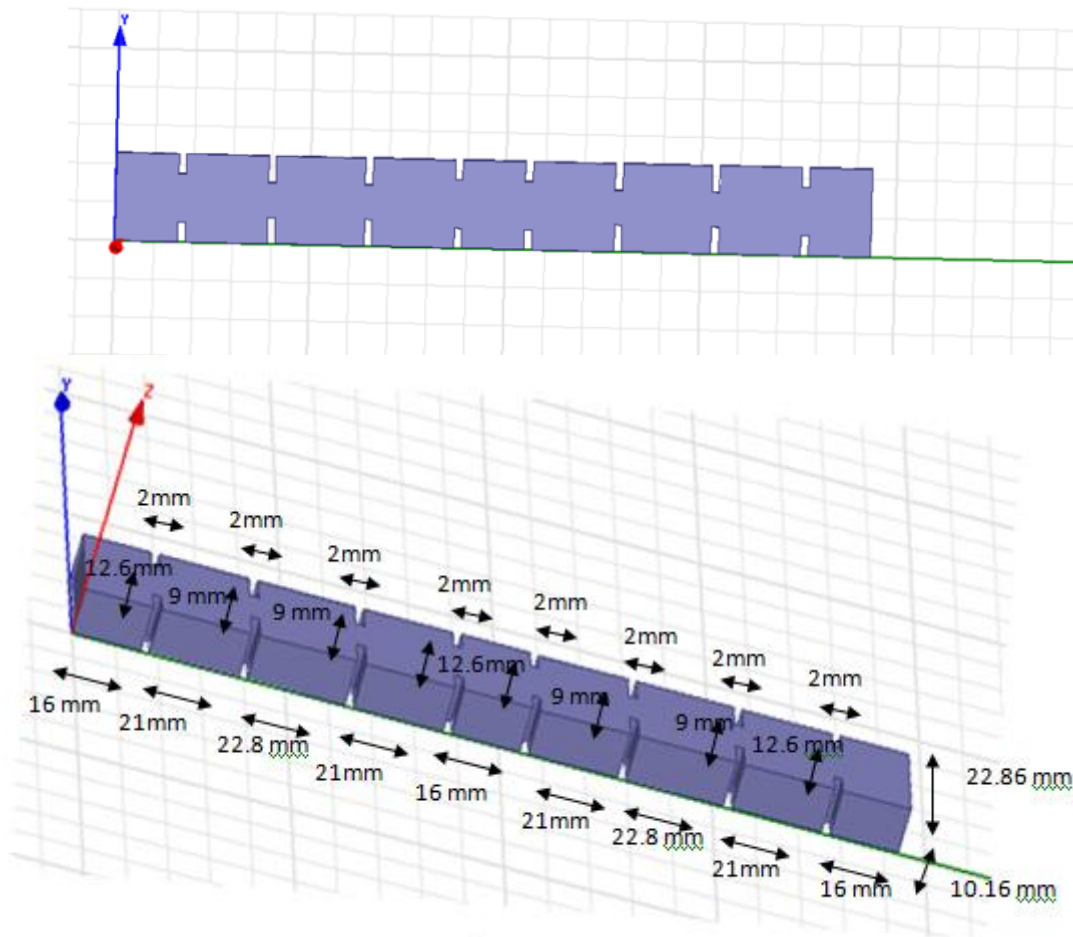


Figure III.31 Filtre à guide d'onde à 8 iris dans la bande X.

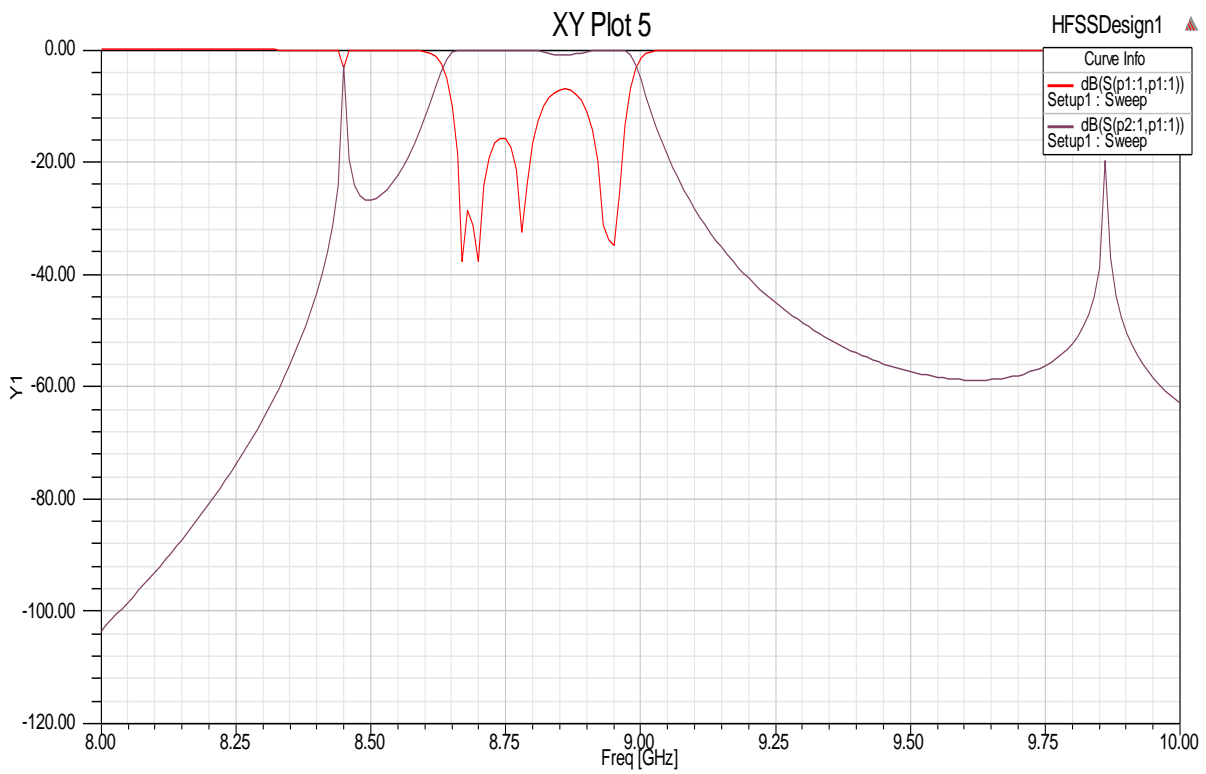


Figure III.32 Filtre à guide d'onde à 8 iris dans la bande X.

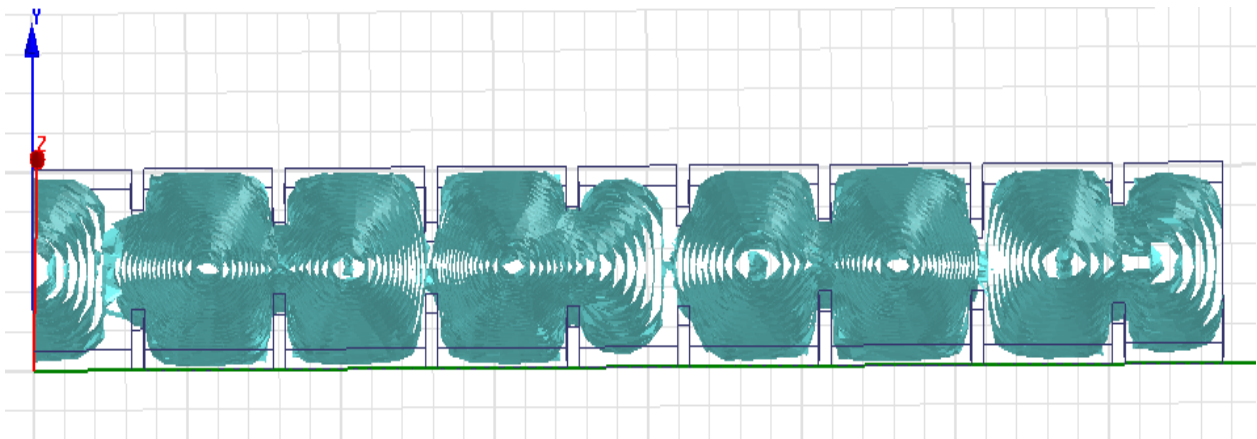


Figure III.33 : Répartition de champ électrique  $E$  du filtre à guide d'onde à 8 iris dans la bande X-HFSS.

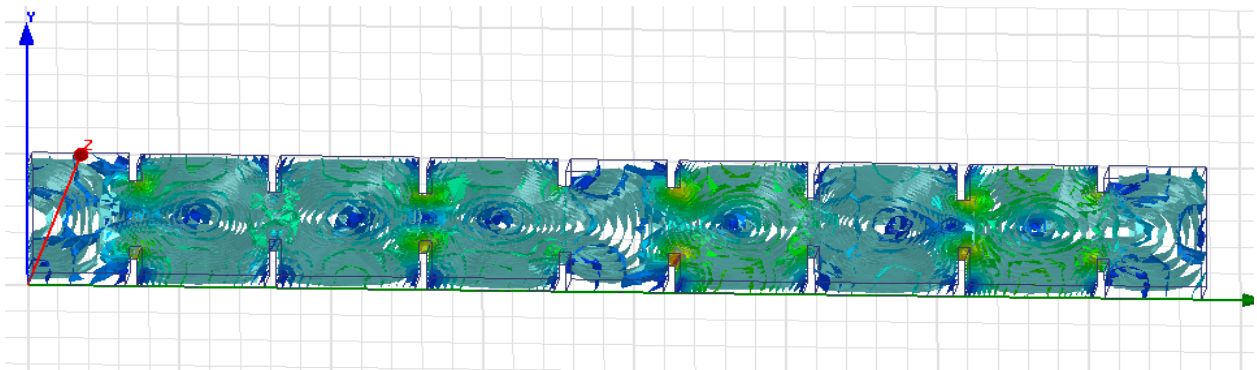


Figure III.34 : Répartition de champ magnétique  $H$  du filtre à guide d'onde à 8 iris dans la bande X-HFSS.

### III.2.1.9 Simulation du filtre rectangulaire à 9 iris

La neuvième étape de conception du filtre à 9 iris est donnée à la figure III.35. Les résultats des simulations de  $S_{11}$  est égal à -0.5 dB et de  $S_{21}$  est égal à -1dB dans l'intervalle [8.65-9] GHz ces derniers sont illustrés à la figure III.36.

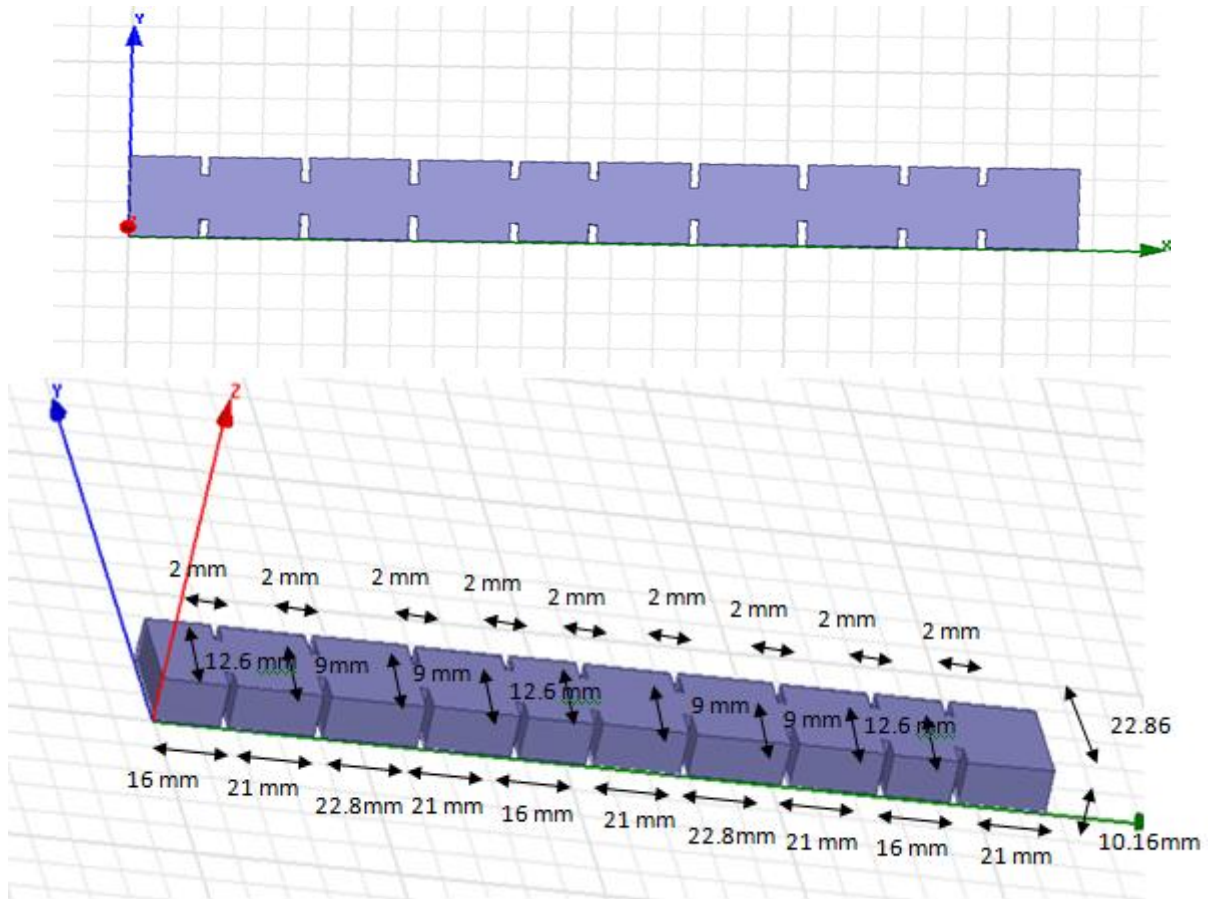


Figure III.35 Filtre à guide d'onde à 9 iris dans la bande X.

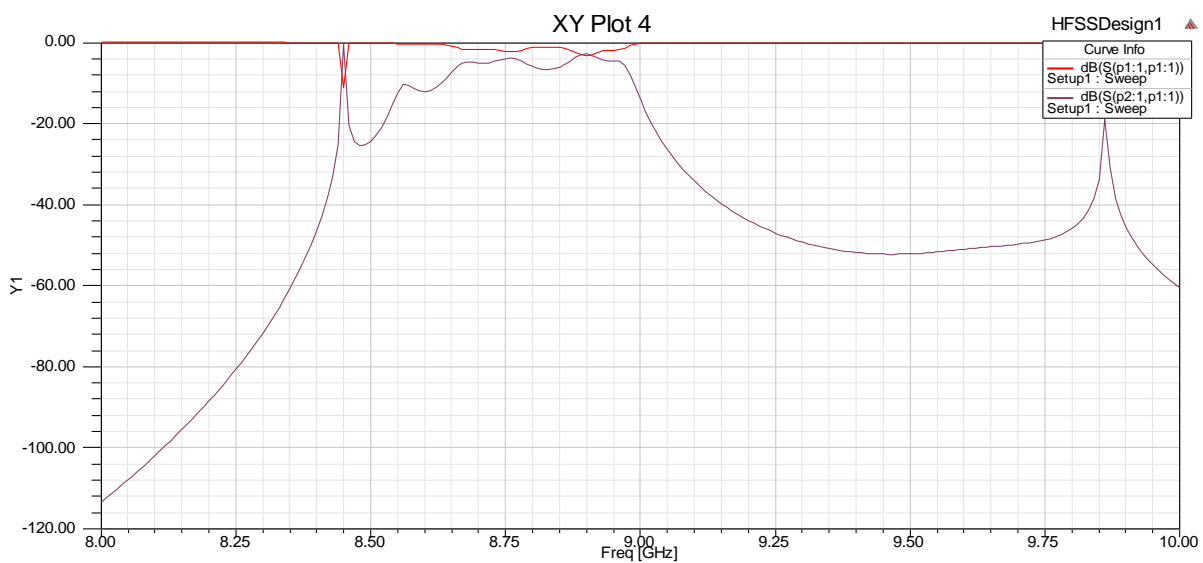


Figure III.36 : Filtre à guide d'onde à 9 iris dans la bande X.

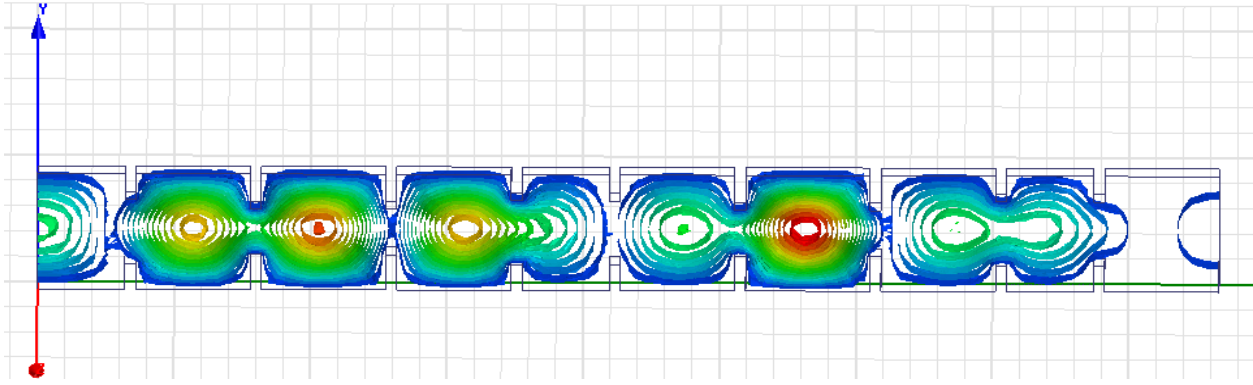


Figure III.37 : Répartition du champ E du filtre à guide d'onde à 9 iris dans la bande X sous HFSS.

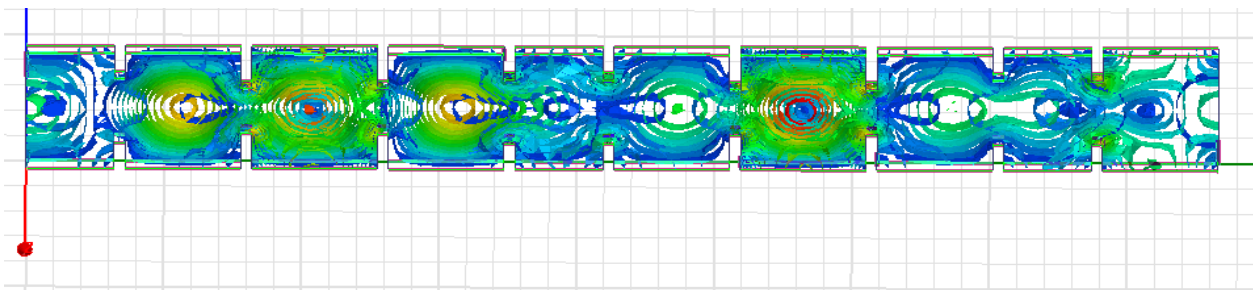
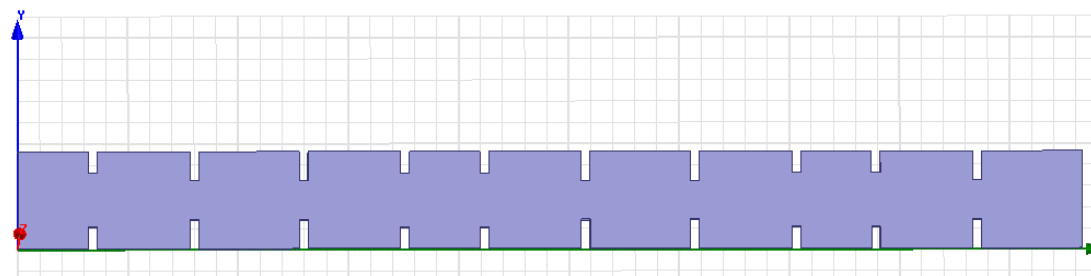


Figure III.38 : Répartition du champ H du filtre à guide d'onde à 9 iris dans la bande X sous HFSS.

### III.2.1.10 Simulation du filtre rectangulaire à 10 iris

La dixième étape de conception du filtre à 10 iris est illustrée à la figure III.39. Les résultats de simulations de  $S_{11}$  est égal à -1 dB et  $S_{21}$  est égale à -5 dB. dans l'intervalle [8.45-9] GHz, sont donnés sur la figure III.40

Comparant à toutes les étapes de conception et de simulation du filtre de 1 à 10 iris, on constate que les filtres à 4 et à 8 iris représentent une meilleure transmission du signal un une très faible réflexion d'où un bon rapport S/B.





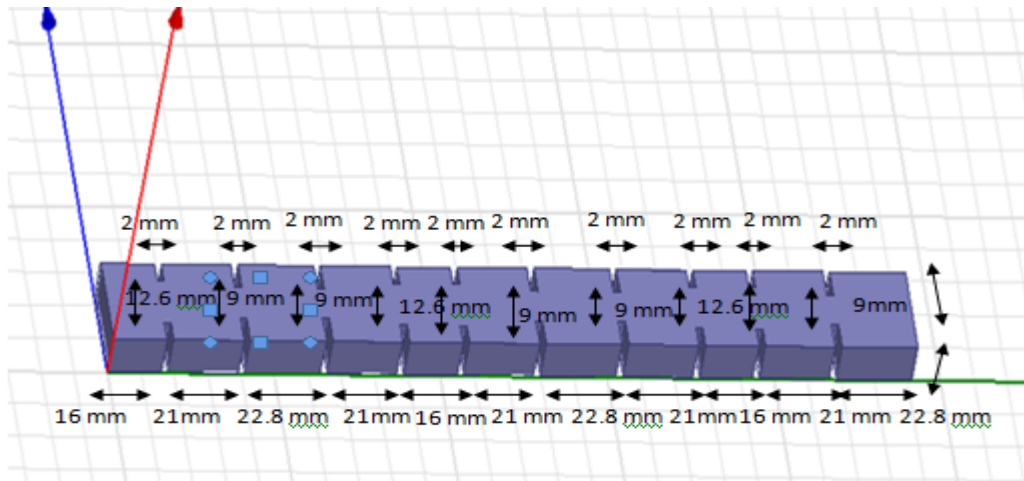


Figure III.39 : Filtre à guide d'onde à 10 iris dans la bande X.

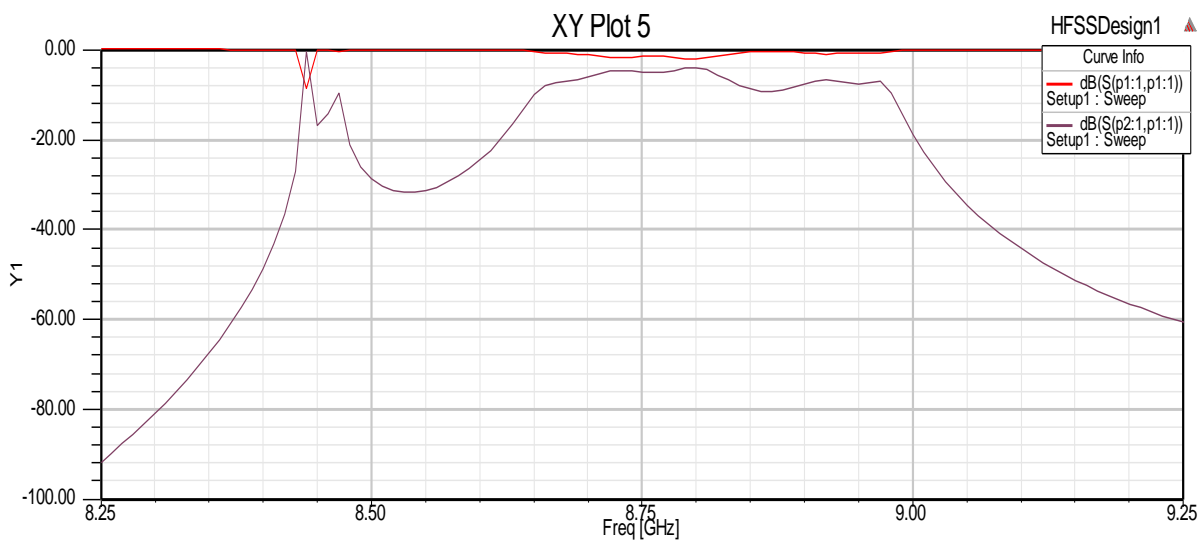


Figure III.40 : Filtre à guide d'onde à 10 iris dans la bande X.

Les figures III.41 et III.42 représentent la variation des coefficients de transmission  $S_{21}$  et de réflexion  $S_{11}$  des différents filtres de 1 à 10 iris sous MATLAB. La comparaison entre les différents filtres montre que les filtres constitués de 4 et de 8 iris représentent une meilleure transmission du signal et une très faible réflexion de  $S_{11}$ , d'où un bon rapport S/B.

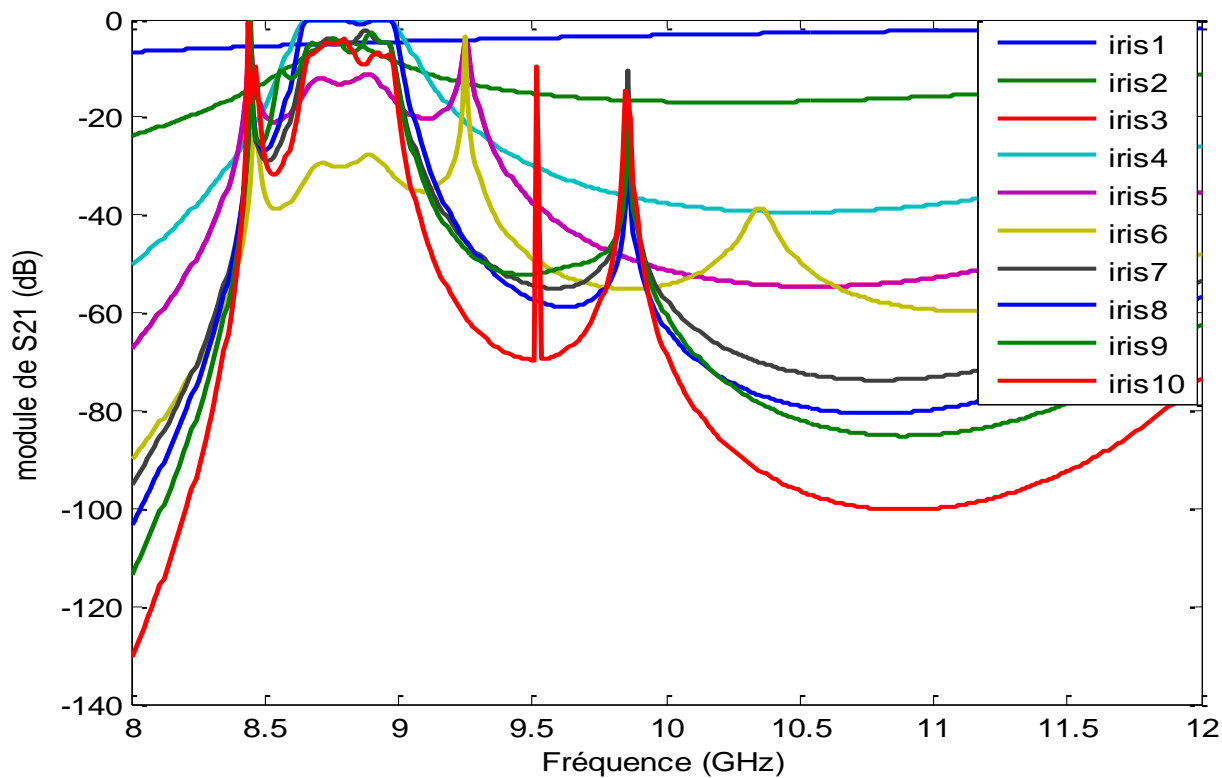


Figure III.41 : Comparaison des coefficients de transmission  $S_{21}$  des filtres à guide d'ondes à 10 iris dans la bande -X sous Matlab.

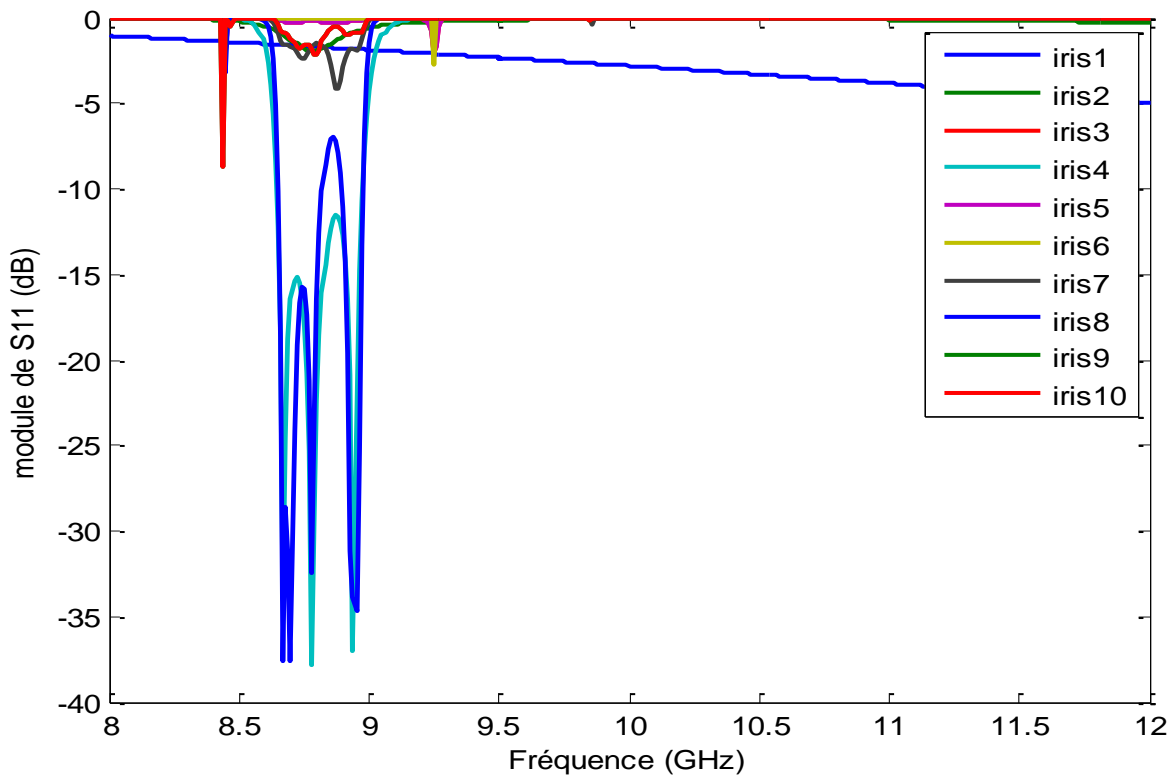
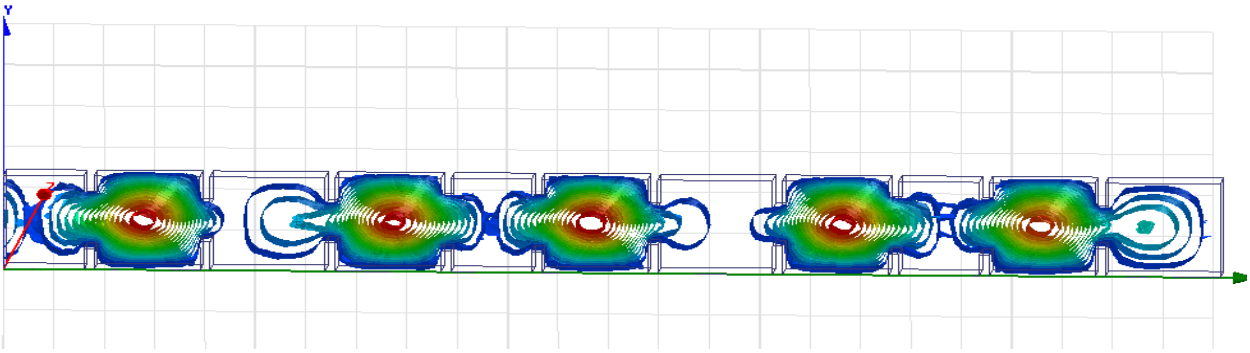
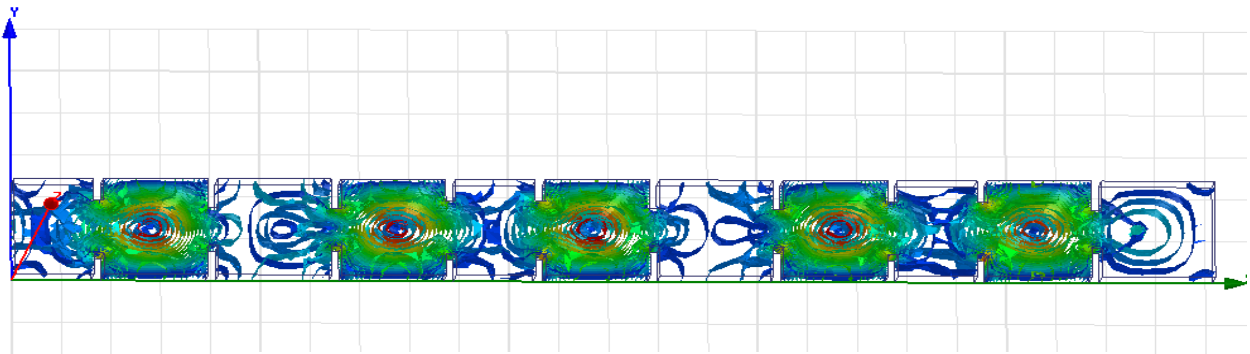


Figure III.42: Comparaison des coefficients de réflexion  $S_{11}$  des filtres à guide d'ondes à 10 iris dans la bande- X sous Matlab.



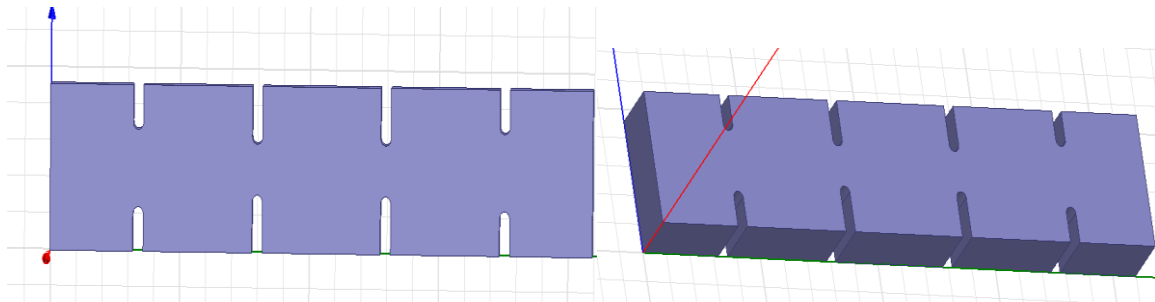
*Figure III.43 : Répartition du champ électrique E du filtre à guide d'onde à 10 iris dans la bande X sous HFSS.*



*Figure III.44 : Répartition du champ magnétique H du filtre à guide d'onde à 10 iris dans la bande X sous HFSS.*

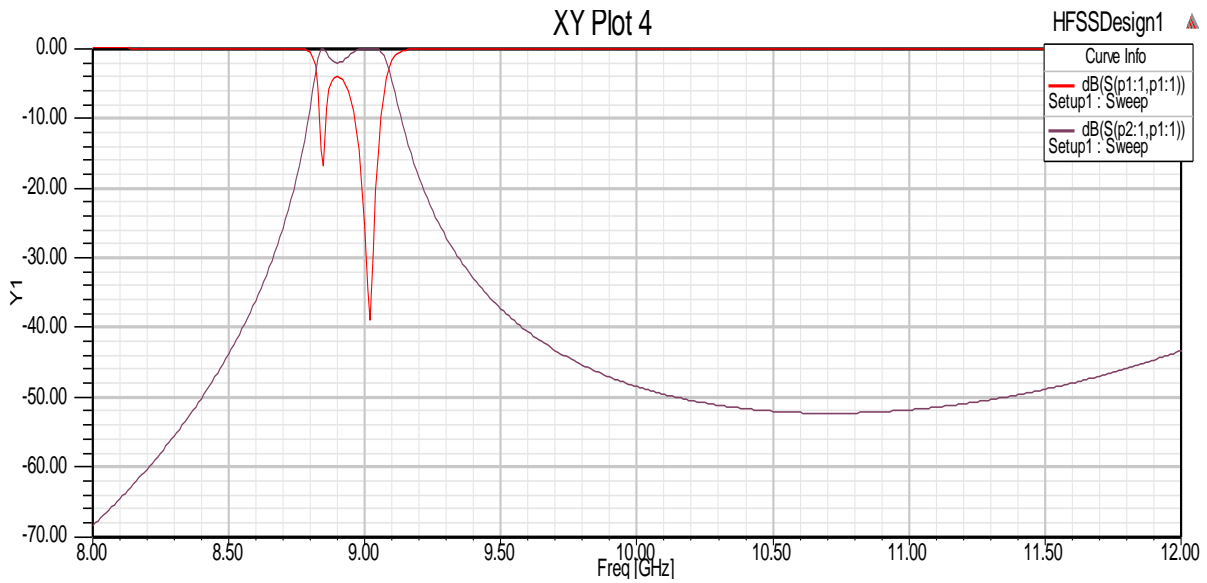
### III.2.1.11 Simulation du filtre rectangulaire à 4 iris internes arrondis

La conception d'un filtre à 4 iris internes arrondis est représentée sur la figure III.45. Les résultats des simulations de  $S_{11}$  atteint un pic maximum de -39 dB à la fréquence 9 GHz et de  $S_{21}$  est égale à 0dB dans la bande [8.8-9.15] GHz ces résultats sont donnés à la figure III.46.

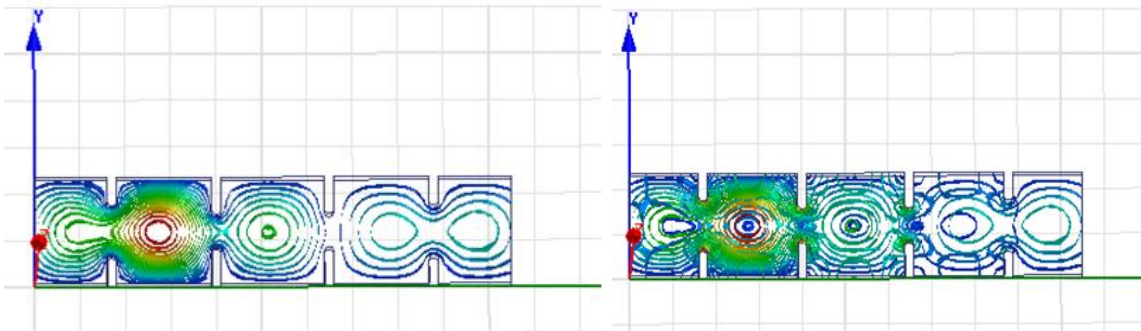


*Figure III.45 : Filtre à guide d'onde 4 iris à têtes internes arrondis dans la bande*





*Figure III.46 : Filtre à guide d'onde 4 iris à têtes internes arrondis dans la bande X.*



*Figure III.47 : Répartition du champ électrique  $E$  du filtre à guide d'onde 4 iris à têtes internes arrondis dans la bande X.-HFSS.*

*Figure III.48 : Répartition du champ magnétique  $H$  du filtre à guide d'onde 4 iris à têtes internes arrondis dans la bande X.-HFSS.*

### III.2.1.11 Simulation du filtre rectangulaire à 4 iris à coins arrondis

La conception d'un filtre à 4 iris internes arrondis est représentée sur la figure III.49. Les résultats des simulations de  $S_{11}$  atteint un pic maximum de -48dB à la fréquence 8.9 GHz et de  $S_{21}$  est égale à 0dB dans la bande [8.5-9] GHz, ce dernier sont donnés à la figure III.50.

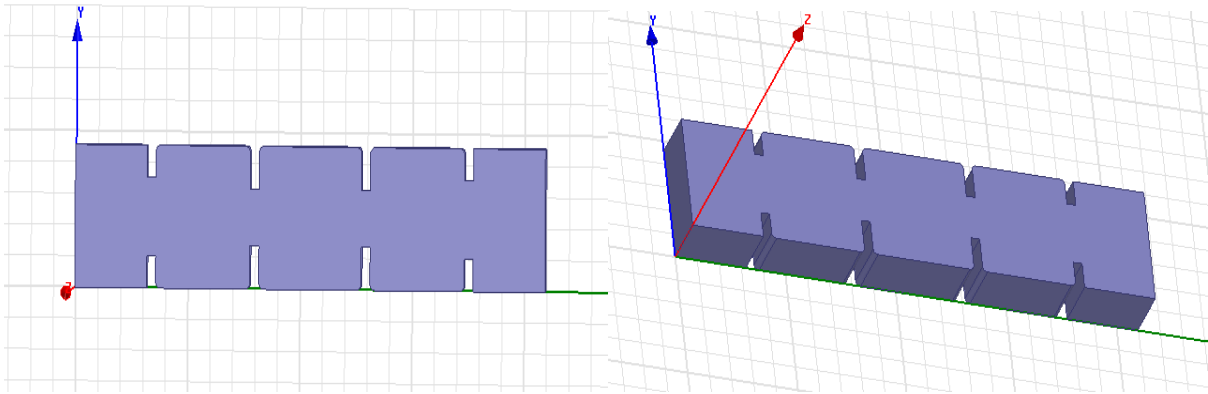


Figure III.49 Filtre à guide d'onde à 4 iris à coins arrondis dans la bande X.

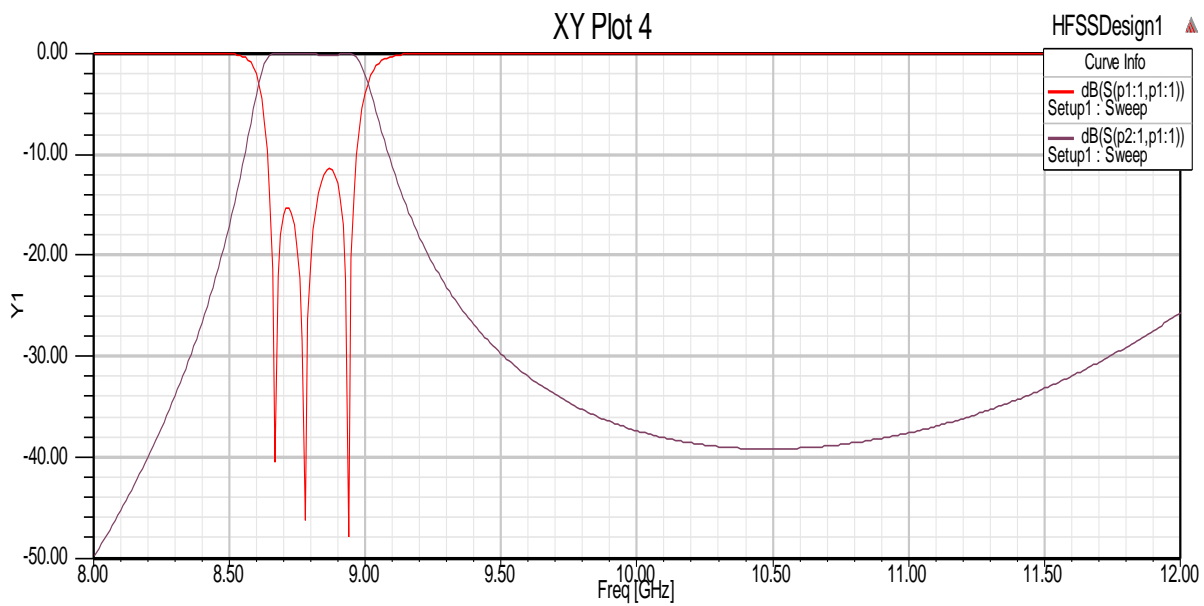


Figure III.50 Filtre à guide d'onde à 4 iris à coins arrondis dans la bande X.

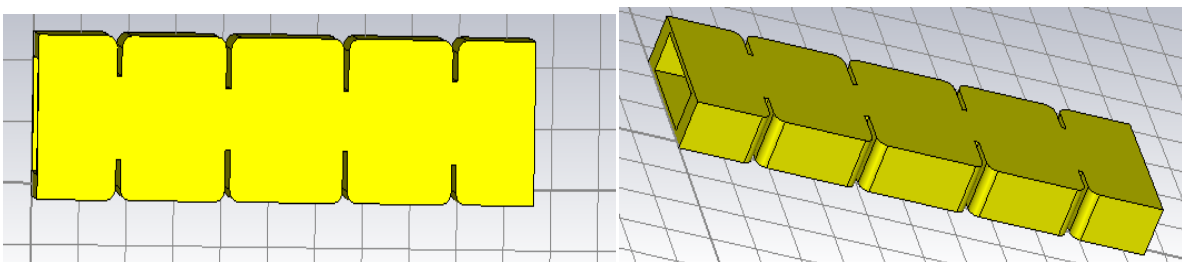


Figure III.51 : Filtre à guide d'onde à 4 iris à coins arrondis dans la bande X-CST

Les résultats de simulations par CST montre que  $S_{11}$  atteint un pic maximum de -31 dB à la fréquence 9.8 GHz et que  $S_{21}$  est égale à 0dB dans la bande [9.5-10] GHz, ces derniers sont donnés à la figure III.52. On remarque une bonne transmission du signal dans cette bande de fréquence.

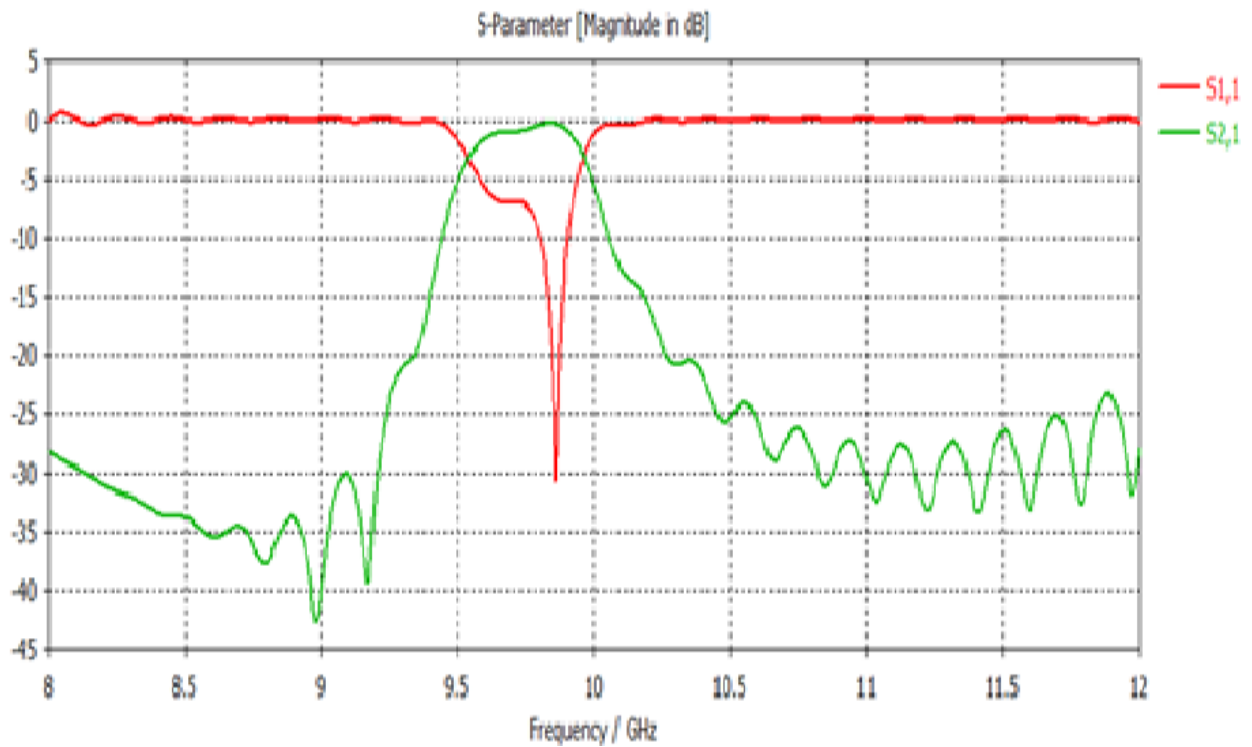


Figure III.52 : Filtre à guide d'onde à 4 iris à coins arrondis dans la bande X-CST.

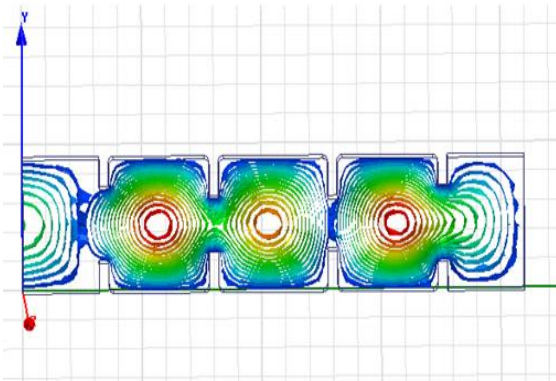


Figure III.53 : Répartition du champ électrique  $E$  du filtre à guide d'onde 4 iris à têtes internes arrondis dans la bande X.-HFSS.

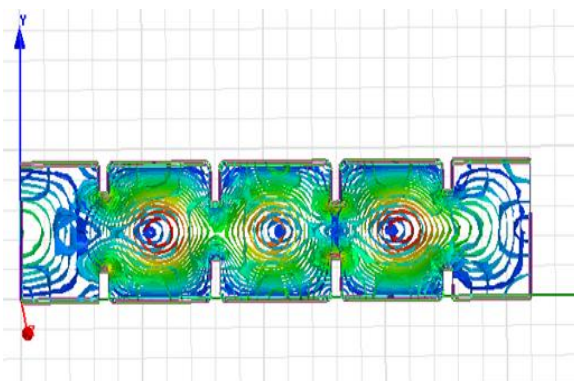


Figure III.54 : Répartition du champ magnétique  $H$  du filtre à guide d'onde 4 iris à têtes internes arrondis dans la bande X.-HFSS.

### III.2.1.12 Simulation du filtre rectangulaire à 4 iris à têtes externes arrondis

La conception du filtre à 4 iris à têtes externes arrondis est illustrée à la figure III.55. Les résultats des simulations des coefficients de réflexion  $S_{11}$  et de transmission  $S_{21}$  sont donnés sur la figure III.56. On constate que  $S_{11}$  est égal à -2dB GHz et  $S_{21}$  est égal à -1dB dans la bande [11.5-12] GHz.

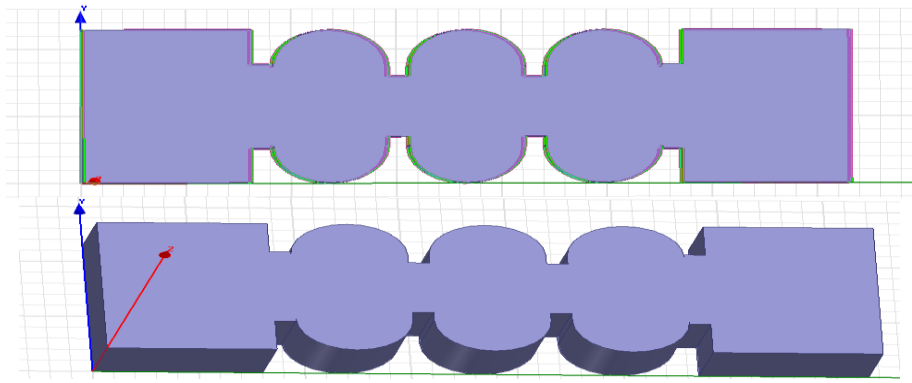


Figure III.55 : Filtre à guide d'onde à 4 iris à têtes externes arrondis dans la bande X.

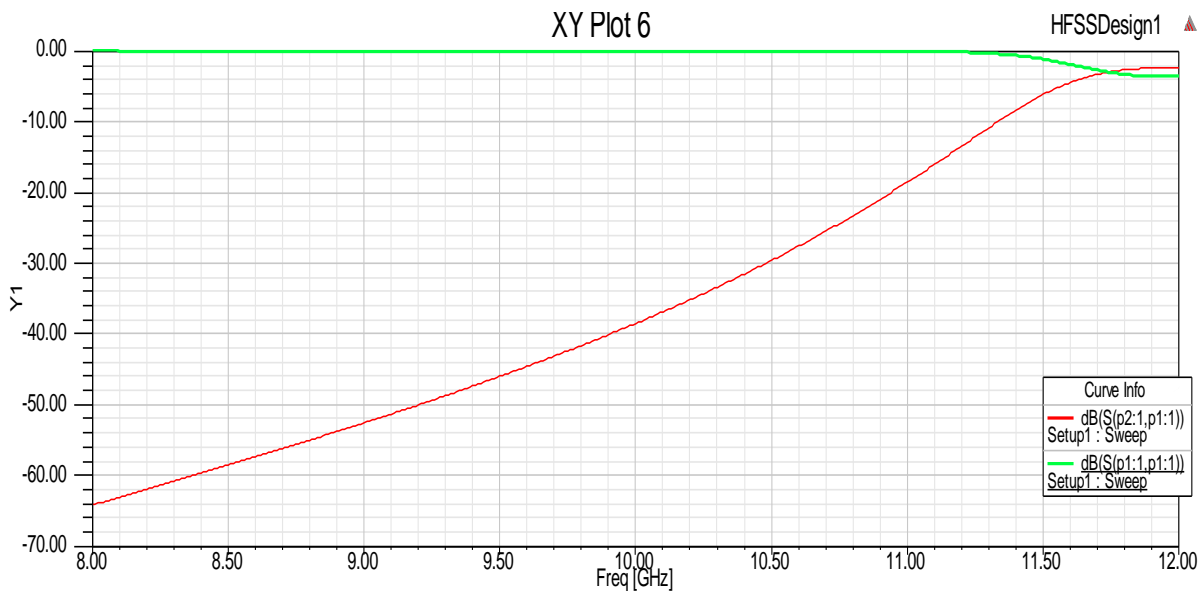


Figure III.56 : Filtre à guide d'onde à 4 iris à têtes externes arrondis dans la bande X.

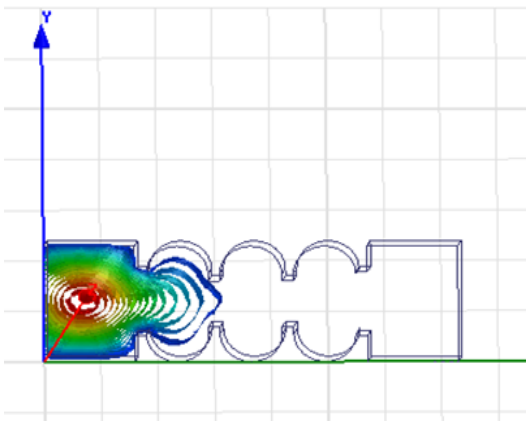


Figure III.57 : Répartition du champ E du filtre à 4 iris à têtes externes arrondis dans la bande X-HFSS.

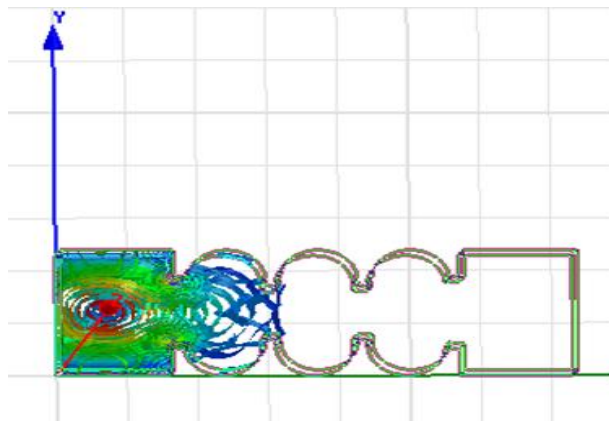
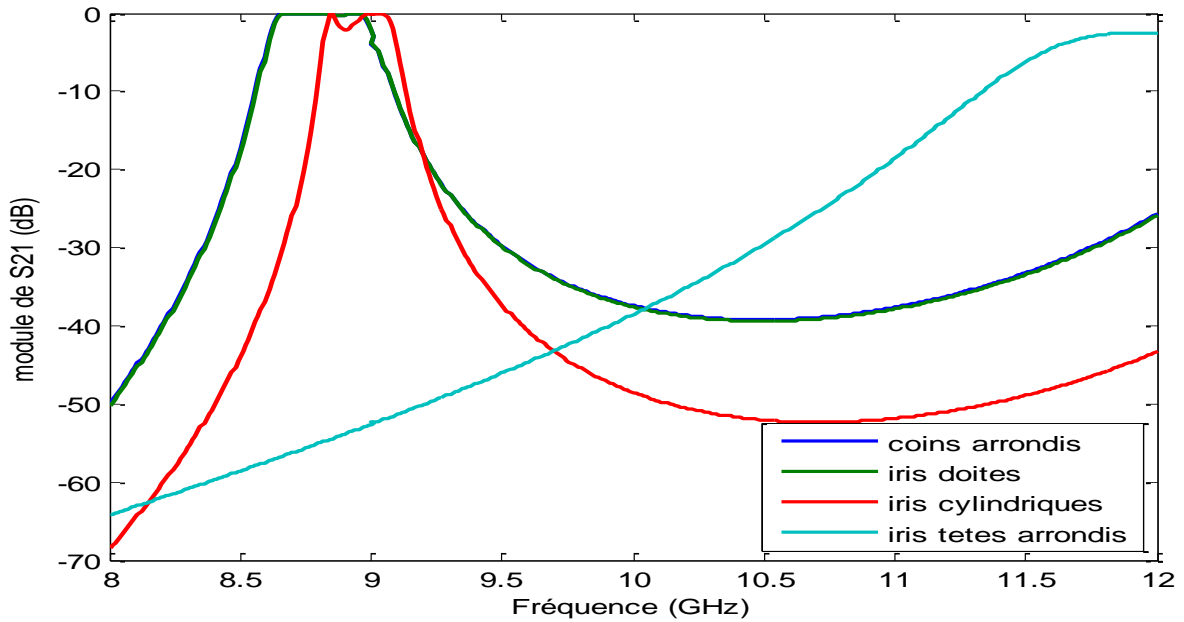
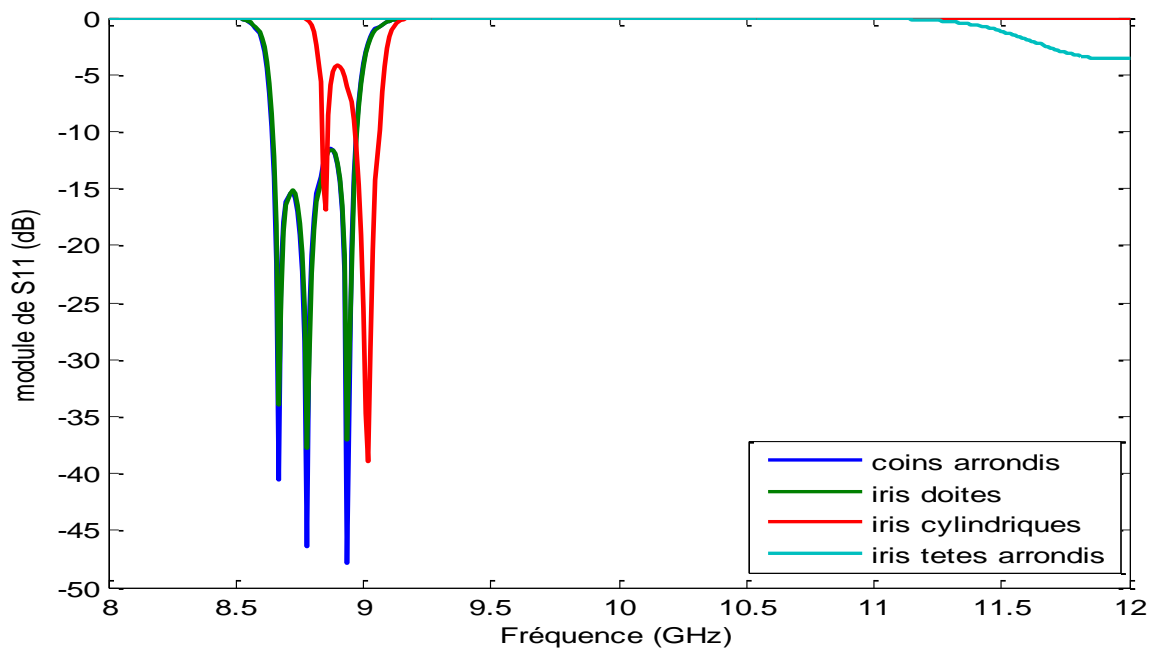


Figure III.58 : Répartition du champ H du filtre à 4 iris à têtes externes arrondis dans la bande X-HFSS.

Les figures ci-dessous représentent une comparaison des coefficients de transmission  $S_{21}$  et de réflexion  $S_{11}$  des filtres à 4 iris à coins arrondis et droit dans la bande X. On constate que les résultats des filtres droits et à coins arrondis sont les mêmes et qui représentent le meilleur résultat de transmission du signal pour  $S_{21}$  et une faible réflexion du signal d'où  $S_{11}$ .



*Figure III.59 : Résultats de comparaison des coefficients de transmission  $S_{21}$  des filtres à guide d'ondes à 4 iris arrondis et droit dans la bande -X sous Matlab.*



*Figure III.60: Comparaison des coefficients de réflexion  $S_{11}$  des filtres à guide d'ondes à 4 iris arrondis et droit dans la bande- X sous Matlab.*

### III.3 FILTRES A GUIDES D'ONDES RECTANGULAIRES A IRIS DANS LA BANDE-KU [12-18]GHZ

#### III.3.1 Simulation du filtre rectangulaire à 5 iris

La conception du filtre à 5 iris dans la bande Ku est représentée à la figure III.61. Les résultats des simulations sont donnés sur la figure III.62. Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  atteint un pic maximum de -43 dB à la fréquence 14.55 Ghz et de transmission  $S_{21}$  est égale à 0dB dans l'intervalle [13.90-14] GHz et l'intervalle [14.40-15] Ghz.

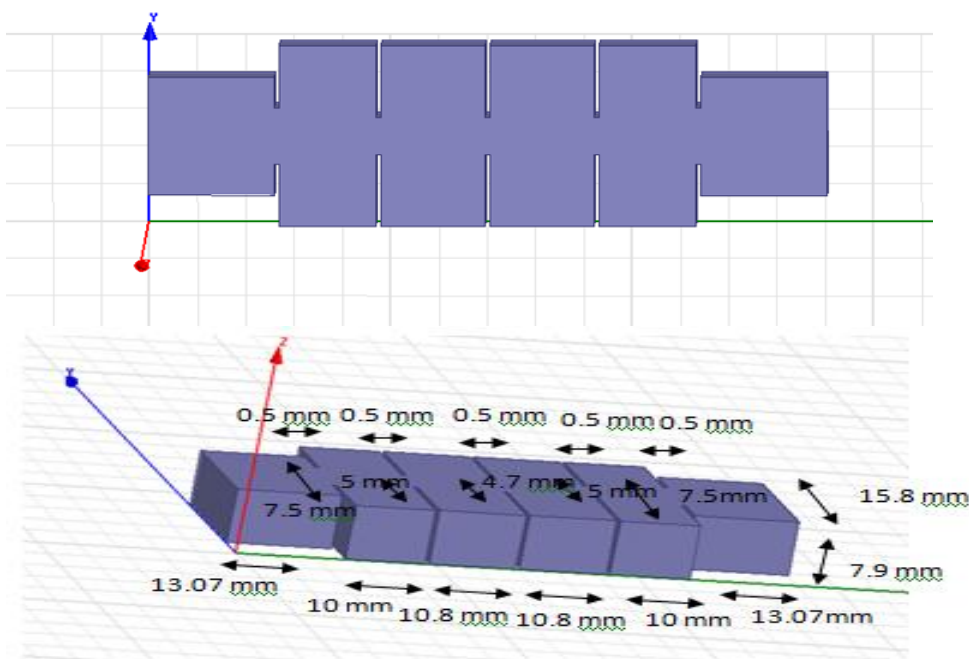
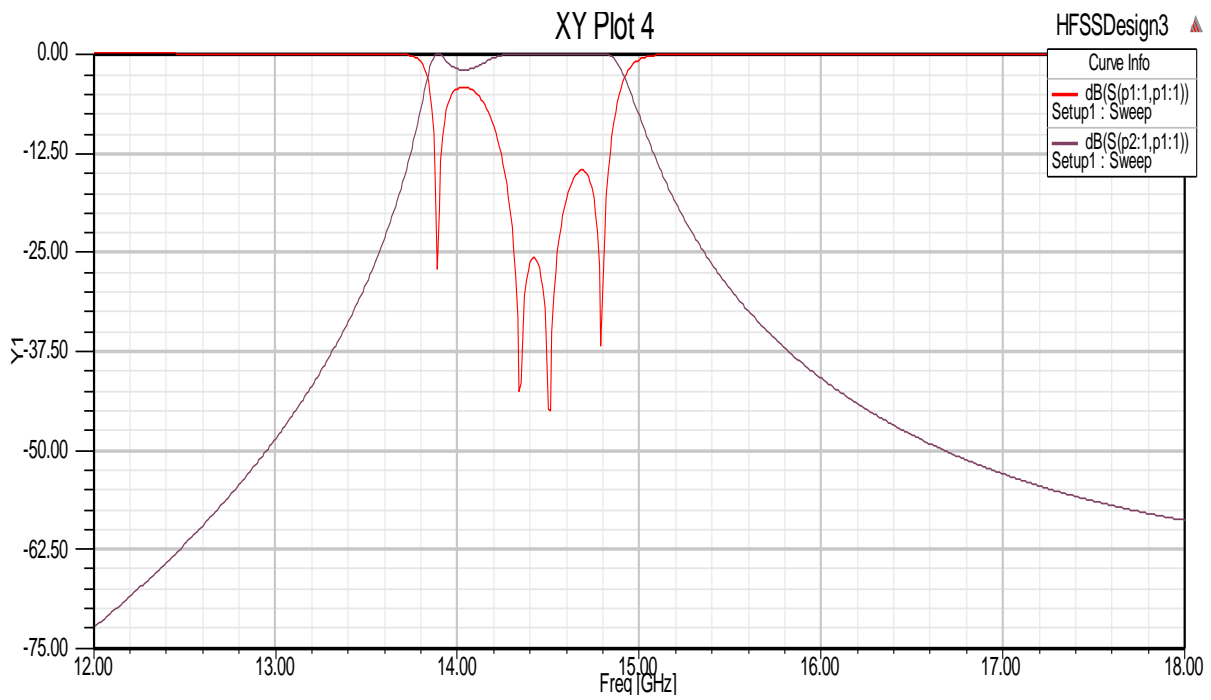
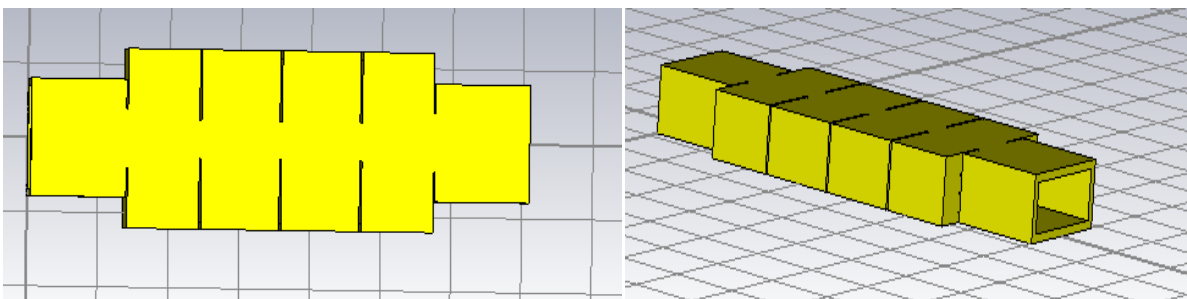


Figure III.61 : Filtre à guide d'onde à 5 iris dans la bande Ku.



*Figure III.62 : Filtre à guide d'onde à 5 iris dans la bande Ku.*



*Figure III.63 : Filtre à guide d'onde à 5 iris dans la bande Ku-CST.*

Les résultats des simulations par CST sont donnés sur la figure III.64. Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  est égale à -18dB à la fréquence 13.7 Ghz et de transmission  $S_{21}$  est égale à 0dB dans l'intervalle [14.25-15.25] GHz. Ce qui donne une bonne transmission du signal et une faible réflexion de  $S_{11}$ .

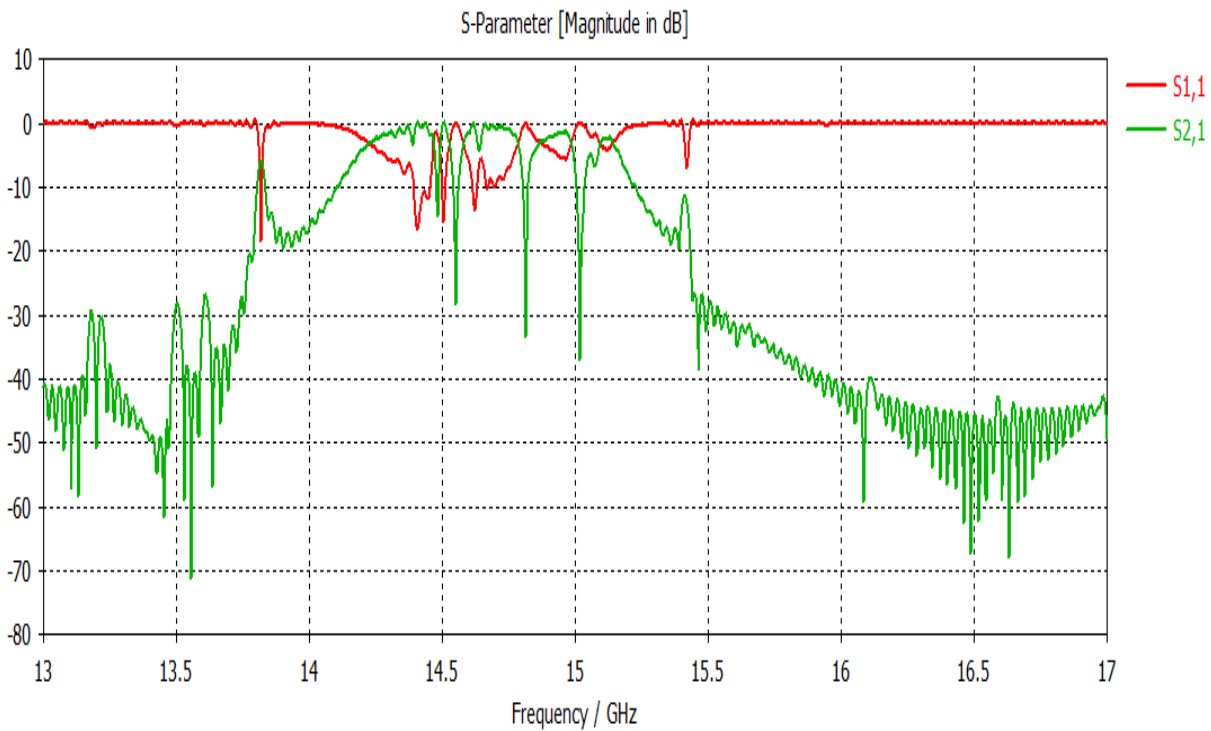


Figure III.64 : Filtre à guide d'onde à 5 iris dans la bande Kusous CST.

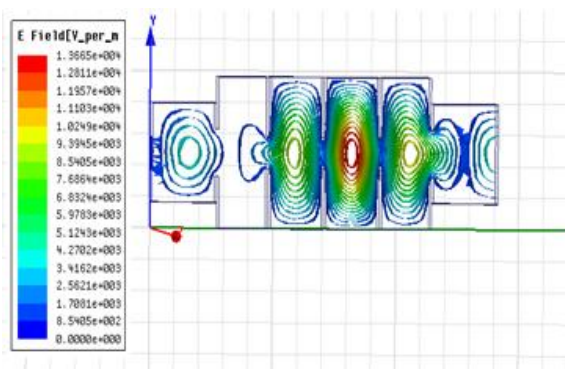


Figure III.65: Répartition du champ E du filtre à 4 iris dans la bande Ku-HFSS.

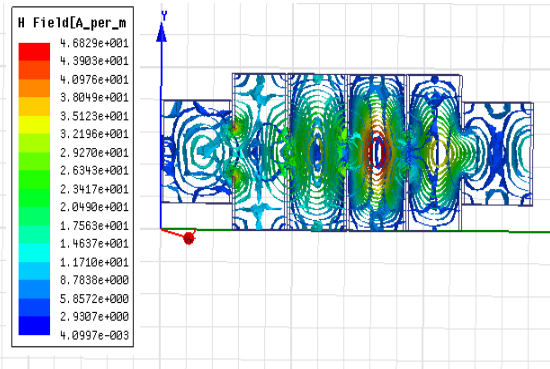


Figure III.66 : Répartition du champ H du filtre à guide d'onde à 4 iris dans la bande Ku-HFSS.

### III.3.2 Simulation du filtre rectangulaire à 5 iris à coins arrondis

La conception du filtre 5 iris dans la bande Ku est représentée à la figure III.67. Les résultats des simulations sont donnés sur la figure III.68. Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  atteint un pic maximum de -46 dB à la fréquence 14.20 GHz et de transmission  $S_{21}$  est égale à 0dB dans l'intervalle [13.80-15] GHz.



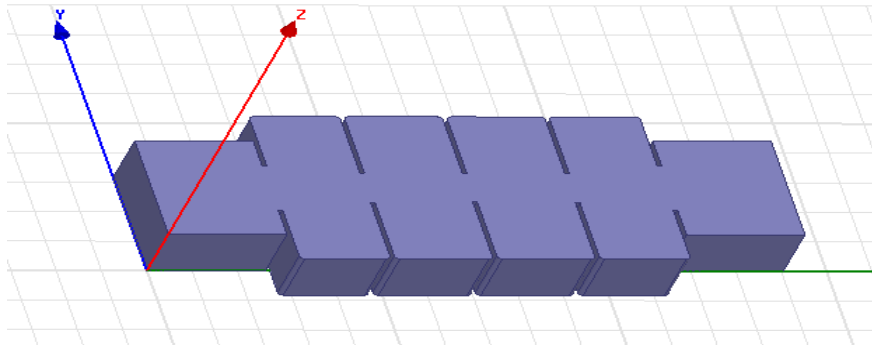


Figure III.67 Filtre à guide d'onde à 5 iris à coins arrondis dans la bande Ku.

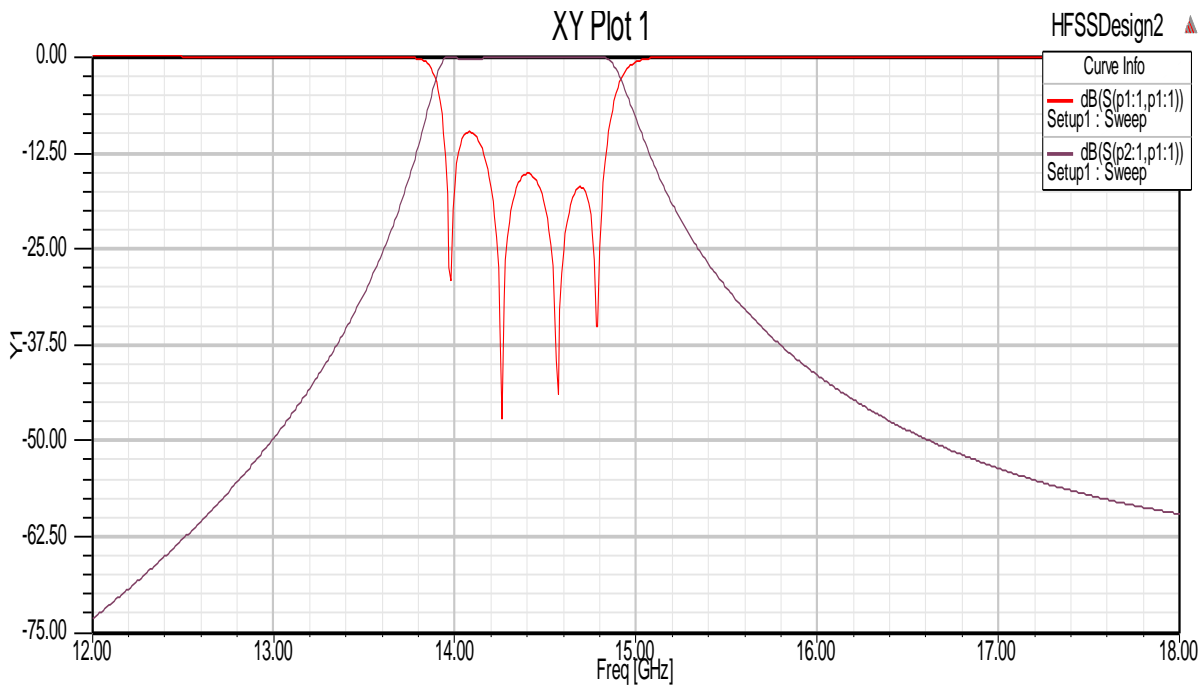


Figure III.68 Filtre à guide d'onde à 5 iris à coins arrondis dans la bande Ku.

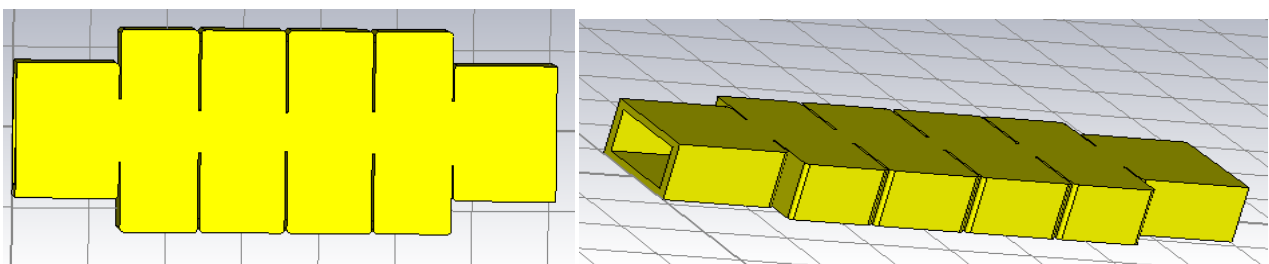
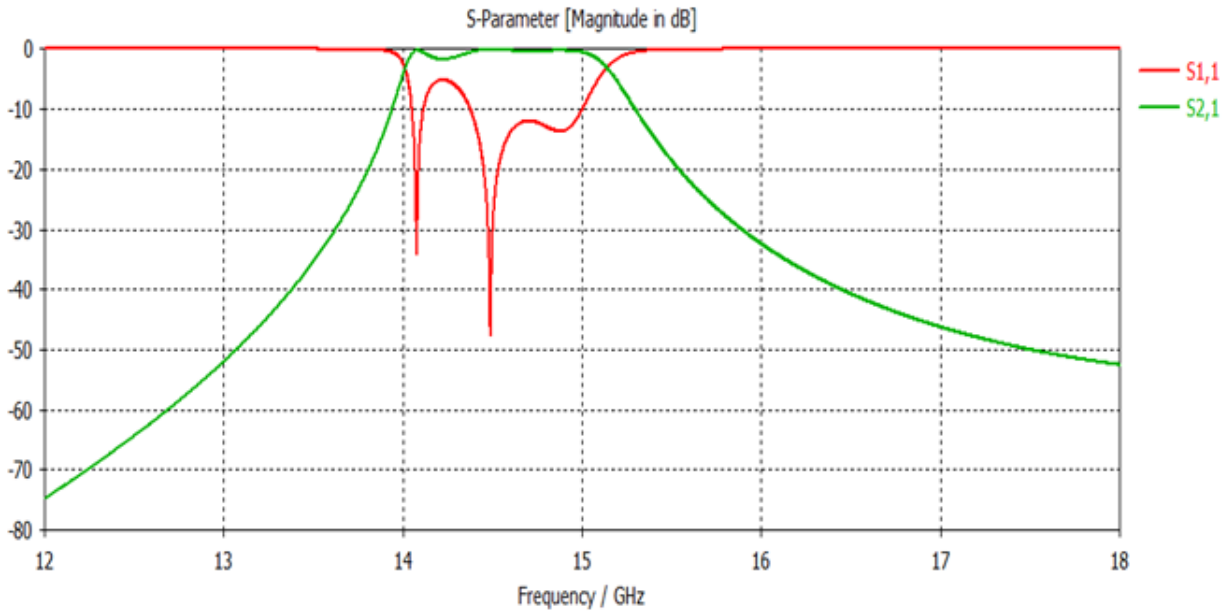


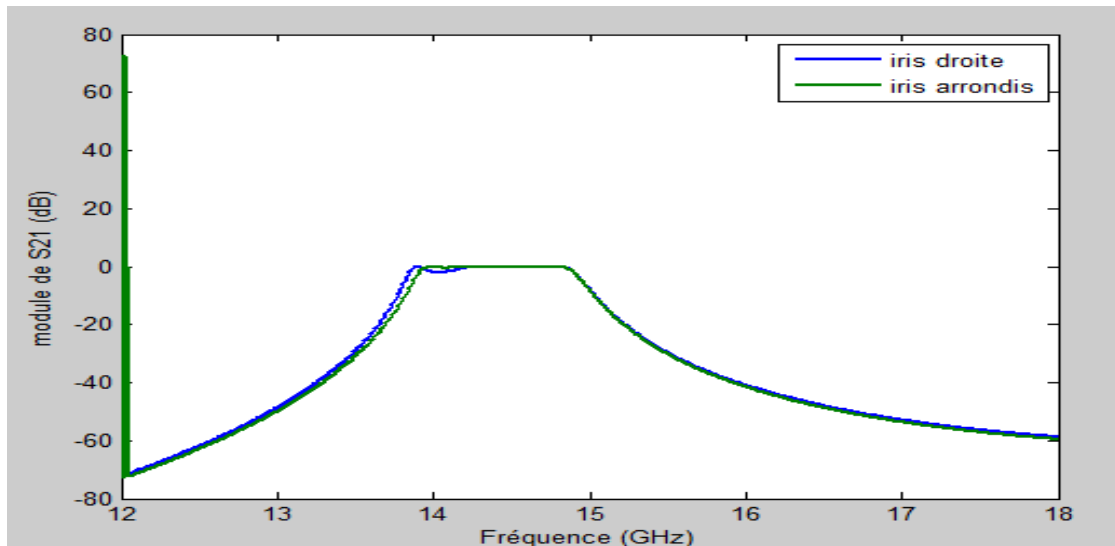
Figure III.69 : Filtre à guide d'onde à 5 iris à coins arrondis dans la bande Ku-CST.

Les résultats des simulations par CST sont donnés sur la figure III.70. Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  atteint un pic maximum de  $-49\text{dB}$  à la fréquence  $14.5\text{ GHz}$  et de transmission  $S_{21}$  est égale à  $0\text{dB}$  dans l'intervalle  $[14.25-15.25]\text{ GHz}$ . Ce qui donne une bonne transmission du signal et une faible réflexion de  $S_{11}$ .



*Figure III.70 : Filtre à guide d'onde à 5 iris à coins arrondis dans la bande Ku-CST.*

Les figures III.71 et III.72 représentent la comparaison de  $S_{11}$  et de  $S_{21}$  pour les filtres à guide d'ondes à 5 iris droit et à coins arrondis dans la bande Ku sous Matlab. On constate une bonne transmission dans l'intervalle [13.5-15.5] GHz.



*Figure III.71: Comparaison des coefficients de transmission  $S_{21}$  des filtres à guide d'ondes à 4 iris droites et à coins arrondis dans la bande -Ku sous Matlab.*

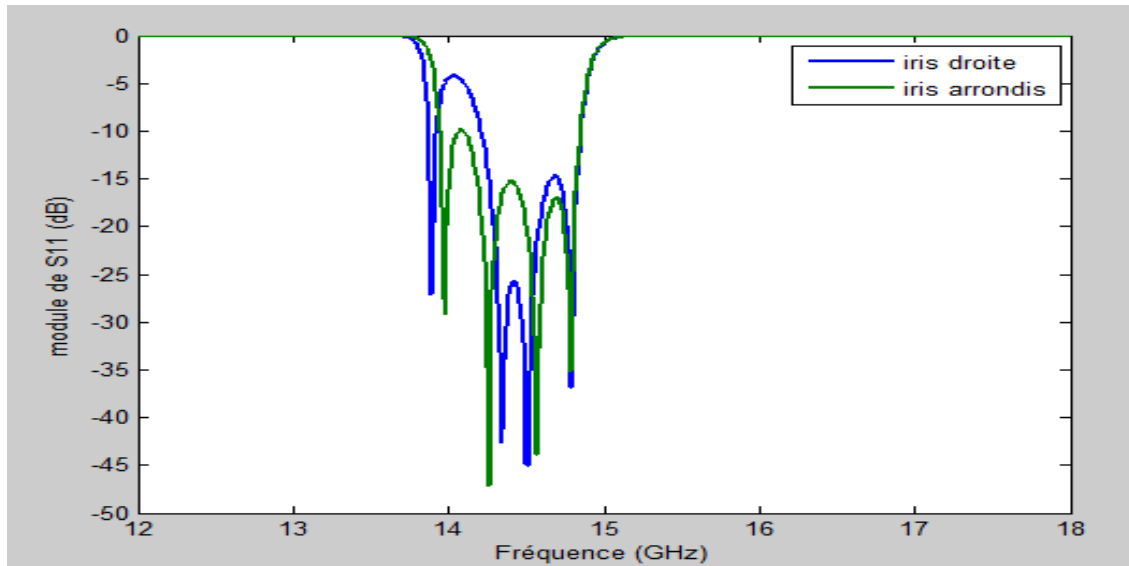


Figure III.72: Comparaison des coefficients de réflexion  $S_{11}$  des filtres à guide d'ondes à 4 iris droit et à coins arrondis dans la bande -Ku sous Matlab.

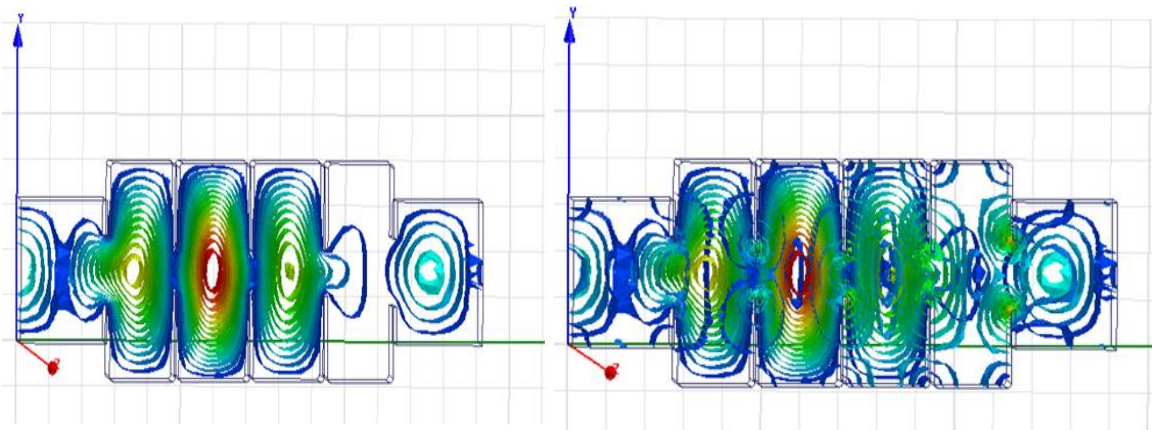


Figure III.73: Répartition du champ  $E$  du filtre à 4 iris à coins arrondis dans la bande Ku sous HFSS.

Figure III.74: Répartition du champ  $H$  du filtre à 4 iris à coins arrondis dans la bande Ku sous HFSS.

### III.4 FILTRES A GUIDES D'ONDES RECTANGULAIRES A IRIS DANS LA BANDE-KA

[33-38]GHZ

#### III.4.1 Simulation du filtre rectangulaire à 1 iris

La conception du filtre à 1 iris dans la bande Ka est représentée à la figure III.75. Les résultats des simulations sont donnés sur la figure III.76. Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  est égale à -1.75dB et de transmission  $S_{21}$  est égale à -4.60dB à partir de la fréquence 38 Ghz.

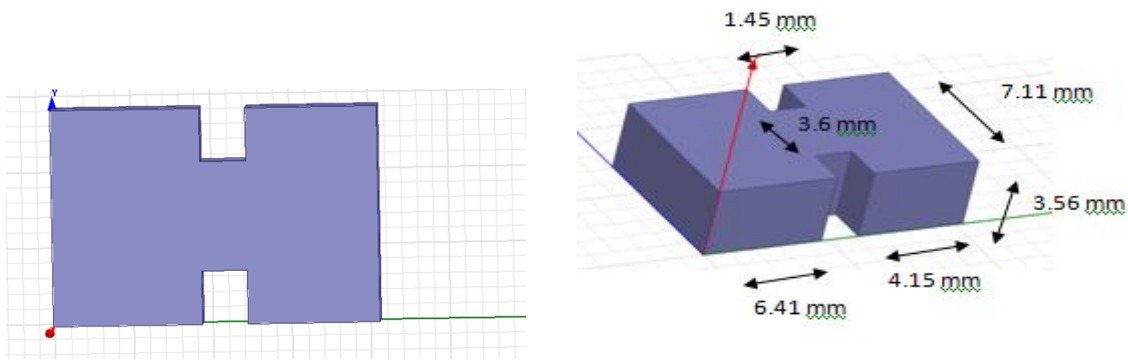


Figure III.75 : Filtre à guide d'onde à 1 iris dans la bande Ka.

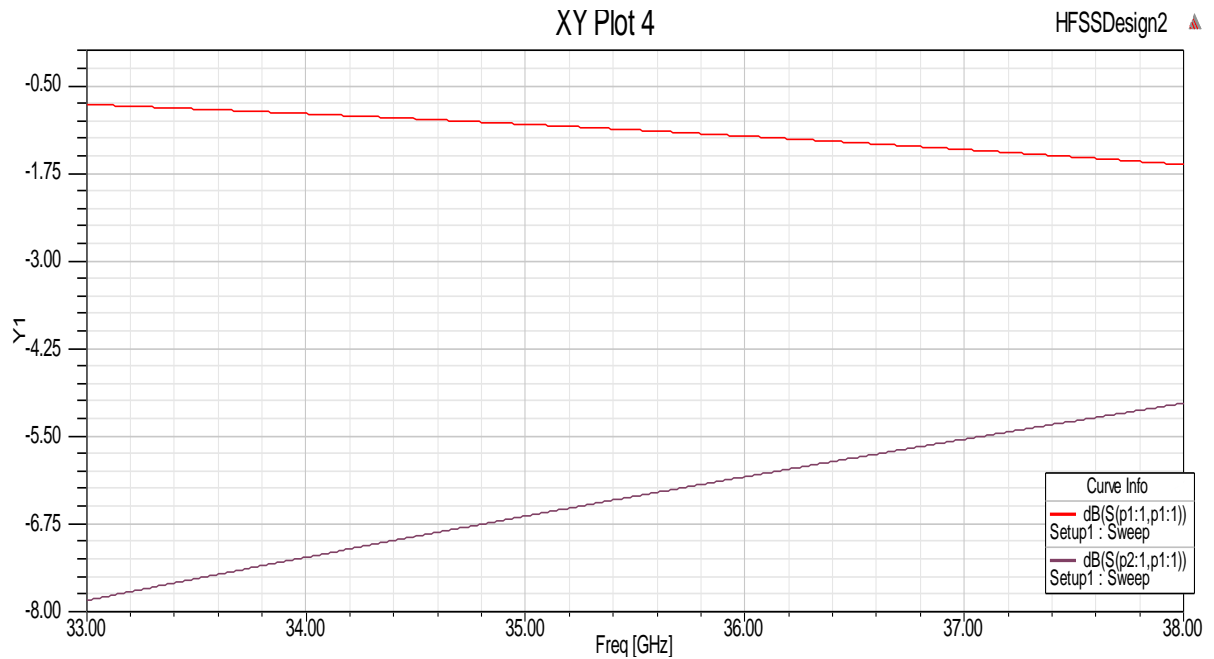


Figure III.76 : Filtre à guide d'onde à 1 iris dans la bande Ka.

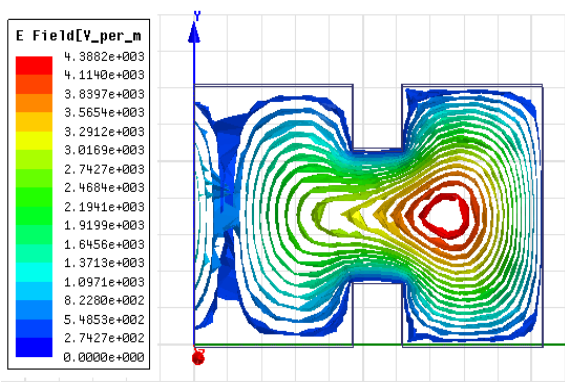


Figure III.77: Répartition du champ E du filtre à guide d'onde à 1 iris dans la bande Ka-HFSS.

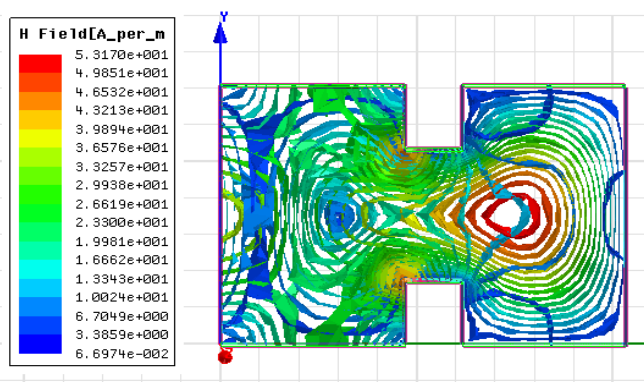


Figure III.78: Répartition du champ H du filtre à guide d'onde à 1 iris dans la bande Ka-HFSS.

### III.4.2 Simulation du filtre rectangulaire à 2 iris

La conception du filtre à 2 iris dans la bande Ka est représentée à la figure III.79. Les résultats des simulations sont donnés sur la figure III.80. Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  est égale à -1dB et de transmission  $S_{21}$  est égale à -6.5dB dans l'intervalle [ 35-35.5] Ghz.

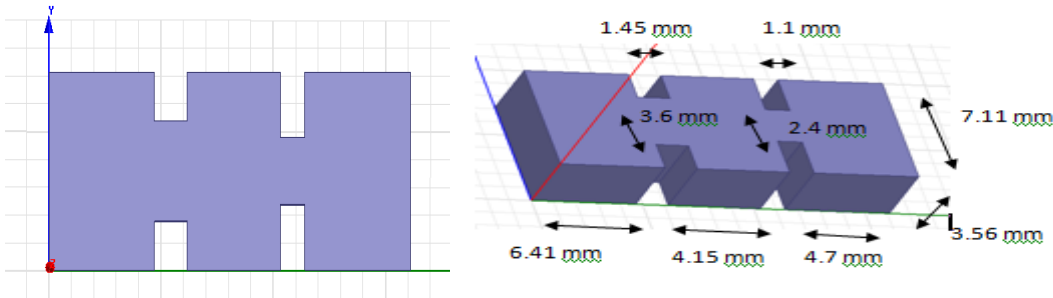


Figure III.79 : Filtre à guide d'onde à 2 iris dans la bande Ka.

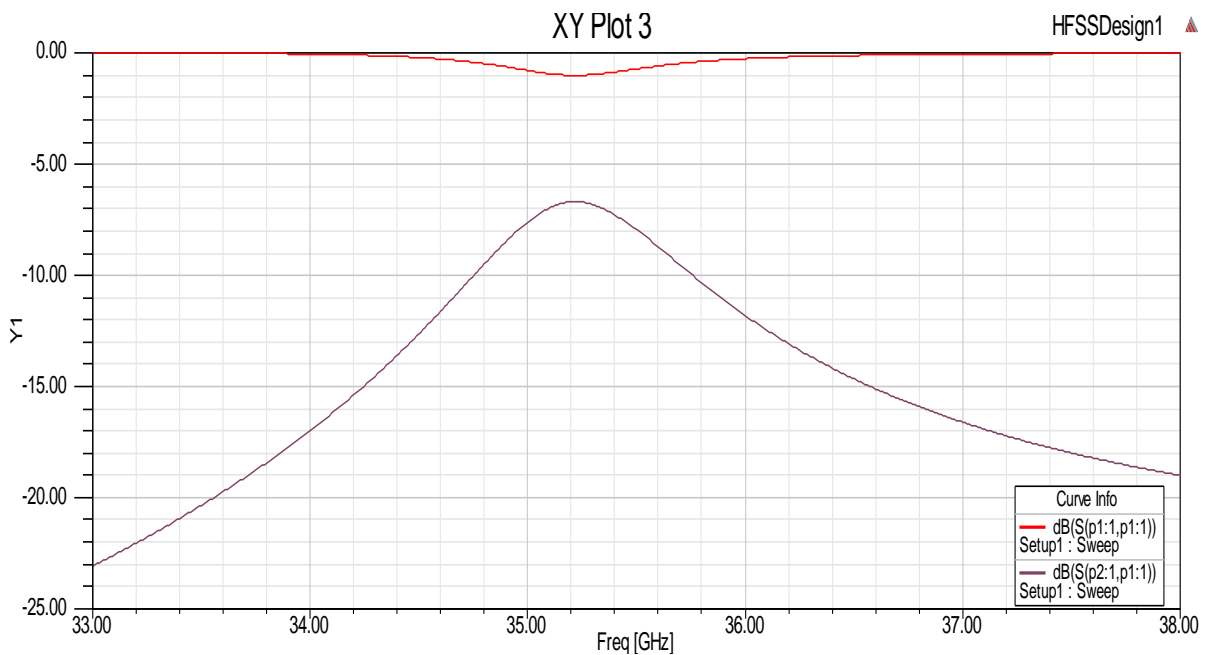


Figure III.80 : Filtre à guide d'onde à 2 iris dans la bande Ka.

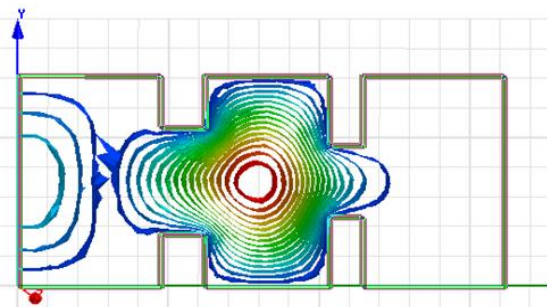


Figure III.81: Répartition du champ E du filtre à guide d'onde à 2 iris dans la bande Ka sous HFSS.

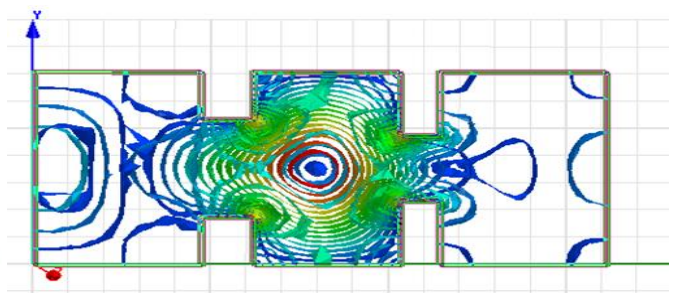


Figure III.82: Répartition du champ H du filtre à guide d'onde à 2 iris dans la bande Ka sous HFSS.

### III.4.3 Simulation du filtre rectangulaire à 3 iris

La conception du filtre à 3 iris dans la bande Ka est représentée à la figure III.83. Les résultats des simulations sont donnés sur la figure III.84. Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  est égale à -1dB et de transmission  $S_{21}$  est égale à -2.5dB dans l'intervalle [34.9-35.8] Ghz.

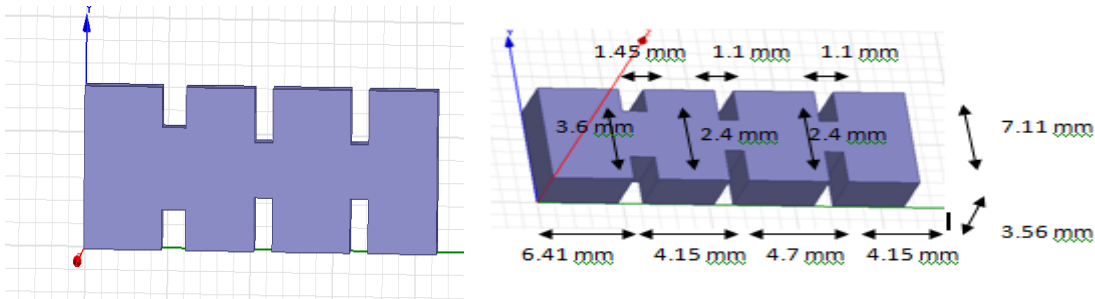


Figure III.83 : Filtre à guide d'onde à 3 iris dans la bande Ka.

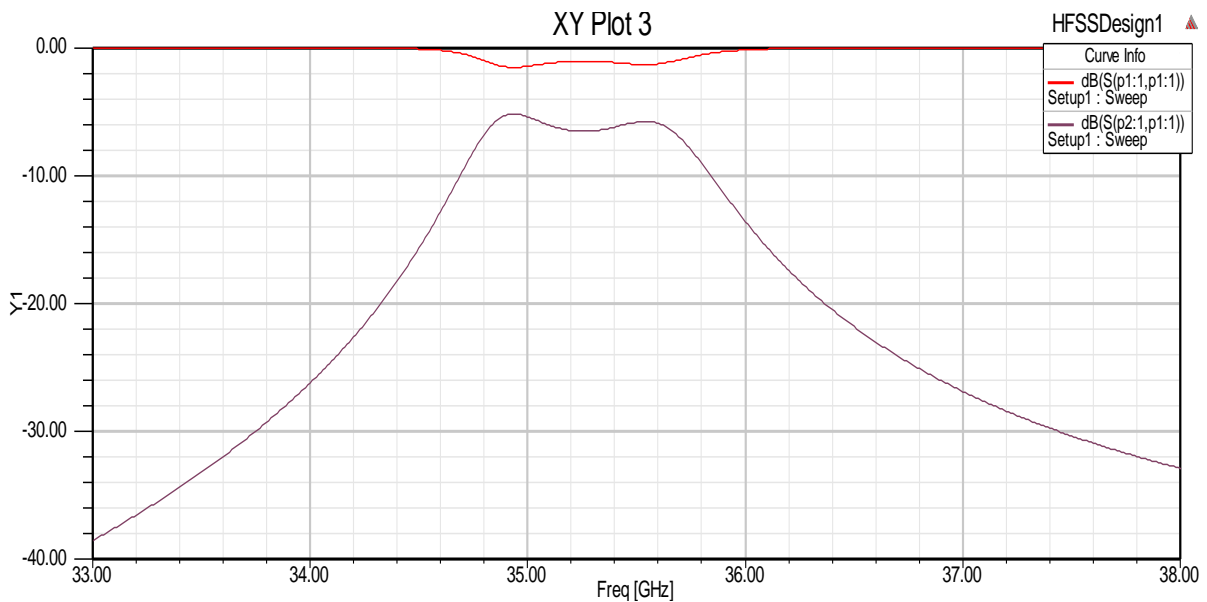


Figure III.84 : Filtre à guide d'onde à 3 iris dans la bande

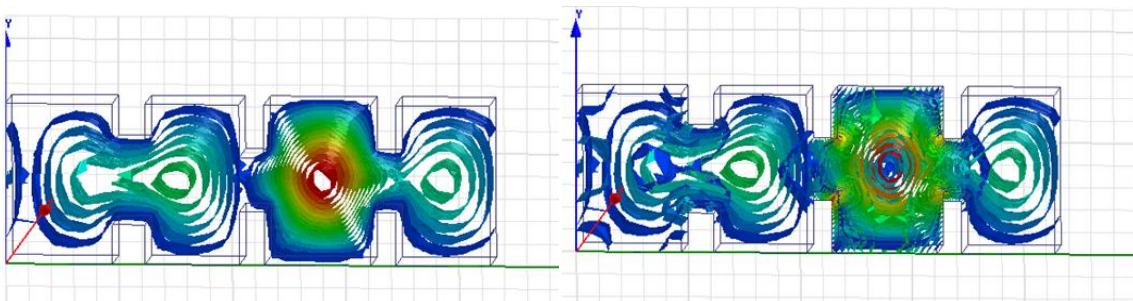


Figure III.85: Répartition du champ E du filtre à 3 iris dans la bande Ka-HFSS.

Figure III.86: Répartition du champ H du filtre à 3 iris dans la bande Ka-HFSS.

### III.4.4 Simulation du filtre rectangulaire à 4 iris

La conception du filtre à 4 iris dans la bande Ka est représentée à la figure III.87. Les résultats des simulations sont donnés sur la figure III.88. Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  atteint un pic maximum de  $-49\text{dB}$  à la fréquence  $34.9\text{ GHz}$  et de transmission  $S_{21}$  est égale à  $0\text{dB}$  dans l'intervalle  $[34.7-35.7]\text{GHz}$ .

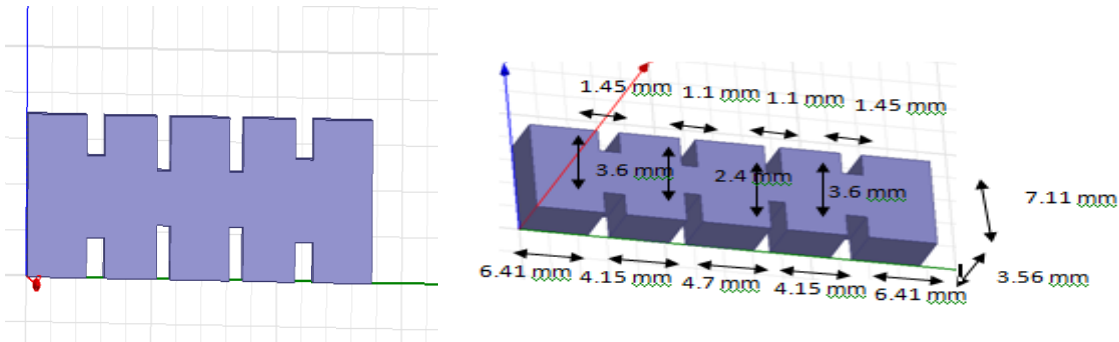


Figure III.87 : Filtre à guide d'onde à 4 iris dans la bande Ka.

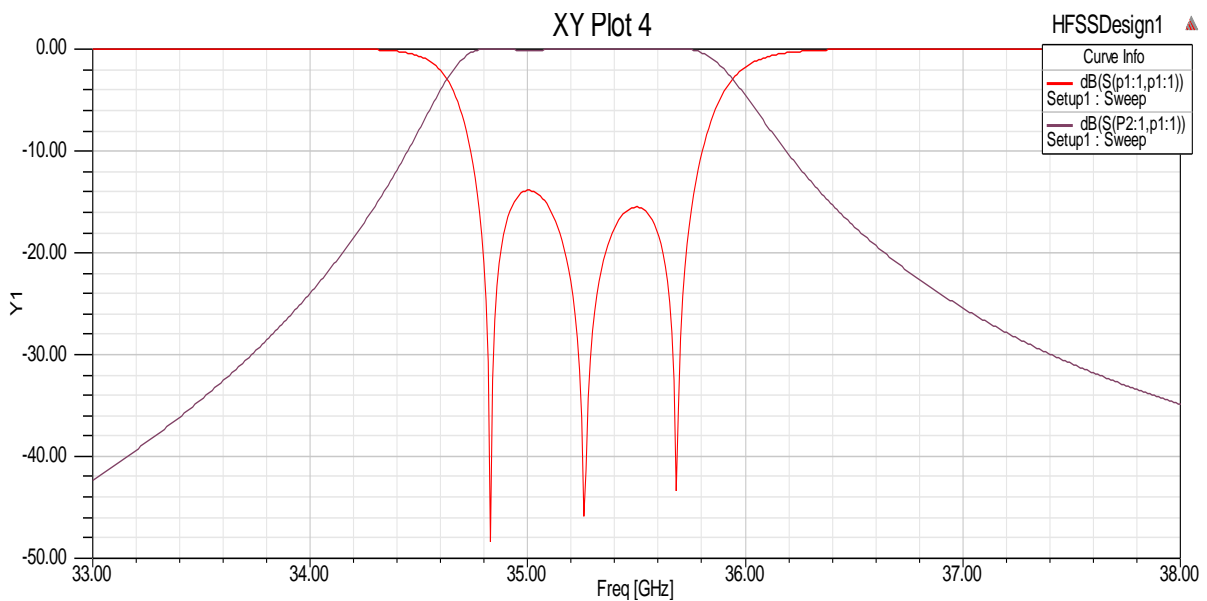


Figure III.88 : Filtre à guide d'onde à 4 iris dans la bande Ka.

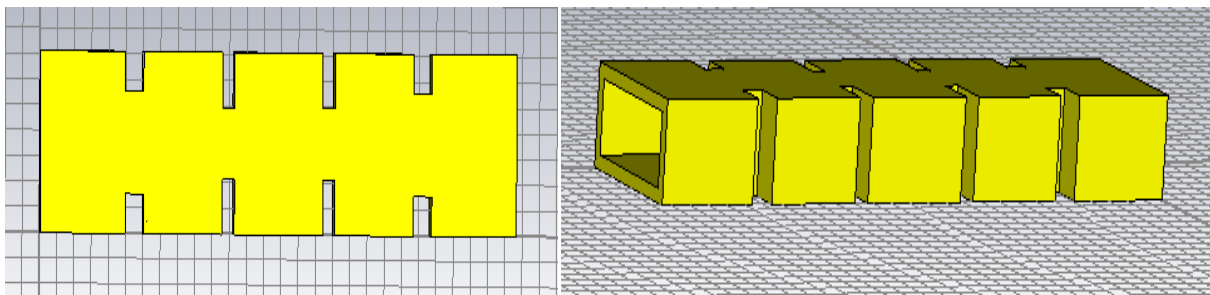
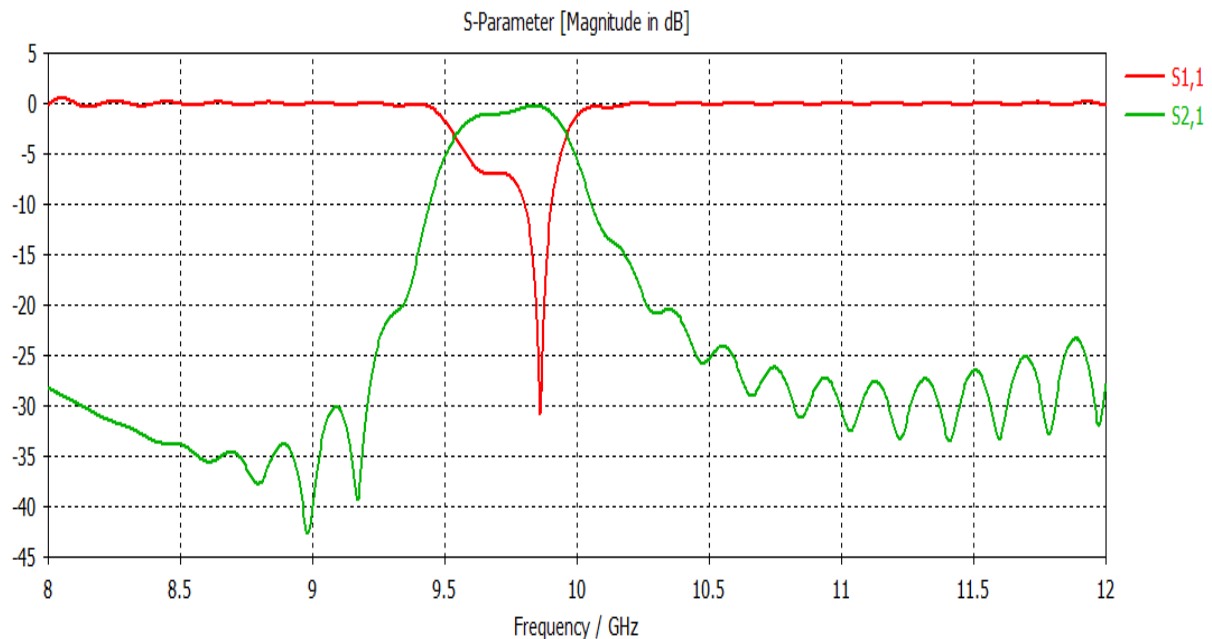


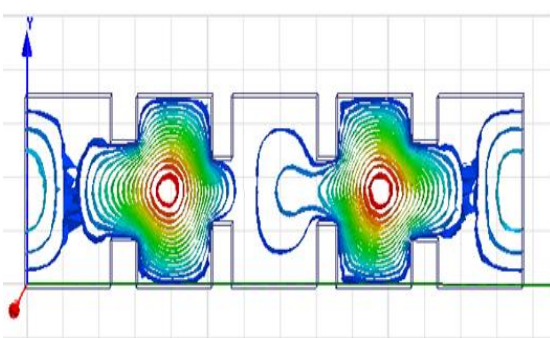
Figure III.89 : Filtre à guide d'onde à 4 iris dans la bande Ka.



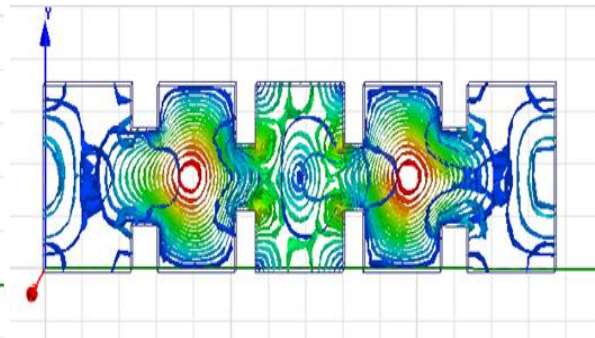
Les résultats de simulation par CST sont donnés sur la figure III.90. Le coefficient  $S_{11}$  atteint un pîc maximum de -31dB à la fréquence 9.8 GHz et  $S_{21}$  est égale à 0dB dans l'intervalle [9.5-10] GHz. D'où une bonne transmission.



*Figure III.90 : Filtre à guide d'onde à 4 iris dans la bande Ka.*



*Figure III.91: Répartition de champ électrique E du filtre à guide d'onde à 4 iris dans la bande Ka-HFSS.*



*Figure III.92: Répartition de champ magnétique H du filtre à guide d'onde à 4 iris dans la bande Ka-HFSS.*

### III.4.5 Simulation du filtre rectangulaire à 5 iris

La conception du filtre à 5 iris dans la bande Ka est représentée à la figure III.93. Les résultats des simulations sont donnés sur la figure III.94. Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  est égale à -1dB dans l'intervalle [34.66-36] GHz et un ensuite survient un pique de -20dB à la fréquence 36 GHz et pour le coefficient de transmission  $S_{21}$  qui est égale à -6dB dans l'intervalle [34.80-35.90] GHz. ensuite un pique de 0dB à la fréquence 36 GHz.



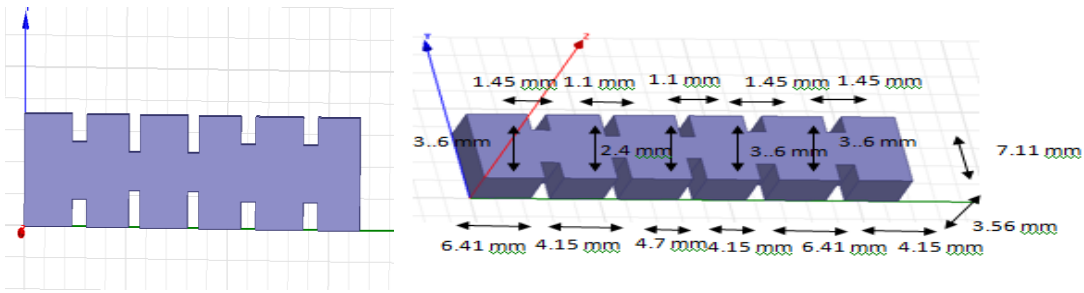


Figure III.93: Filtre à guide d'onde à 5 iris dans la bande Ka.

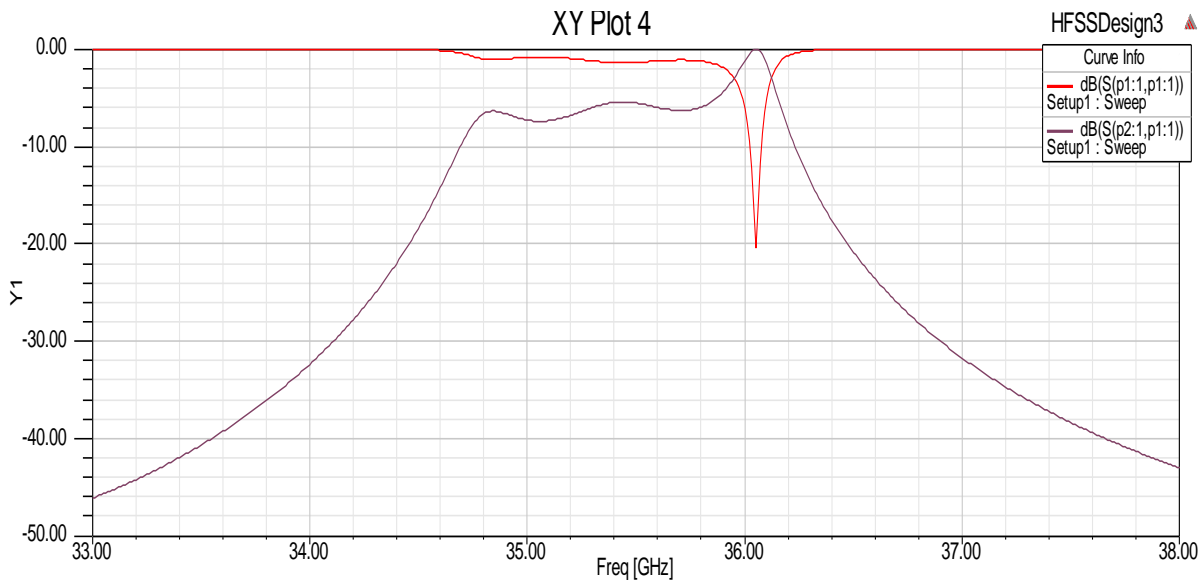


Figure III.94 : Filtre à guide d'onde à 5 iris dans la bande Ka.

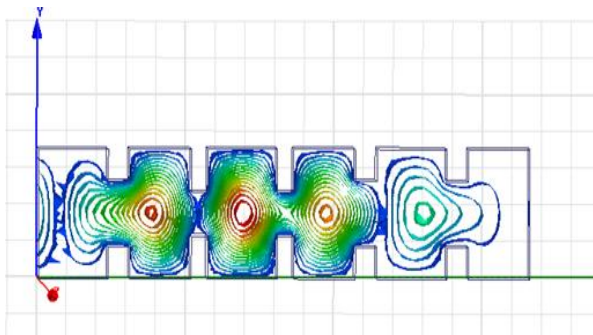


Figure III.95: Répartition du champ électrique  $E$  du filtre à guide d'onde à 5 iris dans la bande Ka-HFSS.

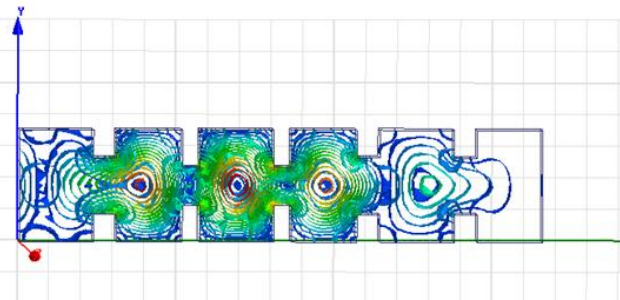


Figure III.96: Répartition du champ magnétique  $H$  du filtre à guide d'onde à 5 iris dans la bande Ka-HFSS.

### III.4.6 Simulation du filtre rectangulaire à 6 iris

La conception du filtre à 6 iris dans la bande Ka est représentée à la figure III.97. Les résultats des simulations sont donnés sur la figure III.98. Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  est égale à -6 dB dans

l'intervalle [35.20-35.50] GHz et de transmission  $S_{21}$  est égale à -0.3 dB dans l'intervalle [34.66-35.66] GHz.

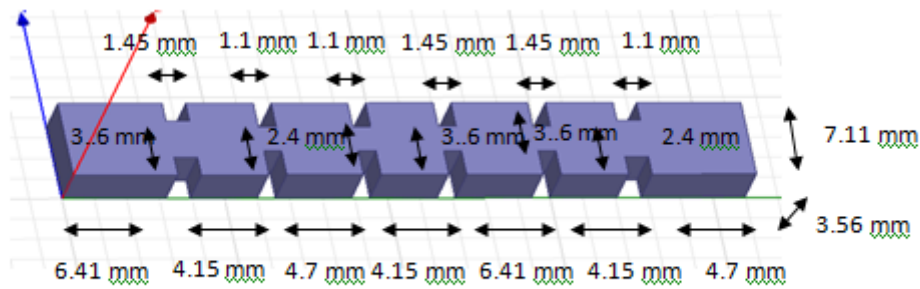


Figure III.97 : Filtre à guide d'onde à 6 iris dans la bande

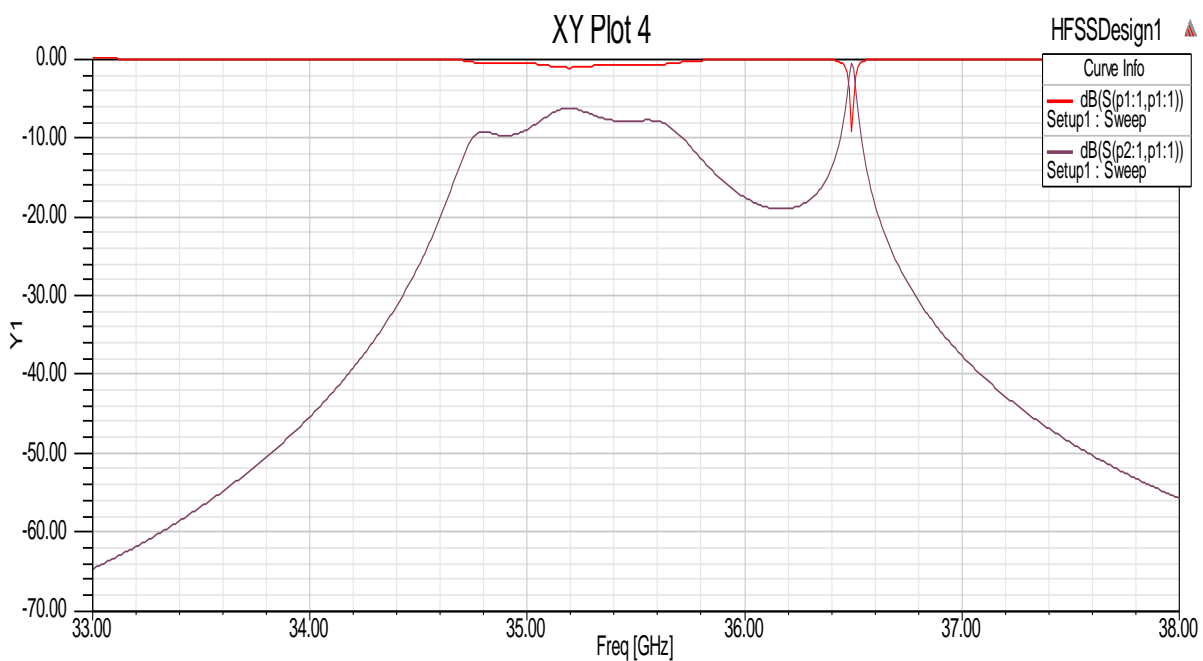


Figure III.98: Filtre à guide d'onde à 6 iris dans la bande Ka.

Les figures III.99 et III.100 représentent une comparaison des coefficients de transmission  $S_{21}$  et de réflexion  $S_{11}$  des filtres à guides d'ondes de 1 à 6 iris dans la bande Ka sous Matlab. On remarque que le filtre qui contient 4 iris représente une meilleure transmission et une faible réflexion.

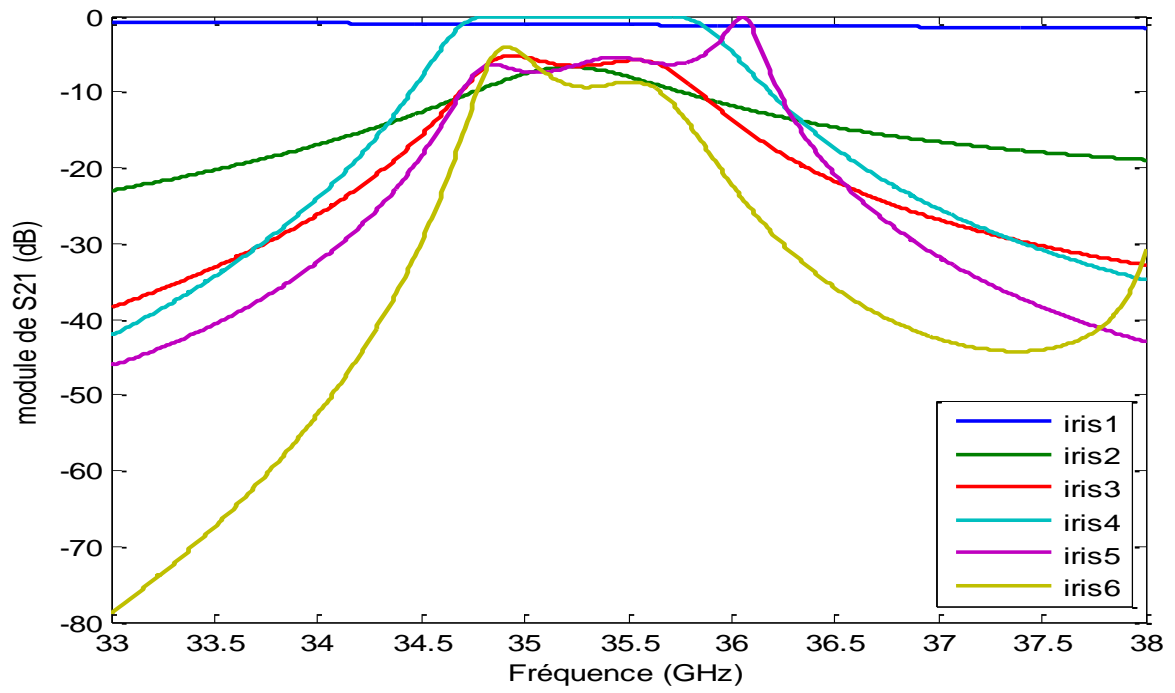


Figure III.99: Comparaison des coefficients de transmission  $S_{21}$  des filtres à guides d'ondes à 6 iris dans la bande – Ka sous Matlab.

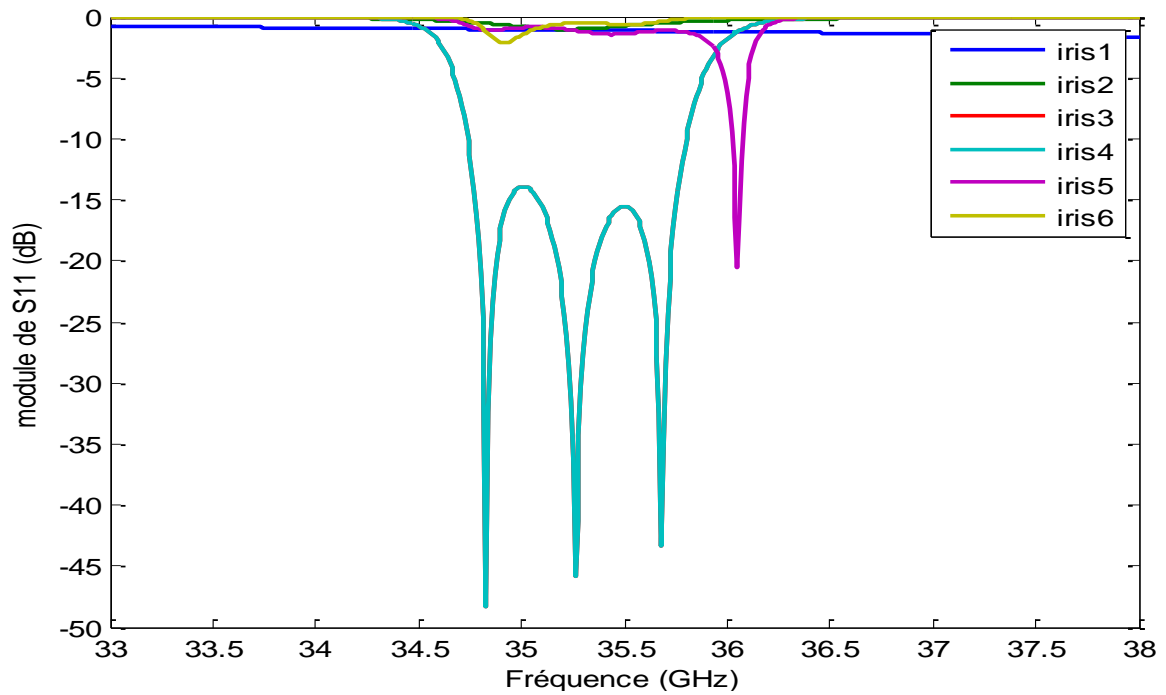
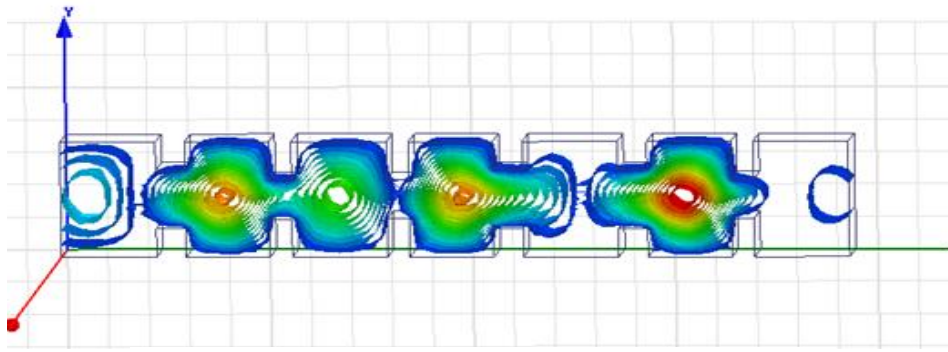
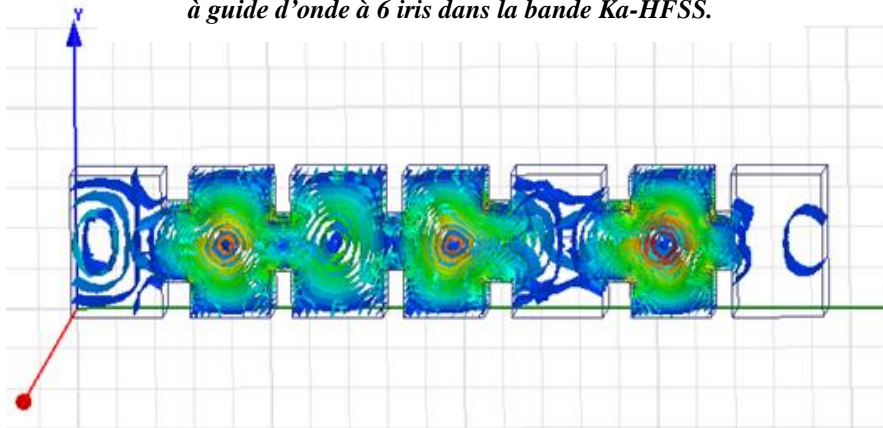


Figure III.100: Comparaison des coefficients de réflexion  $S_{11}$  des filtres à guides d'ondes à 6 iris dans la bande – Ka sous Matlab.



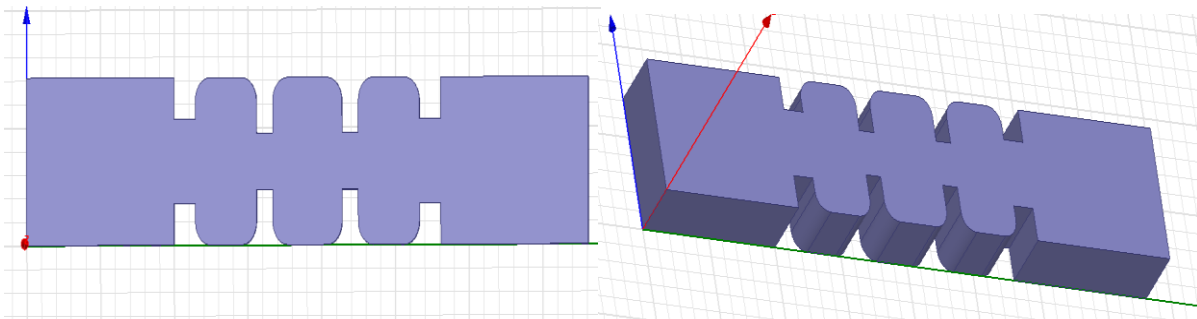
*Figure III.101: Répartition du champ électrique  $E$  du filtre à guide d'onde à 6 iris dans la bande Ka-HFSS.*



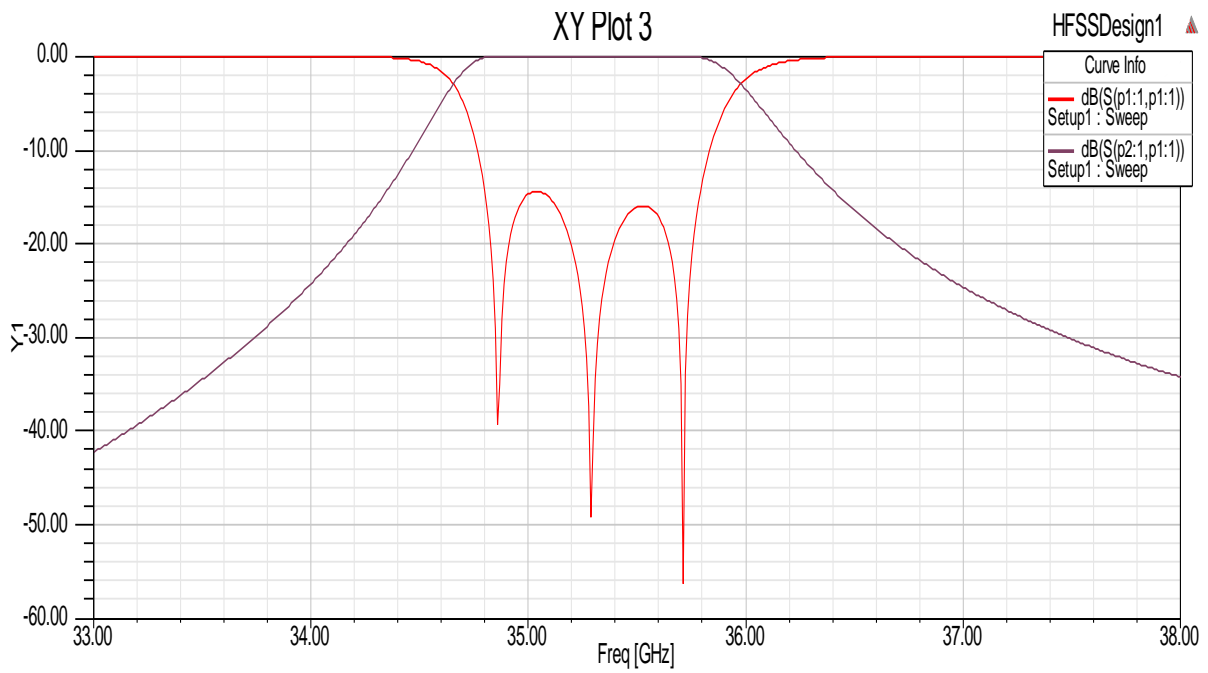
*Figure III.102: Répartition du champ magnétique  $H$  du filtre à guide d'onde à 6 iris dans la bande Ka-HFSS.*

### III.4.7 Simulation du filtre rectangulaire à 4 iris à coins arrondis

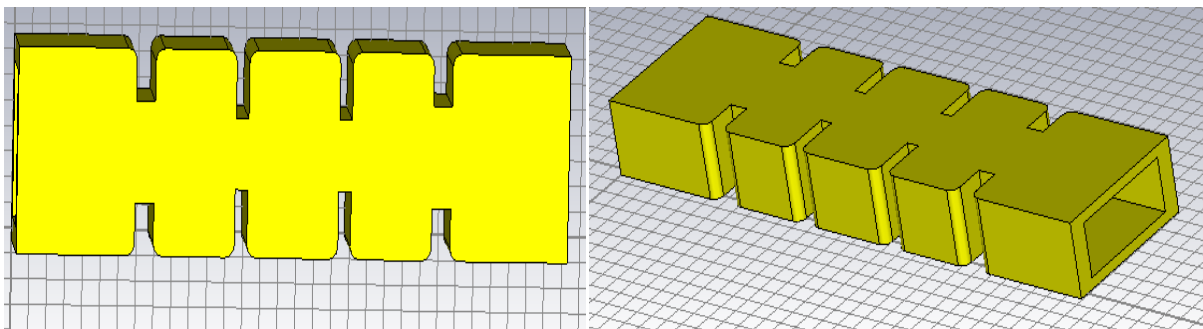
La conception du filtre à 4 iris dans la bande Ka est représentée à la figure III.103. Les résultats des simulations sont donnés sur la figure III.104. Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  atteint un pic maximum de -56 dB à la fréquence 35.66 GHz et de transmission  $S_{21}$  est égale à 0 dB dans l'intervalle [34.70-35.90] GHz.



*Figure III.103: Filtre à guide d'onde à 4 iris à coins arrondis dans la bande Ka.*



**Figure III.104: Filtre à guide d'onde à 4 iris à coins arrondis dans la bande Ka.**



**Figure III.105: Filtre à guide d'onde à 4 iris à coins arrondis dans la bande Ka-CST.**

Les résultats des simulations sont donnés sur la figure III.106. Le coefficient  $S_{11}$  est égale à 0dB dans toute la bande de fréquence et  $S_{21}$  est égale à -60dB dans l'intervalle [34.60-34.80] GHz. On remarque une mauvaise transmission du signal et une grande réflexion. D'où un mauvais signal.

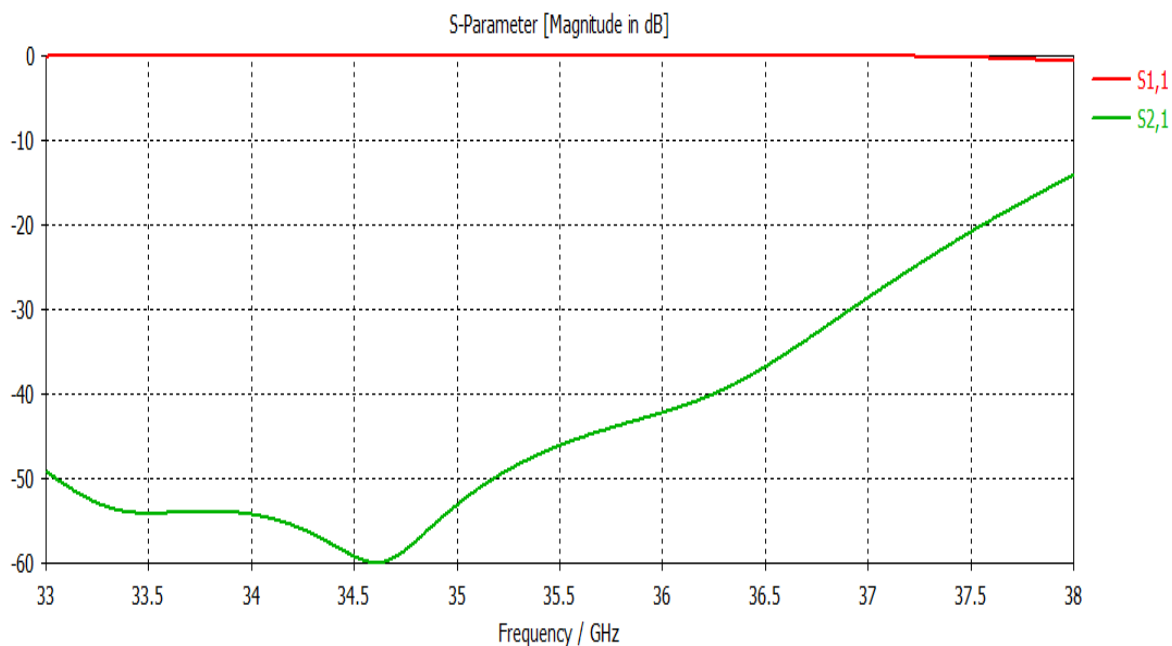


Figure III.106 : Filtre à guide d'onde à 4 iris à coins arrondis dans la bande Ka sous CST.

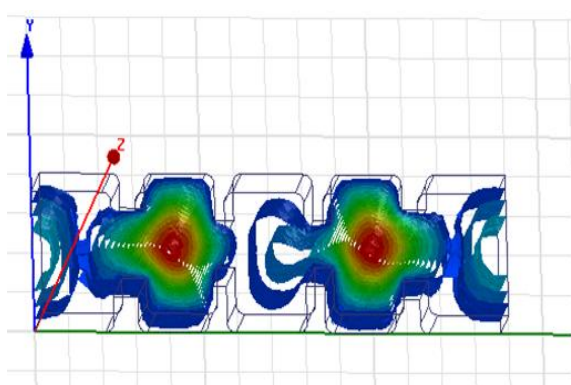


Figure III.107: Répartition du champ E du filtre à guide d'onde à 4 iris à coins arrondis dans la bande Ka-HFSS.

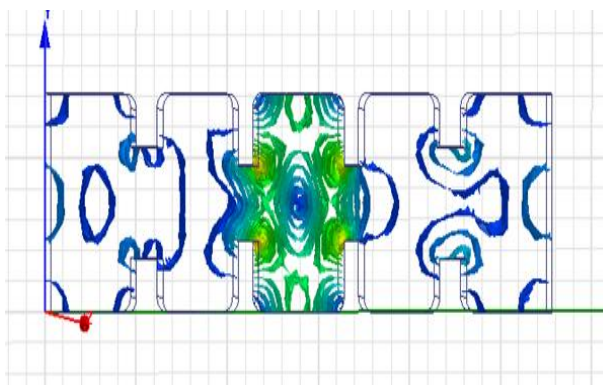
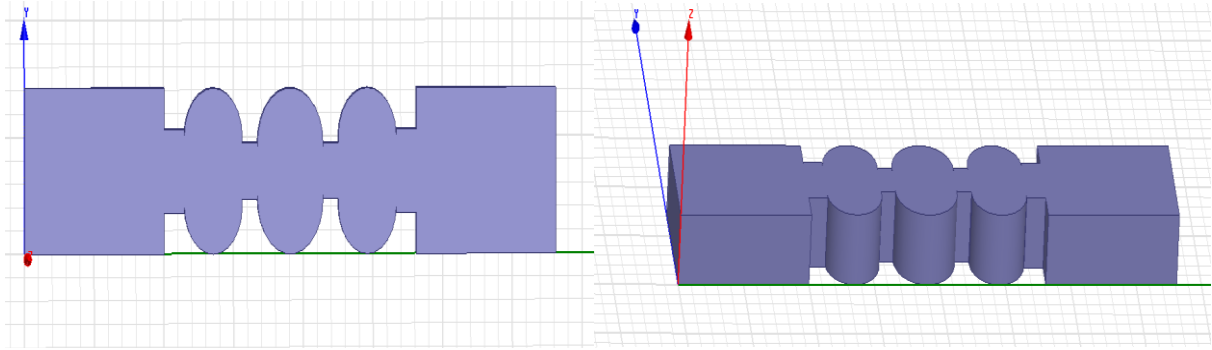


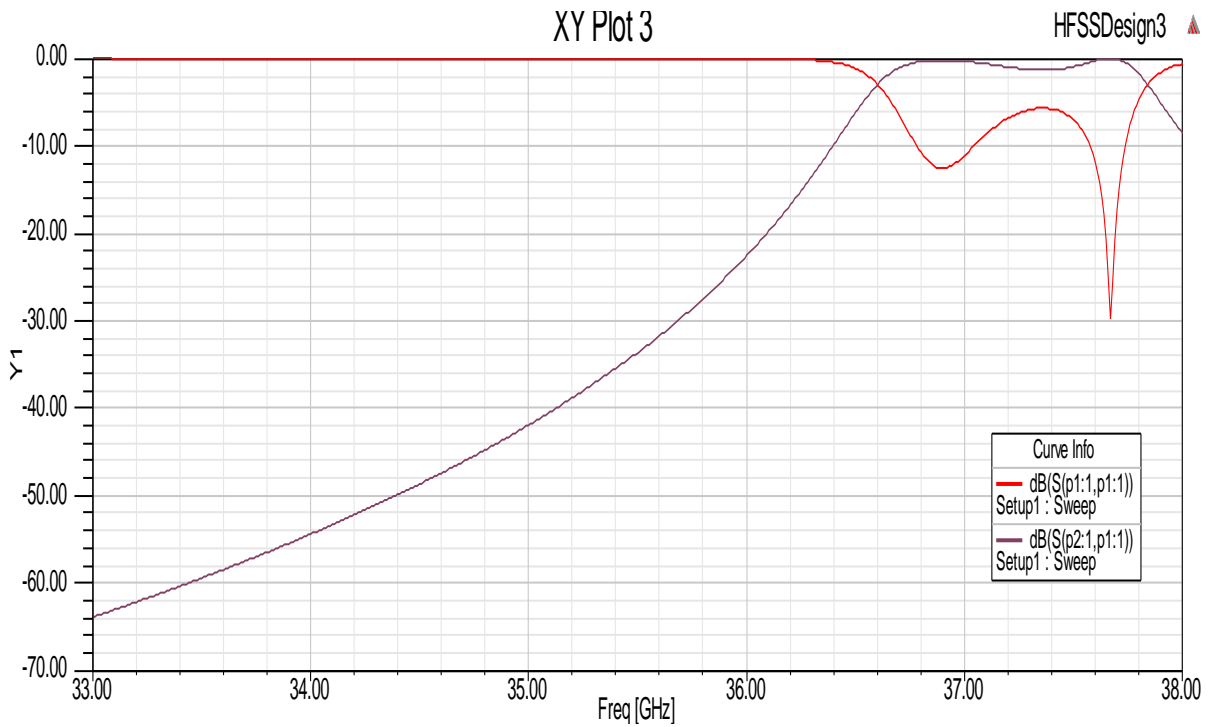
Figure III.108: Répartition du champ magnétique H du filtre à guide d'onde à 4 iris à coins arrondis dans la bande Ka-HFSS.

### III.4.8 Simulation du filtre rectangulaire à 4 iris à têtes externes arrondis

La conception du filtre à 4 iris dans la bande Ku est représentée à la figure III.109. Les résultats des simulations sont donnés sur la figure III.110. Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  atteint un pic maximum de -30dB à la fréquence 37.62 GHz et de transmission  $S_{21}$  est égale à 0dB dans l'intervalle [36.60-37] GHz et l'intervalle [37.60-37.80] GHz.



**Figure III.109 : Filtre à guide d'onde à 4 iris à têtes externes dans la bande Ka.**



**Figure III.110 : Filtre à guide d'onde à 4 iris à têtes externes dans la bande Ka.**

Les figures III.111 et III.112 représentent les résultats de comparaison des coefficients de transmission  $S_{21}$  et de réflexion  $S_{11}$  des filtres à guide d'ondes à 4 iris à coins arrondis et a à têtes externes arrondis dans la bande  $-Ka$  sous Matlab. On remarque une bonne transmission du signal dans la bande [34.5-36] GHz pour le filtre à coins arrondis et dans la bande [36.5-38] GHz pour le filtre à têtes externes arrondis.

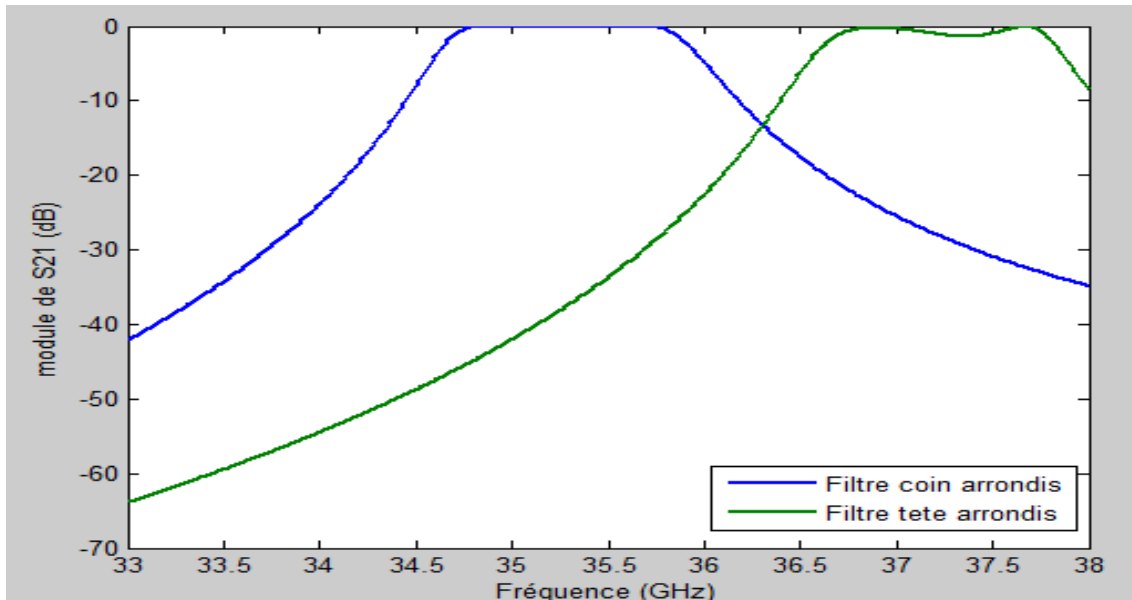


Figure III.111: Comparaison des coefficients de transmission  $S_{21}$  des filtres à guide d'ondes à 4 iris à coins arrondis et à têtes externes dans la bande  $-Ka$  sous Matlab.

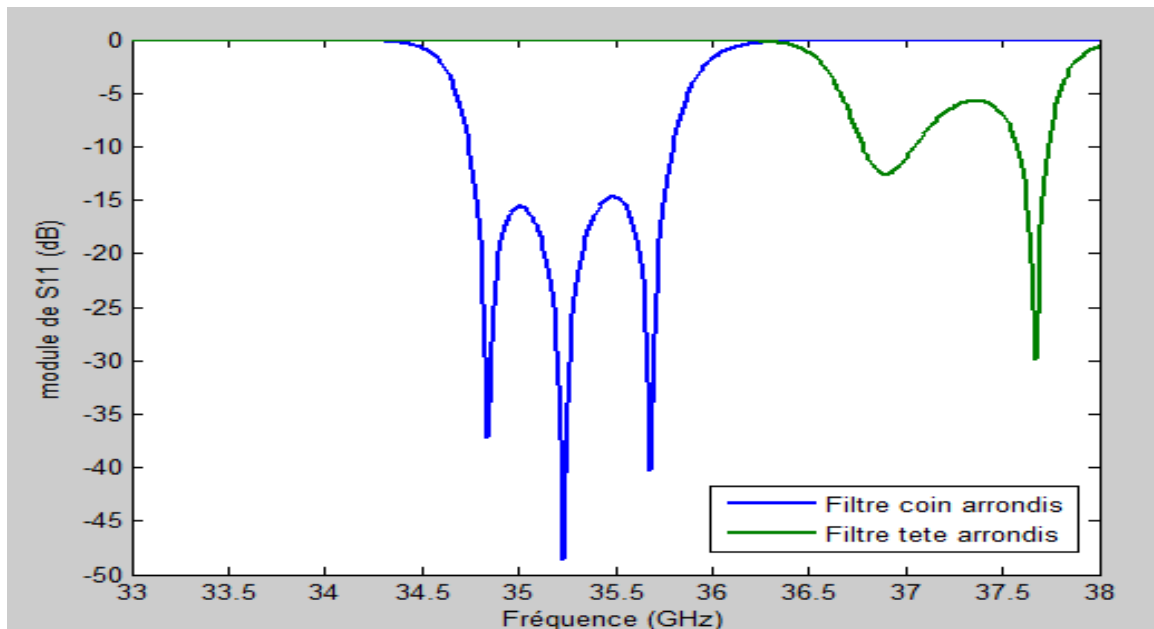


Figure III.112: Comparaison des coefficients de réflexion  $S_{11}$  des filtres à guide d'ondes à 4 iris à coins arrondis et à têtes externes dans la bande  $-Ka$  sous Matlab.

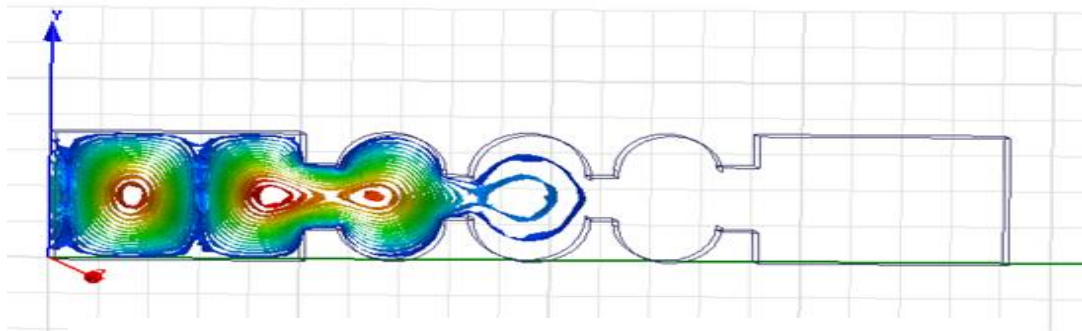


Figure III.113: Répartition de champ électrique  $E$  pour Filtre à guide d'onde à 4 iris à têtes externes dans la bande  $Ka$ -HFSS.



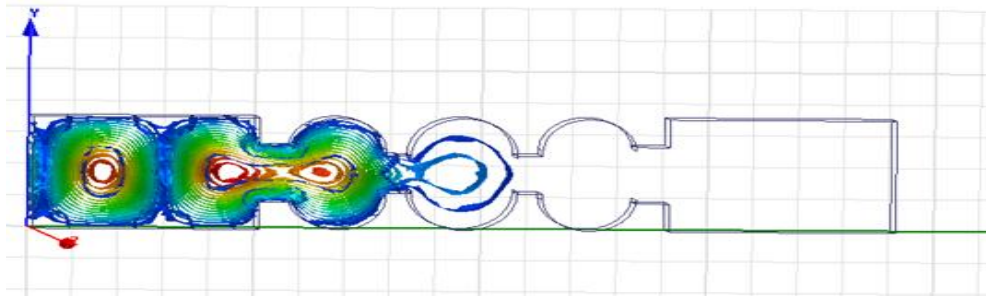


Figure III.114: Répartition du champ magnétique  $H_{du}$  filtre à guide d'onde à 4 iris à têtes externes dans la bande Ka-HFSS.

### III.5 FILTRE A GUIDE D'ONDES A NERVURES A LARGE BANDE [3-9]

#### GHZ

#### III.5.1 Simulation du filtre guides d'ondes rectangulaires à nervures

La bande de fréquence de ce filtre est de l'ordre de [2-9] GHz et sa fréquence centrale est proche de 6 GHz. La structure est donnée à la figure III.115. Les résultats des simulations des coefficients de réflexion  $S_{11}$  et de transmission  $S_{21}$  sont donnés sur la figure III.116. On constate que le coefficient  $S_{11}$  atteint un pic maximum de  $-61$  dB à la fréquence 8.5 GHz, et le coefficient  $S_{21}$  est égal à 0 dB. Ce qui montre une bonne transmission des signaux et de faible réflexion ce ces derniers dans la bande [2.8-8.8] GHz.

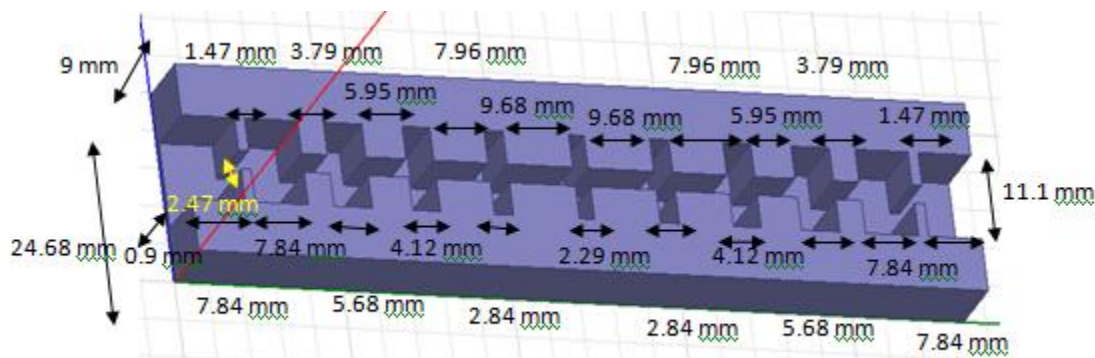
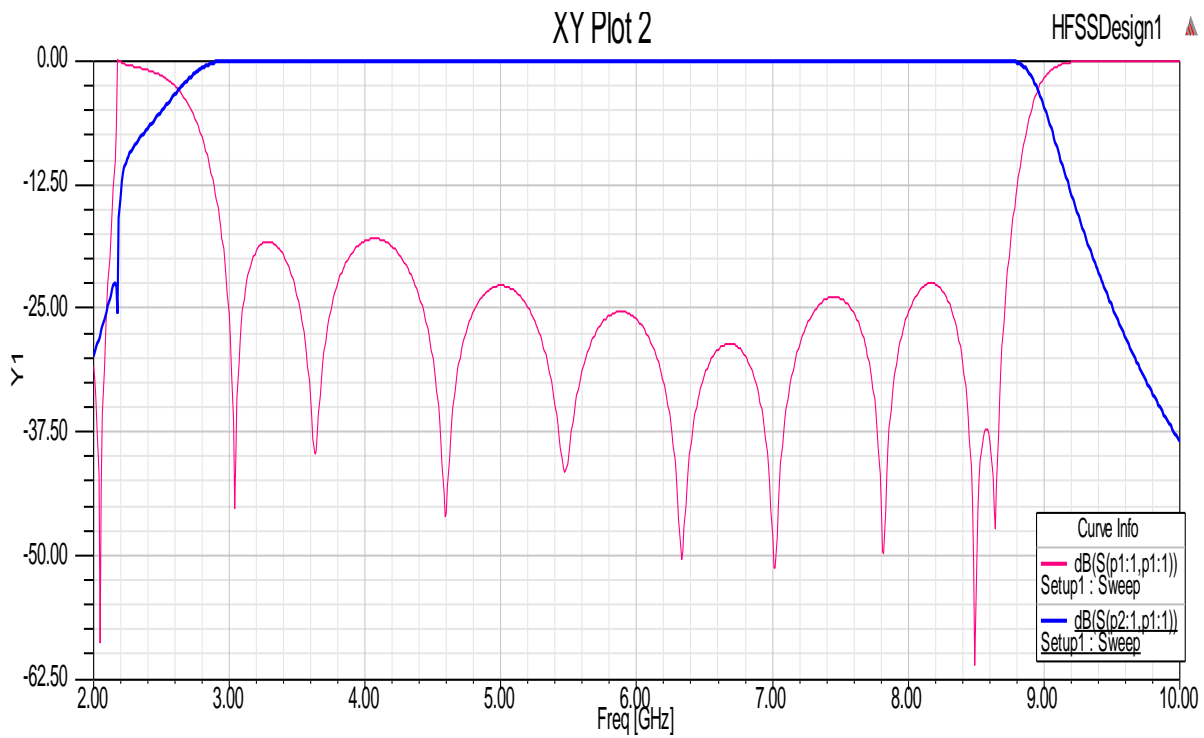
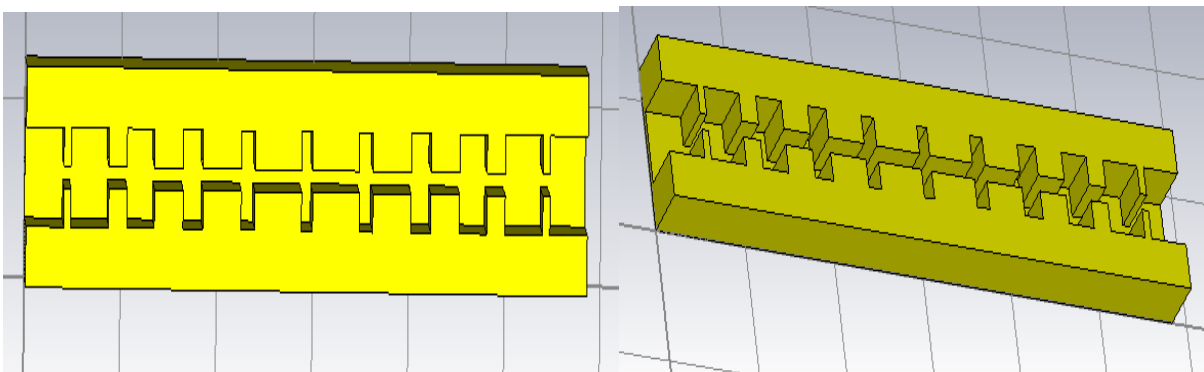


Figure III.115 : Filtre à guide d'onde à nervures à large bande [3-9] GHz sous HFSS.



*Figure III.116 : Filtre à guide d'onde à nervures à large bande [3-9] GHz sous HFSS.*



*Figure III.117 : Filtre à guide d'onde à nervures à large bande [3-9] GHz sous CST.*

Les résultats de simulation sous CST des coefficients de  $S_{11}$  et de  $S_{21}$  sont donnés sur la figure III.118. On constate une bonne transmission du signal dans la bande [2-10] GHz et une faible réflexion du signal dans la même bande de fréquence.

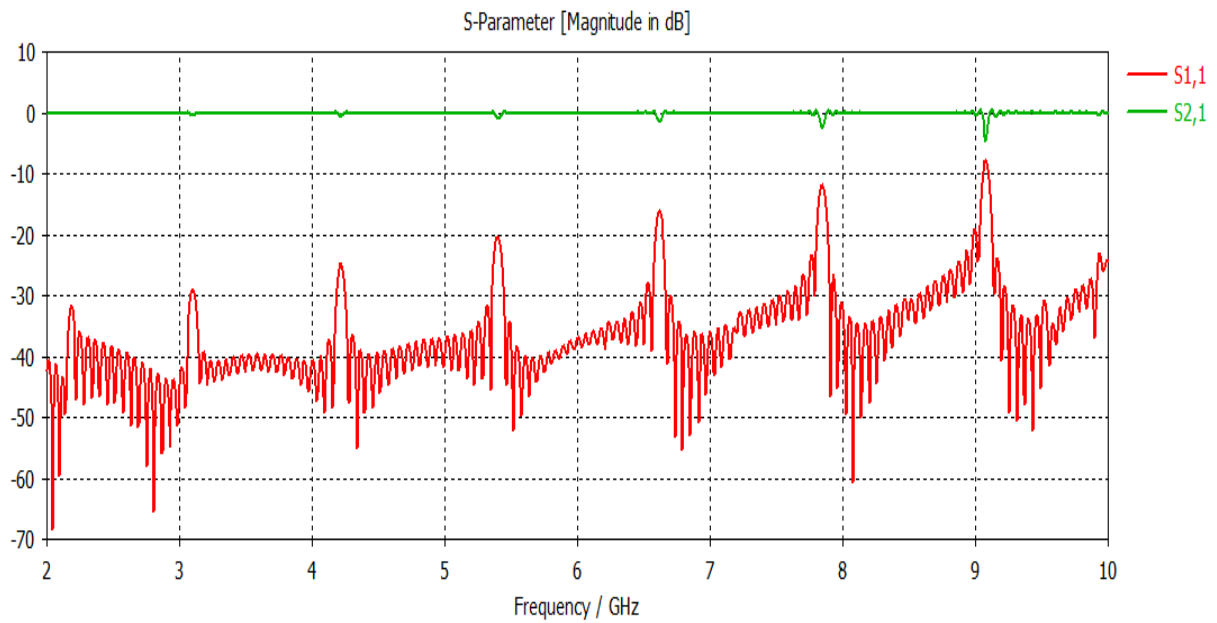


Figure III.118 : Filtre à guide d'onde à nervures à large bande [3-9] GHz sous CST.

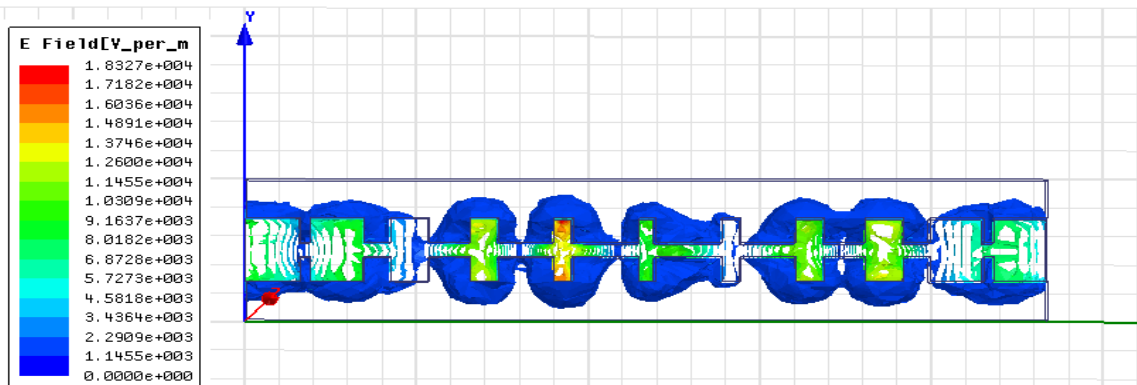


Figure III.119: Répartition du champ électrique E du filtre à guide d'onde à nervures à large bande [3-9] GHz-HFSS.

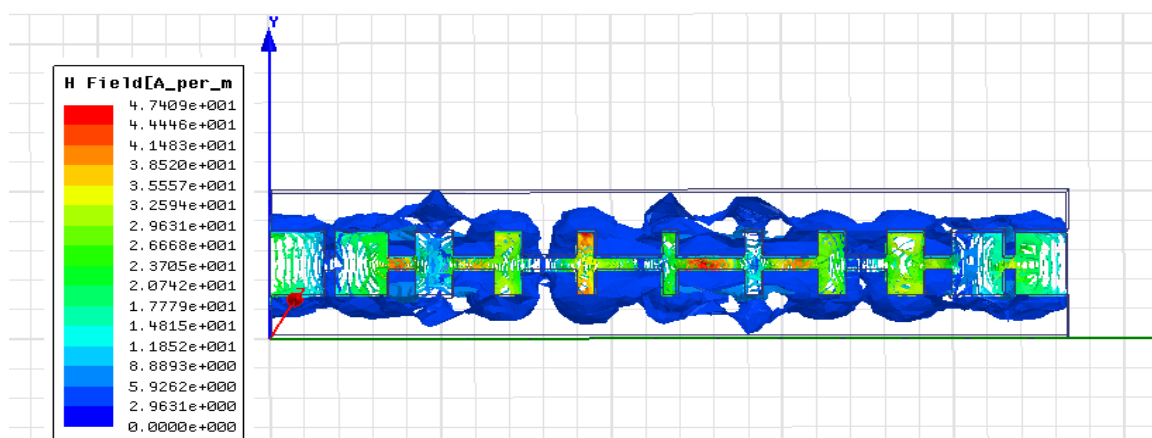


Figure III.120: Répartition du champ magnétique H du filtre à guide d'onde à nervures à large bande [3-9] GHz-HFSS.

### III.6 FILTRE A GUIDE D'ONDES CAVITE METALLIQUES DANS LA BANDE [11.5-13.5]

#### GHZ

Les filtres en cavités ont fait l'objet de diverses études théoriques et expérimentales [2]-[3]-[4], nous nous sommes intéressés plus particulièrement aux filtres à 5 pôles. Ce filtre comporte deux cavités cylindriques couplées par des iris rectangulaires. Les guides d'entrée / sortie sont du type WR75 ( $a = 19.05 \text{ mm}$ ,  $b = 9.525 \text{ mm}$ ).

De la même manière que précédemment, l'analyse électromagnétique globale de ce filtre a été réalisée avec le logiciel HFSS. Les résultats de simulation sont donnés dans les figures suivantes.

#### III.6.1 Simulation du filtre cavité métalliques étroite

La représentation du filtre à deux cavités métalliques étroites est donnée sur la figure III.121. Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  atteint un pic maximum de  $-50 \text{ dB}$  à la fréquence  $12.90 \text{ GHz}$  et de transmission  $S_{21}$  est égal à  $0 \text{ dB}$  dans la bande  $[12.70-13.05] \text{ GHz}$ , ce qui montre une bonne transmission d'ondes (figure III.122). Les dimensions des cylindres sont données par : diamètre du cylindre ( $d = 9.525 \text{ mm}$ ) et longueur du cylindre ( $L = 26.5 \text{ mm}$ ).

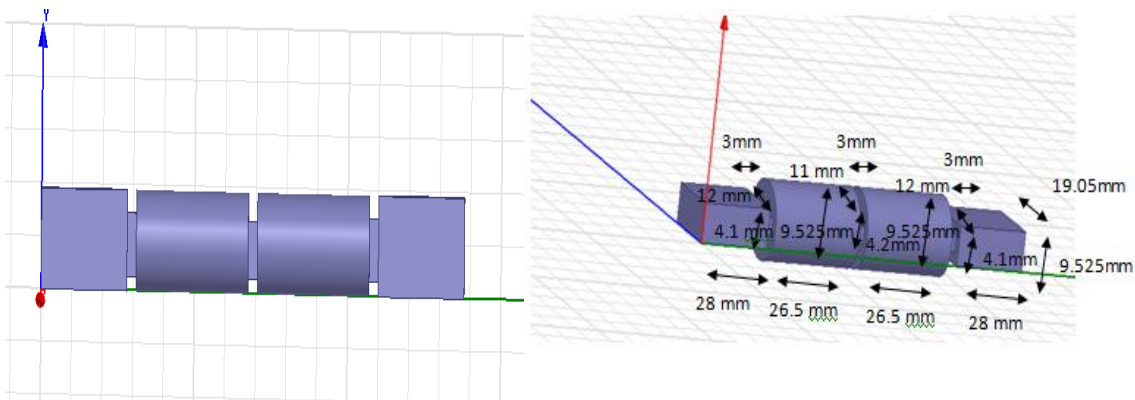


Figure III.121: Filtre à cavité métallique cylindrique.

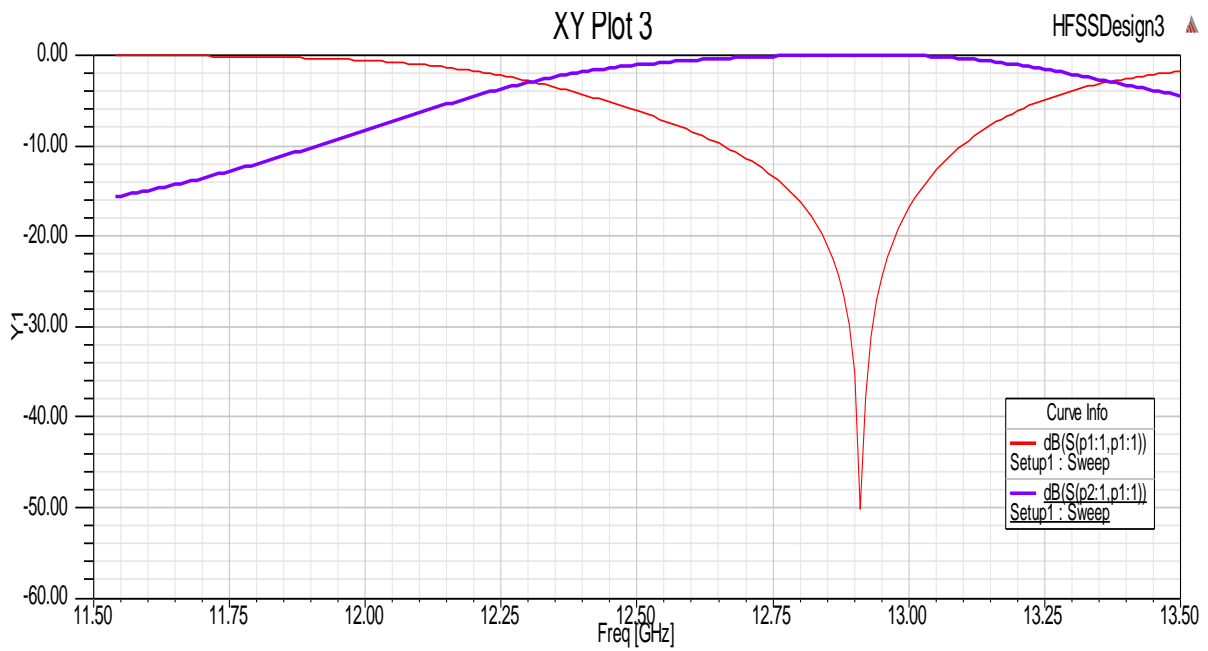


Figure III.122 : Filtre à cavité métallique cylindrique.

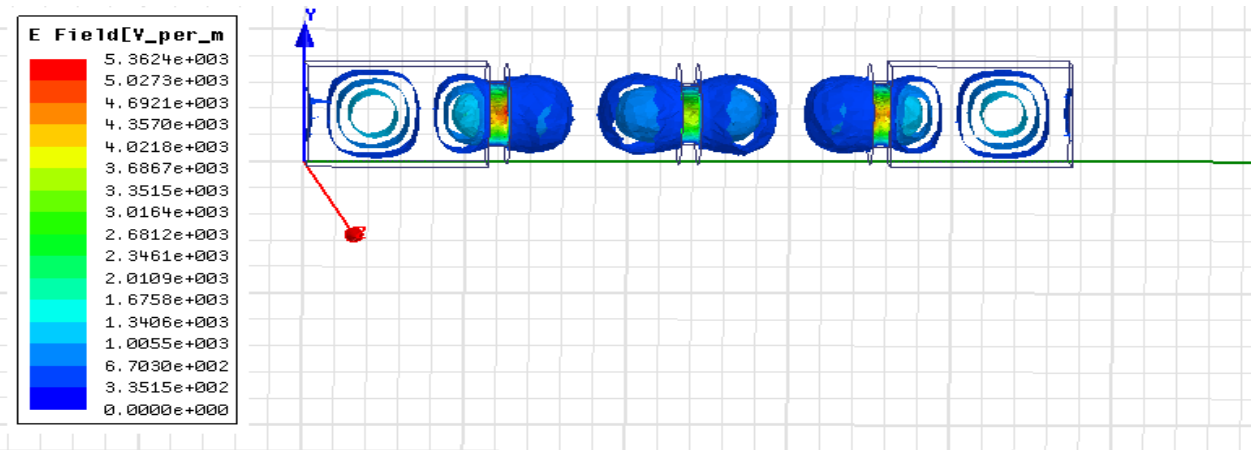


Figure III.123: Répartition du champ électrique E du filtre à guide d'onde à cavité métallique cylindrique.

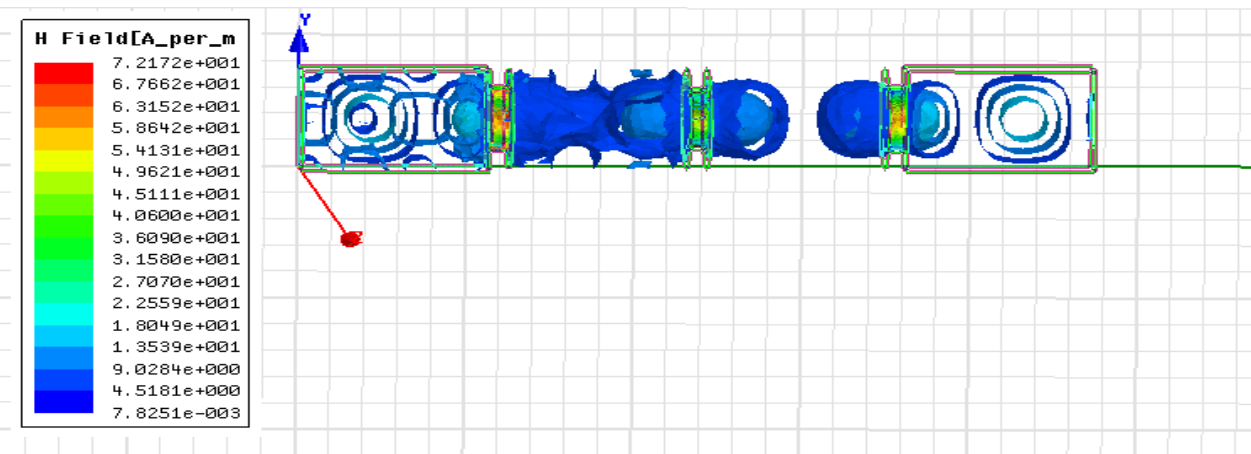


Figure III.124: Répartition du champ magnétique H du filtre à guide d'onde à cavité métallique cylindrique.

### III.6.2 Simulation du filtre cavité métalliques moyenne

La représentation du filtre à deux cavités métalliques étroites est donnée sur la figure III.125. Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  atteint un pic maximum de -68dB à la fréquence 11.90 Ghz et de transmission  $S_{21}$  de 0dB dans l'intervalle [11.80-12.70] GHz et l'intervalle [13.25-13.45] GHz, ce qui montre une bonne transmission d'ondes (figure III.126). Les dimensions des cylindres sont données par : diamètre du cylindre ( $d = 9.525\text{mm}$ ) et longueur du cylindre ( $L = 55.5\text{mm}$ ).

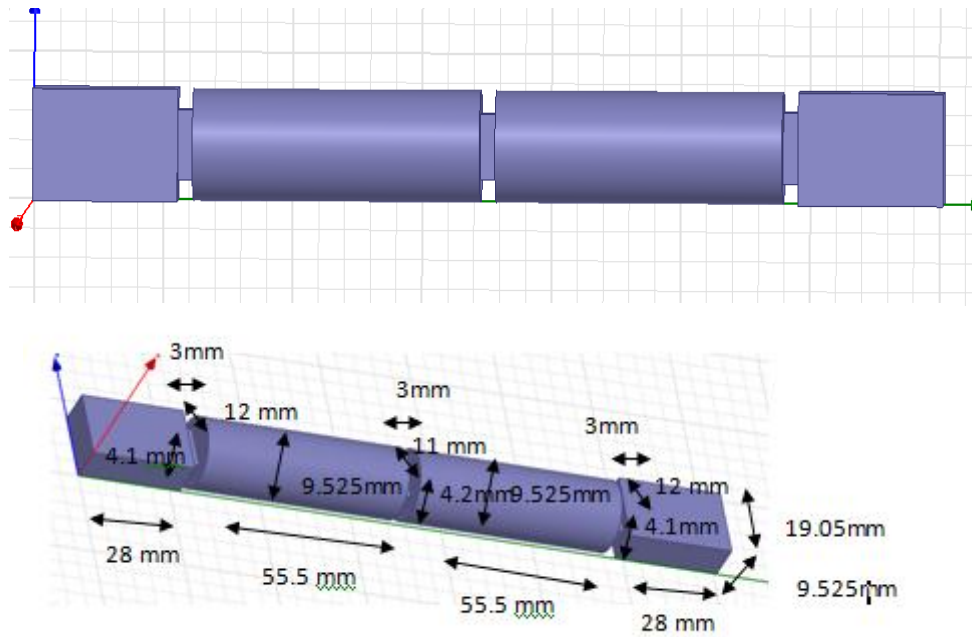


Figure III.125 : Filtre à cavité métallique cylindrique.

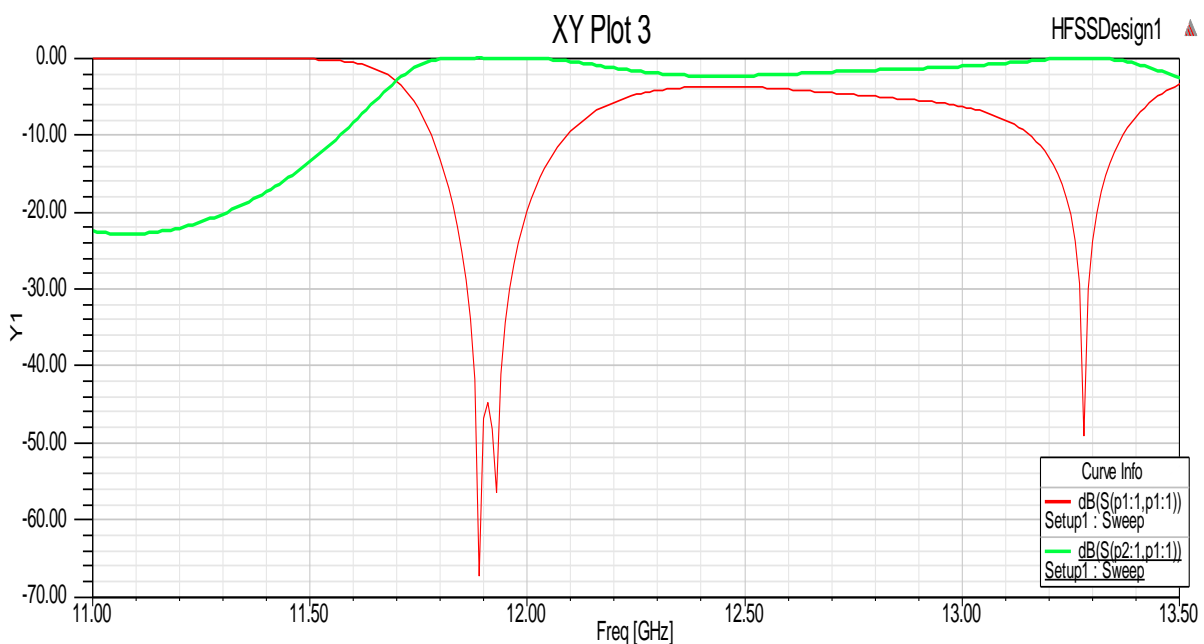


Figure III.126 : Filtre à cavité métallique cylindrique.

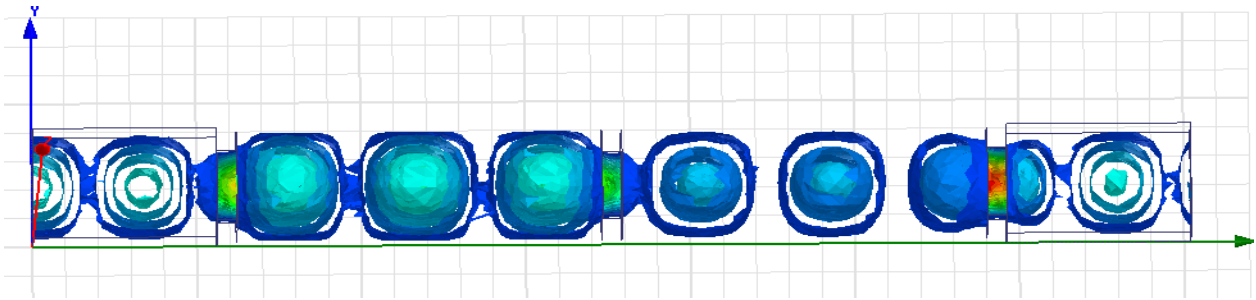


Figure III.127: Répartition du champ électrique  $E$  du filtre à guide d'onde à cavité métallique cylindrique.

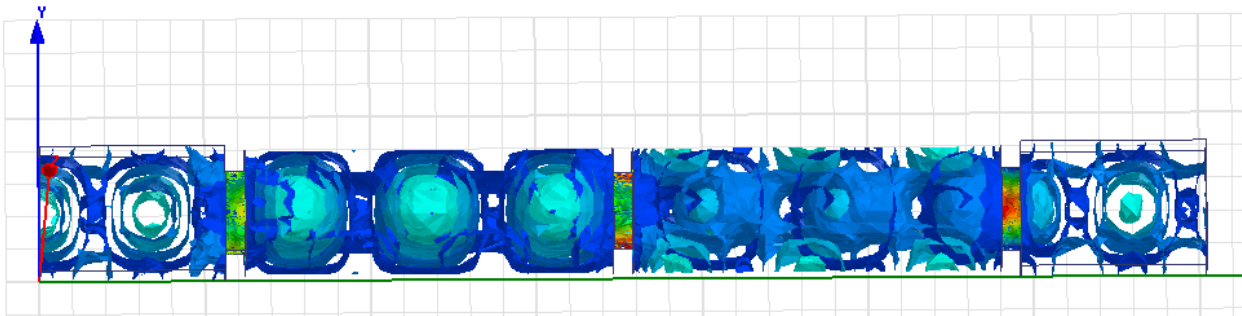


Figure III.128: Répartition du champ magnétique  $H$  du filtre à guide d'onde à cavité métallique cylindrique.

### III.6.3 Simulation du filtre large cavité métalliques

La représentation du filtre à deux cavités métalliques étroites est donnée sur la figure III.129. Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  atteint un pic maximum de  $-48\text{dB}$  à la fréquence  $11.95\text{ GHz}$  et de transmission  $S_{21}$  de  $0\text{dB}$  dans la bande  $[11.5-12]\text{ GHz}$ , ce qui montre une bonne transmission du signal dans cette intervalle (figure III.130). Les dimensions des cylindres sont données par : diamètre du cylindre ( $d=19.05\text{mm}$ ) et longueur du cylindre ( $L=26.5\text{mm}$ ).

Les résultats sont moins bons que les précédents, donc ce qui veut dire que l'épaisseur de la cavité influence sur la transmission des signaux.

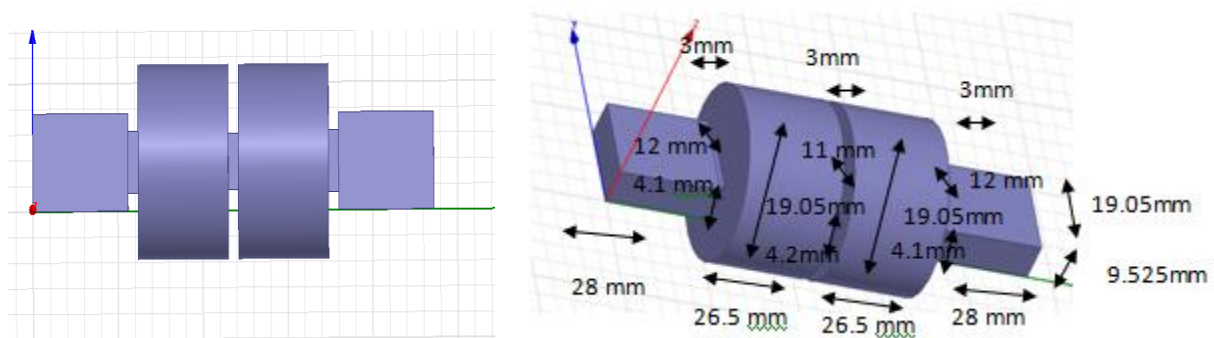


Figure III.129 : Filtre à cavité métallique cylindrique.



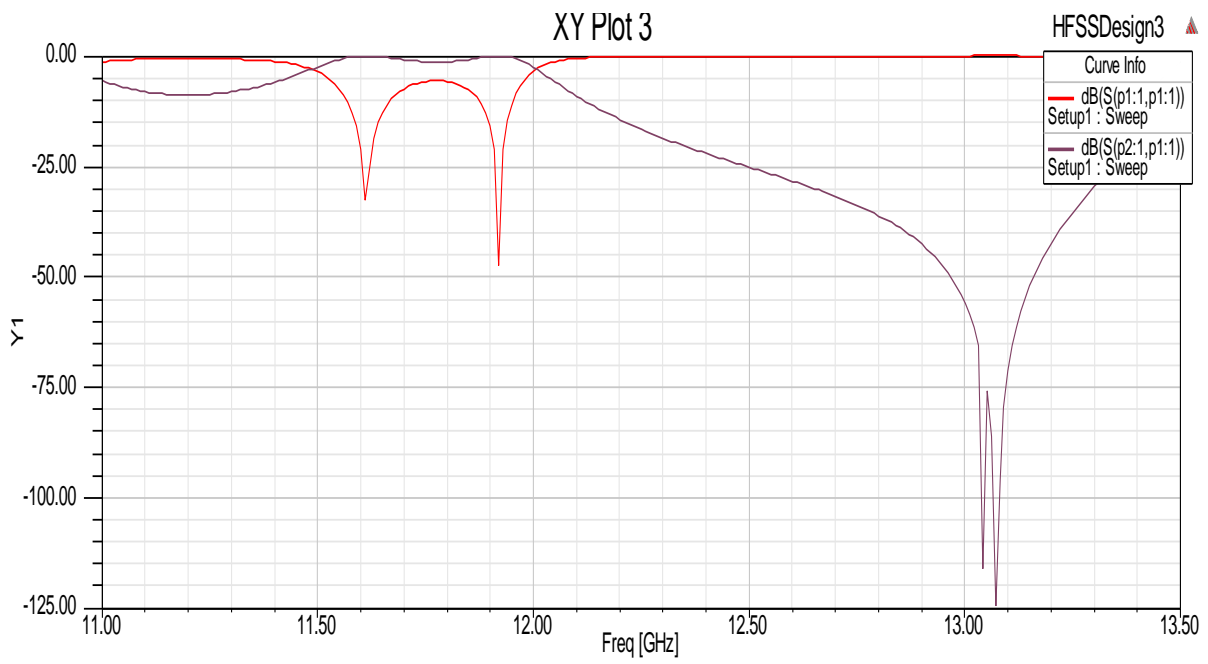


Figure III.130 : Filtre à cavité métallique cylindrique.

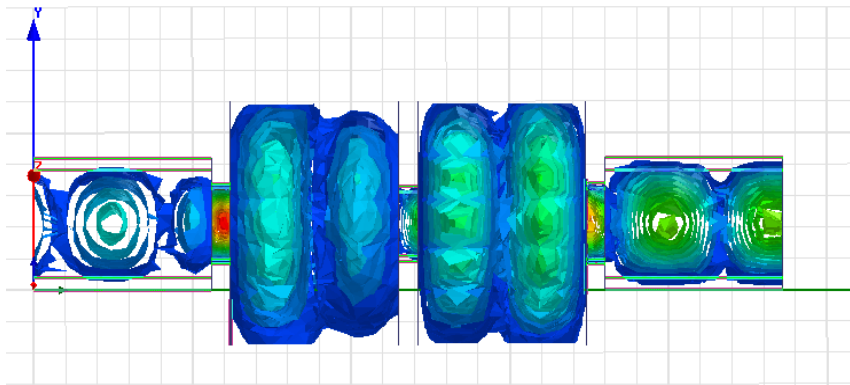


Figure III.131: Répartition du champ électrique  $E$  du filtre à guide d'onde à cavité métallique cylindrique.

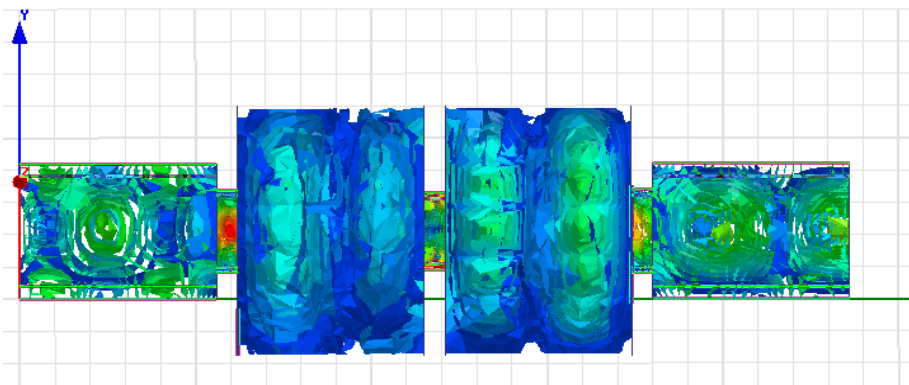


Figure III.132: Répartition du champ magnétique  $H$  du filtre à guide d'onde à cavité métallique cylindrique.



### III.6.4 Simulation du filtre large cavité métalliques

La représentation du filtre à deux cavités métalliques étroites est donnée sur la figure III.133. Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  atteint un pic maximum de  $-37.5\text{dB}$  à la fréquence  $12.15\text{ GHz}$  et de transmission  $S_{21}$  de  $0\text{dB}$  dans la bande  $[12.10-12.40]\text{ GHz}$ , la transmission du signal est de plus en plus faible (figure III.134). Les dimensions des cylindres sont données par : diamètre du cylindre ( $d = 19.05\text{mm}$ ) et longueur du cylindre ( $L = 55.5\text{mm}$ ).

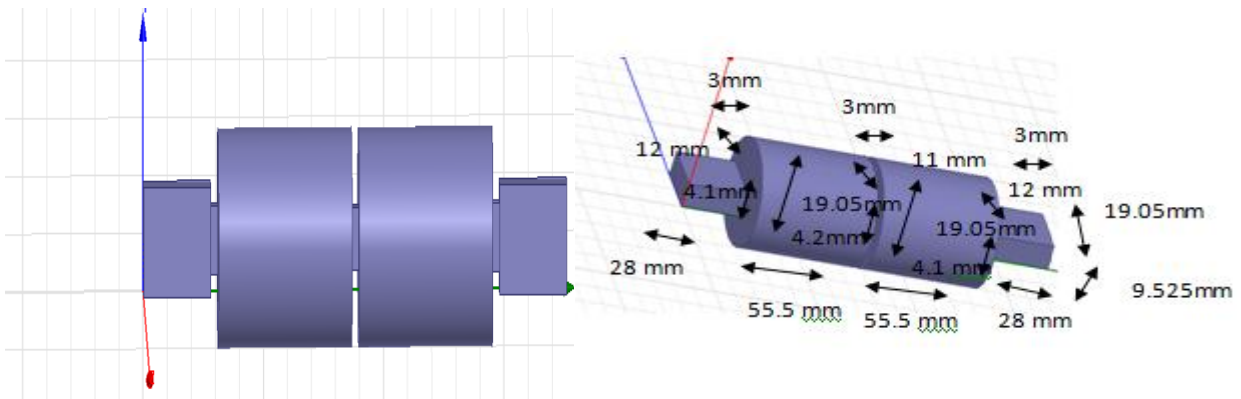


Figure III.133: Filtre à cavité métallique cylindrique.

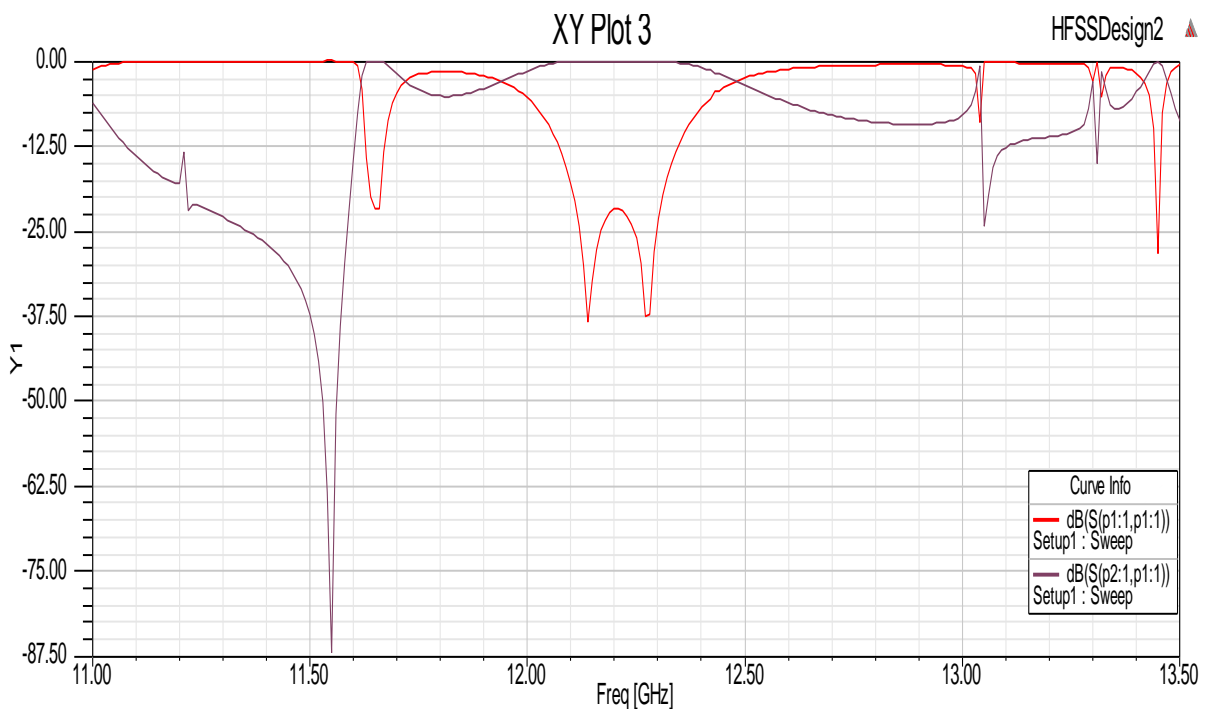


Figure III.134: Filtre à cavité métallique cylindrique.

Les figures III.135 et III.136 représentent les résultats de comparaison des coefficients  $S_{21}$  et  $S_{11}$  des filtres à cavités métalliques cylindriques sous Matlab. On remarque qu'il y a une meilleure transmission du signal pour les filtres cylindriques 1 et 2 et 4 dans la bande de [11.5-13.5] GHz.

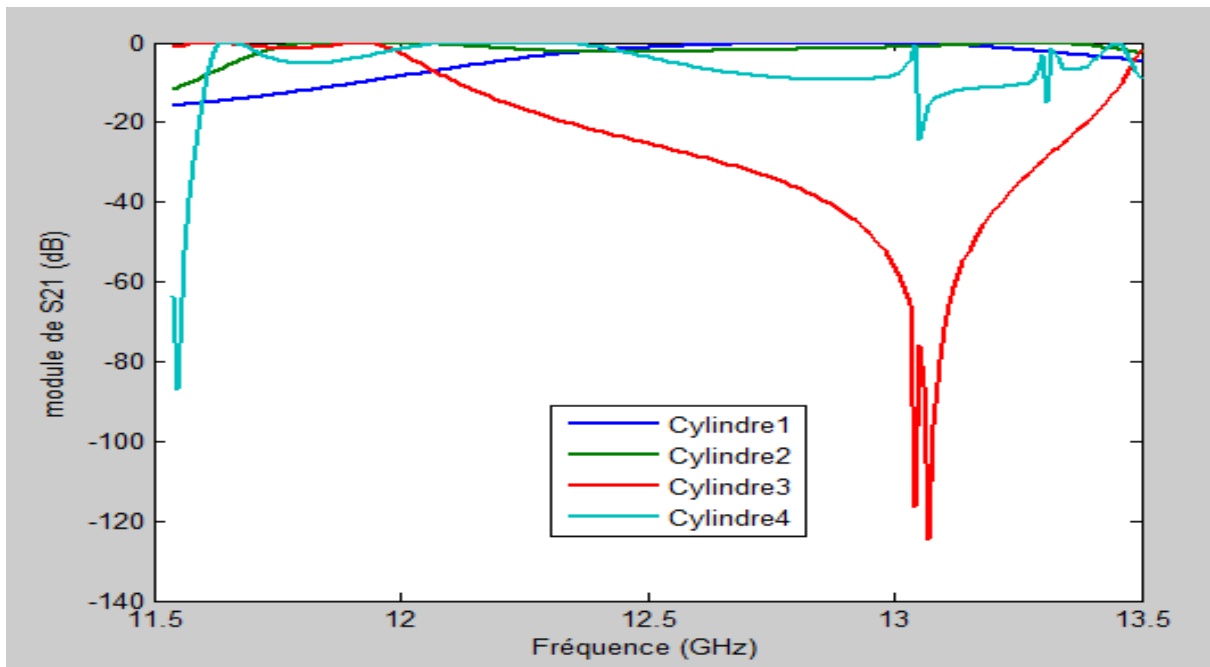


Figure III.135 : Comparaison de coefficient de transmission  $S_{21}$  des filtres à cavités métalliques cylindriques sous Matlab.

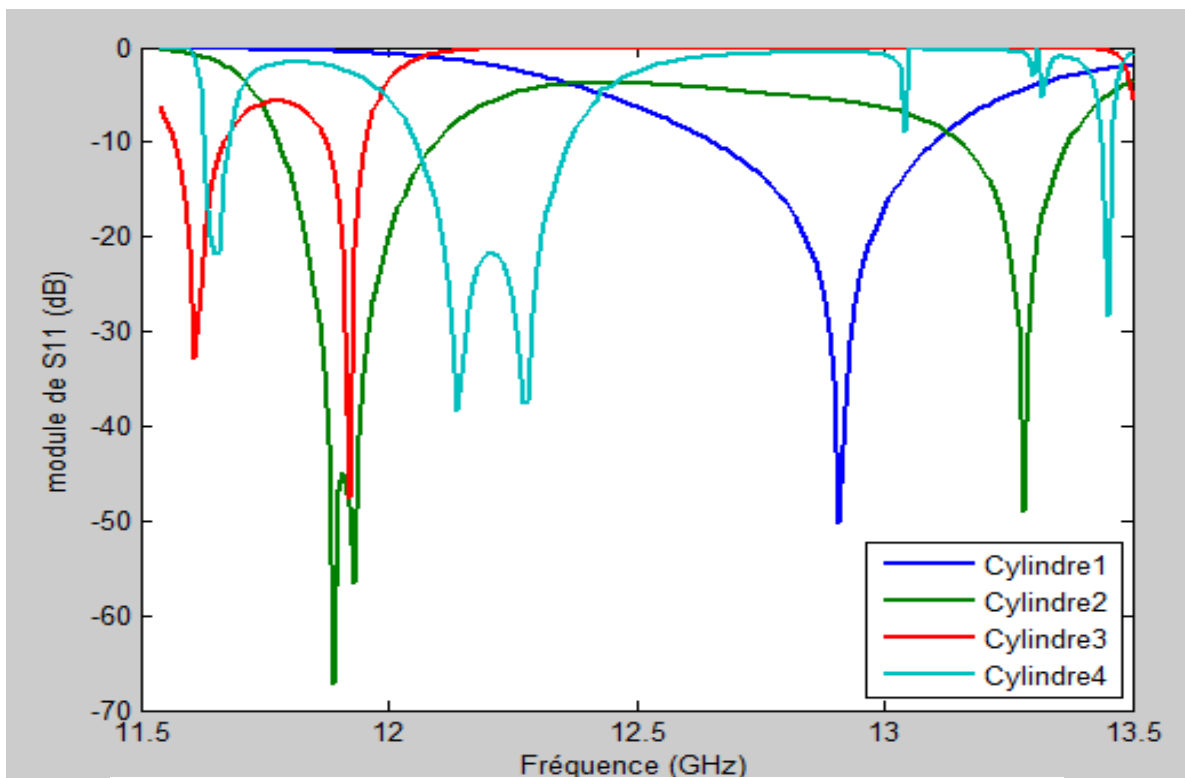


Figure III.136 : Comparaison de coefficient de réflexion  $s_{11}$  des filtres à cavités métalliques cylindriques sous Matlab.

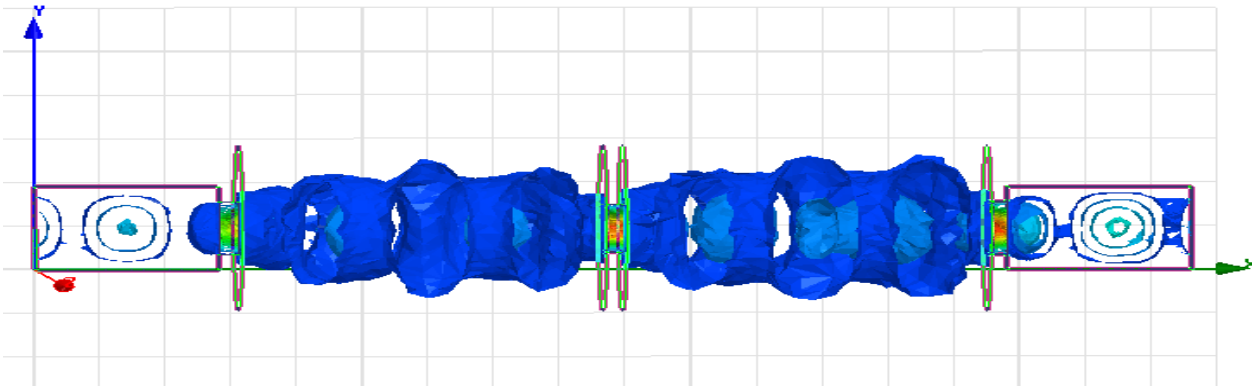


Figure III.137: Répartition du champ E du filtre à guide d'onde à cavité métallique cylindrique.

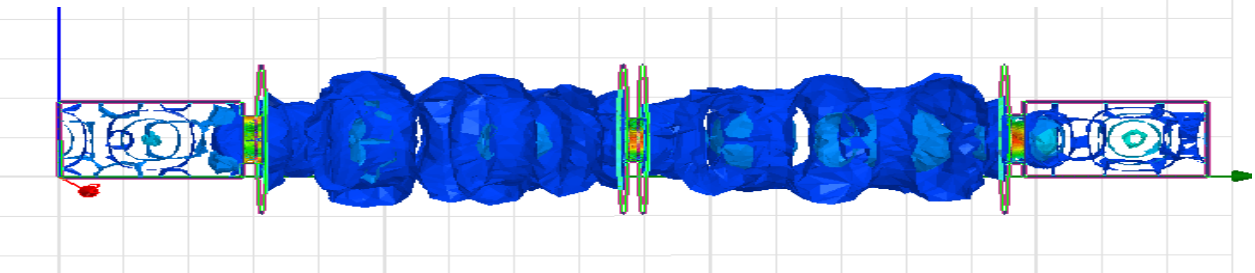


Figure III.138: Répartition du champ H du filtre à guide d'onde à cavité métallique cylindrique.

### III.6.5 Simulation du filtre 3 cavités métalliques

La représentation du filtre à deux cavités métalliques étroites est donnée sur la figure III.139. Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  atteint un pic maximum de -55dB à la fréquence 10.85 GHz et de transmission  $S_{21}$  varie de 0 à -5 dB dans une forme d'un sinusoïde dans la bande [10-15] GHz, (figure III.140). Les dimensions des cylindres sont  $d= 9.525\text{mm}$  et  $L= 166.5\text{mm}$ .

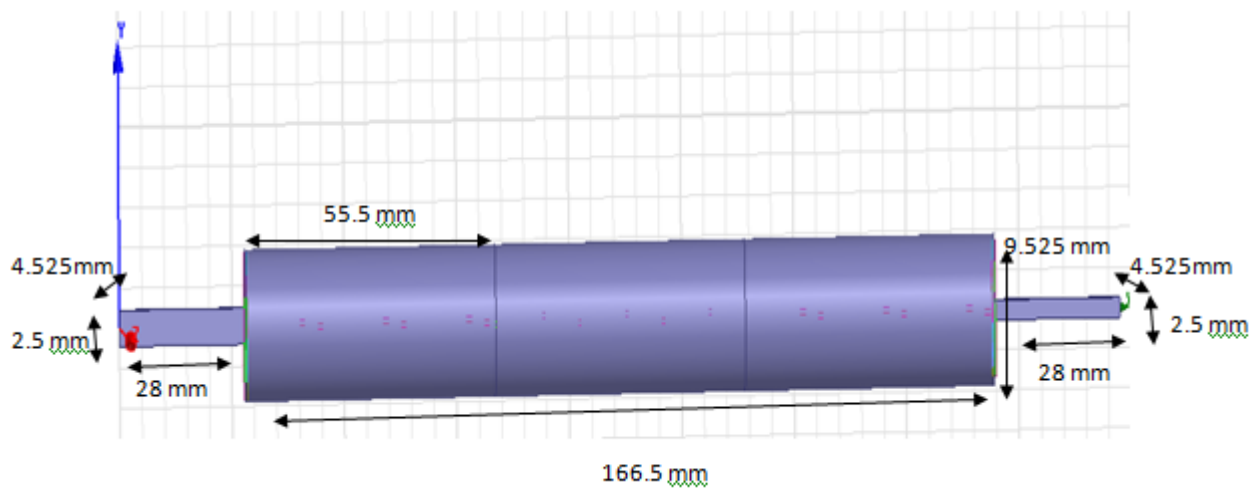
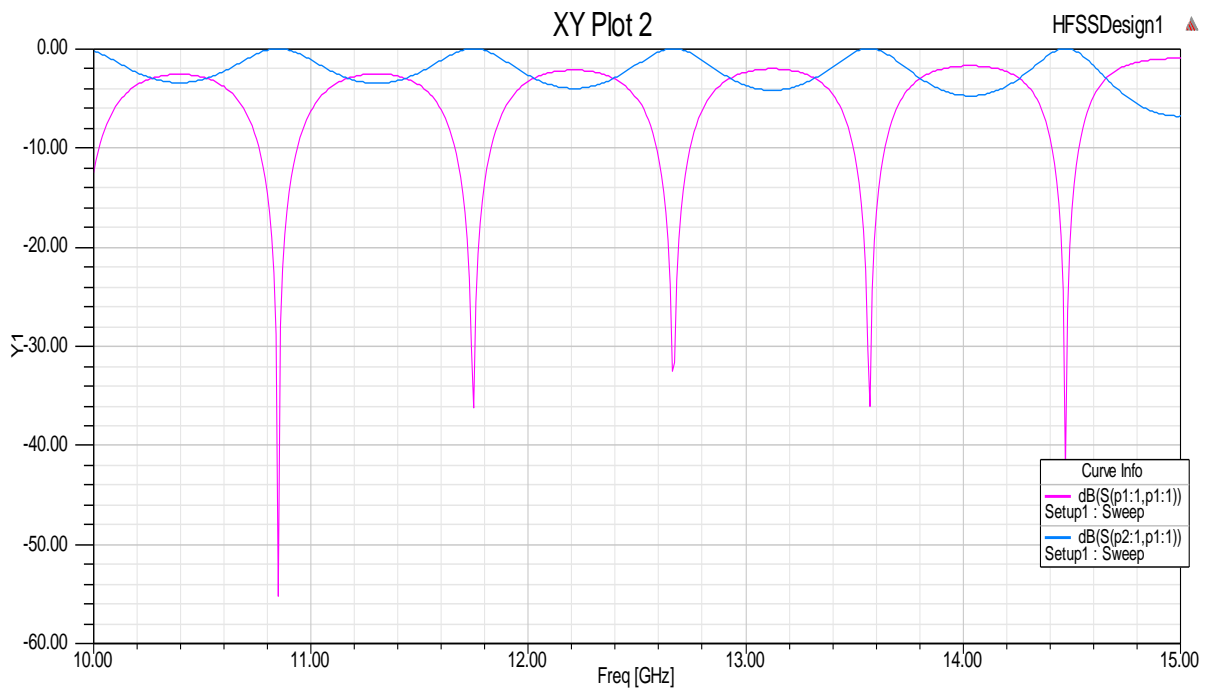
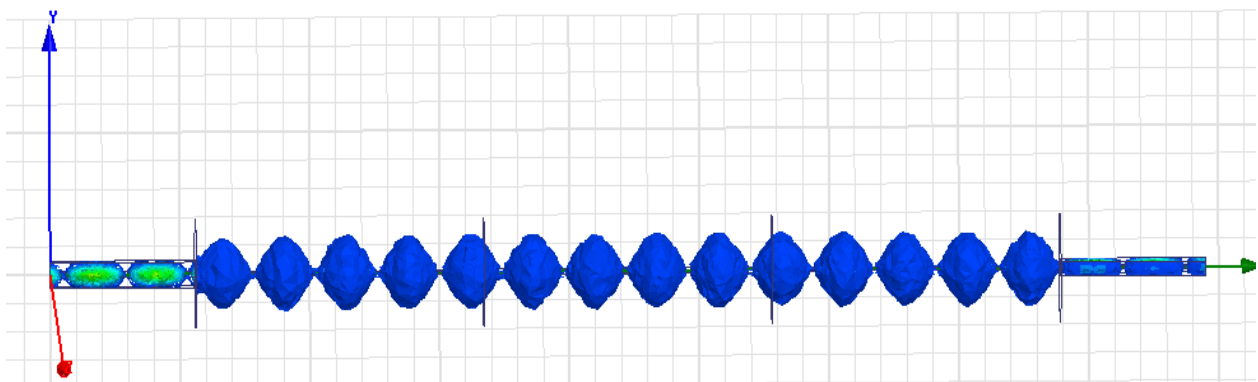


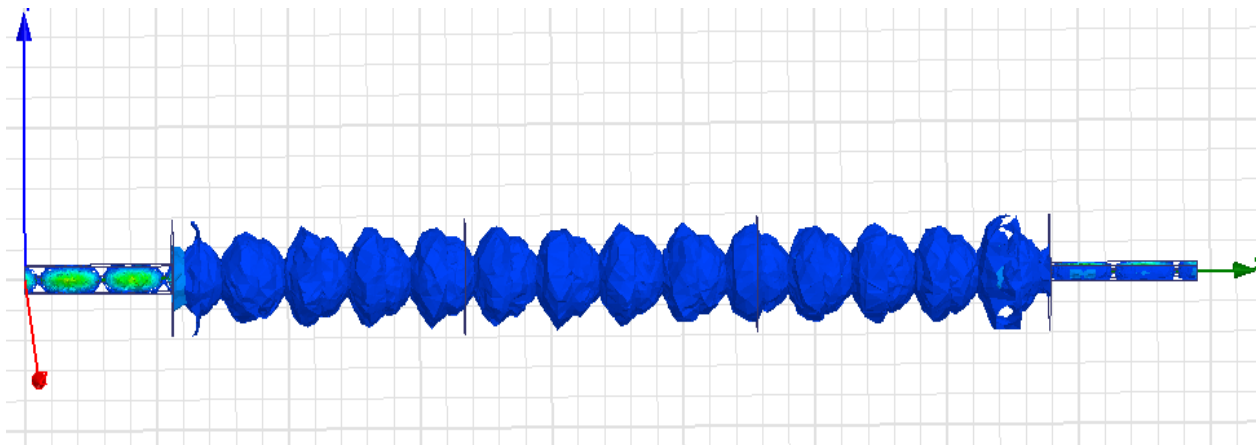
Figure III.139 : Filtre à cavité métallique cylindrique.



*Figure III.140 : Filtre à cavité métallique cylindrique.*



*Figure III.141: Répartition du champ E du filtre à guide d'onde à cavité métallique cylindrique sous HFSS.*



*Figure III.142: Répartition du champ H du filtre à guide d'onde à cavité métallique cylindrique sous HFSS.*

### III.7 SIMULATION DU FILTRE A 4 RESONATEURS A COINS ARRONDIS DANS LA BANDE-V [600-900] MHZ DANS LE DOMAINE UHF

La figure III.143 représente un filtre à 4 résonateurs à coins arrondis dans la bande-V [600-900] Mhz dans le domaine UHF. Les résultats de simulation des coefficients de transmission  $S_{21}$  et de réflexion  $S_{11}$  sont représentés sur la figure III.144. Le coefficient de transmission  $S_{21}$  est égale à 0 dB dans la bande de fréquence [57.6-58.6] Ghz, et le coefficient de réflexion  $S_{11}$  atteint un pic maximum de -40 dB à la fréquence 58 Ghz, ce qui montre une bonne transmission du signal.

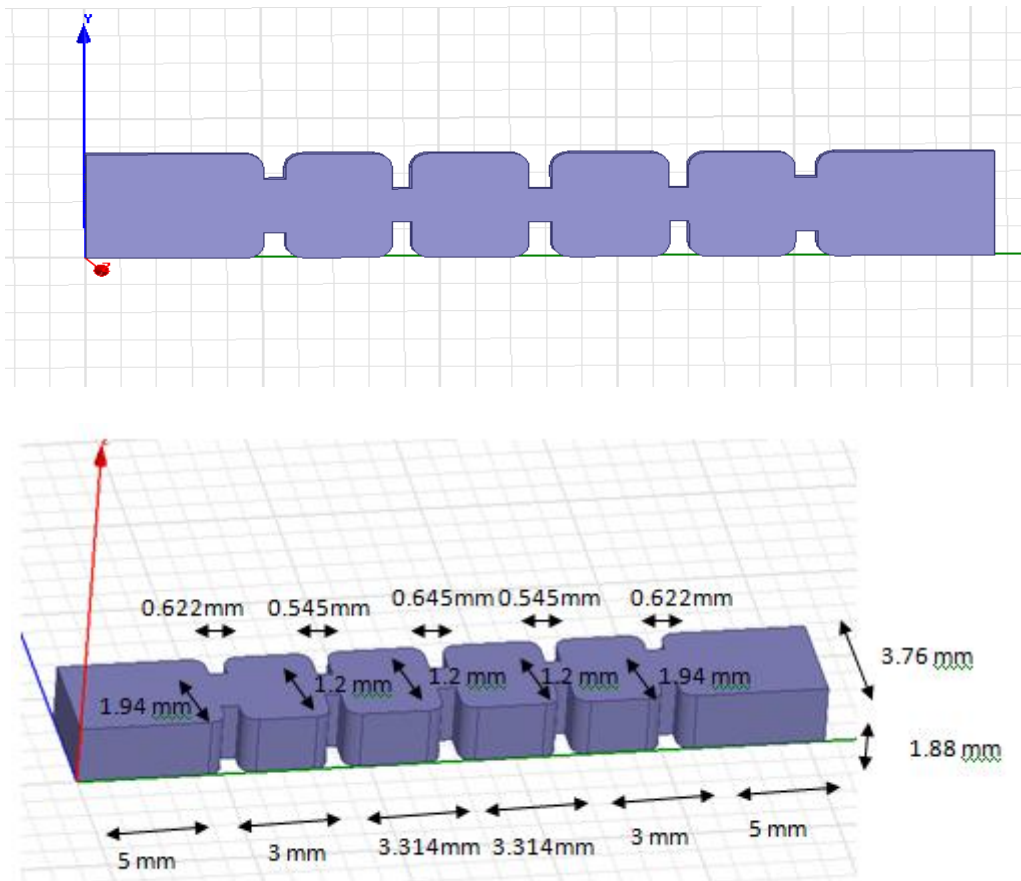


Figure III.143 : Filtre à 4 résonateurs à coins arrondis dans la bande V sous HFSS.

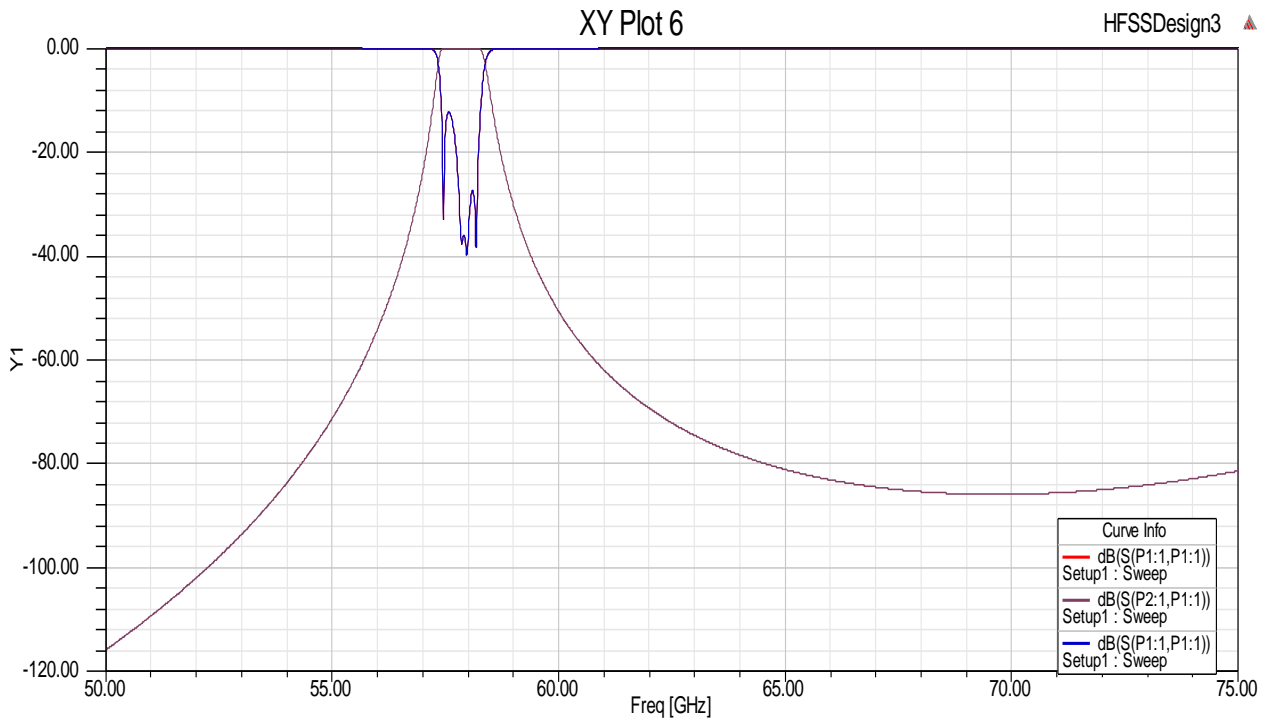


Figure III.144 : Filtre à 4 résonateurs à coins arrondis dans la bande V.

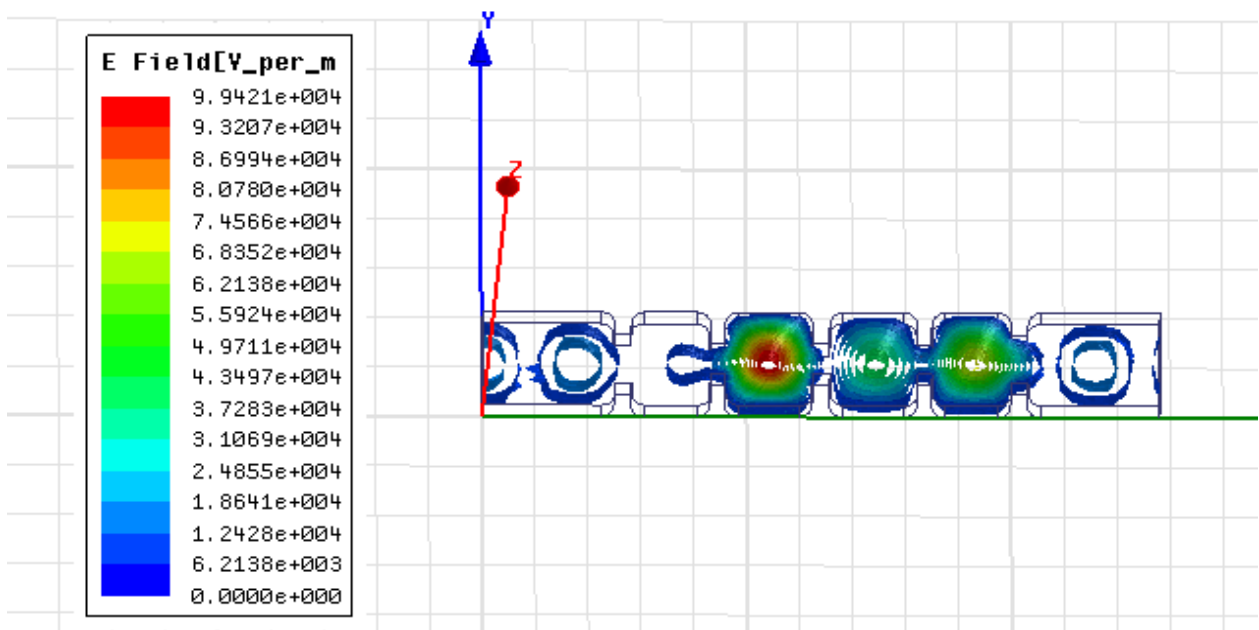


Figure III.145: Répartition du champ E du filtre à guide d'onde à 4 résonateurs à coins arrondis dans la bande V sous HFSS.

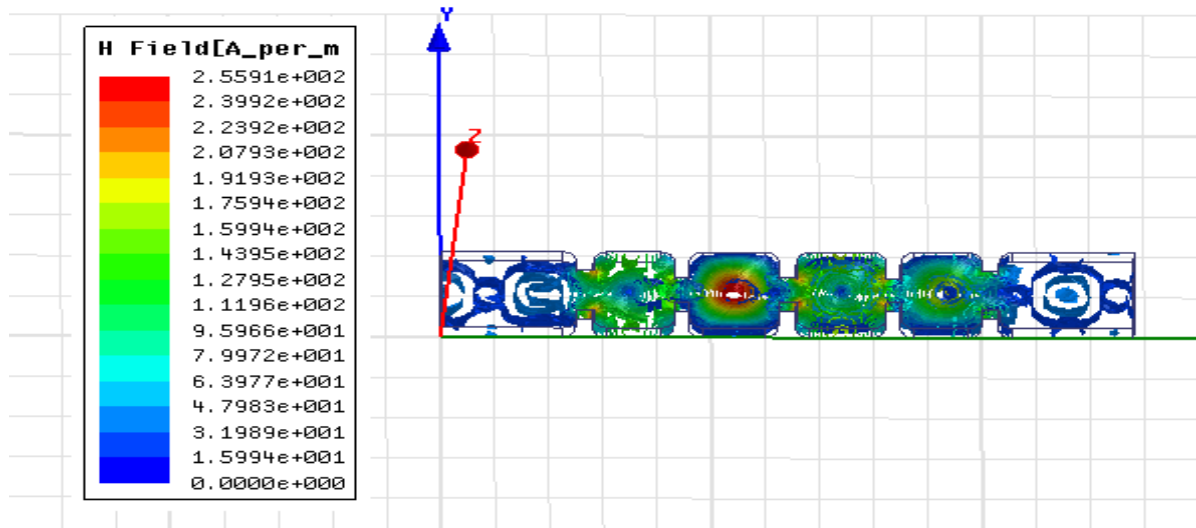


Figure III.146: Répartition du champ  $H$  du filtre à guide d'onde à 4 résonateurs à coins arrondis dans la bande V sous HFSS.

### III.8 SIMULATION DU FILTRE A INSERTS METALLIQUES

Les filtres à inserts métalliques présentent de faibles pertes d'insertion, ils sont très utilisés grâce à leur sélectivité et leur forte puissance. Ce filtre est représenté sur la figure III.147. Il est bien adapté au niveau de ses accès, sa fréquence centrale est proche à 30.25 GHz et sa bande passante est d'environ 510 MHz, son coefficient de réflexion est proche de -58dB, et son coefficient de transmission est égale à 0dB le long de la bande de fréquence. Les résultats de simulation sont donnés sur la figure III.148.

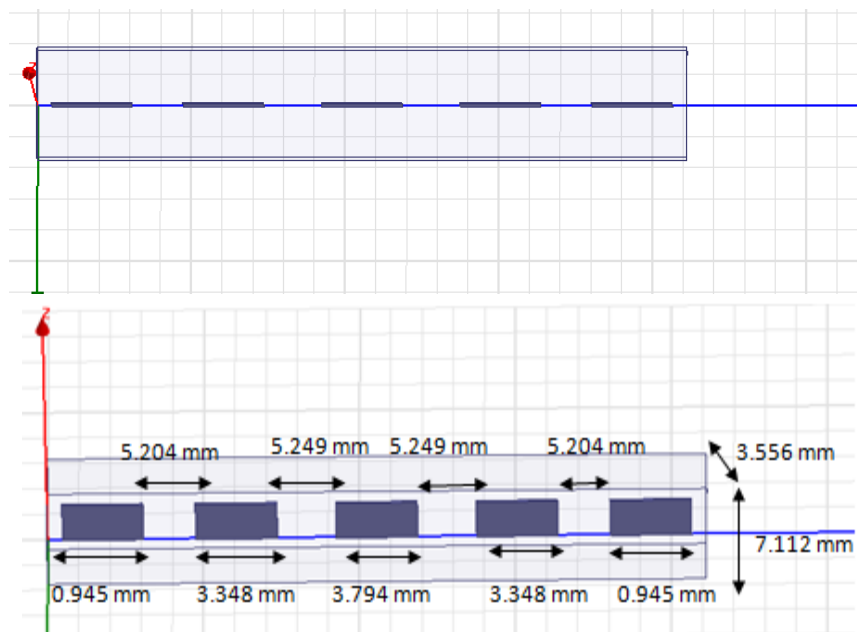


Figure III.147 : Filtre à inserts métalliques.

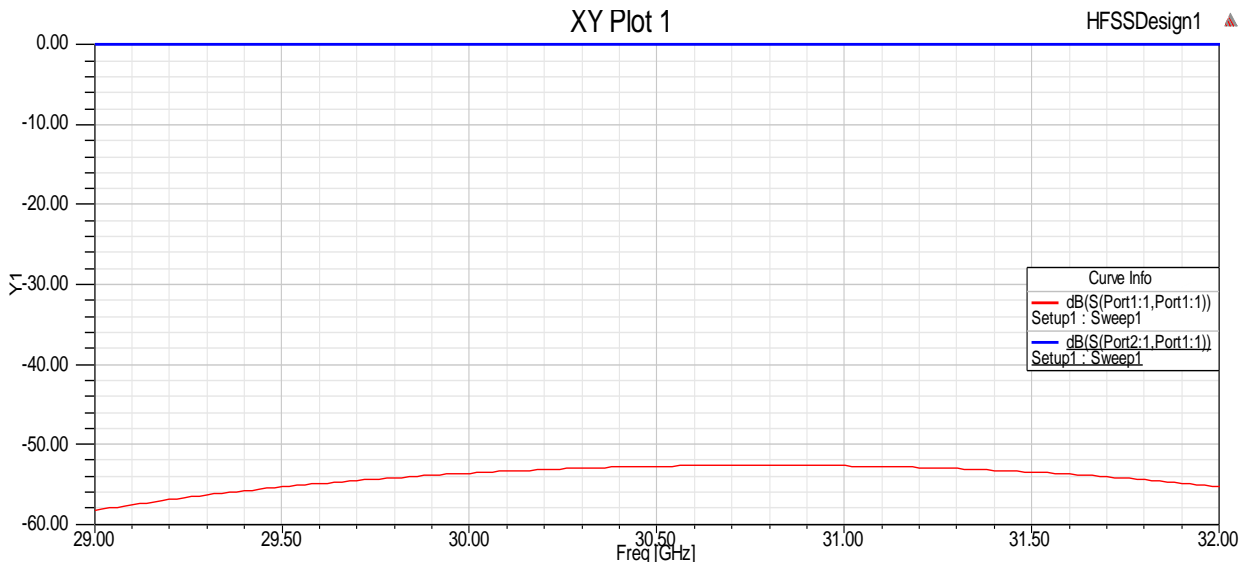


Figure III.148: Coefficients  $S_{11}$  et  $S_{21}$  du Filtre à inserts métalliques.

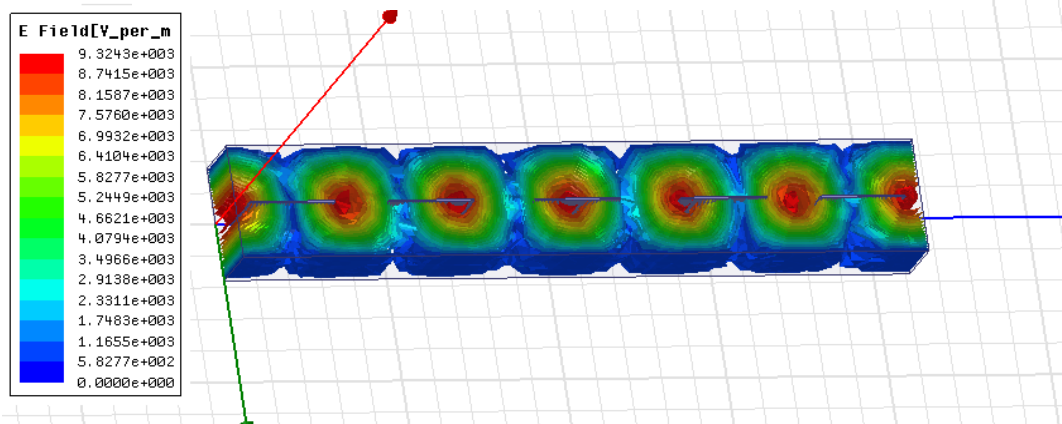


Figure III.149: Répartition du champ électrique  $E$  du filtre à inserts métalliques.

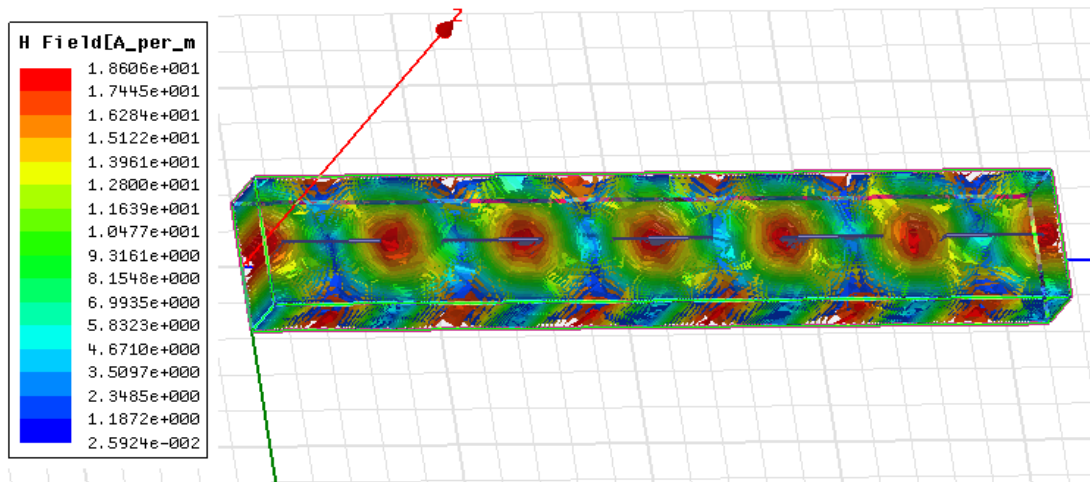


Figure III.150: Répartition du champ magnétique  $H$  du filtre à inserts métalliques.

### III.9 CONCLUSION

Dans ce dernier chapitre, nous avons présenté des applications de guides d'ondes rectangulaires et circulaires à la conception et à la simulation des filtres dans des différentes bandes de fréquence :



bande X, Ku et Ka. La topologie utilisée dans la réalisation de ces structures est celle des nervures (iris). Cette topologie est très utilisée dans la littérature scientifique car elle présente une large bande de fréquence due aux iris introduits dans la structure.

Dans une première partie, nous avons tout d'abord, présenté une étude sur les différentes formes d'iris dans les guides d'ondes (droit et arrondis). Puis nous avons conçu plusieurs transitions en guides d'ondes rectangulaires et circulaires.

Le concept des filtres à guides d'ondes a été appliqué à la conception de plusieurs filtres volumiques. Nous avons conçu et simulé un filtre à iris en plusieurs étapes (de 1 iris à 10) en bande X, Ku et Ka pour étudier l'influence des iris des différentes structures de filtre.

La conception d'un filtre à nervures dans la bande [3-9] GHz, montre la possibilité d'intégrer un filtre en guides d'ondes rectangulaires dans un environnement planaire grâce à la transition « strip-line » à l'aide des transitions guide-coaxial.

Nous avons aussi étudié un filtre cylindrique en cavités bi-mode dans la bande [11.5-13.5] GHz en laiton. Les filtres cylindriques en modes duaux sont des filtres sélectifs qui trouvent leurs applications dans les multiplexeurs pour les satellites de télécommunications.

Nous avons noté des bonnes performances électriques des filtres en guides d'ondes volumiques. Les résultats obtenus par HFSS et CST sont en bon accord avec les résultats publiés dans la littérature, ce qui constitue un moyen de validation de HFSS et CST.

### **III.10 BIBLIGRAPHIE**

[1] D. RUIZHANG. « *Filter Design Using Ansoft HFSS* ». Department of Electrical and Computer Engineering. University of Waterloo, Waterloo, Ontario, Canada, N2L 3G1. May 2006.

[2] S. BILA, D. BAILLARGEAT, M. AUBOURG, S. VERDEYME, F. SEYFERT, L. BARATCHART, C. BOICHON, F. THEVENON, J. PUECH, C. ZANCHI, L. LAPIERRE and J. SOMBRIN "Finite-element modeling for the design optimization of microwave filters"

*IEEE Trans. On Magnetics*, vol. 40, no. 2, pp.1472-1475, March 2004.

[3] M. TAHERI, D. M. SYAHKAL and S. NAIENI "Sixth-order elliptic function filter using triple-mode dielectric-loaded cylindrical cavities", *IEE Proc. Microwave Antennas Propagation*, vol. 149, no. 516, pp. 237-242, November 2002.

[4] B. LENOIR "Applications de structures périodiques diélectriques et métalliques à la conception de dispositifs microondes volumiques et planaires, "Thèse de docteur de l'université de Limoges, Mars 2001.

# **CONCLUSION GENERALE**

# Conclusion générale

Les travaux de mémoire présentés dans ce manuscrit ont porté sur la conception de nouvelles structures de filtres micro-ondes pour des applications en télécommunication à base de technologie volumique.

Dans le premier chapitre, une étude bibliographique des différentes topologies des filtres microondes volumiques a été donnée. Par la suite, on a donné des généralités sur les guides d'ondes et leurs modes de fonctionnements dans les différentes topologies de guides comme par exemple les guides d'ondes rectangulaires, circulaires, à nervures à iris, à large bande et à cavité métalliques cylindriques.

Les principales étapes de synthèse des filtres microondes passifs y ont été également décrites, cette partie expose les équations de propagation des champs électromagnétiques dans les guides basées sur les équations de Maxwell. Enfin à la dernière partie, une petite description du filtrage microonde et les différentes technologies guides d'ondes dans multiples bandes de fréquences ont été présentés.

Dans le deuxième chapitre, une étude détaillée des filtres volumiques passifs en bande passante à iris a été faite en élaborant en détail des différentes étapes des conceptions des filtres à guides d'ondes en bande passante X, Ku, Ka et V en technologie volumique. Les calculs utilisés ont été faits à base de matrice de couplage pour les différentes étapes de la conception. Par la suite, on a défini les mêmes étapes de synthèses et de réalisations pour les différents filtres volumiques à guides d'ondes à nervures, les filtres à inserts métalliques, les filtres à larges bandes, les filtres à cavité métalliques cylindriques et enfin les filtres à cavités résonnantes.

Le troisième chapitre était dédié à la conception et à la simulation des filtres passe-bande. On a donné une petite représentation des logiciels de conception et de simulation électromagnétiques

HFSS et CST basés sur deux méthodes de calculs différentes celles des éléments finies MEF pour le HFSS et aussi celles des intégrales finies temporelles FIT pour le CST dans la partie annexes de ce mémoire.

Après conception et simulation des différentes structures étudiées, on a fait une étude comparative entre les réponses fréquentielles en fonction des coefficients de réflexions  $S_{11}$  et de transmissions  $S_{21}$  pour les deux résultats obtenus par HFSS et CST. On a aussi réalisé une étude paramétrique des différentes structures en bandes X, Ku et Ka pour les filtres à iris et aussi pour les filtres à cavité métalliques cylindriques. Enfin à la dernière partie de ce chapitre on a représenté la répartition des champs électrique E et magnétique H par le logiciel HFSS pour chaque structure étudiée, afin de montrer que les champs devraient être à leurs maximums dans un ordre bien défini des iris.

Nous avons procédé avec succès à la synthèse des filtres en guides d'onde en bande X, Ku, Ka et V, les résultats de simulations obtenues sont en bon accord en utilisant les deux logiciels électromagnétiques.

Ces travaux nous ont également permis d'envisager un certain nombre de perspectives et de développements qui permettraient d'améliorer les performances des dispositifs présentés. Il sera intéressant, tout d'abord d'exploiter la méthode de conception pour mettre au point de nouvelles topologies et de nouvelles technologies de filtres, pour les bandes millimétriques et submillimétriques et aussi pour les nouvelles technologies SIW afin de résoudre les problèmes de filtrage qui se posent dans ces bandes pour la technologie volumique à guides d'ondes.

Ma contribution dans ce contexte se situe au niveau de la réalisation du même système par la suite mais avec la technologie SIW. Nous envisageons une transposition du système en gammes de fréquences millimétrique autour de 26 GHz (système des boucles locales radio). Les avantages offerts par cette technologie pour la réalisation de ce système à deux ports correspondent à des impératifs de forts coefficients de transmission et de qualité, de faible encombrement et aussi des coefficients de réflexions très faibles, ceci afin de faciliter la fabrication et l'intégration de ces

systemes dans le domaine des telecommunications pour les technologies à fortes puissances transmises et à haut débits comme par exemple les systemes des radars et des satellites de telecommunications....

# **ANNEXES**

# I. PRESENTATION DES LOGICIELS DE SIMULATION

## I.2 REPRESENTATION DU LOGICIEL HFSS

### I.2.1 INTRODUCTION

Le *Ansoft HFSS* « *High Frequency Structure Simulator* » est un simulateur électromagnétique de haute performance pour la modélisation des structures en 3D. C'est un logiciel permettant la modélisation et l'analyse électromagnétiques des structures passives et tridimensionnelles. Il intègre des simulations, des visualisations et une interface automatisée facile à utiliser pour résoudre rapidement et de façon efficace les problèmes électromagnétiques en 3D. Il aide l'utilisateur à analyser de diverses propriétés électromagnétiques de la structure telles que des diagrammes de rayonnement, des paramètres de dispersion tels que les paramètres S, les fréquences de résonance et les champs électromagnétiques. C'est un outil permettant le calcul du comportement électromagnétique d'une structure.

Son principe de calcul est basé sur la *méthode des éléments finis* (méthode fréquentielle). Le simulateur possède des outils et un poste de traitement pour une analyse plus détaillée des structures en 3D. Il permet de calculer les points suivants :

- Les quantités de base : champs proches et lointains.
- Les impédances caractéristiques des ports et leurs constantes de propagation.
- Les paramètres S normalisés par rapport à une impédance de port spécifique afin de générer une solution du champ électromagnétique. [1]

Il est important de comprendre chaque étape du processus de modélisation en détail afin d'obtenir des résultats précis, exacts et fiables.



## I.2.2 Méthode des éléments finis dans HFSS

Afin de calculer le champ électromagnétique tridimensionnel à l'intérieur d'une structure et les paramètres-S correspondants, HFSS utilise la méthode d'élément fini (FEM) qui est considérée comme méthode locale. HFSS divise le modèle géométrique en grand nombre d'éléments tétraédriques, où un tétraèdre simple est constitué par quatre triangles équilatéraux. Cette collection de tétraèdre est désignée sous le nom «*maille d'élément fini* ». Ces éléments sont reliés entre eux par l'intermédiaire des joints appelés *nœuds*, par exemple une antenne, où à chaque sommet du tétraèdre, les composants du champ tangentiel aux trois bords se réunissent à ce sommet et y sont ensuite stockés. Un autre composant qui sera aussi stocké est le vecteur tangentiel. Ce dernier est mis en place au point médian des bords choisis. La valeur d'un vecteur champ (E ou H) en un point à l'intérieur d'un tétraèdre est calculée par interpolation des valeurs des champs dans les sommets du tétraèdre. Une fonction de base première ordre des champs tangentiels est employée pour effectuer l'interpolation. Les équations de Maxwell sont alors formulées par des quantités de champ et puis transformées en équations de matrice qui peuvent être résolues en utilisant des techniques numériques traditionnelles. [2], HFSS calcule les champs séparément dans chaque élément en fixant des critères de convergence. Plus les éléments sont petits, plus la solution est précise mais plus le temps de calcul est long.[3]

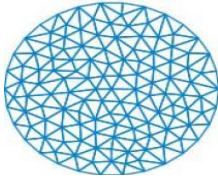
## I.2.3 Avantages et inconvénients de la méthode FEM

### *Avantage:*

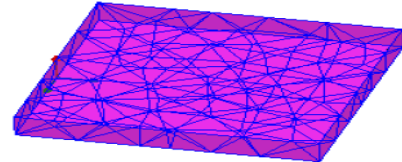
- ◆ Etude de structures très complexes (Mécanique, EM ...).
- ◆ Solutions exactes aux nœuds du maillage.
- ◆ Prise en compte de la dépendance fréquentielle ou temporelle.
- ◆ HFSS utilise un algorithme nommé ALPS (Adaptative LanczosPadesweep) qui lui permet de générer un maillage adaptatif automatiquement.

### **Inconvénients :**

- ◆ Gourmande en ressources informatiques (mémoire, temps CPU ...).
- ◆ Solutions approximées.
- ◆ Erreurs de calculs numériques.
- ◆ Difficultés pour modéliser un espace libre (structure fermée). [3][4]



*Figure A.1.a: Maillage par éléments finis pour une structure circulaire en 2D-Triangles.*



*Figure A.1.b: Maillage par éléments finis pour une structure rectangulaire en 3D- Tétraèdres.*

*Figure A.1: Maillage par éléments finis MEF.*

## **I.3 PRESENTATION DU LOGICIEL CST MICROWAVE STUDIO**

### **I.3.1 Introduction**

Avec le développement des programmes informatiques, les logiciels de simulation sont très largement utilisés aujourd'hui dans différents domaines.

L'art de simuler est fondé principalement sur les possibilités de modéliser correctement la structure à étudier sous certaines conditions. Les bons modèles permettant des analyses efficaces, précises et les concepteurs peuvent ainsi atteindre leur but avec quelques modifications.

Dans le domaine électromagnétique plusieurs logiciels de simulation sont disponibles utilisant différentes méthodes numériques comme CST, HFSS, Momentum. Le choix du logiciel de simulation dépend des critères de conception par exemple la taille, le type et le matériau de la structure, la complexité de la géométrie.

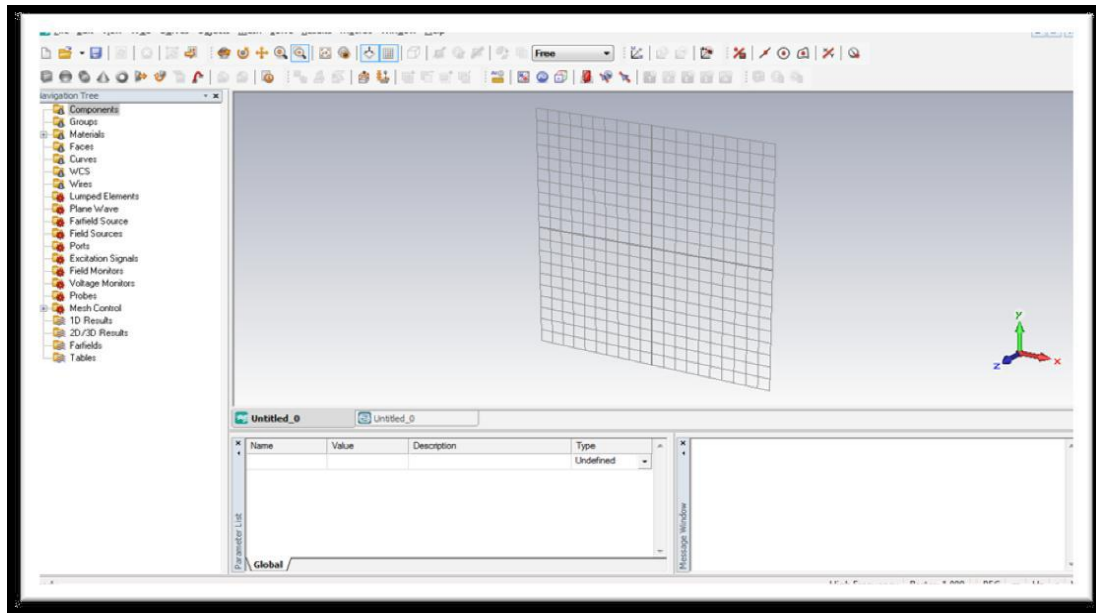
Le logiciel CST Microwave Studio est un outil spécialisé pour la simulation électromagnétique tridimensionnelle de composants hautes fréquences. Il est dédié avant tout aux applications micro-

ondes et radiofréquences telles que les communications sans fil, et permet aussi de simuler des mesures de compatibilité électromagnétique et d'interférence électromagnétique.

### I.3.2 Description du logiciel CST

Fondé en 1992, le logiciel de simulation électromagnétique CST est l'aboutissement de nombreuses années de recherches et de développement dans les solutions les plus efficaces et précises de calcul pour la conception électromagnétique.

CST Microwave Studio est un logiciel complet pour l'analyse et la conception électromagnétique dans la gamme des hautes fréquences. Il simplifie la conception des structures en fournissant des solides 3D pour modéliser chaque élément.



*Figure A. 2 : L'interface principale de CST Microwave Studio.*

### I.3.3 Caractéristiques du logiciel CST Microwave Studio

Le logiciel CST Microwave studio a plusieurs caractéristiques parmi lesquelles on cite:

- ❖ La rapidité et la bonne mémoire technique.
- ❖ Très bonne performance en raison de rapprochement frontière Parfaite (PBA).
- ❖ La structure peut-être vue soit comme un modèle 3D ou un schéma.
- ❖ Caractéristique hybride à base de modélisation permet des changements structurels rapides.
- ❖ Interface utilisateur graphique basée sur Windows XP, Windows Vista, Windows 7 et Linux.
- ❖ Une bonne Base de données des matériaux.

### **I.3.4 Modules de CST**

CST Microwave Studio fait partie de la suite CST Design studio, il offre un certain nombre de solveurs différents, applicables sur une multitude de domaines. Étant donné qu'aucune des méthodes d'analyse ne fonctionne aussi bien dans tous les domaines d'application.

#### **a) Solveur transitoire**

Il s'agit d'un module 3D général qui permet d'obtenir des simulations en temps réel, ce qui peut être intéressant pour étudier la propagation du champ dans un composant électronique en fonction du temps.

#### **b) Solveur fréquentiel**

Comme le solveur transitoire, il est constitué d'un solveur général basé sur une méthode fréquentielle. Selon la structure étudiée, le maillage peut être cartésien ou en tétraèdre.

#### **c) Solveur intégral**

Ce solveur est dédié aux plus grandes structures électriques. Il se fonde sur la méthode des moments avec une formulation intégrale des champs électriques et magnétiques. Afin de réduire la complexité numérique l'approche MLFMM (Multi levelFast Multi pole Method) est utilisée.

#### **d) Solveur modal**

Ce solveur est dédié à des simulations de structures fermées résonantes. Les résultats qui peuvent être obtenus sont par exemple la distribution des modes ainsi que les fréquences de résonance de la structure. L'outil le plus flexible est le solveur transitoire, qui peut obtenir le haut débit tout comportement en fréquence du dispositif simulé d'un seul terme de calcul. Ce solveur est efficace pour la plupart des types d'applications à haute fréquence telle que des connecteurs, lignes de transmission, filtres, antennes... etc.

### **I.3.5 Modules d'exécution**

Il existe plusieurs modules d'exécution sous le logiciel CST comme le montre la figure A.3 :

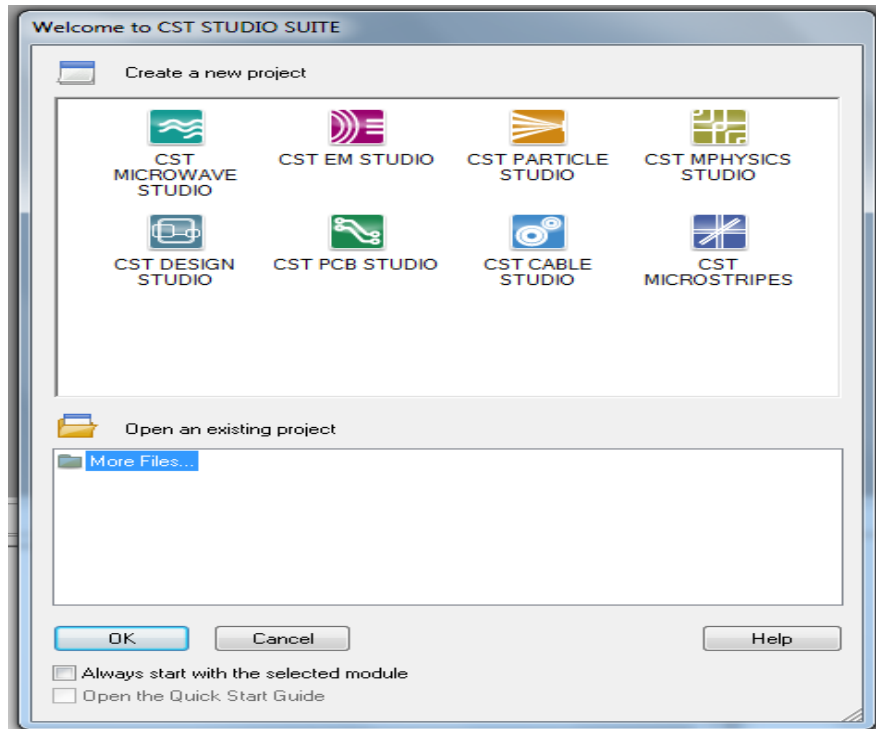








Figure A. 3 : Les modules d'exécution du logiciel CST.

Le tableau suivant résume les modules d'exécution du logiciel CST :

<p>-CST EM Studio</p> 	<ul style="list-style-type: none"> <li>• CST EM STUDIO est un outil facile à utiliser pour l'analyse et la conception des structures statiques et basses fréquences.</li> <li>• Les applications incluent : les actionneurs, les freins, EMC, générateurs, moteurs, capteurs et le blindage.</li> </ul>
<p>-CST particule studio</p> 	<ul style="list-style-type: none"> <li>• PARTICULES CST STUDIO est un outil spécialisé pour la conception rapide et précise. Il inclut l'analyse des canons à électrons 3D, les tubes cathodiques.</li> </ul>
<p>-CST Mphysics Studio</p> 	<ul style="list-style-type: none"> <li>• CST MPHYSICS STUDIO est un outil d'analyse pour les contraintes thermique et structurale, et des problèmes de mécanique.</li> </ul>

<p><b>-CST Design Studio</b></p> 	<ul style="list-style-type: none"> <li>• CST DESIGN STUDIO est une plate-forme universelle pour gérer les processus de conception d'un système complexe. En construisant des sous-systèmes élémentaires, l'utilisateur peut analyser le comportement du système complet en petits segments.</li> </ul>
<p><b>-CST PCB Studio</b></p> 	<ul style="list-style-type: none"> <li>• CST PCB STUDIO est un outil pour l'étude des signaux et la simulation des effets EMC et EMI (Electromagnétique Compatibility/ Electromagnétique Interférence) sur cartes de circuits imprimés (PCB).</li> </ul>
<p><b>-CST Câble Studio</b></p> 	<ul style="list-style-type: none"> <li>• CST CABLE STUDIO est un outil pour l'analyse des effets dans les systèmes de câble, y compris les fils uniques, paires torsadées ainsi que des faisceaux de câbles complexes.</li> </ul>
<p><b>-CST Micro Stripes</b></p> 	<ul style="list-style-type: none"> <li>• CST Micro Stripes analyse les structures de rayonnement d'antennes complexes, et résout les problèmes EMC/EMI.</li> </ul>
<p><b>-CST Microwave Studio</b></p> 	<ul style="list-style-type: none"> <li>• CST MWS est un outil de simulation 3D spécialisé pour le traitement rapide et précis des problèmes à haute fréquence avec un large champ d'application.</li> </ul>

*Figure A. 4 :Les modules de CST Microwave Studio.*

## I.4.METHODE D'OPTIMISATION PAR LES AGS

### I.4.1 Définition des algorithmes Génétiques

Les algorithmes génétiques (AGs) sont des techniques très adaptée aux problèmes d'optimisation et de recherche d'extrémums dans un environnement complexe. Ils sont basés sur les processus génétiques des organismes biologiques qui font évoluer une population d'une génération à l'autre suivant le principe de la sélection naturelle aussi appelée « *la surviedu plus fort* » évoquée par Charles Darwin dans son livre « *The origin of species* ». Par imitation de ce principe, les algorithmes génétiques sont capables de faire évoluer une population de solution très faible vers une population très performante [5]. John Holland fut le pionnier et l'architecte des algorithmes génétiques, le

premier à présenter leurs qualités intéressantes pour la résolution des problèmes d'optimisation complexe. Compte à leurs fondements théoriques, ils furent exposés par Goldberg [6] qui est également le premier à les avoir employés dans la résolution d'un problème réel.

Les algorithmes génétiques se distinguent par les propriétés suivantes :

1. Ils utilisent un codage des paramètres et non les paramètres eux-mêmes
2. Ils travaillent sur une population d'individus (ou de solutions)
3. Ils n'utilisent que les valeurs de la fonction à optimiser, pas sa dérivée ou autre connaissance auxiliaire.
4. Ils utilisent des règles de transition probabilistes et non déterministe.

#### **I.4.2 Principe des algorithmes génétiques**

Dans les algorithmes génétiques (AGs), l'auteur réalise une transposition artificielle des concepts régissant les organismes biologiques au niveau génétique, où chaque individu est représenté et identifié par un code constitué d'un nombre fini d'alphabets formant ce qu'on appelle « le chromosome ». L'ensemble des individus générés forment à leur tour une population au sein de laquelle, sévit une compétition à la survie et à la reproduction. Chaque individu détient un niveau de performance et d'adaptation aussi appelé « fitness de l'individu », c'est à base de cette fitness que les individus sont sélectionnés. Les plus performants sont maintenus pour être les géniteurs de la nouvelle population, tandis que les moins performants ont tendance à disparaître.

Le croisement plus connu sous le nom de reproduction, se fait par un simple mixage aléatoire des chromosomes parents donnant ainsi naissance à des enfants généralement plus performants. Mais certaines fois le patrimoine génétique de la population n'est pas correctement transmis aux enfants, entraînant ainsi l'apparition de nouvelles empreintes génétiques chez les enfants *mutants*, ce phénomène est appelé la mutation. Dans l'AG la mutation est provoquée aléatoirement dans les chromosomes des enfants avec une probabilité très faible, et ce en modifiant certains allèles du chromosome [7].

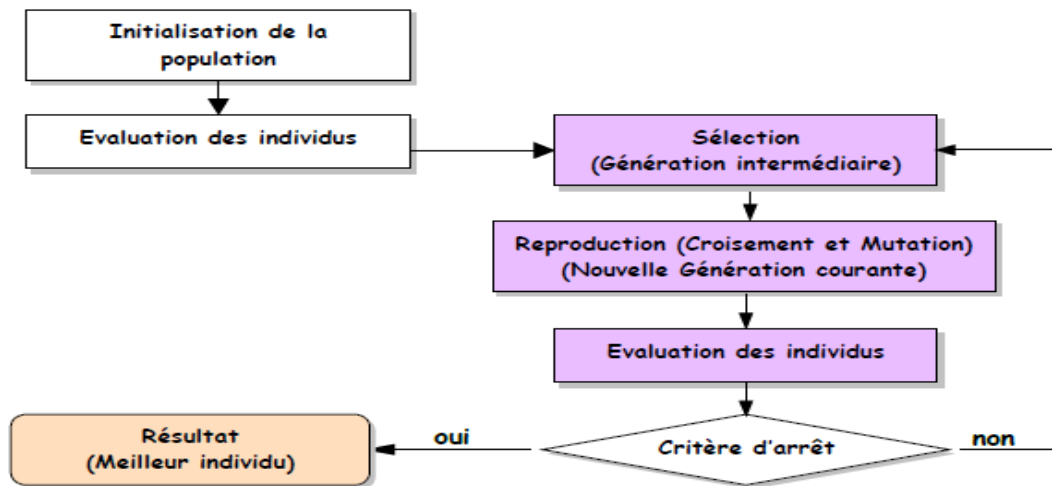


Figure A.5 : Organigramme d'un AG.

### I.4.3 Paramètres des algorithmes génétiques

De la même manière que pour les méthodes pseudo-aléatoires, l'efficacité des algorithmes génétiques (AGs) dépend fortement de leurs paramètres. Nous présentons brièvement les principaux paramètres de ces algorithmes comme suit :

#### a) Taux de mutation

L'opérateur de mutation est appliqué avec une probabilité  $P_m$  ; si ce taux est grand alors la recherche devient purement aléatoire, la population est diversifiée et l'AG perd de son efficacité. Si au contraire ce taux est faible, la population est moins diversifiée et en plus il y a risque de stagnation. Des études empiriques conseillent pour l'obtention de bons résultats une fréquence qui se situe autour d'une mutation tous les 1000 bits. A noter que ces paramètres dépendent étroitement du type de problème à résoudre.

#### b) Taux de croisement

C'est la probabilité avec laquelle un ensemble d'individus est choisi pour leurs appliquer l'opérateur de croisement. Son choix est généralement expérimental et sa valeur est très souvent prise entre 0.3 et 0.7. Plus le taux est élevé, plus la population subit des changements importants. Ainsi, la convergence va être très rapide si le taux de croisement est proche de 1.



### **c) Taille de la population**

Les conditions de convergence changent avec la taille de la population ; lorsque celle-ci est grande, sa diversité augmente ce qui diminue la convergence vers un optimum local, le temps d'exécution de chaque génération augmente, la recherche risque de s'effectuer d'une façon redondante et l'efficacité de l'algorithme est globalement affectée. Par contre, si la taille de la population est petite, alors la probabilité de s'attarder sur des minima locaux est grande. La taille selon le cas se situe entre 25 et 100.

### **d) Critère d'arrêt :**

Généralement, un algorithme génétique se termine après un certain nombre de générations, mais on peut également terminer l'exécution de l'algorithme lorsqu'une certaine condition soit atteinte, par exemple lorsque la qualité d'un individu dépasse un certain seuil.

### **I.4.4 Avantages et inconvénients de la méthode d'optimisation par les AGs**

Le grand avantage des algorithmes génétiques est le fait que pour parvenir au résultat, on n'a pas besoin de connaître les caractéristiques de la solution du problème. Par contre ce genre d'algorithme peut être coûteux en temps de calcul, difficile à programmer (les paramètres comme la taille de la population et la fonction d'évaluation sont difficiles à établir) et il n'a qu'une faible chance de trouver la solution idéale. Il ne fait qu'en approcher.

## **I.5 METHODE D'ANALYSES ET DE SIMILATIONS**

### **I.5.1 Méthode des éléments Finis – MEF**

Pour la simulation de structures dans le domaine fréquentiel, la méthode (FEM : FiniteElementsMethod) est la plus rigoureuse. La méthode des éléments finis (MEF) est la méthode la plus utilisée pour résoudre numériquement des problèmes rencontrés en mécanique, en thermique, en électromagnétisme, etc. Dans le domaine du génie électrique elle permet de réaliser la simulation de dispositifs électromagnétiques avec une grande précision. Cependant, devant les capacités grandissantes des outils de calcul, on est amené à modéliser des systèmes de plus en plus

complexes. Paradoxalement, devant les temps de calcul importants que cela engendre, l'intérêt des industriels se porte sur des méthodes alternatives permettant d'obtenir des résultats plus rapidement.

### **I.5.2 Méthode des moments– MM**

La méthode des moments (MM) est une technique utilisée pour convertir les équations de Maxwell sous forme intégrale en un système d'équations linéaires. Ainsi l'étude des champs électromagnétiques est exprimée sous la forme d'une équation matricielle. Il est à noter que la MM est une technique particulièrement appréciée dans la résolution des problèmes de rayonnement et des problèmes de diffraction. Comme beaucoup de techniques, MM s'appuie sur les fonctions de GREEN pour formuler les équations intégrales. Par conséquent l'utilisation appropriée de la fonction de GREEN d'un domaine ouvert permet d'écrire les équations intégrales au niveau d'une surface donnée. [8]

Les équations intégrales formulés et résolus dans le domaine fréquentiel, familièrement appelées la méthode des moments, sont l'une des méthodes les plus populaires et largement utilisées pour la conception et l'analyse des composants micro-ondes. Cette méthode a été améliorée en matière de capacité et de fidélité depuis les années 1960. Autres termes couramment utilisés pour ces méthodes de résolution sont les équations intégrales et les méthodes des éléments aux limites, entre autres. Une caractéristique typique dans la dérivation et la solution de ces formulations comprend la spécification de la fonction de Green appropriée pour la formulation des rapports intégraux. Ces rapports intégraux sont ensuite utilisés pour imposer des conditions aux limites appropriées aboutissant à une équation intégrale.

### **I.5.3 Méthode des intégrales finies temporelle – FIT**

La méthode alternative à celle des MEF, est la technique d'intégration finie (FIT : Finite Integral Temporal Method). Cette méthode permet d'obtenir un bon compromis entre rapidité des temps de calcul et qualité de la solution. À travers des problèmes d'électrocinétique, de magnétostatique et de magnétodynamique, il est montré, que les résultats obtenus à l'aide de la FIT sont de bonnes

qualités comparées à la méthode des éléments finis MEF. Des outils appliqués à l'imposition des grandeurs globales électriques et magnétiques sont aussi présentés dans ce travail. [9], [10]

La technique des intégrales finie (FIT) est un schéma de discrétisation cohérent pour les équations de Maxwell dans leur forme intégrale. Les équations matricielles résultantes des champs discrets peuvent être utilisées pour des simulations numériques efficaces. De plus, les propriétés algébriques de base de cette théorie discrète pour les champs électromagnétiques permettent de prouver analytiquement et algébriquement les propriétés de conservation en ce qui concerne l'énergie et la charge de la formulation discrète et donnent une explication des propriétés de stabilité des formulations numériques dans le domaine temporel.

FIT est donc une méthode de simulation numérique permettant de résoudre, sans approximation, les équations de Maxwell dans leur forme intégrale. C'est également la base mathématique de logiciel de simulation CST MICROWAVE STUDIO. [9], [10]

## **I.6 BIBLIOGRAPHIE**

[1] D.RuiZhang. « *Filter Design Using Ansoft HFSS* ». Departement of Electrical and Computer Engineering. University of Waterloo, Waterloo, Ontario, Canada, N2L 3G1. May 2006.

[2] « *Ansoft HFSS (High Frequency Structure Simulator)* ». User's guide - Exemples Electronic design automation software. V 9.1. ANSOFT CORPORATION. 225 West Station Square. Dr Suite 200. Pitt Sburgh, PA 15219-1119. Septembre 2003.

[3] « *Agilent High-Frequency Structure Simulator 5.6. User's Guide* ». Agilent Technologies, Innovating the HP Way. Septembre 2000.

[4] HFSS « *3D Full-wave Electromagnetic Field Simulation* ». Simulation Software For High-Performance Electronic Design. Ansoft 2009.

[5] D. Beasley, « *An Overview of Genetic Algorithms Part1: Fundamentals* », University of Cardiff, Cardiff, CF2, 4YN, United Kingdom, 1993.

[6] D.E. Goldberg, « *Algorithmes génétiques. Exploration, optimisation et apprentissage automatique* », Addison-Wesley. France, 1994.

- [7] M. MITCHELL, « *An Introduction to Genetic Algorithms* », London: Cambridge, Massachusetts. London, England, 1999.
- [8] J. Helszajn, « *Ridge waveguides and passive micro-wave components* ». The Institution of Electrical Engineers. IEEE Electromagnetic Waves Series 49. London 2000.
- [9] *David C. Jenn* .Radar and Laser Cross Section Engineering, Second Edition. *IEEE Global Spec* 22 MAI 2016.
- [10] Frédéric Daude. Méthode d'intégration temporelle implicite pour la Simulation des Grandes Échelles : application à la réduction du bruit de cavité. 24 Octobre 2018. <https://hal.archives-ouvertes.fr/tel-01765518>.

## الملخص

تعد مرشحات الميكروويف مكونات مهمة لفصل القنوات والإشارات في أنظمة الاتصالات الحديثة. تتيح هذه الأجهزة تقليل نطاقات التشغيل في سلاسل الإرسال والاستقبال. اليوم ، تم تصميم أنظمة اتصالات الميكروويف الخاصة بنا أساساً من هذه المكونات الأساسية ، مثل المرشحات وقارنات التوصيل والفواصل ومضاعفات الإرسال التي بدأت تحدث مع ظهور أدلة جديدة مستندة إلى التكنولوجيا من أدلة موجية الحجم.

تقدم هذه الأطروحة تصميماً وتحقيلاً لعدد من مرشحات ممر الموجة في تكنولوجيا الحجم استناداً إلى أدلة الموجة. تقدم هذه التكنولوجيا أداءً كهربائياً ملحوظاً وقوياً.

من أجل التنبؤ بالسلوك عالي التردد للهياكل التي تمت دراستها ، قمنا بدمج أدوات النمذجة الكهرومغناطيسية في مراحل التصميم استناداً إلى طرق العناصر المحددة من MEF وأيضاً إلى طرق FIT المتكاملة المؤقتة المؤقتة.

تم اتباع تقدم واضح خلال هذا العمل ، بدءاً من البحث البليوغرافي أولاً ، ثم مرحلة التخطيط وفقاً لمواصفات تصميم هياكل مرشح النطاق الترددي M و X المختلفة. كو ، كا ، الخامس والنطاق العريض [3-9] جيجاهرتز ، استناداً إلى حسابات المعلمات المختلفة للهياكل باستخدام معادلات رياضية مبرمجة ونفذت بالفعل ، وتنتهي بتتبع استجابات تردد مرشحات تمرير النطاق التي تم توليفها قزحية حتى ، دليل موجه مضلع مرشحات ، مرشحات تجويف المعادن ومرشحات إدراج المعادن باستخدام البرنامجين الكهرومغناطيسي HFSS و CST.

توضح المقارنة بين نتائج المحاكاة باستخدام برنامج HFSS و CST أن معاملات الانعكاس S11 والإرسال S21 تأخذان نفس السرعة تقريباً وتقدمان نفس النطاق الترددي ، لكن بفارق بسيط. يمكن تفسير هذا الاختلاف من خلال حقيقة أن البرنامجين يعتمدان على أسلوبين مختلفين للحساب.

الكلمات المفتاحية:

الفلاتر ، أدلة الموجة ، الأضلاع ، القزحية ، الأجزاء المعدنية ، تجاويف المعادن ، أنظمة الموجات الدقيقة ، طرق العناصر المحددة (FMEs) ، طريقة التكامل الزمني الدقيق (FIT) ، الخوارزميات الجينية (AGs) ، لحظات (MM)

### Abstract :

Microwave filters are important components for the separation of channels and signals in modern communication systems. These devices make it possible to reduce the operating bands in the transmission and reception chains. Today, our microwave communications systems are designed primarily from these fundamental components, such as filters, couplers, dividers, and multiplexers that began to occur with the advent of new technology-based of volume waveguides.

This thesis presents a design and realization of several bandpass filters in volumic technology based on waveguides. This technology presents remarkable and powerful electrical performances.

In order to predict the high-frequency behavior of the structures studied, we integrated in the design stages electromagnetic modeling tools based on MEF finite element methods and also on finite temporal integral FIT methods.

A clear step progression was followed during this work, starting with a bibliographic research first, followed by a planning phase according to the specifications for the design of the different M, X bandwidth filter structures. Ku, Ka, V and broadband [3-9] GHz, based on the calculations of the various parameters of the structure using programmed and already implemented mathematical equations, ending by tracing the frequency responses of the band pass filters synthesized inductive iris, ribbed waveguide filters, metal cavity filters and metal insert filters using the two HFSS and CST electromagnetic software.

The comparison between the simulation results using the HFSS and CST software shows that the reflection coefficients S11 and transmission S21 take almost the same pace and offer the same bandwidth, but with a small difference. This difference can be explained by the fact that the two programs are based on two different calculation techniques.

Key words: Filters, waveguides, ribs, irises, metal inserts, metal cavities, microwave systems, finite element methods (FMEs), finite time integral (FIT) method, genetic algorithms (AGs), moments (MM).