



HAL
open science

Conception et Réalisation d'un Circulateur Coplanaire à Couche Magnétique de YIG en Bande X pour des Applications en Télécommunications

Oussama Zahwe

► **To cite this version:**

Oussama Zahwe. Conception et Réalisation d'un Circulateur Coplanaire à Couche Magnétique de YIG en Bande X pour des Applications en Télécommunications. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université Jean Monnet - Saint-Etienne, 2009. Français. NNT: . tel-00419725

HAL Id: tel-00419725

<https://theses.hal.science/tel-00419725>

Submitted on 24 Sep 2009

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

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



Thèse

Pour obtenir le grade de
DOCTEUR DE L'UNIVERSITE JEAN MONNET DE
SAINT-ETIENNE

Discipline : Optique Photonique et Hyperfréquences

Par

Oussama ZAHWE

Ingénieur en Télécom

Conception et Réalisation d'un Circulateur Coplanaire à Couche Magnétique de YIG en Bande X pour des Applications en Télécommunications

Directeur de Thèse :

Bruno SAUVIAC

Soutenue publiquement le 17 juin 2009 devant les membres du jury :

P. QUEFFELEC	Professeur, Université de Bretagne Occidentale	Rapporteur
D. BARBIER	Professeur, INSA, Lyon	Rapporteur
P. FERRARI	Professeur, Université Joseph Fourier, Grenoble	Président du jury
S. PERROT	Docteur, Ingénieur, R&D RADIALL	Examineur
J. J. ROUSSEAU	Professeur, Université Jean Monnet	Examineur
D. VINCENT	Professeur, Université Jean Monnet	Examineur
J. P. GANNE	Ingénieur, Thales RT, Palaiseau	Invité
B. SAUVIAC	Professeur, Université Jean Monnet	Directeur de Thèse

*A mes Parents (loin des mes yeux proches de mon cœur),
A mes Frères et Soeurs,
A toute ma Famille,
A tous mes Amis...*

REMERCIEMENTS

Ce travail a été effectué au sein du laboratoire des *Dispositif et Instrumentation en Optoélectronique et Micro-ondes* (DIOM) de l'université Jean MONNET de Saint-Etienne.

Je voudrais très sincèrement remercier mon directeur de thèse, Monsieur Bruno SAUVIAC, Professeur à Télécom Saint-Etienne, pour avoir assuré l'encadrement de ce travail. Sa disponibilité, son expérience, son savoir scientifique et ses qualités humaines ont été déterminants dans l'aboutissement de ce travail, qu'il trouve ici l'expression de ma profonde gratitude. Je tiens également à remercier Monsieur Bruno SAUVIAC pour la confiance qu'il m'a accordée, notamment, en m'autorisant une certaine autonomie dans mon travail.

Je tiens très sincèrement à remercier Monsieur Patrick QUEFFELEC, professeur à l'Université de Bretagne Occidentale, pour l'honneur qu'il me fait en ayant accepté de faire partie de jury de ma thèse en qualité de rapporteur.

J'exprime ma sincère reconnaissance à Monsieur Daniel BARBIER, Professeur à l'INSA de Lyon, pour l'intérêt qu'il a montré en acceptant d'être le rapporteur de ma thèse et d'examiner ce travail.

Je remercie Monsieur Philippe FERRARI, Professeur à l'Université Joseph Fourier de Grenoble, pour avoir accepté de juger ce travail ainsi que de m'avoir fait l'honneur de présider le jury.

Que Monsieur Serge PERROT, Ingénieur de recherche chez RADIALL reçoive mes sincères remerciements pour sa contribution dans le projet et l'intérêt qu'il a bien voulu porter à ce travail en acceptant de participer dans le jury de ma thèse.

Je tiens également à remercier Monsieur Jean-Pierre GANNE, chercheur au département Recherche et Technologies de THALES pour avoir bien voulu participer à l'examen de ma thèse et l'intérêt qu'il a bien voulu porter à ce travail.

Je tiens aussi à présenter mes remerciements les plus sincères à Monsieur Jean-Jacques ROUSSEAU Professeur à l'IUT de l'Université Jean Monnet de Saint-Etienne, et Directeur du Laboratoire DIOM, pour la confiance qu'il accorde aux doctorants, pour sa force de travail ainsi que sa convivialité. Je le remercie enfin de m'avoir aidé à réaliser mes « circulateurs », Vraiment chef un grand merci !

Je tiens très sincèrement à remercier Monsieur Didier VINCENT, professeur à Télécom Saint-Etienne, pour son encadrement durant ma première année de thèse, pour ses encouragements et son soutien après, pour sa relecture attentive du manuscrit de thèse. Je le remercie pour ses remarques pertinentes, ses corrections et ses conseils de dernière minute.

Je remercie aussi Monsieur Jean-Pierre CHATELON, Maître de conférence à l'IUT de l'Université Jean Monnet de Saint-Etienne, pour ses mesures de RX, VSM et Profilomètre et pour ses compétences technologiques.

Je remercie mon voisin de bureau pendant ces quatre ans de thèse, Monsieur Bernard BAYARD, Maître de conférence à l'IUT de l'Université Jean Monnet de Saint-Etienne, pour son aide scientifique, son écoute et sa patience.

Je remercie Monsieur Eric Geai, Technicien au Laboratoire DIOM, pour ses compétences en mécanique mises à profit pour la réalisation du dispositif de polarisation.

Je tiens également à remercier du fond du coeur Béatrice Payet-Gervy et Eric Verney (Membres de l'équipe hyperfréquence) pour leur très encourageante solidarité. Je remercie mes amis les doctorants (e) : Souad, Aziza, Taline, Salim, Faris, Bassel, mon vrai frère Ismail (Souma3a, un grand merci pour ta préparation durant ma soutenance le 17 juin). J'adresse également mes salutations à tous les anciens doctorants et les stagiaires de notre groupe de recherche.

En ce qui concerne l'équipe Optoélectronique, je remercie tout les membres de l'équipe : Marie-Françoise Blanc-Mignon, François Royer, Stéphane Robert et Damien Jamon.

Aussi je remercie tout le membres de l'équipe SATIN, je cite : Christophe, Jérémy, Mikaël et Gilbert.

J'exprime ma sincère reconnaissance à Ali Siblani et sa femme Loubna et ses enfants, aussi à Fadi Choueikani et sa femme Darine et son fils Léo.

Un grand Merci à tous pour ces quatre ans et pour cette journée du 17 juin...

Une petite mention spéciale à Thomas Rouiller (mon frère, Eh oui) qui a du corriger mes fôtes d'orthographe et qui a accepté de lire 200 pages. Donc Thom un grand merci surtout pour ton soutien par téléphone !

Je remercie spécialement, du fond du coeur, Evangéline Bénevent pour son soutien et son aide précieuse.

Ensuite, Je tiens à remercier plus particulièrement les personnes qui me sont proches et qui ont énormément contribué à ma réussite. Ne vous endormez pas !!!!

Tout d'abord je remercie toute ma famille : mes parents et mes frères et sœurs, qui se sont intéressés à ce que je faisais, qui m'ont toujours encouragé et qui surtout ont toujours cru en moi.

Enfin, viennent les amis....

Merci à Mouhamad (Gadou), Abdalah (Laziz), Ali (Guerre), Zein, Hassan, Mouhamad (Nasser), Wajih, Ahmed, Mouhamad (Hamadi), Ali (Abou Dib), Falah, Karim, Mouhamad (Kadouh), Hicham (Jaber), Hicham (Tarhini), Houssein, Ali (Ibrahim),...

Table des matières

Table des matières

<u>Introduction générale</u>	5
<u>Chapitre I : Etat de l'art des dispositifs non-réciproque hyperfréquence à ferrite</u>	11
I.1 Introduction	14
I.2 Isolateur	15
I.2.1 Principe de fonctionnement d'un isolateur	15
I.3 Circulateurs	20
I.3.1 Principe et différentes utilisations	20
I.3.2 Les circulateurs à éléments distribués	25
I.3.3 Circulateur à éléments localisés	39
I.4 Conclusion	41
I.5 Bibliographie du chapitre I	43
<u>Chapitre II : Etat de l'art et modélisation de matériau magnétique</u>	45
II.1 Introduction	49
II.2 Matériaux magnétiques	51
II.2.1 Généralités	51
II.2.2 Les Ferrites	51
II.2.3 Technologies et procédures d'élaboration de ferrite	58
II.2.4 Caractérisation des matériaux magnétiques de type YIG	58
II.3 Propriétés des ferrites dans le domaine des micro-ondes	68
II.3.1 Approche du phénomène de non-réciprocité	68
II.3.2 Résonance gyromagnétique	69
II.3.3 Tenseur de perméabilité	73
II.4 Conclusion	80
II.5 Bibliographie du chapitre II	81

Chapitre III: Modélisation Analytique et Numérique du Circulateur

	83
III.1 Introduction	87
III.2 Modélisation analytique du circulateur triplaque à jonction Y	88
III.2.1 Aperçu historique	88
III.2.2 Méthodes d'analyse électromagnétique du circulateur	88
III.2.3 Modélisation analytique et numérique du circulateur triplaque à YIG	104
III.2.4 Modélisation numérique du circulateur coplanaire	120
III.3 Conclusion	131
III.4 Bibliographie du chapitre III	132

Chapitre IV: Réalisation d'un Circulateur Coplanaire à Jonction Y en

<u>bande X</u>	133
IV.1 Introduction	137
IV.2 Présentation	138
IV.3 Réalisation du circulateur coplanaire	139
IV.3.1 Matériaux utilisé	140
IV.3.2 Caractéristiques géométriques du circulateur	142
IV.3.3 Réalisation Technologique	143
IV.3.4 Système d'aimantation	147
IV.3.5 Système de mesure hyperfréquence.....	152
IV.4 Comparaison Simulation / expérimentation.....	154
IV.4.1 Observation sans polarisation	154
IV.4.2 Obtention du phénomène de circulation.....	155
IV.5 Discussion et interprétation	162
IV.5.1 Pertes d'insertion	162
IV.5.2 Réduction des pertes par changement des lignes d'accès..	164
.....	164
IV.6 Etat actuel du développement du circulateur	166
IV.7 Conclusion	168
IV.8 Bibliographie du chapitre IV	169
<u>Conclusion générale</u>	171
<u>Annexes</u>	179

*Introduction
Générale*

Introduction générale

Dans le domaine des hyperfréquences, les composants passifs actuellement commercialisés, de types circulateurs, isolateurs...etc., sont fabriqués de façon unitaire à partir des substrats de ferrite et avec des structures microruban ou triplaque. La miniaturisation et l'intégration de ces circulateurs nécessitent d'avoir une couche mince magnétique qui possède des propriétés magnétiques proches du matériau massif. Un travail sur le design de ces composants peut également permettre une fabrication collective, faisant ainsi baisser les coûts de réalisation. Ce travail s'intéresse donc à ces deux points particuliers pour la réalisation de circulateurs : miniaturisation et fabrication collective.

Cette thèse s'intègre dans un projet **RMNT** (**R**éseau **M**icro et **N**ano **T**echnologie), nommé **COMPROMIS** (Composants passifs non-réciproques à films minces de ferrite), qui a débuté en janvier 2005. Le projet **COMPROMIS** a pour objectif la conception et la réalisation par un procédé de fabrication collective de circulateurs RF à couche mince de ferrite, adaptés à la miniaturisation des circuits électroniques, destinés soit aux terminaux de communication à très haute fréquence, soit aux radars de faible puissance. Les acteurs de ce projet sont la société **RADIALL**, le **Laboratoire Dispositifs et Instrumentation en Optoélectronique et Micro-ondes (DIOM EA 3523)** de l'**Université Jean Monnet de Saint-Etienne**, l'**Institut des Nanotechnologies de Lyon (INL UMR CNRS 5511)** de l'**INSA de Lyon**, et le **Centre de Transfert en Micro et Nanotechnologies (CTMN)** à Besançon.

Ce projet s'appuie sur le développement de deux types de ferrite : Le Grenat de Fer et d'Yttrium (YIG), pour des applications dans la bande 8-12 GHz, dont fait l'objet cette thèse débutée fin octobre 2005, et l'Hexaferrite de Baryum (BaM), pour des applications autour de 40 GHz, et pour lequel deux autres thèses ont également été financées. La première «Contribution à l'étude à la réalisation d'un circulateur hyperfréquence à couche magnétique dans la bande 40-50 GHz », soutenue en octobre 2006 par E. Bèvent, concernait en grande partie les travaux de modélisation et de dimensionnement du circulateur avec du BaM. La seconde, complémentaire de la première, « Développement de circulateurs à base

d'oxyde magnétique pour applications hyperfréquence», soutenue en Janvier 2008 par A.S. Dehlinger, fut consacré à l'élaboration et la caractérisation du matériau BaM.

L'objectif du travail présenté dans cette thèse est d'exploiter notre maîtrise dans la modélisation des composants passifs et aussi l'élaboration de couches minces de ferrite, comme outils d'aide à la conception, afin de modéliser des circulateurs coplanaire à couche magnétique de ferrite. Des études sur les circulateurs ont déjà été menées au Laboratoire. Celles-ci portaient sur la réalisation de circulateurs coplanaire avec de couche mince d'Hexaferrite de Baryum (BaM). Les performances des circulateurs réalisés montrent des effets non-réciproques acceptables avec des couches dont l'épaisseur de l'ordre de 10 μm . Cependant de nombreuses questions restent en suspend et cela en raison de la complexité des phénomènes physiques apparaissant dans ce type de structure.

Ce travail a été organisé et structuré en quatre chapitres.

Dans le premier chapitre, nous dressons un état de l'art qui regroupe les présentations de deux dispositifs non-réciproques hyperfréquences (les isolateurs et les circulateurs) ; leur principe de fonctionnement ainsi que leurs différentes applications potentielles sont présentés. Deux types de circulateurs sont abordés : les circulateurs à élément localisés et ceux à élément distribués. Nous mettons ensuite l'accent sur la technologie coplanaire dont les avantages et performances sont justifiés vis à vis de notre cahier de charge.

Le second chapitre concerne une étude bibliographique sur le matériau magnétique utilisé dans la réalisation. Après un aperçu général des ferrites et de leurs propriétés, nous présentons plus particulièrement le Grenat de Fer et d'Yttrium (YIG). Une brève présentation des techniques de fabrication de ferrite massif fabriqué par Temex céramique est donnée. Les différentes techniques de fabrication de ferrite mince sont ensuite présentées et nous mettons l'accent sur l'utilisation de la pulvérisation cathodique radiofréquence, technique utilisée au laboratoire. Les différentes propriétés physico-chimiques et magnétiques sont énumérées. Afin de mieux comprendre le phénomène de la non-réciprocité du dispositif, les modélisations du matériau gyrorésonant sont présentées. Enfin, les différents tenseurs pour les matériaux partiellement aimantés seront définis.

La troisième chapitre, est consacré aux modélisations analytiques et numériques du circulateur. Après un aperçu historique des différentes techniques de modélisation analytique issues de la littérature, nous présentons les différentes étapes de modélisation analytique du circulateur, aboutissant au dimensionnement du composant. Les structures dimensionnées de façon analytique sont par la suite mises en banc d'essai par une étude purement numérique à l'aide de la méthode des éléments finis utilisée par le logiciel Ansoft HFSS (High Frequency Structure Simulator). Puis les résultats numériques obtenus pour une structure triplaque classique sont transposés en technologie coplanaire. L'optimisation du composant est finalement accomplie grâce à une étude paramétrique sous simulateur qui permet d'obtenir une structure satisfaisante.

Le quatrième et dernier chapitre, concerne la réalisation technologique du circulateur. Ces prototypes sont l'aboutissement du travail amorcé dans le cadre du projet mené avec la société Radiall mentionné précédemment des circulateurs coplanaires en bande X sont réalisés et les procédures de fabrication de ces circulateurs, permettent une fabrication collective à faible coût. Une des difficultés du dispositif réside dans le fait qu'il nécessite une aimantation permanente. Une étude particulière du système de polarisation du circulateur est donc présentée. Enfin, les résultats expérimentaux de différents prototypes de différentes épaisseurs sont présentés tout en dressant une comparaison avec les rétro-simulations en 3D. Une réflexion sur les résultats généraux est réalisée et nous proposons des pistes d'amélioration des performances de nos prototypes.

Enfin, nous concluons et dressons les perspectives d'évolution des dispositifs que nous avons développés.

Chapitre I

Etat de l'art des dispositifs
non-réciproques
hyperfréquences à ferrite

Chapitre I

Etat de l'art des dispositifs non-réciproques hyperfréquences à ferrite

Chapitre I.....	13
I.1 Introduction	14
I.2 Isolateur	15
I.2.1 Principe de fonctionnement d'un isolateur	15
I.2.1.1 Isolateurs à déplacement de champ.....	16
I.2.1.1.1 Isolateur à déplacement de champ en guide d'onde rectangulaire	17
I.2.1.1.2 Isolateur à déplacement de champ réalisé sur ligne microruban	17
I.2.1.2 L'isolateur coplanaire à résonance	18
I.3 Circulateurs	20
I.3.1 Principe et différentes utilisations	20
I.3.2 Les circulateurs à éléments distribués	25
I.3.2.1 Circulateur à guide d'onde	25
I.3.2.2 Circulateur à déplacement de champ	27
I.3.2.3 Circulateur à effet Faraday.....	28
I.3.2.4 Les circulateurs triplaque	29
I.3.2.5 Circulateur microruban.....	31
I.3.2.6 Les circulateurs coplanaires	34
I.3.3 Circulateur à éléments localisés.....	39
I.4 Conclusion.....	41
I.5 Bibliographie du chapitre I.....	43

I.1 Introduction

Par exemple dans un système de télécommunication sans fil lorsqu'une seule antenne est utilisée pour la transmission et la réception, comme dans un système radar monostatique. On emploie généralement un dispositif électronique équivalent à un commutateur. Les systèmes de ce type sont appelés duplexeurs (Figure I-1). Or, pour des fréquences élevées, il est exclu d'utiliser des interrupteurs électroniques ou mécaniques ; il faudrait en effet qu'ils commutent à chaque instant. La solution généralement employée alors consiste à utiliser un circulateur à ferrite. Les circulateurs sont en effet des dispositifs qui assurent la fonction « d'aiguillage » des signaux selon leur provenance, permettant ainsi de recevoir et d'émettre des signaux à l'aide d'une seule antenne.

Les dispositifs passifs à ferrite (circulateurs, isolateurs, déphaseurs ...) ont connu un essor considérable durant ces dernières années. Les circulateurs à jonction Y sont les plus employés en micro-ondes. Ceci s'explique à cause de leur simplicité, de leur faible encombrement et de leur coût modéré.

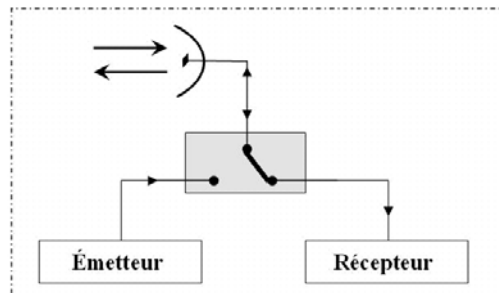


Figure I-1 : Schéma simplifié de fonctionnement d'un duplexeur dans un circuit radar.

L'objectif de ce premier chapitre est de présenter et de comparer les principales familles de dispositifs micro-ondes, isolateur et circulateur, non-réciproques, afin de permettre le choix du dispositif le mieux adapté pour une application donnée. Une attention particulière sera portée au circulateur et à ces applications. Les avantages et inconvénients des structures de circulateurs existantes ou en cours de développement, les différentes technologies seront donc présentées, le choix de la technologie coplanaire avec une couche de ferrite sera justifié.

I.2 Isolateur

Une classe de dispositifs passifs non-réciproques utilise les propriétés magnétiques des ferrites : celle des isolateurs. Ces structures sont utilisées dans des systèmes micro-ondes pour éviter que l'onde réfléchie ne vienne perturber le fonctionnement d'un autre dispositif, comme un générateur par exemple. Ils sont aussi utilisés pour l'isolation entre étages amplificateurs. Il faut ajouter que les circulateurs peuvent être configurés pour jouer le rôle d'isolateur.

I.2.1 Principe de fonctionnement d'un isolateur

La Figure I-2 donne la représentation fonctionnelle d'un isolateur hyperfréquence. Ce dispositif a pour fonction de propager une onde électromagnétique dans un sens, alors que dans l'autre sens, il doit bloquer cette propagation. Ce composant est donc très utilisé par exemple dans les systèmes de communication pour éviter l'apparition d'échos dans les transmissions, pour protéger les éléments sensibles d'une chaîne de transmission de réflexion qui pourraient les endommager.

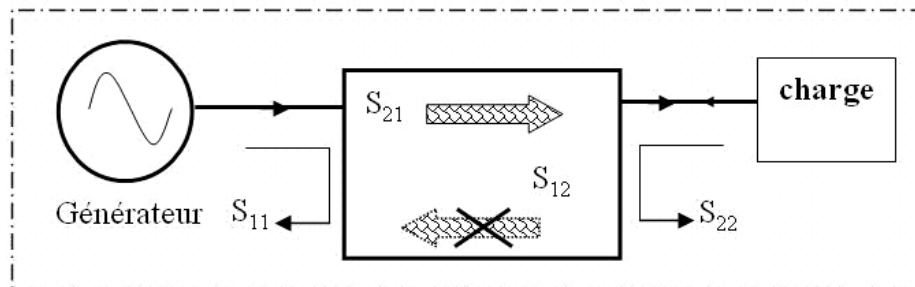


Figure I-2 : Schéma de principe d'un isolateur.

Ces quadripôles (Eq.I-1) se caractérisent par leur matrice de répartition S_{ij} qui s'écrit :

$$S_{ij} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad \text{I-1}$$

Notons que le paramètre S_{21} est le coefficient de transmission et le paramètre S_{12} est le coefficient d'isolation. Les autres paramètres S_{11} , S_{22} sont les coefficients de réflexion au niveau de ports 1, 2.

L'isolateur idéal est un dispositif adapté qui permet le passage de l'énergie dans un sens et pas dans l'autre. Sa matrice S est donc la suivante :

$$S = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ e^{j\varphi} & 0 \end{bmatrix} \quad \text{I-2}$$

Où φ représente le déphasage lié à la transmission d'un port vers le port suivant.

Il existe différents types d'isolateurs qui fonctionnent sur des principes différents : isolateurs à rotation Faraday, à résonance, à déplacement de champ, à onde de surface électromagnétique. Ils sont réalisés généralement en guide d'onde ou en technologie planaire, selon les domaines d'applications et les niveaux de puissance qu'ils doivent supporter.

I.2.1.1 Isolateurs à déplacement de champ

L'anisotropie et les effets non-réciproques de propagation vont permettre d'utiliser les ferrites dans des structures guidées pour réaliser des dispositifs de type isolateur. Un effet intéressant est le déplacement de champ. Pour illustrer le principe, il faut considérer par exemple un guide rectangulaire que l'on remplit partiellement de diélectrique (Figure I-3). Si la lame magnétique est constituée d'un matériau isotrope et est placée au centre du guide, il est évident que la structure est symétrique par rapport au centre. Les champs à l'intérieur du guide vont donc respecter cette symétrie. Le ferrite placé au centre étant polarisé, il devient anisotrope et le déplacement de l'énergie est alors non-réciproque. Le champ est donc déplacé dans la partie droite ou la partie gauche du guide selon que la propagation s'effectue selon les z positifs ou négatifs (Figure I-3).

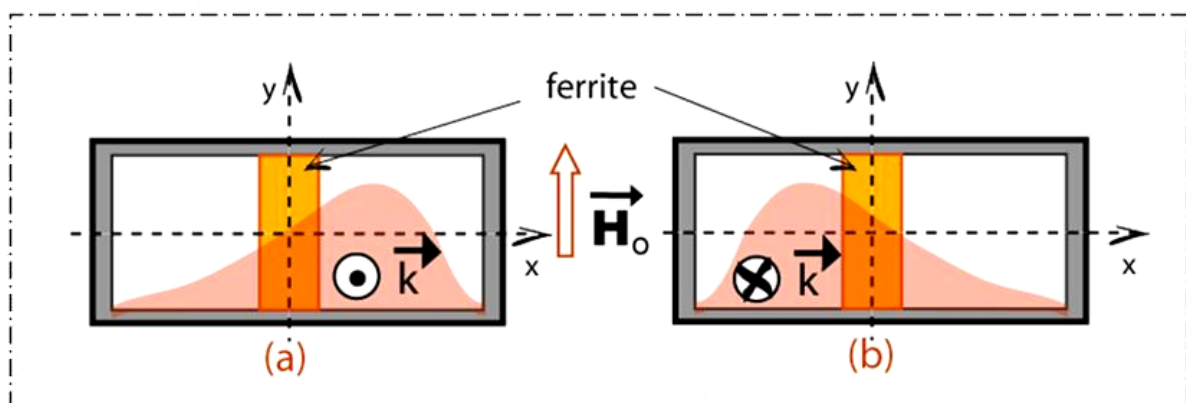


Figure I-3 : Propagation non réciproque et déplacement de champ. (a) propagation selon $z > 0$. (b) propagation selon $z < 0$.

I.2.1.1.1 Isolateur à déplacement de champ en guide d'onde rectangulaire

Le phénomène décrit précédemment est utilisé dans l'isolateur à déplacement de champ. La plaquette de ferrite est recouverte d'un film résistif qui jouera le rôle d'absorbant. Le ferrite n'est plus positionné au centre de la structure mais en position latérale. La géométrie et le matériau assurent ensemble l'asymétrie du dispositif. Dans un sens de propagation (Figure I-4 (a)) il y aura une forte interaction avec le ferrite qui va attirer le champ électromagnétique, qui va se dissiper dans le film résistif. L'onde va être absorbée et la propagation est donc bloquée. Dans l'autre sens (Figure I-4 (b)), l'interaction est faible, l'absorbant étant placé dans une zone où les champs sont faibles, l'atténuation sera alors négligeable. On crée ainsi un dispositif où la propagation n'est possible que dans un seul sens, ce qui est la fonction d'un isolateur. On notera que le dispositif est censé fonctionner loin de la gyrorésonance, afin de minimiser les pertes magnétiques dans le sens passant.

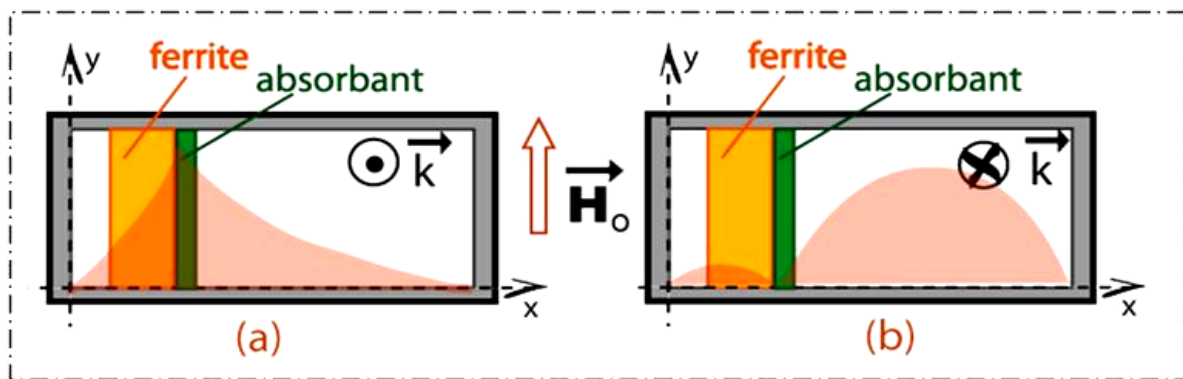


Figure I-4 : Isolateur à déplacement de champ en guide d'onde rectangulaire. (a) Sens bloqué pour une propagation selon $z > 0$. (b) sens passant pour propagation selon $z < 0$.

I.2.1.1.2 Isolateur à déplacement de champ réalisé sur ligne microruban

Le phénomène de déplacement de champ peut également être obtenu en technologie planaire. Il suffit pour cela d'utiliser une ligne microruban sur un substrat de type ferrite. Si le dispositif est aimanté verticalement (Figure I-5), le substrat ferrite anisotrope rend la structure non symétrique, ce qui conduit à un déplacement de champ dans la ligne [I-1]. L'inversion du sens de propagation est équivalente à l'inversion de l'aimantation, ce qui a pour conséquence, le

changement de côté du déplacement de champ (Figure I-5 a&b). On peut alors placer un matériau absorbant d'un côté de la ligne ce qui va dissiper l'onde propagée dont les lignes de champ passent dans ce film résistif (Figure I-5 d). On notera qu'il faut que la forme du ruban conducteur soit travaillée (Figure I-5 d) afin de minimiser la désadaptation entre les lignes d'accès 50Ω et la partie « isolateur », la partie centrale nécessitant un large ruban pour réaliser une isolation efficace.

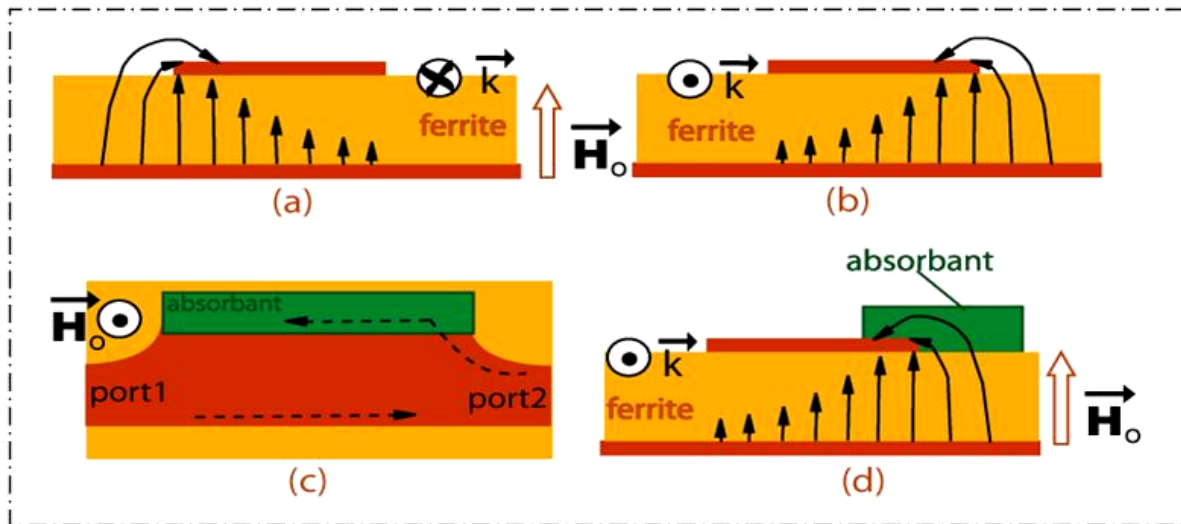


Figure I-5 : Isolateur à déplacement de champ en technologie microruban. Les lignes de champ représentées correspondent au champ électrique vertical. (a) Propagation selon $z>0$ pour une ligne microstrip sur substrat ferrite polarisé. (b) Propagation selon $z<0$ pour une ligne microruban sur substrat ferrite polarisé. (c) Isolateur en vue de dessus. (d) Positionnement de l'absorbant destiné à bloquer la propagation rétrograde.

I.2.1.2 L'isolateur coplanaire à résonance

Ce composant a pour particularité d'utiliser un substrat diélectrique sur lequel une ligne coplanaire est placée. Par conséquent seul un faible volume de matériau magnétique est nécessaire (Figure I-6). Ce dispositif est relativement simple à mettre en œuvre et des études de faisabilité ont été réalisées par Wen [I-2] dans lesquelles les pertes d'insertion et l'isolation étaient respectivement inférieures à 2 dB et égale à 37 dB à 6 GHz.

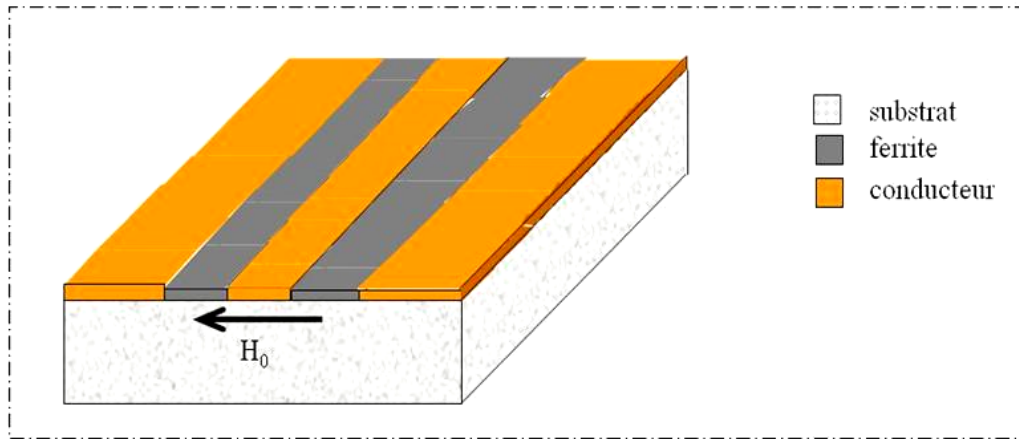


Figure I-6 : Isolateur coplanaire à résonance.

Le principe de l'isolateur coplanaire à résonance a été repris par Bayard [I-3]. Pour un isolateur parfait toute l'énergie est transmise du port 1 au port 2, alors que dans le sens inverse (port 2 vers port 1), le signal est très atténué. Les paramètres S correspondants à cette fonction sont exprimés d'après la matrice suivante (Eq.I-3) :

$$\begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ e^{j\varphi} & 0 \end{pmatrix} \quad \text{I-3}$$

A la résonance, l'effet non réciproque est maximal. L'isolateur se caractérise par différents paramètres comme les pertes d'insertion, l'isolation et la bande passante.

Pour cette structure, deux choix ont été élaborés : une couche mince de ferrite recouvrant tout le substrat. La ligne coplanaire est alors placée sur le ferrite (Figure I-7 (a)). La seconde possibilité est de placer du ferrite seulement dans les fentes de la ligne coplanaire (Figure I-7. (b)).

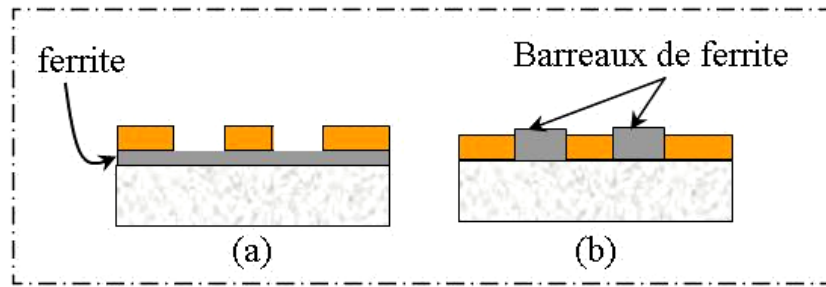


Figure I-7 : Lignes coplanaires (vue transverse).

Les isolateurs étudiés utilisent soit du BaM, soit du YIG. Cependant les structures coplanaires avec un matériau magnétique fonctionnant à la résonance n'ont pas permis l'obtention de performances suffisantes pour une exploitation industrielle.

En conclusion de cette partie, selon l'application souhaitée, l'isolateur présente des avantages par rapport au circulateur, notamment en termes de coûts et de taille. Dans les applications qui ne requièrent pas les capacités totales du circulateur, les isolateurs sont préférables aux circulateurs convertis en isolateur car ils sont simples à mettre en oeuvre.

I.3 Circulateurs

Les composants non-réciproques occupent une place importante dans le domaine des radars et des télécommunications. Les matériaux magnétiques de type ferrite permettent d'apporter une fonction de non-réciprocité dans ces composants. Il existe plusieurs types de circulateurs et après avoir décrit leur fonctionnement, nous analyserons leurs applications et les différentes technologies (triplaque, microruban et coplanaire) auxquelles ils sont associés.

I.3.1 Principe et différentes utilisations

La Figure I-8 donne la représentation d'un circulateur (en Y) à trois voies [I-4]. Un circulateur est donc un hexapôle, il comporte trois voies à 120° les unes des autres autour d'un corps central où se trouvent les éléments qui confèrent au circulateur sa non-réciprocité. Les circulateurs réalisent une transmission des ondes par substitution cyclique. En effet, quand un champ magnétique

transversal lui est appliqué, il se crée dans la partie centrale un champ interne qui est tel qu'une onde entrant par les voies 1, 2 ou 3 ne peut ressortir respectivement que par les voies 2, 3 ou 1.

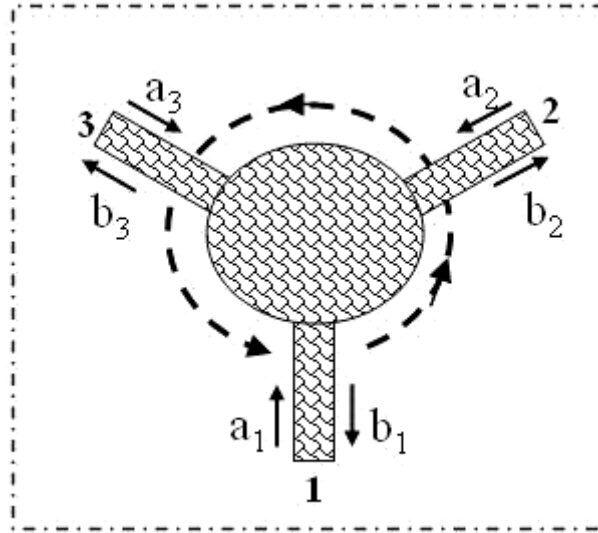


Figure I-8 : Schéma de principe d'un circulateur à 3-ports.

Notons que a_1 , a_2 et a_3 sont les amplitudes des ondes incidentes dans le circulateur Y à trois voies et b_1 , b_2 et b_3 sont les amplitudes des ondes réfléchies au niveau des trois ports.

Un tel dispositif est utilisé pour deux fonctions essentielles au sein des systèmes de télécommunications :

- Il permet d'assurer une fonction d'aiguillage du signal radiofréquence dans tous les systèmes où la séparation des voies d'émission et de réception est utile (radars, transmissions par satellite, téléphonie mobile, ...).
- La deuxième fonction est la fonction d'isolation inter étages pour masquer une désadaptation entre deux éléments successifs dans une chaîne d'émission. Pour réaliser cette fonction, il suffit d'isoler un des ports en le reliant à une charge adaptée.

Les deux grandeurs les plus importantes pour un circulateur sont :

- Les pertes d'insertion qui doivent être les plus faibles possibles (< -1 dB),
- Et une bonne isolation (~ 20 dB).

Le circulateur (Figure I-8) se caractérise par sa matrice de paramètres S ou matrice de dispersion. Elle s'écrit :

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \quad \text{I-4}$$

Notons que :

- Les paramètres S_{21} , S_{32} et S_{13} sont les coefficients de transmission ; ce sont eux qui renseignent sur les pertes d'insertion et illustrent le bon fonctionnement du dispositif
- Les paramètres S_{12} , S_{23} et S_{31} sont des coefficients d'isolation ; ils rendent compte des défauts d'aiguillage de la puissance dans le circulateur
- Les autres paramètres S_{11} , S_{22} et S_{33} sont des coefficients de réflexion au niveau des ports 1, 2 et 3 ; ils permettent d'évaluer les problèmes de désadaptation de la structure.

Le circulateur idéal est donc un hexapôle adapté qui serait capable d'aiguiller toute l'énergie vers l'accès suivant, le troisième étant isolé. Sa matrice S serait donc la suivante :

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & e^{j\varphi} \\ e^{j\varphi} & 0 & 0 \\ 0 & e^{j\varphi} & 0 \end{bmatrix} \quad \text{I-5}$$

Où φ représente le déphasage lié à la transmission d'un port vers le port suivant.

Le fait que cette matrice soit non-symétrique, traduit clairement la non-réciprocité du composant. C'est cette non-réciprocité qui fait tout l'intérêt du dispositif et qui explique que cette fonction serve dans de nombreuses applications en télécommunications.

Le premier exemple qui est le plus généraliste est celui de l'émission dans un circuit d'antenne (duplexeur) (Figure I-9). Le circulateur oriente les signaux de l'émetteur vers l'antenne sans aucun parasitage avec le récepteur (voie isolée). Le signal reçu par l'antenne ressort sur le récepteur sans interagir avec l'émetteur. Le sens de propagation de l'onde hyperfréquence à l'intérieur du

circulateur est défini par l'orientation du champ magnétique statique appliqué sur le dispositif.

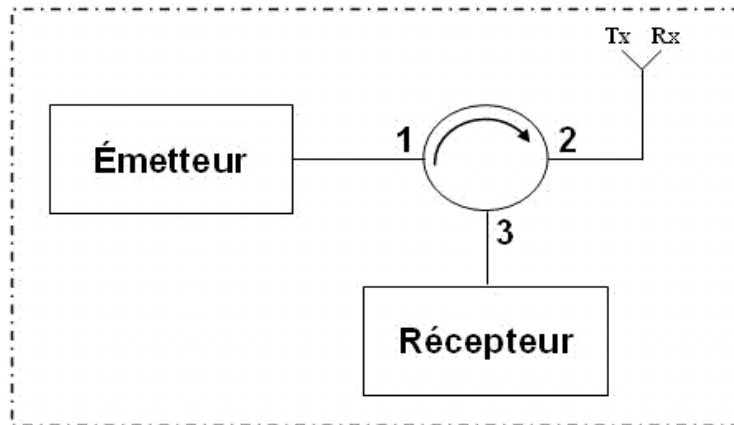


Figure I-9 : Schéma de fonctionnement d'un circulateur dans un circuit antenne.

Dans d'autres applications du domaine micro-ondes, il est nécessaire de protéger la source d'énergie contre l'énergie réfléchi. Le circulateur est alors utilisé en isolateur et joue dans ce cas un rôle protecteur. Le circulateur est inséré entre la source et la charge, le troisième port étant relié à une charge adaptée qui absorbe l'énergie qui lui est transmise (Figure I-10). Ainsi la source émet son signal sur le port 1 du circulateur, qui le transmet à la charge connectée sur le port 2. S'il existe une désadaptation quelconque au niveau de la charge, le signal réfléchi par la charge à cause de cette désadaptation va être transmise par le circulateur à la voie 3, où il sera absorbé par la charge adaptée. De cette façon aucun signal n'a la possibilité de revenir vers la source et d'endommager cette dernière.

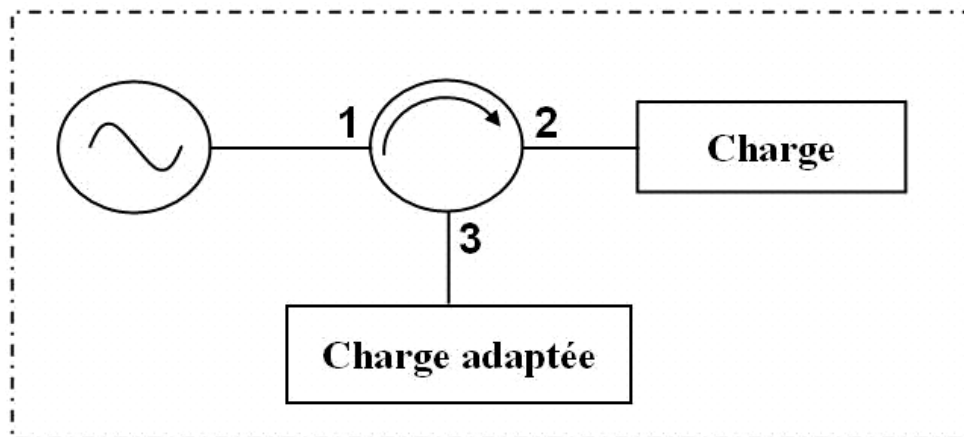


Figure I-10 : Schéma d'un circulateur monté en isolateur.

Le circulateur occupe ainsi une place importante dans des circuits à radar monostatique (qui ne font intervenir qu'une seule antenne) (Figure I-11) Son rôle

est alors de séparer les signaux d'émission et de réception transitant par cette antenne unique. Dans ce cas, l'isolation est un paramètre primordial compte-tenu des différences très importantes de puissance entre les circuits d'émission et de réception.

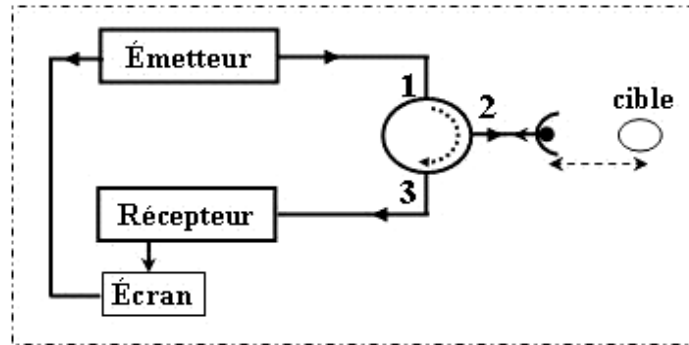


Figure I-11 : Schéma d'un circulateur dans un circuit radar.

La non-réciprocité du circulateur lui permet également d'occuper une fonction de choix d'orientation des signaux sur des porteuses micro-ondes, dans des configurations de Multiplexeur (Figure I-12 (a)), de déphaseur (Figure I-12 (b)), ou d'amplificateur à résistance négative (Figure I-12 (c)).

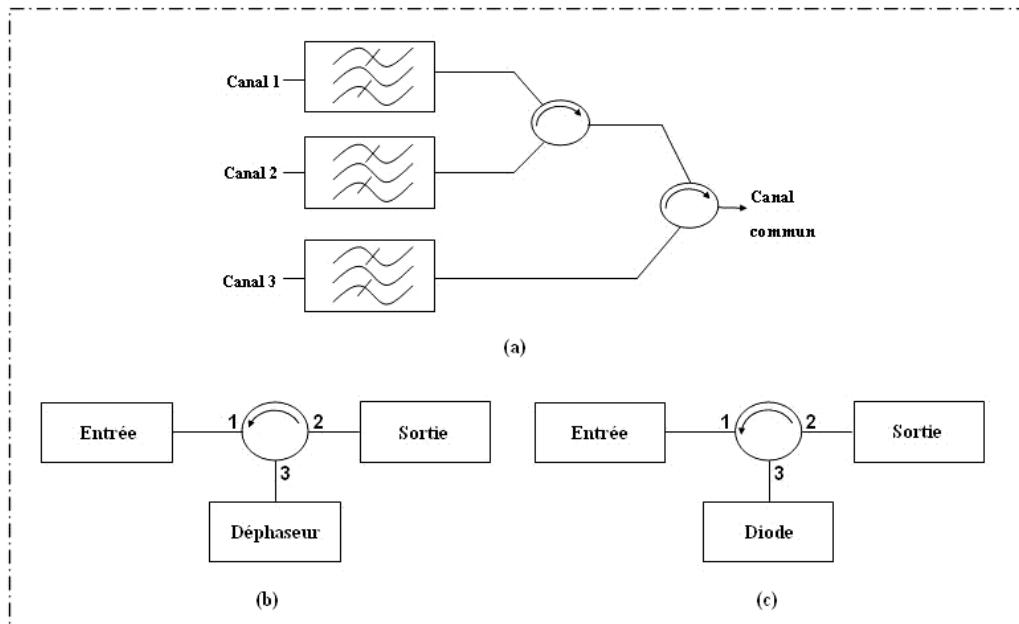


Figure I-12 : Quelques utilisations typiques des circulateurs (a : démultiplexeur ; b : déphaseur ; c : amplificateur à résistance (négative)).

Il existe bien évidemment différentes variétés de circulateurs qui se distinguent en fonction du niveau de puissance et de la bande de fréquence de transmission. La plupart des systèmes de télécommunications sont fabriqués à

l'aide de circulateurs actifs ou passifs. La configuration et la conception de circulateurs actifs sont bien détaillées dans l'étude bibliographique effectuée en 2000 par Bayard [I-3]. La fonction de circulation de ces familles de composants ne permettrait pas d'atteindre les objectifs fonctionnels fixés ici par le cahier des charges qui sera détaillé par la suite. Nous ne traiterons donc ici que des circulateurs de type passif.

Nous avons distingué deux types de circulateurs passifs : les circulateurs à éléments distribués et ceux à élément localisés. Tous sont des circulateurs discrets passifs dont les propriétés de non-réciprocité sont apportées par les matériaux ferrimagnétiques et qui présentent de bonnes performances.

I.3.2 Les circulateurs à éléments distribués

Le circulateur à éléments distribués est développé à partir de la fin des années 50. Son importance dans les systèmes radars et dans les circuits RF a favorisé l'essor de ce type de composants hyperfréquences. Les circulateurs à jonction Y, à élément distribués, sont les plus couramment utilisés car leur processus de fabrication, relativement simple, est bien contrôlé, ce qui permet de les réaliser à moindre coût.

A l'origine, ces circulateurs ont été réalisés dans les années 60 en technologie triplaque par H. Bosma, qui est le premier scientifique à publier une théorie complète décrivant le fonctionnement de ce type de dispositif. Les circulateurs à jonction Y peuvent être réalisés selon différentes technologies. A titre d'exemple, on trouvera les guides d'onde, à déplacement de champ, à effet Faraday, les guides triplaque, microruban, et coplanaire.

I.3.2.1 Circulateur à guide d'onde

Le circulateur à jonction Y en guide d'ondes comporte trois voies à 120° les unes des autres autour d'un corps central où se trouve l'élément en ferrite qui confère au circulateur sa non-réciprocité (Figure I-13). Les dimensions de l'élément de ferrite et du guide ainsi que la valeur du champ magnétique polarisant extérieur sont telles qu'une onde entrant sur la voie 1 est reçue sur la

voie 2, qu'une onde présente en voie 2 est transmise à la voie 3 et qu'une onde entrant sur la voie 3 est transmise sur la voie 1.

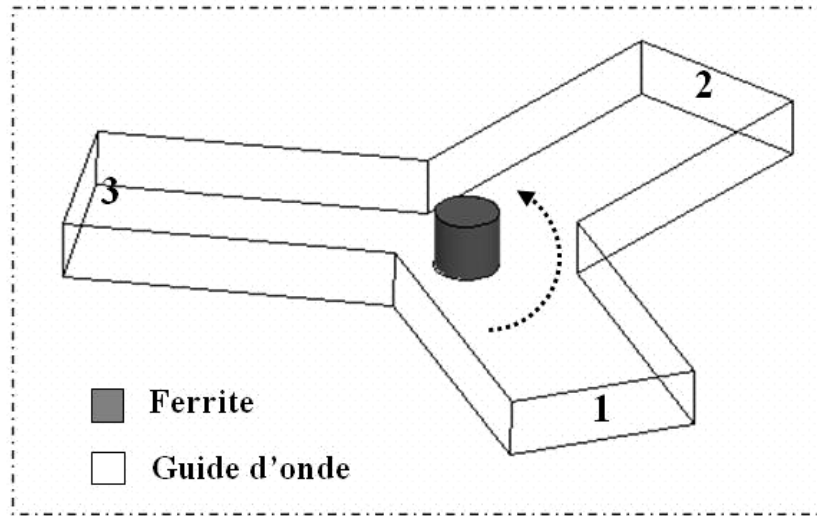


Figure I-13 : Circulateur à guide d'ondes.

Plusieurs configurations ont été réalisées; à titre d'exemple la plus simple est celle de E. YUNG [I-5] dont l'épaisseur de ferrite est égale à la hauteur du guide d'ondes (Figure I-14 (a)). Sur d'autres structures, des plaques de conducteur ont été ajoutées afin d'améliorer l'adaptation d'impédance (Figure I-14 (b)). Enfin, d'autres versions ont choisi de réduire l'épaisseur de ferrite et de remplacer les zones libérées par des diélectriques afin de minimiser les pertes dues aux matériaux et d'avoir ainsi de meilleures performances (Figure I-14 (c)).

Les guides d'ondes doivent respecter des cotes bien spécifiques en fonction de la fréquence. Ainsi, ce type de circulateur va rencontrer des difficultés aux longueurs d'ondes millimétriques. En effet, il devient difficile de fabriquer avec précision les éléments en ferrite car ceux-ci doivent alors avoir des diamètres inférieurs au millimètre.

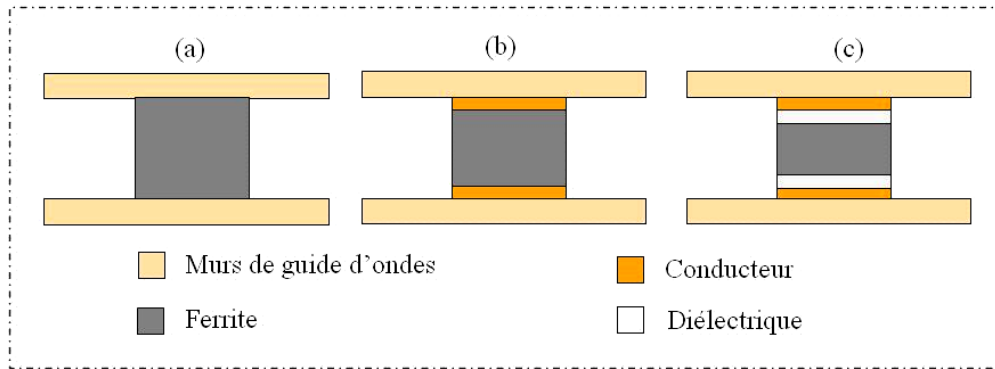


Figure I-14 : Différentes configuration de Circulateur à guide d'ondes.

I.3.2.2 Circulateur à déplacement de champ

Le circulateur Y à déplacement de champ en guide d'onde (Figure I-15) comporte lui aussi trois voies à 120° les unes des autres. Au centre du Y, se trouve le corps central avec les éléments qui confèrent au circulateur sa non-réciprocité. Ces éléments comprennent un prisme de ferrite triangulaire, auquel est appliqué un champ magnétique continu vertical. Sur chacune des faces du prisme sont apposées des plaquettes résistives capables d'absorber un champ électromagnétique qui les traverse [I-6].

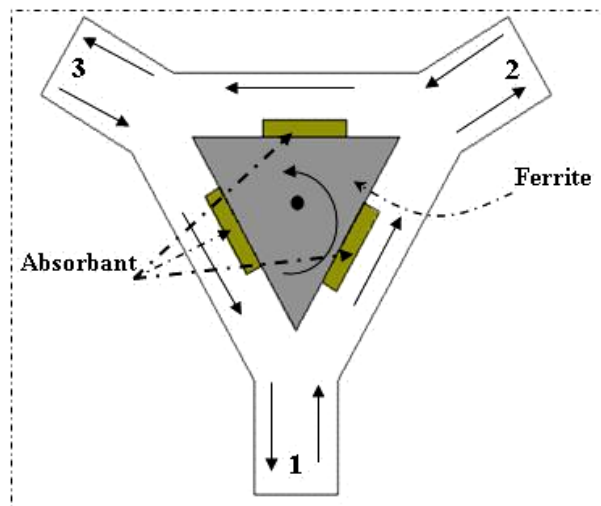


Figure I-15 : Circulateur en Y utilisant le phénomène de déplacement de champ.

Le fonctionnement de ce type de circulateur est basé sur le phénomène de déplacement de champ qui se manifeste dans chacune des jonctions correspondant aux trois faces du prisme. Dans un sens de propagation (par exemple de l'accès 1 vers l'accès 2), le champ électromagnétique circule dans la

zone libre du guide. Dans le sens inverse (de l'accès 2 vers l'accès 1) la propagation se trouve déplacée vers le noyau central et l'onde va traverser le matériau à pertes où elle va être absorbée ne pouvant ainsi ressortir par l'accès 1. Ce phénomène existe entre les différents accès et dépend des dimensions des éléments et du champ magnétique appliqué. Finalement, une onde entrant dans la voie 1, 2 ou 3 ne peut donc sortir respectivement que par la voie 2, 3 ou 1.

I.3.2.3 Circulateur à effet Faraday

Comme son nom l'indique, ce circulateur utilise l'effet Faraday afin d'assurer son fonctionnement. Le circulateur à rotation Faraday (Figure I-16) est constitué de passages de guides d'ondes circulaires et rectangulaires [I-6]. Un cylindre de ferrite est positionné à l'intérieur du guide d'onde circulaire central. Le ferrite est polarisé selon l'axe du cylindre. La longueur du cylindre de ferrite et le champ magnétique de polarisation sont dimensionnés de telle sorte que l'onde subisse (par effet Faraday) une rotation de 45° .

Une onde entrant sur le port 1 est transmise au port 2, une onde entrant au niveau du port 2 ressort sur le port 3 et ainsi de suite. Il s'agit alors d'un circulateur à quatre voies.

Ce circulateur permet d'obtenir des pertes d'insertions inférieures à 0.5 dB et une faible bande passante. Ces circulateurs sont utilisés dans les domaines des fréquences très élevées, lorsque l'on se rapproche du domaine optique.

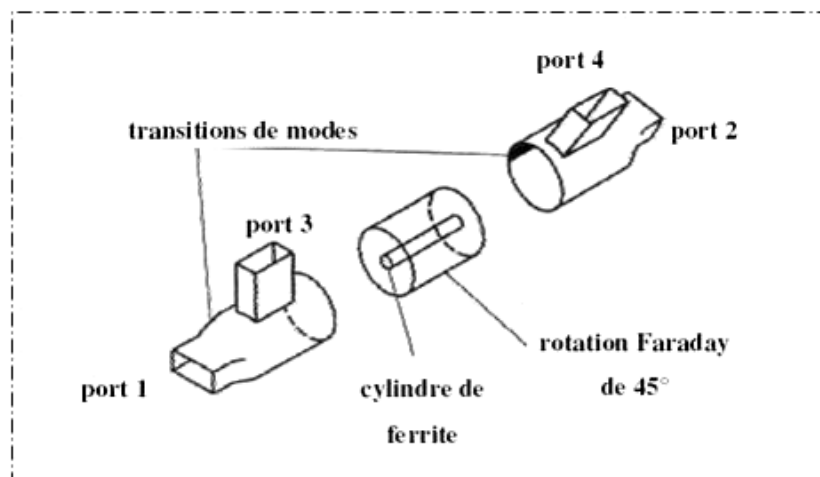


Figure I-16 : configuration d'un circulateur à rotation Faraday.

I.3.2.4 Les circulateurs triplaque

Le circulateur triplaque à jonction Y est le plus utilisé pour des applications de type signal, c'est-à-dire pour les cas où les niveaux de puissance sont modestes. Le cœur de ce circulateur en technologie triplaque se compose de trois lignes d'accès orientées à 120° les unes des autres et reliées à un disque central métallique (cf. Figure I-17 (b)). Ce conducteur est inséré entre deux pastilles de ferrite de forme identique à celle du disque central. Deux plans de masse sont situés de part et d'autre de la structure, l'espace entre les deux plans de masse est un matériau diélectrique (cf. Figure I-17 (a)). Deux aimants situés de part et d'autre de la structure créent un champ magnétique statique H_0 qui polarise le disque central dans la direction perpendiculaire.

Le principe de fonctionnement d'un circulateur à jonction Y à ferrite, décrit par Bosma en 1962, est basé sur la résonance de deux modes propres des disques de ferrite, qui sont considérés comme ayant des murs électriques au niveau des faces supérieures et inférieures. Ainsi, les lignes d'accès sont supposées transporter uniquement des modes TEM; la périphérie du disque est considérée comme formant un mur magnétique sauf au niveau des voies d'accès (Figure I-17). La majorité des publications dans le domaine est basée sur les travaux de Bosma [I-4]. Nous développerons le fonctionnement du composant ainsi que son dimensionnement dans le chapitre III de ce manuscrit.

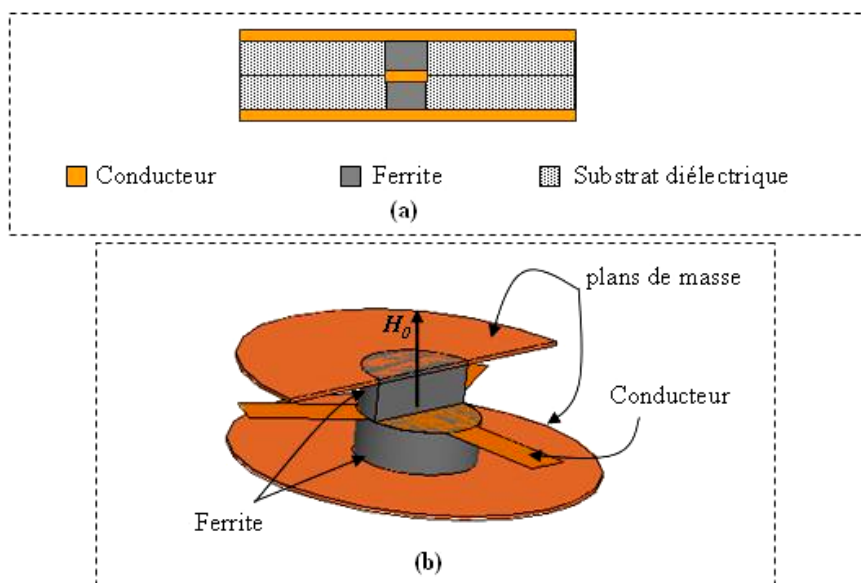


Figure I-17 : Configuration du circulateur triplaque en Y [I-4] : (a) vue en coupe, (b) vue en 3D.

Une autre approche pour décrire le fonctionnement de circulateur en technologie triplaque a été proposée par C.E. Fay & R.L. Comstock [I-7] en 1964. Ils ont montré que les disques de ferrite peuvent être considérés comme des cavités résonantes. En l'absence de polarisation, les cavités présentent un seul mode de résonance et il existe un régime d'ondes stationnaires à l'intérieur de la structure.

Plusieurs formes géométriques peuvent être utilisées pour le conducteur central et les éléments de ferrite d'un circulateur à jonction Y (cf. Figure I-18). La structure triangulaire a été proposée par J. Helszajn [I-8]. Certains avantages en termes de performances par rapport à la structure circulaire ont été démontrés. Dans son étude, Helszajn a fabriqué deux circulateurs fonctionnant autour de 9 GHz, l'un avec un conducteur circulaire, l'autre avec un conducteur triangulaire. Les résultats obtenus attribuent au circulateur triangulaire des pertes de l'ordre de 0,5 dB et une bande passante de l'ordre de 8,8% à 20 dB. Par contre pour la version circulaire, les pertes d'insertions s'élèvent à 0,6 dB et la bande passante est seulement de 4,4%. En conclusion, cette étude montre qu'apparemment le circulateur de forme triangulaire permet d'obtenir des pertes d'insertion légèrement plus faibles et une bande passante plus importante.

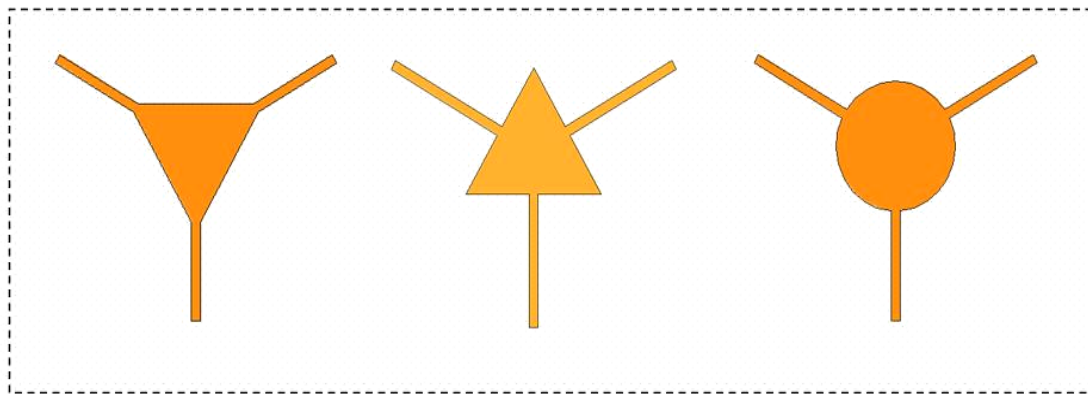


Figure I-18 : Géométries utilisées pour définir le conducteur central.

Ces études ont été confirmées par une modélisation numérique effectuée sous Ansoft HFSS par E. Bènevent [I-9] pour un circulateur à configuration coplanaire fonctionnant autour de 40 GHz avec de l'hexaferrite de baryum (BaM). Les résultats de modélisation (cf. Tableau I-1) montrent que les performances attendues d'un circulateur au design triangulaire semblent supérieures à celles d'un circulateur circulaire.

	Forme circulaire	Forme triangulaire
Pertes d'insertions (dB)	-4,03	-2,88
Isolation (dB)	-18,94	-22,12
Réflexion (dB)	-7,56	-8,45

Tableau I-1 : Comparaison entre les performances d'un circulateur coplanaire triangulaire et circulaire [I-9].

I.3.2.5 Circulateur microruban

Un circulateur à jonction Y en technologie microruban se compose d'un substrat métallisé en face arrière sur lequel est déposé un conducteur central associé à trois lignes d'accès (cf. Figure I-19). Le disque de ferrite doit être inséré dans le substrat (drop-in) et placé sous le conducteur central.

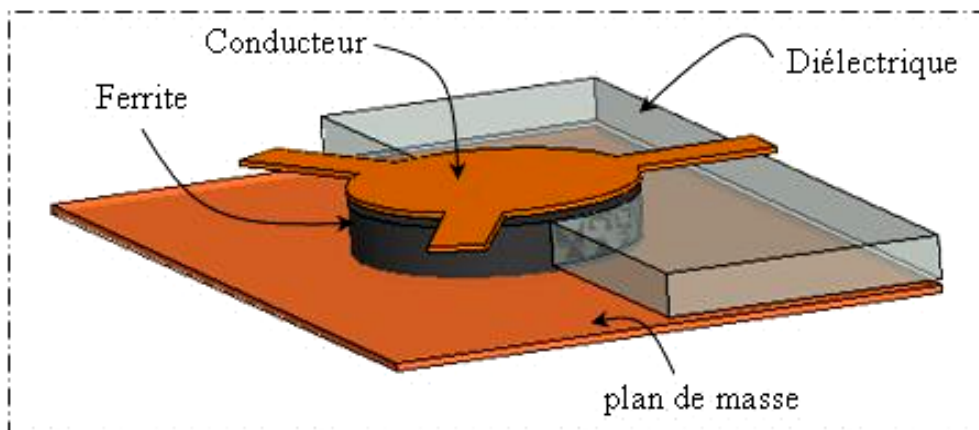


Figure I-19 : Configuration du circulateur microruban en Y [I-10].

How, Oliver et al. en 1998 [I-10] ont proposé un circulateur à jonction-Y en technologie microruban fonctionnant dans la bande X (8,2-12,4 GHz). Une couche de ferrite (YIG monocristallin) d'épaisseur égale à 100 microns est déposée indirectement sur un substrat silicium (cf. Figure I-20). Les performances obtenues pour ces structures sont satisfaisantes : les pertes d'insertion sont inférieures à 1 dB dans une bande de fréquence exploitable de 1GHz centrée sur 9,5 GHz.

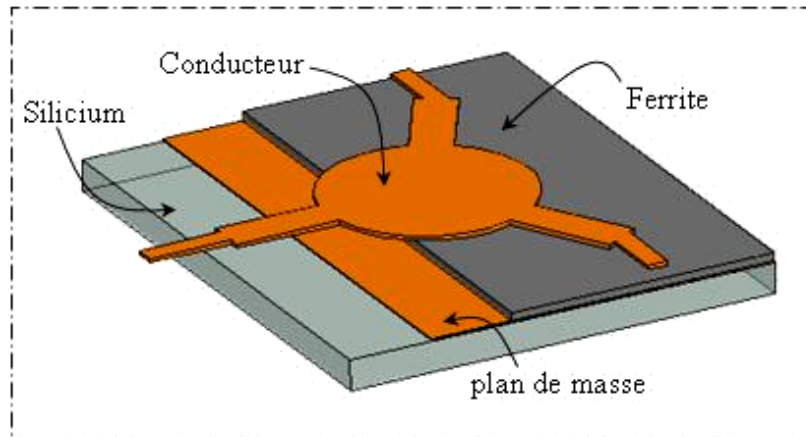


Figure I-20 : Circulateur microruban proposé par How [I-10].

En outre, dans la bande U (40-60 GHz), et en technologie microruban le disque de ferrite peut être remplacé par une sphère (Figure I-21) afin de contourner la difficulté de réalisation des disques de ferrites massifs et très minces. R.S.Chen [I-11] a étudié et réalisé un circulateur en technologie microruban fonctionnant avec une sphère de ferrite.

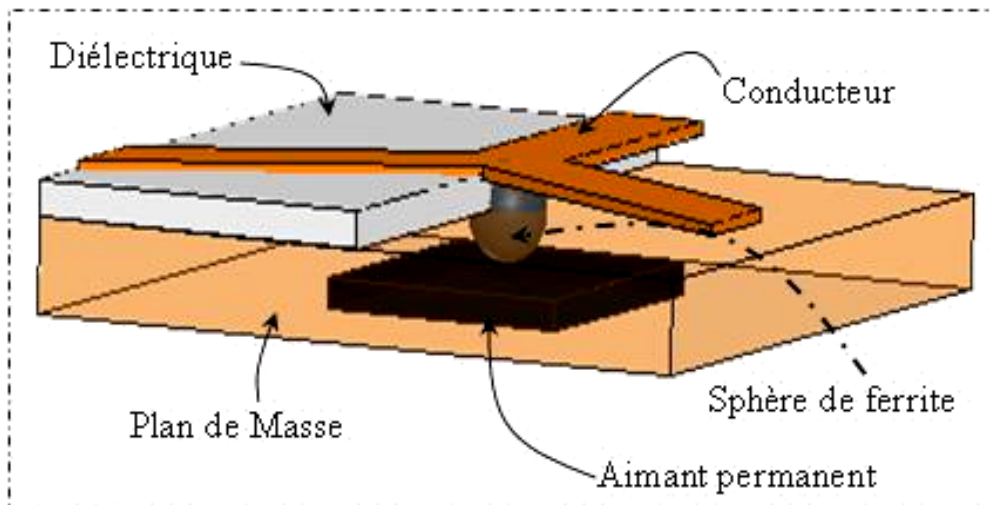


Figure I-21 : Configuration d'un circulateur avec une sphère [I-11].

Un autre circulateur microruban a été réalisé par A. Guennou [I-12] en 2007. L'objectif du travail était de démontrer la faisabilité de circulateurs miniatures dans les bandes centimétriques. Le plan de masse du circulateur, ses rubans conducteurs et sa jonction sont obtenus avec des couches d'or de 8 μm d'épaisseur. Les lignes d'accès sont déposées sur le substrat de ferrite et reliées à

des lignes 50Ω (Figure I-22). Les paramètres S mesurés du circulateur à ferrite aimanté par un aimant de type N48, montrent quelques différences acceptables entre les résultats théoriques et les résultats expérimentaux essentiellement dues à la forte non-uniformité du champ interne dans le matériau magnétique.

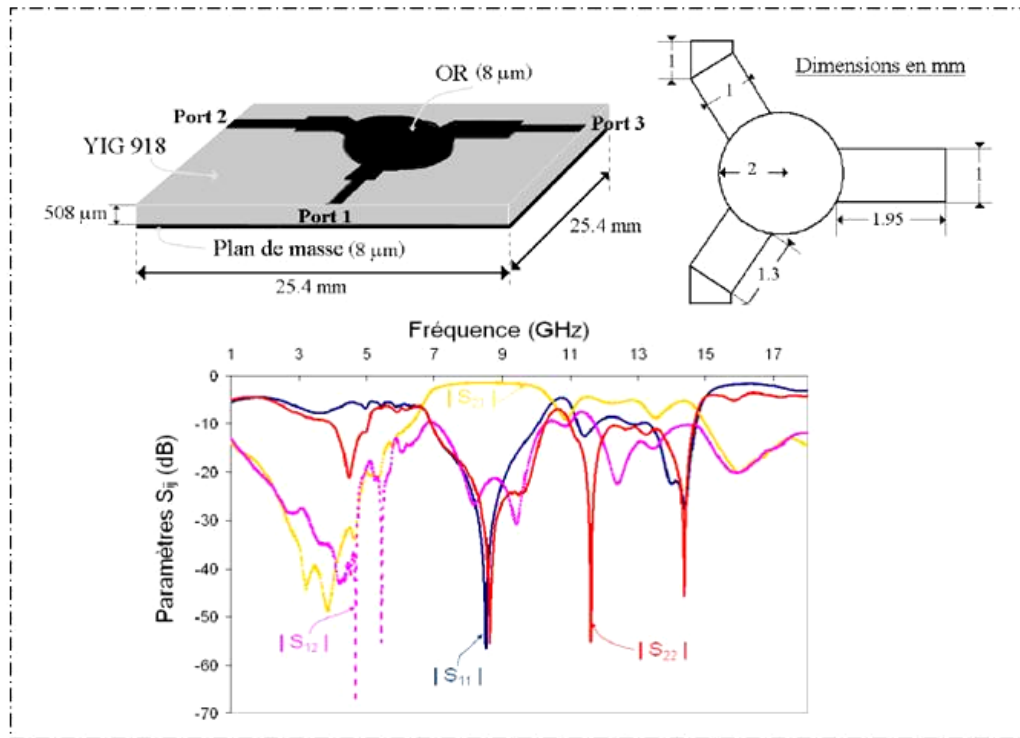


Figure I-22 : Configuration du circulateur proposé par Guennou [I-12] et les performances obtenus.

Des travaux assez récents publiés par A. Yalaoui [I-13], consistaient à développer des circulateurs planaires en technologie microruban fonctionnant à température cryogénique. L'architecture de ce circuit est de type « drop-in », où le substrat est composé d'une plaque de céramique de $635 \mu\text{m}$ d'épaisseur dans laquelle est inséré un disque de ferrite de 6 mm de rayon (Figure I-23). Des simulations sur le modèle électromagnétique du circuit ont été effectuées afin d'étudier le nombre de sections de transformateur quart d'onde à utiliser pour l'élargissement de la bande de fréquence de fonctionnement. Ensuite, plusieurs prototypes ont été réalisés et mesurés et les résultats obtenus montrent un bon fonctionnement en terme de pertes d'insertions qui sont de l'ordre de $1,8 \text{ dB}$, et de l'isolation qui est de l'ordre 20 dB dans la bande C ($4\text{-}8 \text{ GHz}$) (Figure I-23).

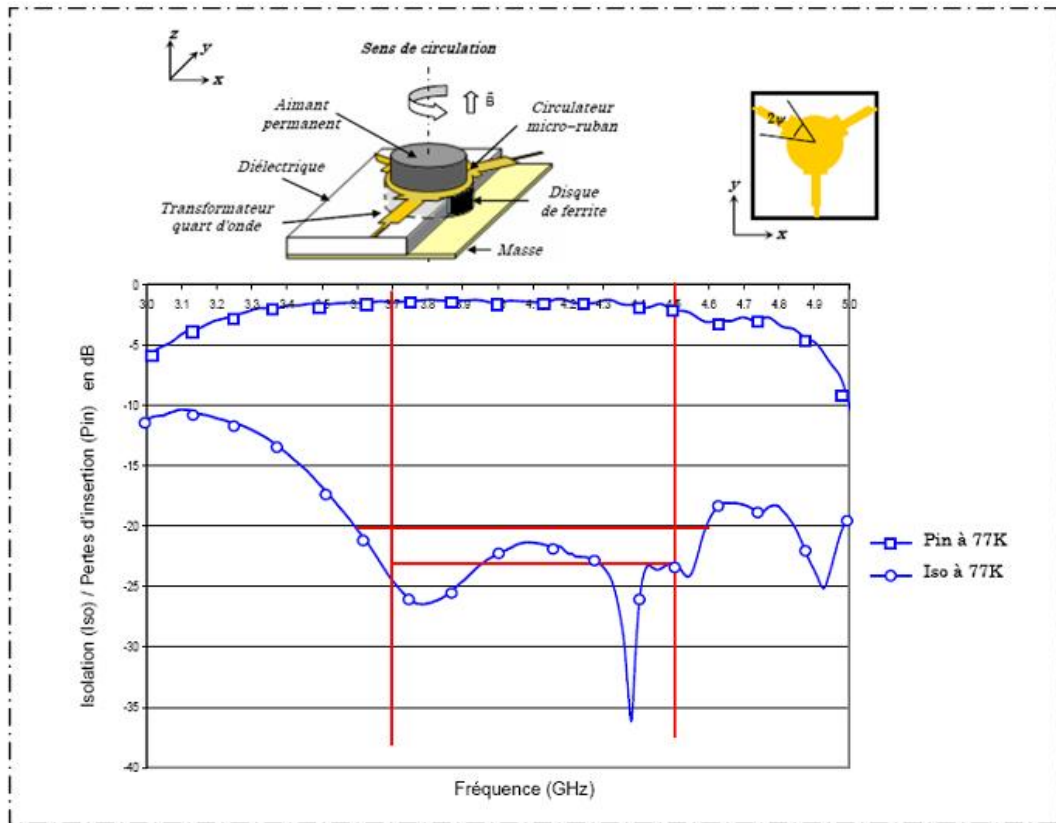


Figure I-23 : Configuration du circulateur proposé par Yalaoui [I-13] et les résultats obtenus

I.3.2.6 Les circulateurs coplanaires

Les études de circulateurs à jonction Y en technologie coplanaire et utilisant des matériaux ferrites sont de plus en plus fréquentes (à l'origine, ces circulateurs étaient principalement réalisés à partir de technologie microruban ou triplaqué). Leur processus de fabrication, relativement simple, permet en effet de gagner en coût de fabrication. La fréquence de fonctionnement du circulateur coplanaire est variable et s'étend de quelques Mégahertz jusqu'à plusieurs dizaines de Gigahertz.

Les caractéristiques de ces circulateurs sont compatibles avec celles des isolateurs à déplacement de champ. En effet, en règle générale, leurs pertes d'insertion sont faibles, strictement inférieures à 0,5 dB, et leur isolation est généralement comprise entre 20 et 30 dB. Selon l'application souhaitée la bande passante doit être plus ou moins importante. Afin d'intégrer ce composant électronique dans les modules hyperfréquences, il convient donc d'utiliser des matériaux magnétiques possédant une faible épaisseur. Couramment les

matériaux ferrimagnétiques sont utilisés en couches massives. Cependant notre cas d'étude s'oriente vers l'utilisation de couches minces de ferrites.

Les circulateurs actuellement commercialisés sont réalisés à base de matériaux ferrites massifs, généralement des grenats d'épaisseur de l'ordre du millimètre [I-14].

Une grande partie des travaux sur les circulateurs coplanaire concerne la bande X. Les structures étudiées sont très diverses et la plupart d'entre elles optimisent la dimension de la hauteur du matériau ferrite.

N. Ogasawara et M. Kaji [I-15] en 1971 ont réalisé et testé expérimentalement différentes structures coplanaires. L'élément de ferrite est polarisé de manière perpendiculaire par rapport à sa surface (cf. Figure I-24 (b, c)). Le phénomène de circulation a été mis en évidence, mais parmi ces structures, celle avec un substrat de ferrite ne fonctionne pas (cf. Figure I-24 (a)), Pour les autres, de meilleures performances sont obtenues.

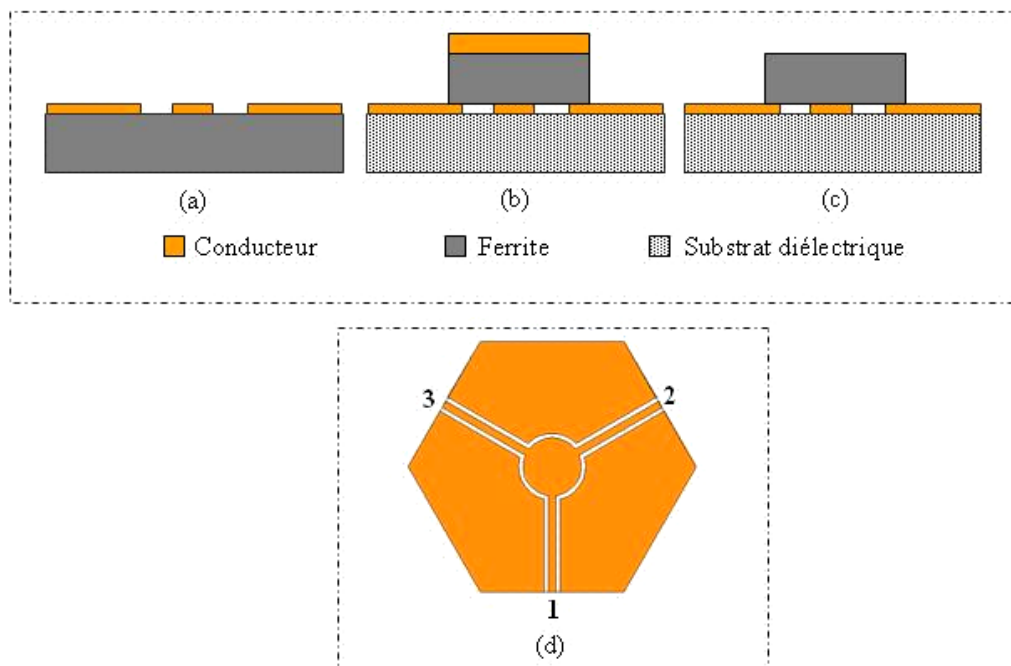


Figure I-24 : Configuration physique des différentes structures proposé par Ogasawara [I-15]: (a, b, c) vues en coupe de trois configurations différentes (d) vue de dessus de la structure coplanaire.

Une autre structure coplanaire a ensuite été présentée par K. Koshiji et E. Shu [I-16] en 1986. La configuration est toujours composée des trois lignes d'accès orientées à 120° qui constituent le conducteur central et sont entourées par trois plans de masse latéraux. Deux topologies sont présentées : une première

structure avec un disque de ferrite placé sur le conducteur central et une deuxième structure avec deux disques magnétiques installés de part et d'autre du conducteur central (cf. Figure I-25). Les résultats obtenus montrent de bonnes performances (cf. Figure I-26) : fréquence centrale de 9.56 GHz, champ magnétique DC appliqué de 7000 Oe, bande passante à 10 dB de 4.8%, pertes d'insertion inférieures à 0.8 dB et isolation maximale de 19.1dB.

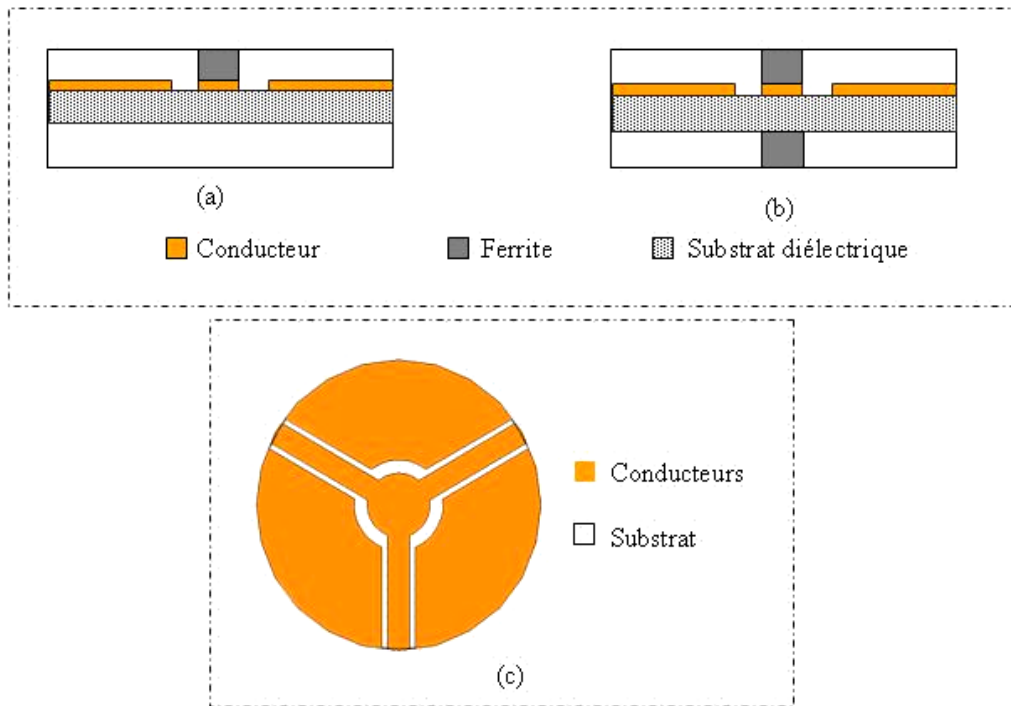


Figure I-25 : Configuration physique des différentes structures proposées par Koshiji [I-16] : (a, b) vues en coupe, (c) vue de dessus.

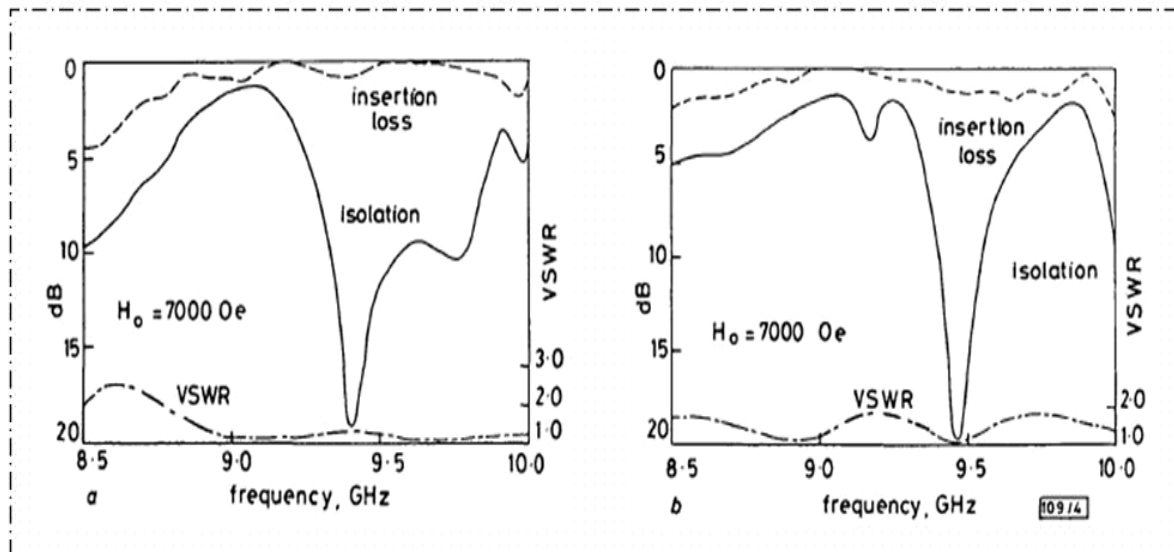


Figure I-26 : Résultats de mesure en termes de pertes d'insertion et d'isolation pour les différentes versions [I-16].

D'autres travaux sur des structures coplanaires ont été menés par K.Oshiro & al. [I-17] en 2004/2005. Le dispositif fabriqué a été modélisé à partir de la méthode des éléments finis. Le circulateur de dimensions $10 \times 10 \times 2$ mm³ fonctionnant entre 4 et 8 GHz a été réalisé en technologie coplanaire à partir de deux substrats de ferrite YIG massif d'épaisseur égale à 500 μ m (Figure I-27) Le conducteur central et les plans de masse sont réalisés en cuivre (de 10 μ m d'épaisseur).

En termes de performances, on observe une concordance entre les résultats de simulation et de mesure (Figure I-28). En effet, Les pertes d'insertions sont de l'ordre de 4,9 dB et l'isolation de 28 dB et la bande de fréquence de travail centrée sur 8 GHz.

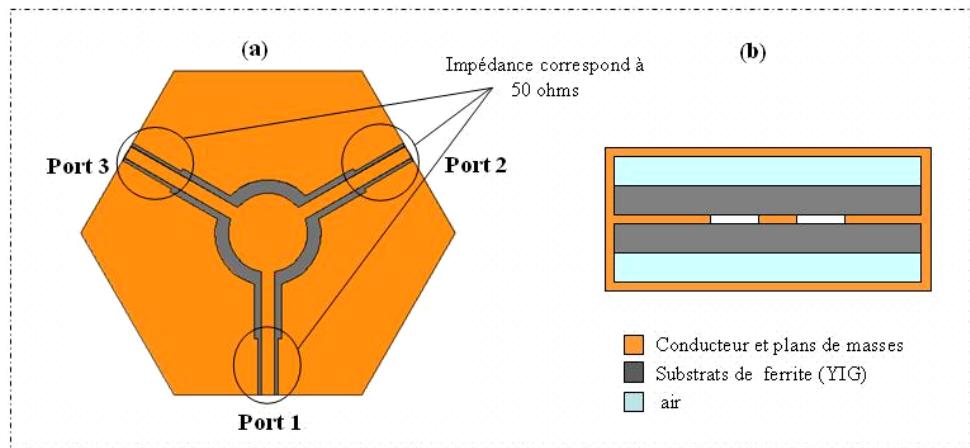


Figure I-27 : Structure d'un circulateur coplanaire proposée par Oshiro [I-17] : (a) vue de dessus, (b) vue en coupe.

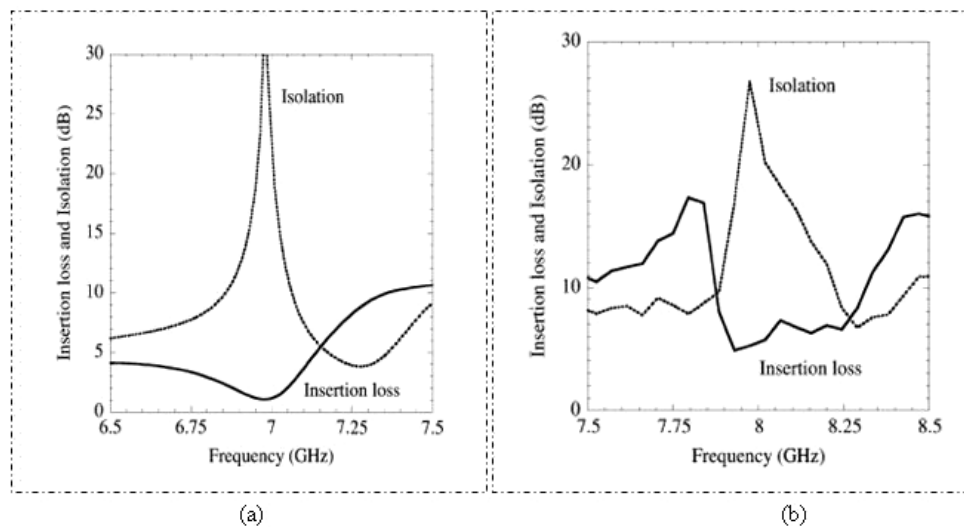


Figure I-28 : Performance de dispositif d'Oshiro [I-17] : (a) HFSS, (b) mesure.

Des travaux très récents ont été menés par E. Bénévent [I-9] en 2006. Le dispositif étudié à partir de modélisation sous HFSS montre une structure miniature fonctionnant entre 40 et 50 GHz. La structure utilise une couche mince de BaM de 10 μm d'épaisseur. Dans ces travaux, plusieurs structures ont été testées (Figure I-29).

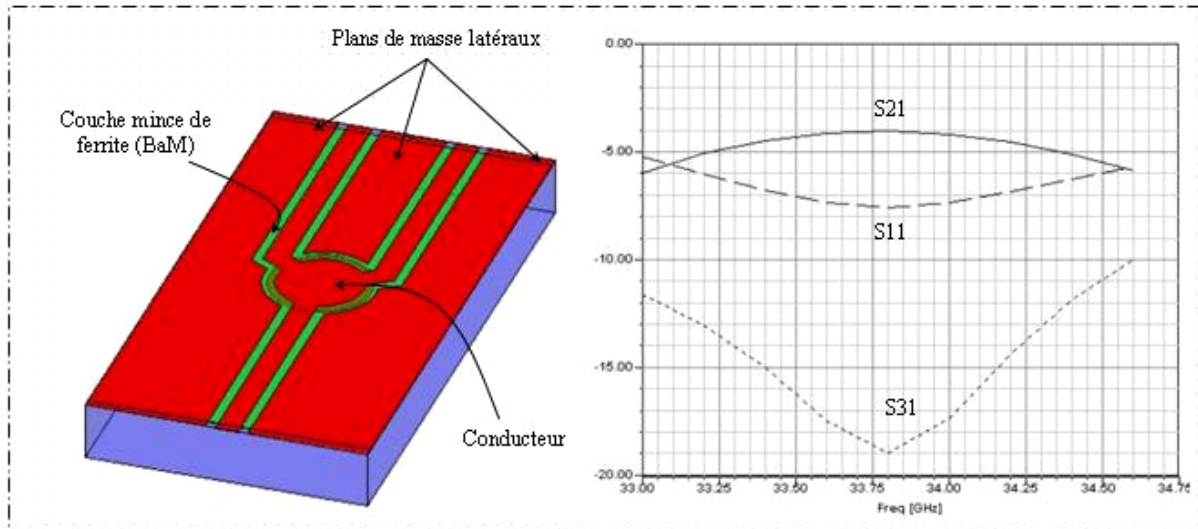


Figure I-29 : Configuration de circulateur proposée par E. Bénévent [I-9] et performances obtenues sous HFSS.

Depuis quelques années les solutions de type coplanaire sont étudiées pour plusieurs raisons :

- simplifier le procédé de fabrication (les plans de masse étant situés sur une même surface et dans notre cas un plan de masse inférieur non-connecté),
- réduire le coût (le fait que les plans de masses soient situés sur le même plan diminue le nombre d'étapes technologiques de fabrication),
- et aussi en faciliter la mesure (tous les potentiels étant sur une seule face du composant).

La fréquence de fonctionnement du circulateur varie depuis les Mégahertz jusqu'à plusieurs dizaines de Gigahertz selon l'application visée.

Les performances requises pour les circulateurs sont en général les suivantes :

- des pertes inférieures à 1 dB pour la transmission,
- une isolation supérieure à 20 dB.

➤ En ce qui concerne la bande passante, les besoins sont variables. Dans le cas par exemple d'un circulateur en bande X utilisé dans les applications militaires, la bande passante doit être la plus large possible tout en conservant de faibles pertes magnétiques.

Un des objectifs actuels recherché est la miniaturisation voire l'intégration dans les modules hyperfréquences. L'obstacle majeur que l'on rencontre alors est lié aux matériaux magnétiques qu'il faudra utiliser avec de faibles épaisseurs (couches minces).

I.3.3 Circulateur à éléments localisés

Le principe du circulateur à éléments localisés consiste à implanter des inductances et des capacités (réalisées à l'aide de conducteurs) sur un substrat de ferrite (Figure I-30). Les conducteurs doivent être orientés d'un angle de 120° , afin de conserver la symétrie électrique et garantir l'isolation du dispositif. Lorsque le matériau ferrite est aimanté un phénomène de circulation apparaît. Le circulateur à éléments localisés agit donc avec le couplage non-réciproque d'un accès à l'autre par l'intermédiaire des éléments inductifs.

La taille du dispositif devient plus importante dans les gammes de fréquences VHF ou UHF. Les applications principales de ce type de structures se trouvent dans les systèmes de téléphone mobile GSM. Ces circulateurs peuvent être réalisés avec des technologies de type planaire : microruban, triplaque ou coplanaire.

Plusieurs travaux ont été menés sur ce type de circulateur, à titre d'exemple Konishi en 1965 et 1972 [I-18][I-19] a traité de l'élargissement de la bande passante de ce dispositif en technologie microruban. Miura [I-20] a présenté en 1996 un circulateur triplaque dont l'étude théorique est basée sur la méthode développée par Konishi. Les performances obtenues sont acceptables. Les pertes d'insertions de l'ordre de 0.35 dB, la bande passante à -20 dB est de l'ordre 5.8 % pour une fréquence de fonctionnement de l'ordre 860 MHz.

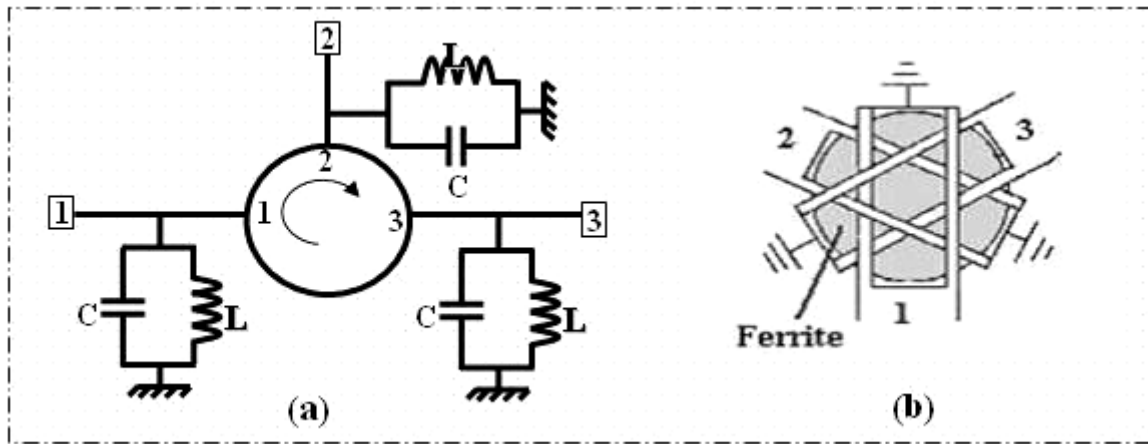


Figure I-30 : Circulateur à éléments localisés : (a) circuit équivalent, (b) le cœur du circulateur.

La conception des circulateurs à élément localisés utilisant des matériaux de ferrites, constitue une solution très intéressante pour les applications de la téléphonie mobile ; cela est dû à leur facile miniaturisation dans les bandes de fréquences basses. Par contre, ces composants présentent des pertes d'insertions importantes lorsqu'ils sont utilisés en hautes fréquences.

Nous avons présenté les différentes technologies planaires (triplaque, microruban et coplanaire) utilisées pour la réalisation de circulateurs de faible puissance. En conclusion de cette partie, nous pouvons dire que parmi les technologies présentées, nous avons retenu la technologie coplanaire, choix réalisé en accord avec nos partenaires. La minimisation du coût de fabrication obtenue grâce à la réduction du nombre d'étapes dans la réalisation a compté pour une grande part dans cette décision. A cela s'ajoute la plus grande facilité de connexion du circulateur avec le reste du système (souvent réalisé lui aussi en technologie coplanaire). La bande de fonctionnement se situera dans la bande X (autour de 10 GHz). Apparaît donc maintenant un des enjeux forts de l'étude, celui de la miniaturisation. Celle-ci ne peut se faire que si le circulateur peut fonctionner avec une couche mince de ferrite.

I.4 Conclusion

Dans ce chapitre, comme nous venons de le voir, nous avons porté une attention au isolateur, son principe et ces différentes topologies.

Les circulateurs se caractérisent par leur matrice de paramètres S ou matrice de répartition, dont les principales propriétés sont les pertes dans le sens de transmission, et l'isolation dans l'autre sens (sens bloquant). Les deux grandeurs caractéristiques les plus importantes pour le circulateur sont :

- dans le sens passant, les pertes d'insertion qui doivent être les plus faibles possibles (de l'ordre de 1 dB),
- dans le sens bloquant, le niveau d'isolation qui est sensiblement égal au niveau de réflexion et doit atteindre -20 dB.

Nous avons montré que ce composant se retrouve dans plusieurs modules d'émission/réception ainsi que dans d'autres applications hyperfréquences. Un des éléments qui freine l'intégration de ce composant est l'utilisation d'aimants permanents de part et d'autre part de la jonction centrale dont le rôle est de polariser le matériau ferrite, qui va influencer sur la propagation des ondes dans le ferrite et permettre ainsi la séparation des signaux.

Nous avons également présenté les divers moyens de fabrication des circulateurs faisant appel à diverses techniques et technologies, chacune ayant ses avantages et ses inconvénients. Deux classes de circulateurs existent : les actifs et les passifs. Le circulateur actif ne permettrait pas d'atteindre les objectifs fixés notamment en termes de fréquence de fonctionnement. Dans les composants passifs, nous avons distingué deux types : les circulateurs à élément distribués et ceux à éléments localisés. Tous deux sont des circulateurs discrets passifs dont l'utilisation de matériau magnétique est à l'origine de la non-réciprocité. Parmi ces deux types de circulateurs, ce sont ceux à éléments distribués qui nous intéressent, car ils sont plus adaptés à la montée en fréquence.

Avec l'objectif de développer un dispositif miniature, offrant des perspectives d'intégration à long terme, nous avons choisi de nous diriger vers la réalisation d'un circulateur en technologie coplanaire. Ce dispositif nous semble intéressant car il permet une limitation des étapes de fabrication. Pour que l'ensemble soit

fonctionnel, il convient d'utiliser des matériaux magnétiques de faible épaisseur. Habituellement, les couches ferrimagnétiques sont utilisées sous forme massives ou en couches minces. Dans le prochain chapitre nous allons présenter les caractéristiques de ce matériau utilisé.

I.5 Bibliographie du chapitre I

- [I-1] M.E. Hines, "Reciprocal and nonreciprocal modes of propagation in ferrite stripline and microstrip devices", IEEE Trans. MTT, Vol. 19, pp. 442-451, 1971.
- [I-2] C.P. Wen, "Coplanar waveguide: A surface strip transmission line suitable for nonreciprocal gyromagnetic device applications", IEEE Trans. MTT, vol. 17, pp. 1087-1090, 1969
- [I-3] B. Bayard, « Contribution au développement de composants passifs magnétiques pour l'électronique hyperfréquence », thèse de doctorat, Université Jean Monnet, Saint-Etienne, pp. 30-32, octobre 2000.
- [I-4] H. Bosma, "On Stripline Y-circulation et UHF", IEEE Trans. MTT, Vol.12, pp.61-72, Jan 1964.
- [I-5] E.K.N. Yung, D.X. Wang, R.S. Chen, "Ferrite circulators", Encyclopedia of RF and Microwave Engineering, vol.2, pp.1462, 2005.
- [I-6] P-F. Combes, R. Crampagne, « circuits passifs hyperfréquence : éléments passifs non réciproques ». Technique de l'ingénieur, traité Electronique, E1 404, 2002.
- [I-7] C.E. Fay and R.L.Comstock, "Operation of the Ferrite Junction Circulator", IEEE Trans. MTT, Vol.13, pp.61-72, January 1995.
- [I-8] J. Helszain, "Fabrication of very weakly and weakly magnetized microstrip circulators", IEEE Trans. MTT, Vol.46, No5, May 1998.
- [I-9] E. Bènevent, « Contribution à l'étude et à la réalisation d'un circulateur hyperfréquence à couche magnétique dans la bande 40-50 GHz », Thèse de Doctorat, Université Jean Monnet, Saint-Etienne, octobre 2006.
- [I-10] H. How, S.A. Oliver, S.W. McKnight, P.M. Zavracky, N.E. McGruer, C. Vittoria, R. Schmidt, "Theory and experiment of thin film junction circulator", IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., Vol. 46, N°11, pp 1645-1653, Nov. 1998.
- [I-11] R.S. Chen, E. K.N. Yung, "Analysis of Microstrip Circulator with a Ferrite Sphere", IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol. 1, pp 384-387, 2002.
- [I-12] A. Guennou, « Thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale, Brest, "Etude magnétostatique et électromagnétique de circulateurs miniatures pour les modules actifs émission/réception des systèmes de télécommunications », thèse de doctorat, Université de Bretagne occidentale, Brest, 2007.
- [I-13] A. Yalaoui, J.W. Tao, M. Maignan, C. Laporte, C. Zanchi, "Cryogenic Microstrip Ferrite Circulator Development for Superconductive Multiplexer Use", International workshop on microwave filters, october 2006.
- [I-14] Informations disponibles à l'adresse internet suivante :
<http://www.questmw.com>
- [I-15] N. Ogasawara, M. Kaji, "Coplanar-guide and slot-guide junction circulators", Electronics Letters, Vol. 7, N°9, pp. 220-221, 6th May 1971.
- [I-16] K. Koshiji, E. Shu, "Circulators using coplanar waveguide", Electronics Letters, Vol. 22, N°19, pp. 1000-1002, 11th Sep. 1986.
- [I-17] K. Oshiro, H. Mikami, S. Fujii, T. Tanaka, H. Fujimori, M. Matsuura, S. Yamamoto, "Fabrication of circulator with coplanar waveguide structure", IEEE Trans. Magnetics, Vol. 41, N°10, pp. 3550- 3552, Oct. 2005.
- [I-18] Y. Konishi, "Lumped element Y circulator", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-13 (6), pp. 852-864, Nov. 1965.
- [I-19] Y. Konishi, "New Theoretical Concept for Wide Band Gyromagnetic Devices", IEEE Trans. on Magnetics, pp. 505-508, Sept. 1972.

- [I-20] T. Miura, M. Kobayashi, Y. Konishi, “*Optimization of a Lumped Circulator Based on Eigenvalues Evaluation and Structural Improvement*”, IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., vol. 44, pp. 2648-2654, Dec. 1996.

Chapitre II

Etat de l'art et modélisation de
matériau magnétique

Chapitre II

Etat de l'art et Modélisation de matériau magnétique

Chapitre II	47
II.1 Introduction	49
II.2 Matériaux magnétiques	51
II.2.1 Généralités	51
II.2.2 Les Ferrites	51
II.2.2.1 Les différentes structures	53
II.2.2.1.1 Les spinelles	53
II.2.2.1.2 Les ferrites hexagonaux	53
II.2.2.1.3 Grenat de Fer et d'Yttrium	53
II.2.2.2 Principe d'aimantation d'un ferrite	55
II.2.2.2.1 Domaines de Weiss et parois de Bloch	55
II.2.2.2.2 Phénomène d'hystérésis	56
II.2.3 Technologies et procédures d'élaboration de ferrite	58
II.2.3.1 Procédé de réalisation de couches massives (Y101)	58
II.2.3.2 Processus de dépôt en couche mince (cible Y10)	58
II.2.3.2.1 Dépôt par vapeur chimique CVD (Chemical Vapor Deposition)	59
II.2.3.2.2 Dépôts par Ablation laser	59
II.2.3.2.3 Dépôt par pulvérisation cathodique	59
II.2.4 Caractérisation des matériaux magnétiques de type YIG	61
II.2.4.1 Etude du YIG massif (Y101)	62
II.2.4.1.1 Diagrammes de diffraction	62
II.2.4.2 Etude de couche mince de YIG (Y10)	63
II.2.4.2.1 Propriétés mécanique	64
II.2.4.2.2 Propriétés physico-chimiques	64
II.2.4.2.3 Propriétés morphologiques	65
II.2.4.2.4 Propriétés magnétiques	66

II.3 Propriétés des ferrites dans le domaine des micro-ondes.....	68
II.3.1 Approche du phénomène de non-réciprocité.....	68
II.3.2 Résonance gyromagnétique.....	69
II.3.3 Tenseur de perméabilité.....	73
II.3.3.1 Tenseur de Polder : matériaux saturés.....	73
II.3.3.2 Tenseur de perméabilité : matériaux non saturés.....	75
II.3.3.2.1 Le Modèle de Rado.....	75
II.3.3.2.2 Le Modèle de Schlömann.....	75
II.3.3.2.3 Le Modèle de Green & Sandy.....	76
II.3.3.2.4 Le Modèle de Igarashi et Naïto.....	77
II.3.3.2.5 Le Modèle de Gelin.....	77
II.4 Conclusion	80
II.5 Bibliographie du chapitre II.....	81

II.1 Introduction

Dans ce chapitre nous nous intéressons aux matériaux magnétiques de type ferrites et à la modélisation de leur comportement en hyperfréquences. La caractéristique la plus intéressante pour nous est la propagation non-réciproque, induite par les propriétés anisotropes de ce type de matériaux. C'est ce phénomène qui est à la base du fonctionnement des circulateurs à ferrite et d'autres dispositifs micro-ondes.

Nos travaux ont pour objectif la réalisation de circulateurs à base de couches magnétiques de YIG (Grenat de Fer et d'Yttrium) fonctionnant autour de 10 GHz. Le choix de ce matériau pour notre dispositif est principalement lié aux raisons suivantes :

- Ce matériau est disponible à la fabrication au sein du laboratoire DIOM
- C'est un ferrite doux qui possède une fréquence de résonance autour de 20 GHz. Comme le circulateur est un composant qui fonctionne hors résonance, le YIG constitue donc un excellent candidat pour la fabrication de tels dispositifs pour des applications autour de 10 GHz.

Pour utiliser correctement ces matériaux magnétiques, il est important de connaître leurs propriétés, leurs modes d'élaboration et de caractérisation. Ainsi, nous présentons, dans un premier temps, les différentes classes de ferrite avec une attention particulière pour le YIG.

Ensuite, nous décrivons les mécanismes d'aimantation du ferrite (domaines de Weiss et parois de block, cycle d'hystérésis). Les ferrites (massifs et minces) peuvent être élaborés par de nombreux procédés technologiques. Différents procédés de fabrication sont présentés, en particulier la procédure de dépôt par pulvérisation cathodique qui est utilisée au laboratoire DIOM. Les différentes caractérisations physico-chimiques et magnétiques des couches massives et minces de YIG sont présentées.

Enfin nous définissons les différentes catégories de matériaux magnétiques en fonction de l'orientation de leurs moments magnétiques. Une étude sur le comportement dynamique des ferrites partiellement et entièrement magnétisés

dans le domaine des micro-ondes est présentée, ainsi que quelques modèles du tenseur de perméabilité dans le cas de ferrites partiellement aimantés.

II.2 Matériaux magnétiques

II.2.1 Généralités

Les matériaux magnétiques sont constitués d'atomes, molécules, ou ions, qui possèdent un moment magnétique permanent. Généralement ces matériaux utilisés dans le domaine des radiofréquences et des hyperfréquences sont ferrimagnétiques, ce sont plus particulièrement des ferrites (oxydes ferrimagnétiques). La classe des ferrites peut être subdivisée en trois principales familles structurales :

- les spinelles $X_3Fe_2O_4$ (X : métal bivalent = Co, Ni, Zn ...)
- les ferrites hexagonaux (ex. hexaferrite de Baryum $Ba_3Fe_{12}O_{19}$ type uniaxial)
- les grenats $X_3Fe_5O_{12}$ (X : terre rare ou yttrium), dont le plus connu est le grenat de fer et d'yttrium (YIG) : $Y_3Fe_5O_{12}$.

II.2.2 Les Ferrites

Depuis 1940 Louis Néel a commencé à élaborer sa théorie du ferrimagnétisme et l'a appliquée à l'ensemble des ferrites avec succès. Désormais cette théorie décrit essentiellement les propriétés magnétiques statiques de ces matériaux : aimantation à saturation et températures de transition.

Les ferrites possèdent des propriétés magnétiques similaires à celles des ferromagnétiques mais s'en distinguent doublement par le fait que :

- ils ne sont pas conducteurs.
- ils présentent une aimantation bien plus faible. En effet, les ions magnétiques d'un ferrite occupent deux types de sites A et B du réseau cristallin. Les moments magnétiques du site A pointent dans la direction opposée à ceux du site B, contrairement aux ferromagnétiques où les moments magnétiques sont tous uniformément alignés.

Sur la Figure II-1 ci dessous, les courbes des aimantations spontanées $M_a(T)$ et $M_b(T)$ respectivement des sous réseaux A et B sont tracées. L'aimantation

globale du milieu, inscrite en pointillée, est donc nettement plus faible que pour un ferromagnétique. Quand la température augmente, l'agitation thermique entraîne une diminution de l'aimantation spontanée. Au delà de la température de Curie, l'énergie d'échange décroît, le comportement du ferrite devient paramagnétique.

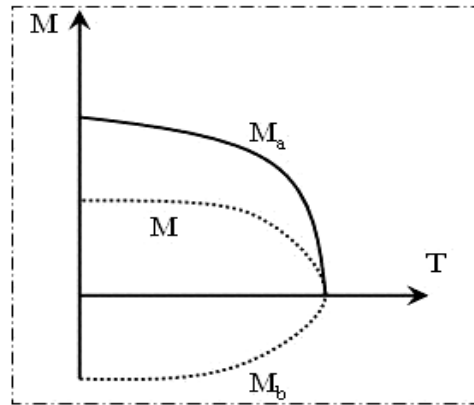


Figure II-1 : Alignement des moments magnétiques dans un corps ferrimagnétique

On appelle ferrite « dur » un ferrite « difficile » à aimanter présentant des champs coercitif et d'anisotropie élevés ($H_c > 100$ kA/m). Un « ferrite doux » est un ferrite « facile » à aimanter présentant des champs coercitif et d'anisotropie faibles ($H_c < 10$ kA/m).

Dans nos travaux de recherche, nous nous sommes intéressés aux ferrites doux pour les hyperfréquences utilisés dans des dispositifs fonctionnant de 0,1 à 100 GHz. Ces ferrites sont du type grenat comme le grenat de fer et d'yttrium (YIG) de formule $Y_3Fe_5O_{12}$. Ce matériau fait l'objet d'études et de caractérisations au laboratoire.

Dans le domaine des hyperfréquences, de fortes aimantations sont recherchées. L'aimantation à saturation est associée à une fréquence caractéristique f_M ($\gamma\mu_0 M_s$) se définissant par la valeur $\mu_0 M_s$. Les recherches de nouvelles structures atomiques ont conduit à trois grands groupes de composants ferrimagnétiques, qui diffèrent essentiellement par leur valeur de f_M .

II.2.2.1 Les différentes structures

II.2.2.1.1 Les spinelles

La composition chimique de cette structure s'écrit sous la forme $MOFe_2O_3$, où M est un ion métallique divalent.

(Avec $Me=Mg^{2+}, Mn^{2+}, Fe^{2+}, Ca^{2+}, Ni^{2+}$).

Ces ferrites sont utilisés pour des fréquences allant de 1 à 15 GHz, et particulièrement dans la bande X (8.2-12.4 GHz). Les principales applications des spinelles sont les dispositifs à composants inductifs linéaires.

II.2.2.1.2 Les ferrites hexagonaux

Les ferrites hexagonaux sont habituellement des matériaux magnétiques, ayant une forte coercivité, ce qui les distingue des spinelles et des grenats, et ils peuvent être utilisés comme aimants permanents. En contrepartie, leur largeur de résonance à mi-hauteur et leur amortissement sont bien plus importants que ceux du YIG.

L'aimantation à saturation du BaM décroît à peu près linéairement dans un domaine de températures étendu. A une température de 20°C l'aimantation à saturation vaut 480 mT. Le point de Curie se situe à 450°C. Le champ d'anisotropie de l'hexaferrite de baryum est de 135 kA/m. Avec sa forte aimantation à saturation et son fort champ d'anisotropie le BaM peut agir à des hautes fréquences (40-50 GHz) et être utilisé dans des composants appropriés aux ondes millimétriques.

II.2.2.1.3 Grenat de Fer et d'Yttrium

Ce sont des composés chimiques de type $M^{3+}_3Fe^{3+}_5O_{12}$, où M est un ion d'yttrium ou d'une terre rare. Parmi tous ces composés, le grenat de fer et d'yttrium ($Y_3Fe_5O_{12}$) désigné en général par l'abréviation YIG (Yttrium Iron Garnet) est particulièrement intéressant en hyperfréquence. Le YIG possède une structure cubique centrée constituée de 96 ions d'oxygène O^{2-} , et son groupe d'espace est le groupe O_h^{10} (Ia3d). Les interstices appelés « sites » entre les ions oxygène sont occupés par les ions d'yttrium et de fer. La maille de YIG est « pleine », c'est-à-dire qu'il n'y a pas de sites vacants. Il y a trois types de sites

dans la structure de grenat : dodécaédrique, octaédrique et tétraédrique. Dans la position dodécaédrique l'ion d'yttrium est lié à huit ions d'oxygène dont la moitié se trouve à une distance de 0,237 nm, les quatre autres étant placés à une distance de 0,243 nm, dans la position octaédrique l'ion de fer est lié à six ions O^{2-} à une distance de 0,200 nm, et dans la position tétraédrique l'ion de fer est lié à quatre ions d'oxygène à une distance de 0,188 nm. Une unité de formule du grenat contient trois positions dodécaédriques, deux octaédriques et trois tétraédriques.

Du point de vue magnétique, le YIG présente une aimantation à saturation ($\mu_0 M_s$) égale à 175 mT à température ambiante [II-1][II-2]. La température de Curie du YIG est égale à 286°C [II-3].

Depuis sa découverte en 1956, le YIG joue un rôle prépondérant dans la bande de fréquences 1-10 GHz.

Du point de vue dynamique, la largeur de résonance à mi-hauteur ΔH du YIG est définie à partir de la courbe μ'' (Figure II-13) en fonction du champ appliqué externe. Cette largeur de raie est directement liée aux pertes magnétiques induites par l'anisotropie magnétique, ainsi que la porosité et les inclusions non-magnétiques du matériau [II-4][II-5]. Cette largeur de résonance est donnée pour un monocristal de YIG et est comprise entre 8 et 80 A/m [II-6]. Selon le champ extérieur appliqué, la fréquence de résonance est comprise entre 2 et 20 GHz.

Grâce à cette propriété, le YIG trouve des applications dans des dispositifs tels que les circulateurs [II-7][II-8], les filtres ou les oscillateurs. La transmission en puissance des grenats peut être améliorée par l'insertion d'ions de terres rares.

Notre choix s'est porté sur les couches de YIG, le laboratoire DIOM étant capable de réaliser des couches minces par dépôt de type pulvérisation cathodique radiofréquence. Ces couches permettent donc d'explorer la miniaturisation de circulateurs en structure coplanaire en bande X.

Le tableau ci-dessous résume les caractéristiques des spinelles et des grenats :

Caractéristique	Grenat	Spinelle
Bandes de fréquence	L \leftarrow == \rightarrow X	C \leftarrow == \rightarrow Ku
Ions M utilisés	Y, Gd, Al, etc....	Mn, Mg, Ni, Li, etc...
Tc (Celsius)	100-280	175-560
$\mu_0 M_s$ (mT)	29-195	113-500
ϵ_r	13-16	12-16.7
$\text{tg}\delta$	$< 2.10^{-4}$	$< (3-5).10^{-4}$
ΔH_{eff} (kA/m)	0,16-11,14	0,318-0,716

Tableau II-1 : Caractéristiques des spinelles et des grenats

II.2.2.2 Principe d'aimantation d'un ferrite

La variation de l'aimantation du ferrite d'un état saturé à un état totalement ou partiellement désaimanté n'est pas réversible.

II.2.2.2.1 Domaines de Weiss et parois de Bloch

Un échantillon de matériau ferrimagnétique n'est pas toujours spontanément aimanté : il peut présenter un moment magnétique nul. En effet, le matériau est divisé en domaines magnétiques appelés domaines de Weiss qui sont spontanément aimantés (Figure II-2).

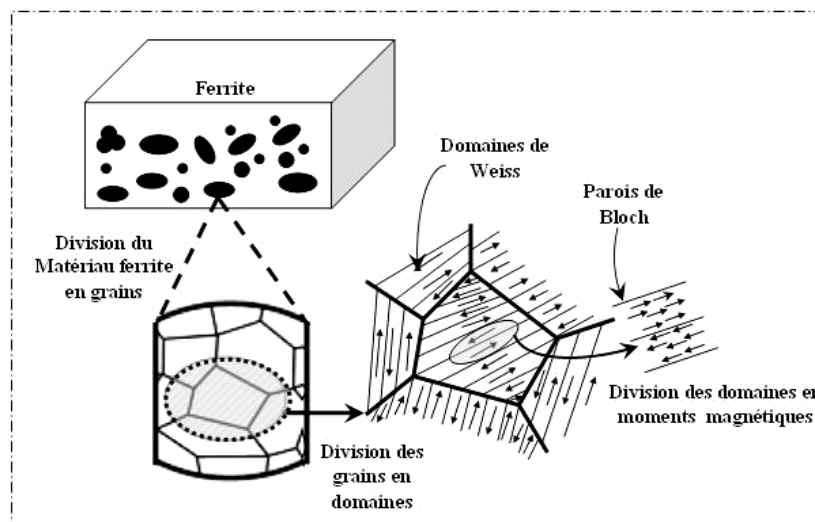


Figure II-2 : Aspect de la répartition des domaines dans un cristal [II-9]

C'est la condition rendant l'énergie magnétique minimale qui est responsable de la décomposition du cristal en domaines dont l'orientation des

moments est liée aux directions de facile aimantation. D'un domaine à l'autre la direction de l'aimantation spontanée locale varie de telle sorte que le moment magnétique total de l'échantillon est nul.

Ces domaines sont séparés par des parois appelées parois de Bloch.

La répartition de l'aimantation dans les couches minces peut différer de celle dans le massif, par suite :

- d'effets dimensionnels : les champs démagnétisants, varient fortement avec la géométrie,
- d'effets de structure : différentes anisotropies sont spécifiques aux couches minces.

En effet, lorsque la couche est suffisamment mince (épaisseur inférieure à 400 Å), les champs démagnétisants dans le plan de la couche sont très faibles et la répartition en domaines, rencontrée dans les matériaux ferrimagnétiques massifs, n'est plus énergétiquement favorable. La couche est alors monodomaine et sous l'action d'un champ extérieur, le renversement de l'aimantation se fait par rotation cohérente des spins. Par contre, lorsque l'épaisseur augmente, la configuration en domaines est la plus favorable d'un point de vue énergétique. Une paroi de Bloch présente toujours une épaisseur très petite devant ses deux autres dimensions. L'aimantation est dans ce cas parallèle à la paroi et l'énergie de champ démagnétisant dans la paroi reste très faible.

II.2.2.2 Phénomène d'hystérésis

Une autre caractéristique des matières ferrimagnétiques est l'hystérésis, phénomène par lequel la magnétisation \vec{M} n'est pas déterminée d'une façon univoque par la valeur du champ \vec{H} mais dépend de l'état antérieur de la matière, c'est-à-dire des champs auxquels elle a été soumise précédemment. Quand on aimante pour la première fois un corps ferrimagnétique, la magnétisation croît d'abord proportionnellement au champ appliqué puis l'accroissement de celle-ci est moins rapide et au-delà d'une certaine valeur de champ, elle n'augmente plus : il s'agit de la courbe de première aimantation (cf. Figure II-3).

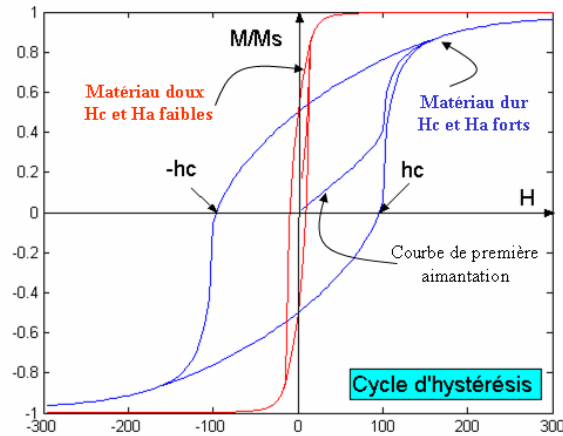


Figure II-3 : cycles d'hystérésis de matériau doux et dur avec la courbe de première aimantation.

Dans le cas d'un système uniaxe avec un champ H_0 appliqué selon l'axe facile, l'aimantation est créée par déplacement des parois. A champ faible, $0 < H_0 < H_{dmax}$, la courbe $M(H_0)$ est une droite. A champ fort, au delà du champ démagnétisant maximum $H_{dmax} = NM_S$, il y a saturation (Figure II-4 (a)).

Dans le cas d'un système uniaxe avec un champ H_0 appliqué perpendiculairement à l'axe facile, l'aimantation est créée par rotation des moments (Figure II-4 (b)). Tous les moments sont alignés (saturation) pour un champ supérieur au champ d'anisotropie.

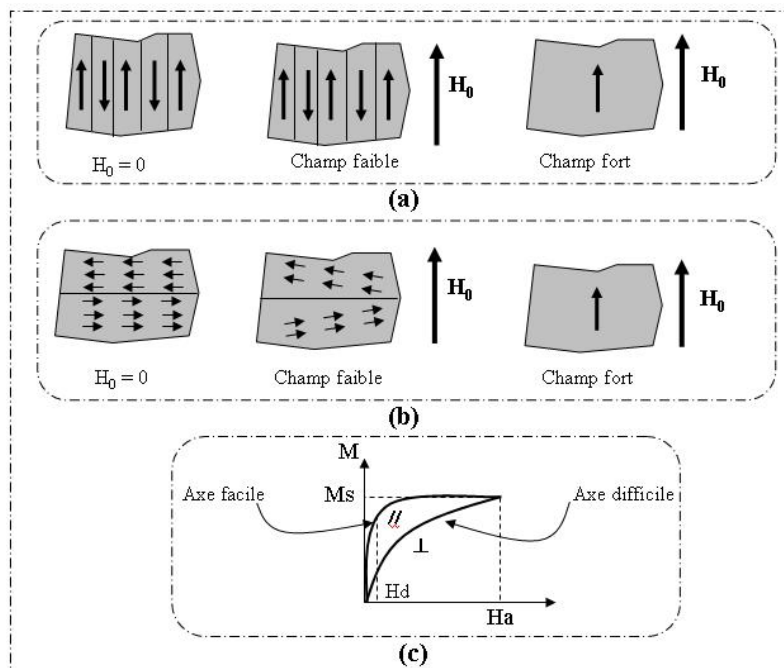


Figure II-4 Aimantation dans un système uniaxe (a) sous un champ parallèle à l'axe facile, (b) sous un champ perpendiculaire à l'axe facile (c) courbe d'aimantation.

Les milieux uniaxes présentent un mécanisme d'aimantation différent si le champ est appliqué selon l'axe facile (déplacement des parois) ou selon l'axe

difficile (rotation des moments). Les courbes d'aimantation correspondantes (Figure II-4 (c)) sont par conséquent différentes.

Pour $H = 0$, il subsiste une certaine aimantation M_r dite magnétisation rémanente, cette dernière est importante pour les matériaux durs et presque négligeable pour les matériaux doux.

Notons que les matériaux BaM présente une forte magnétisation rémanente, en opposition aux matériaux doux (ex. YIG) qui sont très peu rémanents (Figure II-3). Les matériaux durs présentent donc un cycle d'hystérésis de forme presque carrée avec un fort champ coercitif, a contrario, les matériaux doux présentent un cycle de forme très étroite avec un faible champ coercitif (Figure II-3).

II.2.3 Technologies et procédures d'élaboration de ferrite

Pour réaliser ces matériaux, différentes technologies ont été développées, on peut distinguer deux grandes familles, celles destinées à obtenir une couche d'épaisseur importante (substrat commercial) et celles donnant des couches de faible épaisseur (couche mince).

II.2.3.1 Procédé de réalisation de couches massives (Y101)

La matière ferrimagnétique employée est un ferrite grenat (Y101) produit par la société commerciale Temex [II-10]. Le procédé de fabrication de ce type de matériau, est basé sur le pressage et frittage de poudre [II-10].

II.2.3.2 Processus de dépôt en couche mince (cible Y10)

Le dépôt de couches minces magnétiques peut être réalisé par de nombreuses techniques : dépôt par vapeur chimique [II-11], ablation laser [II-12] et pulvérisation cathodique radiofréquence [II-13][II-14].

De nombreuses études portant sur l'optimisation des propriétés de couches de ferrite de YIG ont été réalisées. Dans ce qui va suivre, nous allons présenter rapidement les avantages et les inconvénients des principales techniques de dépôt qui existent pour la réalisation de telles couches.

II.2.3.2.1 Dépôt par vapeur chimique CVD (Chemical Vapor Deposition)

La technique de dépôt par vapeur chimique permet de réaliser, à partir d'un précurseur gazeux et d'une réaction chimique, un dépôt solide sur un substrat déjà chauffé. Il existe toutefois des limitations à l'emploi de la CVD. La plus importante est la limite de température que peut supporter un substrat. En effet, pour que les réactions chimiques voulues puissent avoir lieu, le substrat doit être chauffé à une température qui est en général comprise, selon les matériaux à déposer, entre 500 °C et 2000 °C. Or, de nombreux matériaux ne peuvent pas être chauffés à ces températures sans se détériorer, ou subir des modifications importantes de caractéristiques, ce qui limite le choix des substrats.

II.2.3.2.2 Dépôts par Ablation laser

Le technique de dépôt par ablation laser (PLD : Pulsed Laser Deposition) consiste à évaporer une surface d'un solide nommé cible par un faisceau laser impulsif de forte puissance [II-12]. La longueur d'onde du laser dans ce cas est comprise entre 200 et 400 nm. Au dessus du seuil d'ablation des atomes, des électrons, des agglomérats et des amas sont éjectés de la surface et il apparaît un plasma qui a une très forte densité de particules et une température d'excitation élevée. La fluence du laser (énergie par unité de surface) nécessaire pour produire le plasma dépend du matériau de la cible, de sa morphologie et de la longueur d'onde du laser. Le plasma, qu'on appelle en général le panache, est ensuite condensé sur un substrat chauffé pour assurer la cristallisation du matériau. L'inconvénient de cette technique est son coût élevé.

II.2.3.2.3 Dépôt par pulvérisation cathodique

Le principe de la pulvérisation est repose sur l'éjection d'atomes superficiels d'une cible du matériau à déposer par des atomes ionisés d'argon, suivi le transfert de ces atomes éjectés sur un substrat que l'on souhaite recouvrir par une couche mince [II-15] (Figure II-5 (b)).

Cette procédure se déroule dans une enceinte sous vide dans laquelle sont placés la cible (matériaux massif à déposer) et le substrat (ex. alumine). A l'aide d'un groupe de pompage (pompe à palette en série avec une pompe turbomoléculaire) un vide limite compris entre 10^{-6} et 10^{-7} mbar est atteint.

Un gaz neutre (qui sera à l'origine des ions de bombardement) sera introduit dans la chambre sous vide, ceci amenant la pression à une valeur comprise entre 10^{-3} et 10^{-1} mbar selon les paramètres de dépôt. Le gaz neutre utilisé est l'argon en raison de sa masse atomique élevée et de son inertie chimique (pas de réaction chimique avec d'autres éléments).

Un plasma constitué d'ions argon et d'électrons est créé par l'application d'une tension électrique sur la cible. Les ions créés sont attirés par l'électrode polarisée négativement : la cathode où se situe la cible. L'impact avec la cible va libérer des atomes de la cible et à nouveau des électrons qui pourront ioniser d'autres atomes de gaz à leur tour. Le processus est ainsi entretenu.

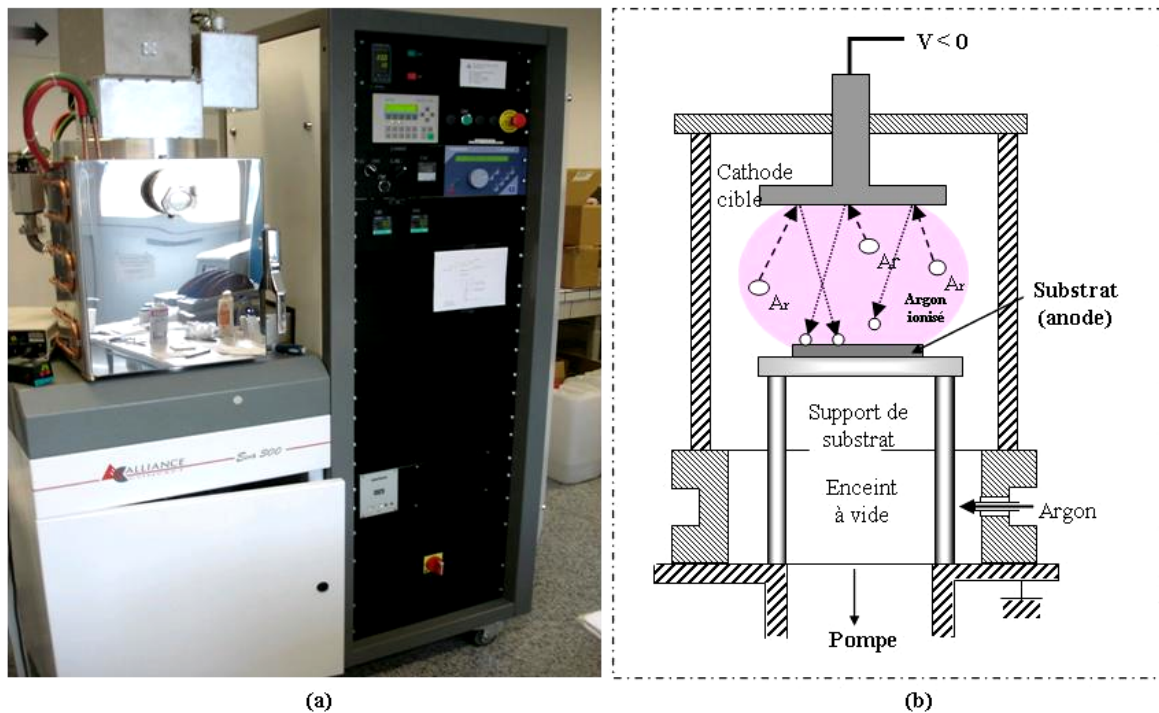


Figure II-5 : (a) Machine de pulvérisation cathodique RF : EVA300, (b) Principe de la pulvérisation cathodique RF

L'éjection des atomes est un effet purement mécanique dû aux chocs des ions sur le matériau que l'on veut déposer. Le phénomène mis en jeu est le transfert de la quantité de mouvement. L'atome éjecté va arriver sur le substrat avec une certaine énergie, lui permettant d'adhérer au substrat. Celui-ci va se couvrir progressivement d'une couche mince du même matériau que la cible par condensation. La formation de la couche mince fait intervenir trois étapes : la nucléation, l'interface et la croissance.

Dans le cas de la pulvérisation de type Radio Fréquence (RF), des couches minces conductrices, isolantes ou semi-conductrices peuvent être déposées. Dans le cas d'une cible isolante la pulvérisation RF permet à la fréquence utilisée 13,56 MHz (fréquence autorisée dans l'industrie) d'influencer le mouvement des électrons. Les ions d'argon, vu leur masse, ne peuvent pas suivre les variations temporelles du potentiel RF, au contraire des électrons beaucoup plus légers. Un nuage d'électrons se déplace d'une électrode à l'autre au milieu d'un nuage d'ions peu mobiles, évitant ainsi tout phénomène de claquage au niveau de la cible.

Les principaux paramètres de dépôt sont la puissance cathodique RF, la pression d'argon (fonction du débit d'argon en entrée et du débit du système de pompage) et la température in situ. La puissance cathodique peut varier jusqu'à 100 W, limite fixée par la fragilité des cibles céramiques. La pression d'argon quant à elle varie entre $4 \cdot 10^{-3}$ et 0,1 mbar et la température in situ est comprise entre l'ambiante et 600°C (Température du porte substrat).

Le phénomène d'éjection des atomes étant purement mécanique, la cible devrait en théorie rester froide. En pratique, elle s'échauffe du fait du bombardement ionique, c'est pourquoi un système de refroidissement est présent.

L'adhérence des dépôts réalisés par pulvérisation est supérieure à celle de couches vaporisées, car beaucoup d'atomes arrivent avec une énergie supérieure à 10 eV et peuvent ainsi créer des défauts à la surface du substrat qui augmentent l'adhérence du film.

C'est la pulvérisation cathodique Radio Fréquence, qui sera utilisée ensuite dans ce travail pour la réalisation de couches minces.

II.2.4 Caractérisation des matériaux magnétiques de type YIG

Nous avons utilisé dans ce travail du YIG sous deux formes différentes :

- des couches massives achetées à la société TEMEX,
- des couches minces réalisées au laboratoire par pulvérisation cathodique RF à partir d'une cible commerciale.

Ces différents matériaux ont été caractérisés pour connaître leurs diverses propriétés utilisées par la suite pour le design de composants.

II.2.4.1 Etude du YIG massif (Y101)

Ce matériau fourni par la société TEMEX se présente sous la forme de pastilles rectangulaires d'une quinzaine de grammes. Ces pastilles ont été usinées après les avoir coupées à des dimensions précises et ensuite polies pendant une dizaine de minute afin de diminuer la rugosité de couche (Tableau II-2). Enfin ces échantillons ont été analysés à l'aide de différents moyens de caractérisation.

Echantillons (YIG)	Ech. (1)	Ech. (2)	Ech. (3)
Epaisseur (μm)	1000	100	65
Rugosité (nm)	70	75	75

Tableau II-2 : Caractéristiques de Yig massif

II.2.4.1.1 Diagrammes de diffraction

Le diagramme de diffraction du ferrite massif obtenu au diffractomètre à rayons X est représenté sur la Figure II-6 . Le spectre de diffraction est obtenu sur un échantillon de 1 mm acheté chez Temex.

L'analyse par diffraction des rayons X permet de mettre en évidence que les couches sont cristallisées suivant la phase recherchée : la phase M du YIG. La position des pics du YIG (indexées sur les fiches JCPDS n° 43-0507).

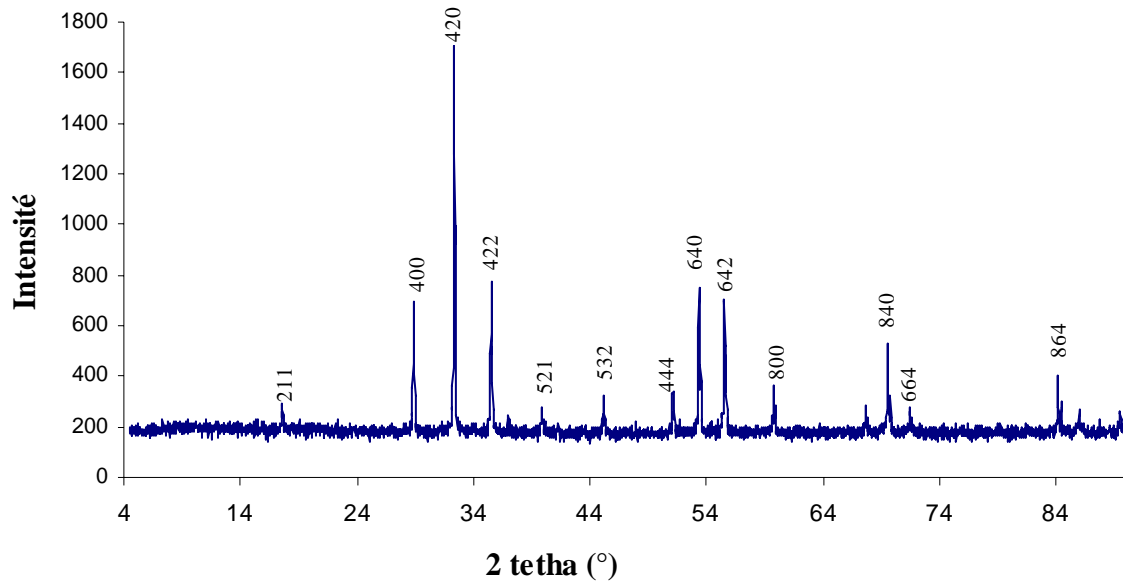


Figure II-6 : Diagramme de diffraction du ferrite de YIG massif

II.2.4.2 Etude de couche mince de YIG (Y10)

Les films minces de grenat de fer et d'yttrium sont élaborés par pulvérisation cathodique radiofréquence, la technique de dépôt a été décrite dans la partie II.2.3.2.3.

L'influence des paramètres d'élaboration sur les propriétés des couches minces de $Y_3Fe_5O_{12}$ (Tableau II-3) a été étudiée lors d'une thèse au laboratoire DIOM [II-16].

Puissance_cible (W)	100
Distance « cible-substrat » (cm)	4.6
Débit d'Argon (Sccm)	50
Pression de l'argon (mbar)	3.10^{-2}
Durée de dépôt (h)	28
Épaisseur (μm)	≈ 16

Tableau II-3: Paramètres de dépôt des couches de YIG utilisé dans la fabrication de circulateur

La distance cible-substrat, la puissance cathodique, la pression d'argon et le traitement thermique post-dépôt peuvent influencer la qualité et les propriétés des couches minces de YIG. Une distance de 4,6 cm entre la cible et le substrat

est un bon compromis entre l'homogénéité en épaisseur de la couche et la vitesse de dépôt. Selon les applications visées un certain nombre de spécificités doivent être prises en compte pour le choix du substrat sur lequel la couche mince va être déposée. Pour les applications hyperfréquences le choix s'est porté sur des substrats d'alumine.

Les couches minces obtenues après dépôt sont amorphes et nécessitent un traitement thermique pour cristalliser dans la phase souhaitée. Après optimisation de cette étape de l'élaboration, le choix s'est porté sur un recuit lent (CTA) de 740°C pendant 2 heures.

II.2.4.2.1 Propriétés mécanique

A partir de la mesure de l'épaisseur et de la durée du dépôt, nous en déduisons la vitesse de dépôt. Cette vitesse peut varier de 0,2 à 0,8 $\mu\text{m.h}^{-1}$ selon la puissance de pulvérisation (20 à 100 W). Cette vitesse de dépôt est proportionnelle à la puissance de la cathode et inversement proportionnelle à la pression d'argon. On notera aussi que la température de dépôt a peu d'influence sur la vitesse de dépôt [II-16].

Le Tableau II-4 donne l'épaisseur et la rugosité de la couche de Yig, ces échantillons sont ensuite analysés à l'aide des différents moyens de caractérisation.

Echantillons (YIG)	Ech(1)	Ech(2)
Epaisseur (μm)	10	16
Rugosité (nm)	90	90

Tableau II-4 : différentes épaisseur et rugosité des deux échantillons

II.2.4.2.2 Propriétés physico-chimiques

Des spectres de diffraction des rayons X réalisés sur des couches de YIG recuites pendant une durée 2h à une température de 740°C sont présentés Figure II-7.

L'analyse par diffraction des rayons X permet de mettre en évidence que les couches sont cristallisées suivant la phase recherchée : la phase M de YIG. Les raies caractéristiques de YIG (Indexation selon les fiches JCPDS n° 43-0507) sont en effet visibles.

Le matériau obtenu est polycristallin sans orientation préférentielle, proche de celui du massif présenté dans II.2.4.1.2).

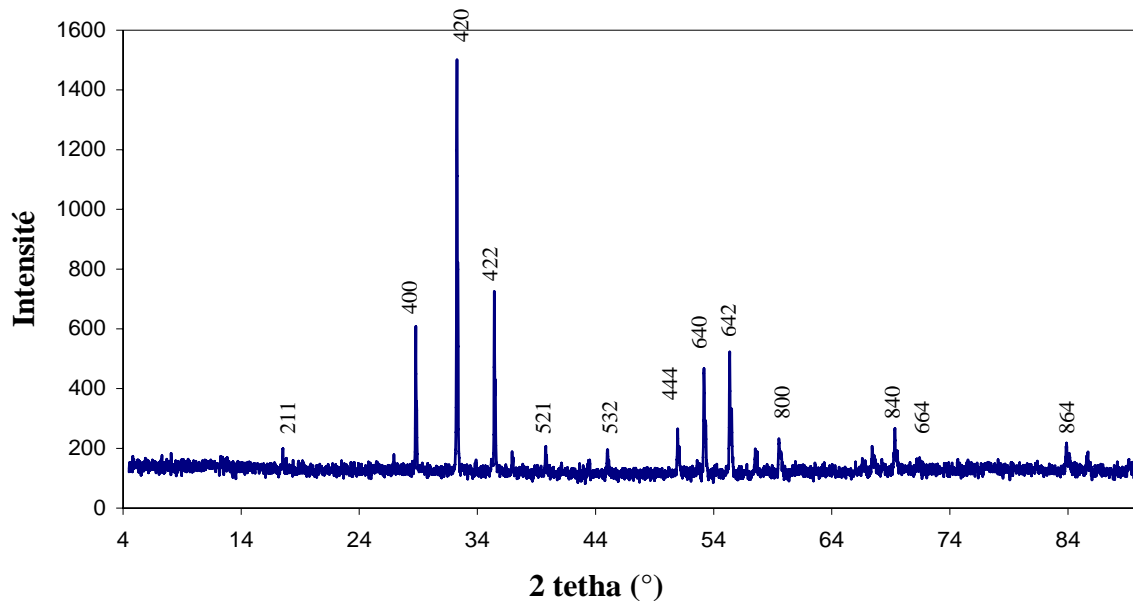


Figure II-7 : Spectre de diffraction des rayons X d'une couche mince de YIG recuite à 740 °C sur un substrat d'alumine

II.2.4.2.3 Propriétés morphologiques

L'état de surface est présenté en Figure II-8, les propriétés morphologiques ont été observées en utilisant un microscope électronique à balayage (MEB). L'image MEB montre une surface homogène, la taille moyenne des grains est de l'ordre 0,5 μm . La taille des grains a été confirmée par le diagramme de rayons X à partir de calcul de la taille à l'aide de la méthode Scherrer. La réalisation de prototypes implique nécessairement une couche magnétique ayant une bonne tenue mécanique (bonne adhérence) et un minimum de pertes dues à une discontinuité de la couche (absence de fissure). Dans la plupart des cas, les couches minces sont généralement adhérentes et ne présentent pas de craquelures.

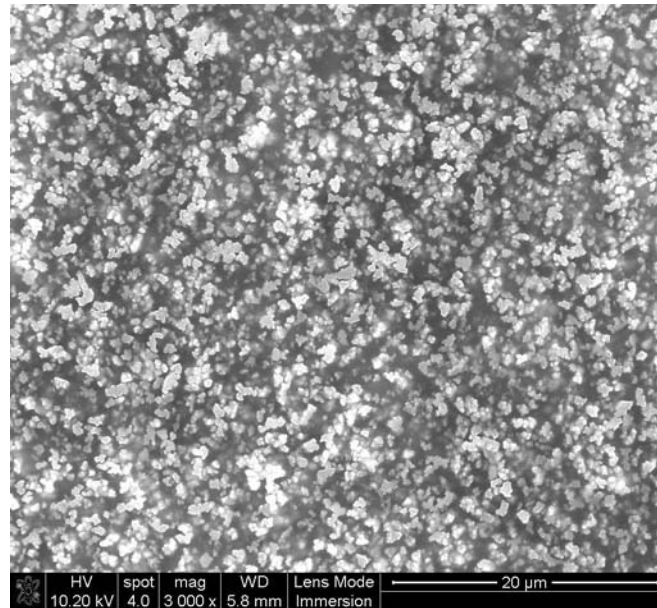


Figure II-8 : Image MEB d'une couche mince de YIG de 15 µm d'épaisseur déposée sur alumine et après traitement thermique à 740°C

II.2.4.2.4 Propriétés magnétiques

Pour des couches minces de YIG élaborées avec une puissance de 100 W et une pression d'argon de $4 \cdot 10^{-3}$ mbar, les mesures magnétiques ont été caractérisées par VSM (Vibrating Sample Magnetometer) avec un champ magnétique appliqué perpendiculairement et parallèlement au plan de la couche (Figure II-9). Dans la configuration parallèle, l'aimantation à saturation est atteinte rapidement ($\mu_0 M_s = 150$ mT) pour un champ appliqué d'environ 127 kA/m. Par contre, en configuration perpendiculaire, l'aimantation à saturation est atteinte sous un champ de 39,7 kA/m. Selon les paramètres de dépôt, les propriétés magnéto-statiques donnent une aimantation à saturation proche de 150 mT, et un champ coercitif de l'ordre de 1,5 kA/m. Ces valeurs sont proches de celles du YIG massif ($\mu_0 M_s = 172$ mT).

$\mu_0 M_s$ (mT)		H_c (kA/m)		M_r (mT)	
Parallèle	Perpendiculaire	Parallèle	Perpendiculaire	Parallèle	Perpendiculaire
150	141	0,3	0,1	64	5

Tableau II-5 : Propriétés magnétiques mesurées à l'hystérésismètre

L'aimantation à saturation augmente d'une part avec la puissance cathodique RF et d'autre part avec la pression d'argon, en raison de l'influence de

ces deux paramètres sur la densité volumique des couches et donc sur la concentration d'éléments magnétiques présents dans le matériau. Selon le champ extérieur appliqué lors de la mesure VSM, un effet d'anisotropie de forme est présent.

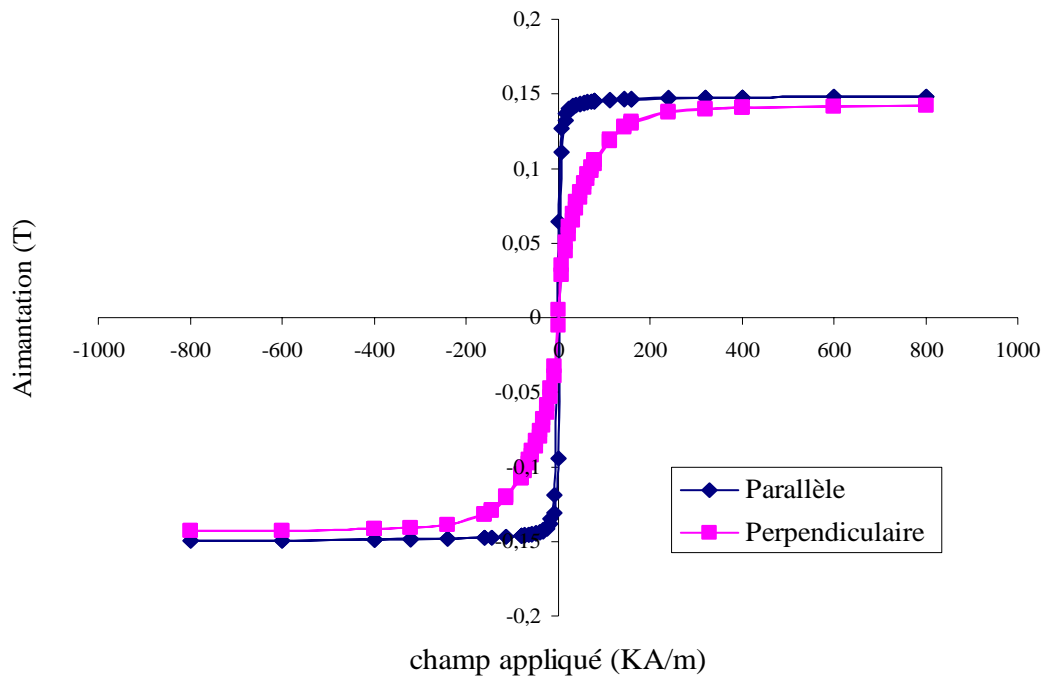


Figure II-9 : Cycles d'hystérésis mesurés par VSM d'une couche mince de YIG avec un champ appliqué perpendiculaire et parallèle à la couche

II.3 Propriétés des ferrites dans le domaine des micro-ondes

Dans cette partie, nous présentons, par une approche simple, le comportement particulier des ferrites en hyperfréquences quand ils sont polarisés par un champ magnétique statique afin de mieux comprendre les phénomènes physiques apparaissant dans les structures hyperfréquences. Ensuite nous allons aborder le mouvement gyromagnétique, suivi par une présentation du tenseur de Polder pour le matériau saturé. Enfin, pour utiliser au mieux les propriétés des matériaux partiellement aimantés, différentes formes de tenseur seront aussi présentées.

II.3.1 Approche du phénomène de non-réciprocité

Afin de mieux comprendre le phénomène de non-réciprocité apparaissant dans les circulateurs à jonction Y et dans certaines autres structures hyperfréquences prenons l'exemple d'une ligne coplanaire sur une couche de ferrite.

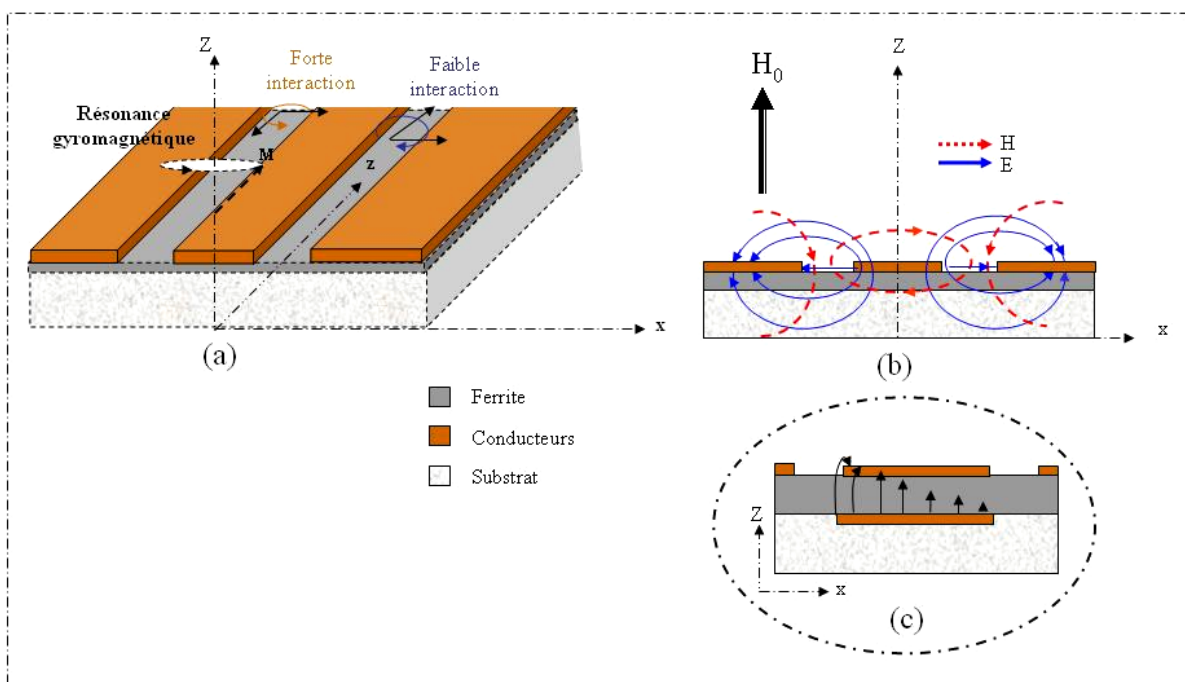


Figure II-10 : Interaction entre la polarisation du champ interne et celle du moment magnétique (a) Ligne coplanaire avec une couche de ferrite (b) Configuration électromagnétique (c) Cœur du circulateur

Dans un milieu constitué de ferrite aimanté verticalement, l'onde (champ magnétique RF) est polarisée elliptiquement gauche et tourne dans le même sens

que la précession gyromagnétique entraînant une forte interaction de l'onde électromagnétique avec le ferrite. De l'autre côté de la structure, le champ magnétique tourne en sens inverse de la précession gyromagnétique, cela produit une faible interaction avec le matériau (Figure II-10 (a)). Cependant le circulateur n'utilise pas le phénomène de résonance gyromagnétique mais plutôt le phénomène du déplacement de champ.

Dans notre cas, c'est le plan de masse au cœur du circulateur, ainsi que la présence de ferrite dans cette région qui, conjointement, induisent le phénomène de circulation (Figure II-10 (c)). La présence du plan conducteur en dessous de la couche de ferrite agit comme une transition électromagnétique. Le champ électromagnétique qui, au niveau des accès, avait la configuration coplanaire, se propage au centre du circulateur selon une configuration microruban et présente en outre, de part la géométrie de la structure, deux ondes de polarisation circulaires contrarotatives. Le phénomène de déplacement de champ y intervient également.

L'interaction d'une onde électromagnétique avec le ferrite aimanté dans lequel elle se propage est liée au phénomène de précession ou résonance gyromagnétique.

II.3.2 Résonance gyromagnétique

En général, la plage du spectre électromagnétique, où les ferrites sont utilisés, est comprise entre 100 MHz et 100 GHz. A ces fréquences, l'un des phénomènes importants exploités est la résonance gyromagnétique qui confère au matériau son aptitude à répondre différemment à une onde électromagnétique suivant sa polarisation. De plus, elle permet de séparer les dispositifs en deux classes distinctes :

- ceux qui travaillent hors résonance (c'est le cas des circulateurs),
- ceux qui travaillent à la résonance comme les filtres ou certains isolateurs.

La compréhension du comportement des ferrites dans le domaine des hyperfréquences est liée à l'étude du comportement d'un électron unique à des

fréquences élevées. On considère un ferrite de forme ellipsoïdale et aimanté à saturation par un champ magnétique statique H_z appliqué selon une direction de facile aimantation (Figure II-11). Le champ à l'intérieur du matériau se trouve dans la même direction et son intensité vaut (expression simplifiée) :

$$H_i = H_0 - N_z M_s \quad \text{II-1}$$

Où N_z est le coefficient du champ démagnétisant selon Oz et M_s l'aimantation à saturation. On superpose à H_0 un champ magnétique hyperfréquence \vec{h} ($h e^{i\omega t}$) qui lui est perpendiculaire ($h \ll H_z$). De ce fait, un champ hyperfréquence h_i apparaît dans le matériau et l'aimantation M est alors « écartée » de l'axe Oz par l'effet de ce champ hyperfréquence :

$$\vec{M}_s = \chi \cdot (\vec{H}_i + \vec{h}_i) \quad \text{II-2}$$

Dans cette expression (Eq. II-2), χ est la susceptibilité magnétique du matériau. De plus, en appliquant le théorème du moment cinétique, on obtient l'équation de Gilbert [II-17] :

$$\frac{d\vec{M}}{dt} = -\gamma \vec{M} \wedge \vec{H}_i + \frac{\alpha}{M_s} \vec{M} \wedge \frac{d\vec{M}}{dt} \quad \text{II-3}$$

γ , H_i et M_s représentent respectivement le facteur gyromagnétique, le champ magnétique statique interne du matériau et son aimantation à saturation. Le mouvement du vecteur d'aimantation dans l'expression (Eq. II.3) est donc composé d'un terme propre au mouvement et d'un terme lié à l'amortissement α , qui dépend directement de la largeur à mi-hauteur ΔH_{eff} ou largeur de résonance par la relation :

$$\alpha = \frac{\gamma \Delta H_{\text{eff}}}{2 f_r} \quad \text{II-4}$$

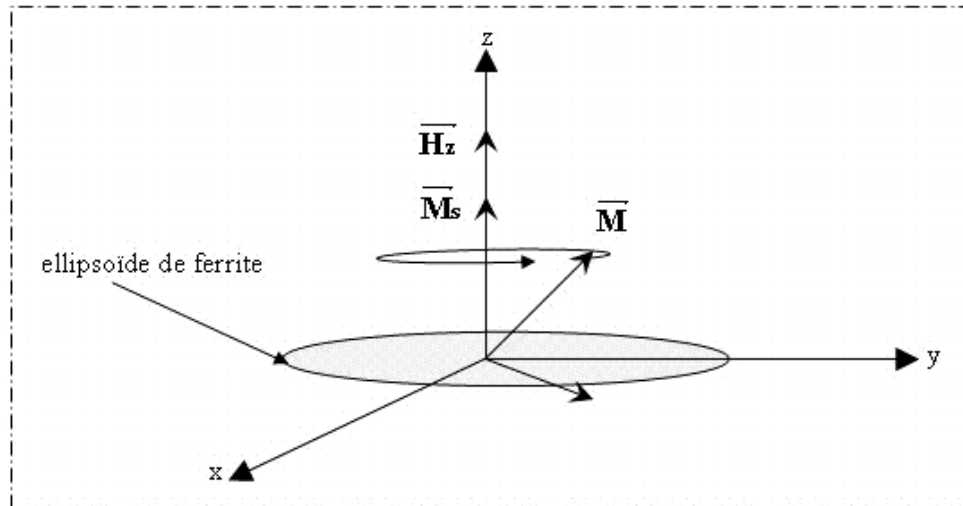


Figure II-11 : Précession de l'aimantation autour de la direction du champ magnétique

Notons que f_r est la fréquence de résonance du matériau. Cette relation (II-4) est obtenue dans le cas où le modèle de Polder est utilisé pour déterminer le tenseur de perméabilité. Nicolas [II-18] a montré par l'expérience que ΔH_{eff} est indépendante du champ de polarisation statique loin de la résonance et particulièrement pour de forts champs qui induisent la saturation du matériau considéré. Pourtant, selon le matériau utilisé et selon la fréquence à laquelle le dispositif micro-onde fonctionne, le choix sera orienté vers ΔH ou ΔH_{eff} (Figure II-12) pour caractériser les pertes du matériau.

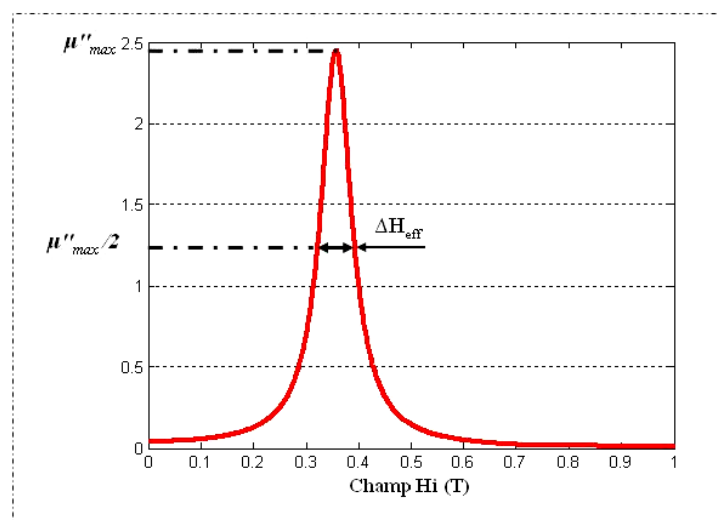


Figure II-12 : Largeur à mi-hauteur de la raie gyromagnétique

Par définition la résonance gyromagnétique est liée au mouvement de précession du moment magnétique \vec{m} des spins électroniques autour de la direction du champ magnétique interne H_i . L'application d'un champ magnétique continu provoque une précession libre et infinie caractérisée par une fréquence de rotation :

$$\omega_r = \omega_i = \gamma \mu_0 H_i \quad \text{II-5}$$

Si un champ magnétique est appliqué perpendiculairement au champ polarisant, le mouvement de précession est conservé car l'aimantation tend à s'aligner sur un champ magnétique total lui-même en rotation.

Lorsque la condition $\omega_r = \omega_i$ est vérifiée, l'amplitude du mouvement de précession devient relativement grande ce qui entraîne des pertes élevées. Ce phénomène est appelé résonance gyromagnétique.

II.3.3 Tenseur de perméabilité

II.3.3.1 Tenseur de Polder : matériaux saturés

Plusieurs modèles tensoriels ont été proposés pour résoudre l'équation (Eq.II.3) et exprimer le terme d'amortissement. Dans le cas des ferrites saturés, la résolution de l'équation de mouvement du moment (Eq. II.3) amène à une perméabilité tensorielle antisymétrique exprimée par le tenseur de Polder [II-19] qui a la forme suivante (compte-tenu de l'orientation défini à la Figure II-11) :

$$\underline{\underline{\mu}}_r = \begin{bmatrix} \mu_r & -j\kappa & 0 \\ j\kappa & \mu_r & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{II-6}$$

où

$$\mu_r = \mu' - j\mu'' = 1 + \frac{(\omega_r + j\alpha\omega)\omega_M}{(\omega_r + j\alpha\omega)^2 - \omega^2} \quad \text{II-7}$$

$$k = \kappa' - j\kappa'' = \frac{\omega\omega_M}{(\omega_r + j\alpha\omega)^2 - \omega^2} \quad \text{II-8}$$

$$\omega_M = \gamma\mu_0 M_S \quad \text{II-9}$$

$$\omega_r = \gamma\mu_0 H_i \quad \text{II-10}$$

Les éléments du tenseur de Polder (parties réelles et imaginaires) sont représentés :

- en fonction de la fréquence avec un champ constant (cf. Figure II-13 (a, b))
- en fonction du champ interne avec une fréquence constante (cf. Figure II-13 (c, d)).

A titre d'illustration, plaçons-nous dans les conditions suivantes : $\mu_0 M_S = 175$ mT, $f = 10$ GHz, $\alpha = 0,017$.

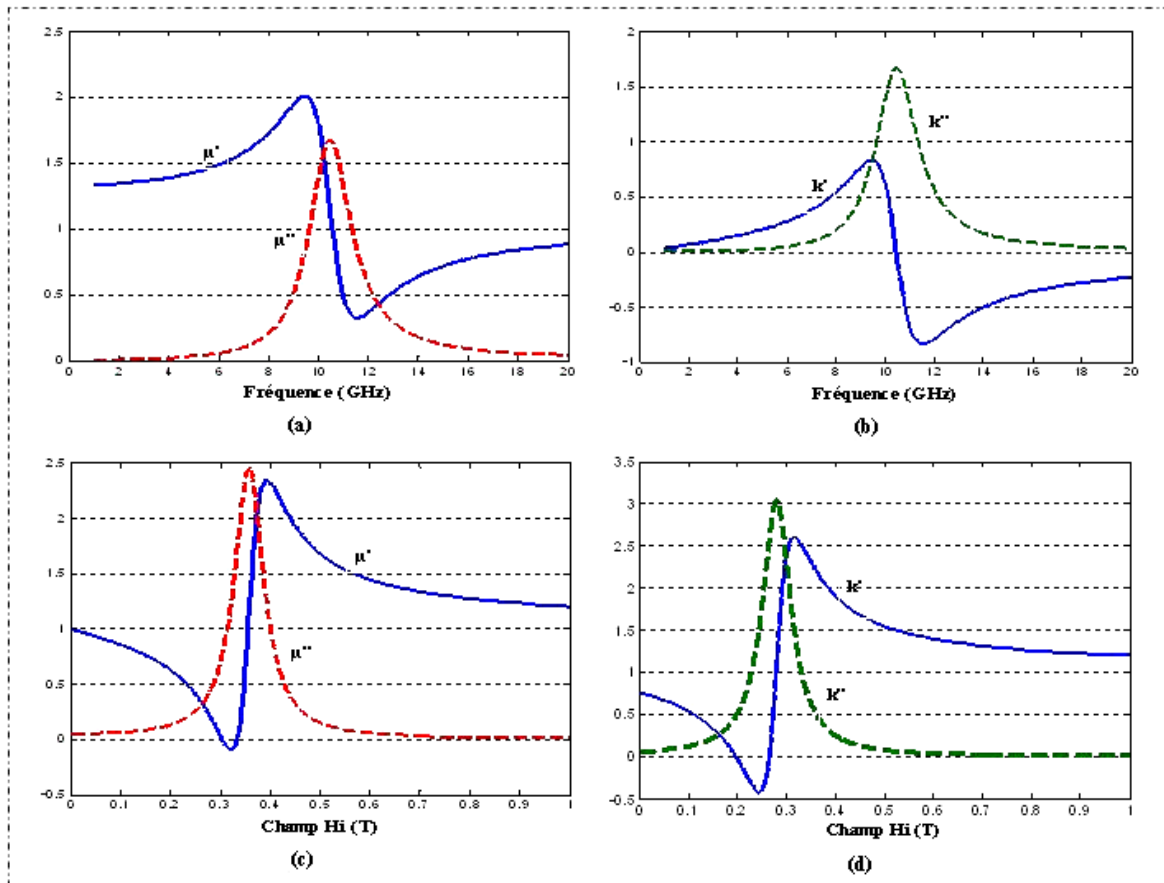


Figure II-13 : Résonance gyromagnétique des éléments de tenseur de polder

Le comportement dynamique des ferrites saturés peut être représenté de manière satisfaisante par le tenseur de Polder. En revanche, pour calculer la perméabilité tensorielle effective d'un milieu non saturé, il faudrait théoriquement associer à chaque domaine de Weiss une équation de Gilbert, puis appliquer à la solution de cette équation des conditions de continuité sur les surfaces séparant les domaines. Cependant, les caractéristiques géométriques des domaines de Weiss (forme, taille, orientation) sont difficiles à estimer d'autant qu'elles varient fortement en fonction de l'intensité du champ statique appliqué. La grande diversité des configurations possibles pour les domaines magnétiques et leurs variations sous l'action d'un champ statique, interdit le calcul analytique exact de la perméabilité tensorielle des milieux non saturés. Les modèles existant du tenseur de perméabilité des ferrites non saturés s'appuient sur des hypothèses simplificatrices qui consistent, soit à faire un calcul statistique en négligeant les interactions dynamiques entre les domaines, soit à se placer dans une configuration de domaine particulièrement simple.

II.3.3.2 Tenseur de perméabilité : matériaux non saturés

Les expressions des éléments de tenseur (Eq.II.6) pour les ferrites non saturés ont fait l'objet de nombreux travaux. Nous allons présenter dans les grandes lignes les formulations de Rado, Schlömann, Green et Sandy, Igarashi et Naito et enfin celle proposée par Ph.Gelin.

II.3.3.2.1 Le Modèle de Rado

Rado [II-20] a publié en 1953 une théorie établie à partir d'une description des phénomènes physiques microscopiques. Ces considérations lui ont permis d'exprimer les composantes du tenseur perméabilité. Le point de départ de Rado est l'équation du moment magnétique (Eq.II.3).

Les éléments du tenseur de perméabilité issus de Rado s'écrivent :

$$\mu_r = \mu_z = 1 \quad \text{II-11}$$

$$\kappa = -\frac{\gamma M}{\omega} \quad \text{II-12}$$

où M est l'aimantation du matériau. Des résultats expérimentaux montrent, qu'après la résonance gyromagnétique, la composante de la perméabilité dans la direction du champ statique est inférieure à un. Le modèle présenté par Rado n'est donc plus valable pour modéliser de façon réaliste cette situation [II-21].

II.3.3.2.2 Le Modèle de Schlömann

Schlömann [II-22] a caractérisé le comportement micro-ondes par un tenseur de susceptibilité effective, qui relie la moyenne de l'aimantation radiofréquence à la moyenne spatiale du champ magnétique radiofréquence.

Schlömann montre que la perméabilité effective prend la forme suivante :

$$\mu_r = \begin{bmatrix} \mu_{\text{eff}} & 0 & 0 \\ 0 & \mu_{\text{eff}} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{II-13}$$

$$\text{Avec } \mu_{\text{eff}}^2 = \mu^2 - \kappa^2 \quad \text{II-14}$$

Pour déterminer la perméabilité tensorielle, il suffit de prendre en compte le caractère aléatoire de l'orientation des domaines. En faisant la moyenne spatiale des trois éléments diagonaux du tenseur de perméabilité locale, nous obtenons la perméabilité scalaire du matériau désaimanté (μ_{des}) :

$$\mu_{\text{des}} = \frac{2}{3} \left[\frac{\left(\frac{\omega}{\gamma}\right)^2 - (\text{Ha} + 4\pi\text{Ms})^2}{\left(\frac{\omega}{\gamma}\right)^2 - \text{Ha}^2} \right]^{1/2} + \frac{1}{3} \quad \text{II-15}$$

D'après les hypothèses de E.Schlömann, le champ interne s'identifie au champ d'anisotropie du matériau (c'est pourquoi celui-ci apparaît dans l'équation (II.13) car le champ appliqué est complètement compensé par les champs démagnétisant statiques. Ce modèle est uniquement valable dans le cas d'un matériau magnétique désaimanté.

II.3.3.2.3 Le Modèle de Green & Sandy

Green et Sandy [II-23] ont mis au point une cellule permettant une mesure directe de la perméabilité en fonction de l'état d'aimantation du matériau. D'après leurs travaux, ils ont déduit une forme empirique du tenseur perméabilité. Le tenseur de Green à la forme suivante :

$$[\mu] = \begin{bmatrix} \mu & -jk & 0 \\ jk & \mu & 0 \\ 0 & 0 & \mu_z \end{bmatrix} \quad \text{II-16}$$

$$\text{avec} \quad \begin{cases} \mu = \mu' - j\mu'' \\ \kappa = \kappa' - j\kappa'' \\ \mu_z = \mu'_z - j\mu''_z \end{cases}$$

D'une façon empirique, les auteurs ont proposé les expressions suivantes pour μ' et μ'_z :

$$\mu' = \mu'_0 + \left(1 - \mu'_0\right) \left(\frac{M}{M_s}\right)^{3/2} \quad \text{et} \quad \mu'_z = \mu'_0 \left(1 - \frac{M}{M_s}\right)^{5/2} \quad \text{II-17}$$

Où μ'_0 représente la valeur de μ' dans l'état complètement désaimanté, c'est-à-dire :

$$\mu'_0 = \frac{2}{3} \left[1 - \left(\frac{\gamma 4\pi M_s}{\omega} \right)^2 \right]^{1/2} + \frac{1}{3} \quad \text{II-18}$$

II.3.3.2.4 Le Modèle de Igarashi et Naïto

Igarashi et Naïto [II-24] proposent des formules théoriques pour tous les éléments du tenseur. Ce modèle est une nouvelle amélioration du tenseur de Schlömann. Ces auteurs considèrent que le milieu est constitué de domaines à aimantations positives et négatives, sans toutefois leur imposer de formes particulières. Ils ont déterminé de manière semi-empirique l'expression du terme diagonal du tenseur de perméabilité effective :

$$\mu_e = \frac{1}{3} + \frac{2}{3} \left[\sqrt{\mu^2 - \kappa^2} \left(1 - \left(\frac{M}{M_s} \right)^2 \right) + \mu \left(\frac{M}{M_s} \right)^2 \right] \quad \text{II-19}$$

$$\mu = 1 + \frac{\omega_m (\omega_e + j\alpha\omega)}{(\omega_e + j\alpha\omega)^2 - \omega^2} \quad \text{II-20}$$

$$\kappa = - \frac{\omega_m \omega}{(\omega_e + j\alpha\omega)^2 - \omega^2} \quad \text{II-21}$$

II.3.3.2.5 Le Modèle de Gelin

Les théories précédentes (Rado, Igarashi et Nato, et le modèle développé précédemment) consistaient en fait à faire la moyenne des réponses dues à chaque domaine.

Par exemple Schlömann a développé un modèle « magnétostatique » prenant en compte l'interaction des domaines ayant des aimantations antiparallèles. Dans le cas où le ferrite est désaimanté son modèle est en bon accord avec

l'expérience. Par contre, Schlömann ne peut pas traiter le cas des ferrites partiellement aimantés.

Pour décrire la réalité du comportement des ferrites polycristallins partiellement aimantés, une approche théorique a été développée au Laboratoire des Sciences et Techniques de l'Information, de la communication et de la connaissance (STICC) [II-25][II-26].

Mathématiquement cela se traduit par la résolution des deux équations d'évolution couplées suivantes :

$$\begin{cases} \frac{d\vec{M}_1}{dt} = -\gamma \cdot \vec{M}_1 \wedge (\vec{H}_1 + \vec{h} - n \cdot (\vec{m}_1 - \vec{m}_2)) + \frac{\alpha}{M_s} \cdot \vec{M}_1 \wedge \frac{d\vec{M}_1}{dt} \\ \frac{d\vec{M}_2}{dt} = -\gamma \cdot \vec{M}_2 \wedge (\vec{H}_2 + \vec{h} - n \cdot (\vec{m}_2 - \vec{m}_1)) + \frac{\alpha}{M_s} \cdot \vec{M}_2 \wedge \frac{d\vec{M}_2}{dt} \end{cases} \quad \text{II-22}$$

Où n est un coefficient démagnétisant qui dépend de la forme du domaine, \vec{h} est le champ magnétique hyperfréquence, $\vec{H}_1(\vec{H}_2)$ est le champ magnétique statique dans le domaine 1 (2), $\vec{M}_1(\vec{M}_2)$ est l'aimantation macroscopique du domaine 1 (2), $\vec{m}_1(\vec{m}_2)$ est l'aimantation dynamique induite par \vec{h} dans le domaine 1 (2).

Le modèle de tenseur de perméabilité présenté dans les références [II-21][II-25] permet une description plus rigoureuse des interactions entre les moments magnétiques et le signal hyperfréquence dans les ferrites polycristallins (Figure II-14). Ce modèle prend en compte les interactions dynamiques entre domaines magnétiques adjacents, via l'effet Polder-Smit, lorsque ces domaines apparaissent dans le matériau. Les interactions entre grains sont également prises en considération. En modifiant les effets démagnétisants dynamiques entre les domaines voisins du ferrite, et donc en changeant la distribution des valeurs des fréquences de résonances gyromagnétiques, l'effet Polder-Smit induit un étalement des pertes magnétiques en fonction de la fréquence. Ce phénomène a en effet été observé expérimentalement sur des matériaux non saturés.

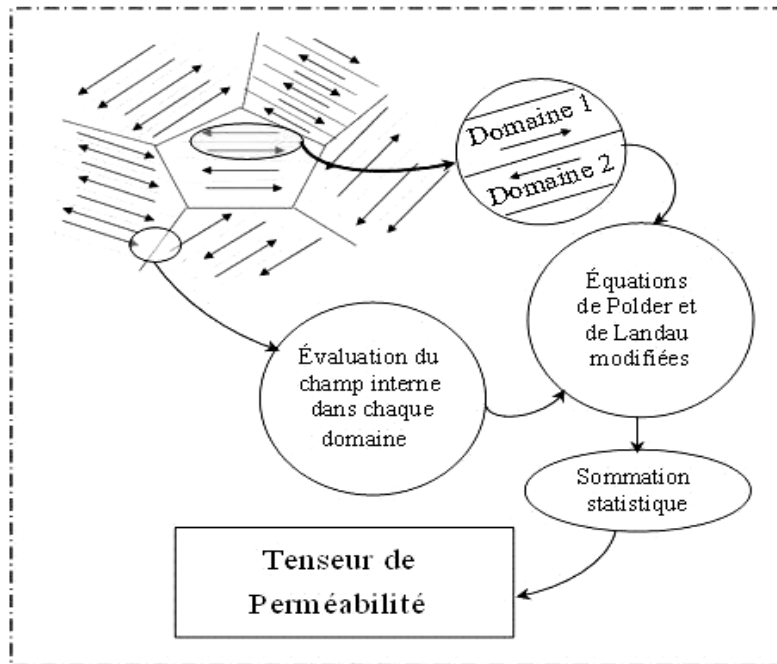


Figure II-14 : Configuration en domaine d'un matériau ferrimagnétique polycristallin non-saturé

II.4 Conclusion

Nous avons présenté un bilan des propriétés des couches de YIG que nous souhaitons utiliser dans le contexte des connaissances actuelles sur les ferrites.

Comme nous venons de le voir le YIG est l'un des principaux candidats pour la réalisation de dispositifs hyperfréquences. Il existe de nombreuses techniques pour la réalisation de couches de ferrites (8,2-12,8 GHz), chacune présentant ses avantages et ses inconvénients. Nous avons retenu deux voies d'approvisionnement en YIG. La première est la plus simple, puisque il s'agit de s'approvisionner en plaquettes de YIG chez un fournisseur. La deuxième est de réaliser nous même nos propres couches (en version couche mince) par pulvérisation cathodique. Cette technique présente des avantages potentiels, car elle permet de déposer des couches pures. De plus une technique répandue dans le monde industriel et qui pourrait être compatible avec la microélectronique.

Après optimisation des paramètres d'élaboration, l'échantillon subit un recuit lent (CTA) de 740°C pendant 2 heures.

Pour étudier les propriétés des couches minces de YIG élaborées par pulvérisation cathodique radiofréquence et pour les plaquettes de YIG massif, plusieurs caractérisations ont été menées : caractérisations mécanique, physico-chimique et magnétique.

Nous avons ensuite présenté les propriétés macroscopiques du matériau magnétique et notamment le phénomène de résonance gyromagnétique qui est à l'origine des phénomènes de propagation non-réciproque.

Dans notre cas, le YIG est un ferrite doux qui se sature facilement. Aussi le modèle macroscopique de Polder serait suffisant pour représenter le comportement hyperfréquence de nos matériaux.

Dans les chapitres suivants, nous allons entrer dans le cœur de ce travail en utilisant ces matériaux pour la modélisation et la réalisation de circulateurs à jonction Y.

II.5 Bibliographie du chapitre II

- [II-1] Landolt-Börnstein. "Numerical data and functional relationships in science and garnets technology", v.12 "Magnetic and other properties of oxides and related compounds and perovskites", K.-H. Hellwege (ed.), Springer-Verlag Berlin, p. 500, 1978.
- [II-2] N. B. Ibrahim, C. Edwards, S. B. Palmer, "Pulsed laser ablation deposition of yttrium iron garnet and cerium-substituted YIG films", J. Magn. Mater. 220, 183-187, 2000.
- [II-3] R. Pauthenet. Ann. Chim. Phys. Vol.3, p. 424, 1958.
- [II-4] H. K. Song, J.H. Oh, J.C. Lee and S.C. Choi. Phys. Stat. Sol. Vol. 189, N°3, pp. 829-832, 2002.
- [II-5] E. Schlömann. IEEE Spec. Pub. Proc. Conf. Magnetism and Magnetic Materials, Vol. 91, pp. 600, 1956.
- [II-6] G.P. Rodrigue, W.P. Wolf. J. Appl. Phys., Vol. 29, N° 1, pp. 105-108, 1958.
- [II-7] H. How, S.A. Oliver, S.W. McKnight, P.M. Zavracky, N.E. McGruer, C. Vittoria, R. Schmidt, "Theory and experiment of thin-film junction circulator", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. 46, N°11, pp. 1645-1653, Nov. 1998.
- [II-8] A. Guennou, « Etude magnétostatique et électromagnétique de circulateurs miniatures pour les modules actifs émission/réception des systèmes de télécommunications », Thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale, Brest, 2007.
- [II-9] Ph.Gelin, Module MD2, « Dispositifs passifs : conception de circuits, dispositifs hyperfréquence magnétiques » Cour de Master, 3^{ème} partie, Brest, 2004-2005.
- [II-10] http://www.temex-ceramics.com/site/fichiers/TEM01_Ferrite.pdf
- [II-11] S. Pignard, H. Vicent, J. Sénateur, "Epitaxial and polycrystalline BaFe₁₂O₁₉ thin films grown by chemical vapour deposition", Thin Solid Films, 350, PP. 119-123, 1999.
- [II-12] J.D. Adam, H. Buhay, M.R. Daniel, D.W. Eldridge, M.H. Hanes, R.L. Messham, T.J. Smith, "K-band circulators on semiconductor wafers", IEEE MTT-s Digest, TU1E-2, pp. 113-115, 1996.
- [II-13] S. Capraro, « Contribution au développement d'un isolateur coplanaire passif en couche mince magnétique », Thèse de doctorat, Université J. Monnet, Saint-Etienne, pp. 70-71, 2004.
- [II-14] A.S. Dehlinger, M. Le Berre, V. Larrey, D. Givord, E. Bènevent, D. Vincent, J-P. Chatelon, « Développement de circulateurs à base de couches minces d'oxydes magnétiques (BaFe₁₂O₁₉) pour applications HF », Matériaux 2006, Dijon, 13-17 novembre 2006.
- [II-15] A. Richardt et A. M. Durand, "Le vide, les couches minces, les couches dures", éditions IN FINE, 1994
- [II-16] T. Boudiar, « Elaboration de couches minces YIG par pulvérisation cathodique RF pour des applications dans les domaines optique et hyperfréquence », Thèse de Doctorat, Université Jean Monnet de Saint-Etienne, 22 octobre, 2004.
- [II-17] T. L. Gilbert, "A Lagrangian Formulation of the Gyromagnetic Equation of the Magnetization Field", Phys. Rev., vol. 100, no 4, pp 1243-1255, Nov. 1955.
- [II-18] J. Nicolas, *Microwave ferrites, Ferromagnetic materials*, Vol. 2, Edited by E.P. Wohlfarth, North-Holland, Publishing Company, pp. 251-253, 1980.
- [II-19] D. Polder, "On the theory of ferromagnetic resonance". Philos. Mag., Vol. 40, pp. 99-115, 1949.
- [II-20] G.T. Rado, "Theory of the microwave permeability tensor and Faraday effect in non saturated ferromagnetic materials", Phys. Review, Vol. 89, pp. 529, 1953.

- [II-21] P. Quéffélec, « *Les composites magnétiques en hyperfréquences : du matériau au dispositif* », Habilitation à Diriger des Recherches, Université de Bretagne Occidentale, pp. 56-100, 11 décembre 2002.
- [II-22] E. Schloemann, “*Microwave behavior of partially magnetized ferrites*”, Journal of Applied Physics, Vol.41, N°1, pp. 204-214, Jan. 1970.
- [II-23] J.J. Green, F. Sandy, “*Microwave characterization of partially magnetized ferrites*”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. 22, N°6, pp. 641-645, June 1974.
- [II-24] M. Igarashi, Y. Naito, “*Tensor permeability of partially magnetized ferrites*”, IEEE Trans. Magnetism”, Vol.13, N°5, pp. 1664-1668, Sep. 1977.
- [II-25] P. Gelin, K. Berthou-Pichavant, “*New consistent model for ferrite permeability tensor with arbitrary magnetization state*”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol.45, N°8, pp. 1185-1192, August 1997.
- [II-26] P. Gelin, P. Quéffélec and F. Le Pennec, “*Effect of domain and grain shapes on the dynamical behavior of polycrystalline ferrites: Application to the initial permeability*”, vol.98, Vol.45, Issue 5, 053906, Sep. 1997.

Chapitre III

Modélisation analytique et
numérique du circulateur

Chapitre III

Modélisation Analytique et Numérique du Circulateur

Chapitre III	85
III.1 Introduction	87
III.2 Modélisation analytique du circulateur triplaque à jonction Y	88
III.2.1 Aperçu historique.....	88
III.2.2 Méthodes d'analyse électromagnétique du circulateur	88
III.2.2.1 Modèle de Bosma	88
III.2.2.2 Calcul des champs électrique et magnétique en $R = r$	89
III.2.2.3 Conditions de bon fonctionnement d'un circulateur à jonction Y	95
III.2.2.3.1 Condition de résonance.....	95
III.2.2.3.2 Condition de circulation.....	96
III.2.2.4 Calcul des coefficients de réflexion et de transmission.....	98
III.2.3 Modélisation analytique et numérique du circulateur triplaque à YIG.....	104
III.2.3.1 Validation analytique et numérique.....	106
III.2.3.1.1 Comparaison des paramètres S du circulateur triplaque	106
III.2.3.1.2 Etudes paramétriques du comportement du circulateur triplaque	108
III.2.4 Modélisation numérique du circulateur coplanaire.....	120
III.2.4.1 Etudes paramétriques du comportement du circulateur coplanaire avec une couche mince	122
III.2.4.1.1 Variation de la largeur des lignes (W)	122
III.2.4.1.2 Variation du rayon (R) du conducteur central	123
III.2.4.1.3 Variation de la largeur des fentes (G)	123
III.2.4.1.4 Variation de la largeur des fentes internes (Sc)	124
III.2.4.1.5 Variation du rayon du plan de masse inférieur (Rc) ...	125

III.2.4.1.6 Bilan et paramètres S du circulateur coplanaire (20 μm)	126
III.2.4.2 Etude paramétrique du comportement du circulateur coplanaire avec une couche épaisse	127
III.2.4.2.1 Variation de la largeur des lignes (W_e)	127
III.2.4.2.2 Variation de la largeur des fentes (G_e).....	128
III.2.4.2.3 Paramètres S du circulateur optimal (1000 μm)	129
III.2.4.2.4 Bilan des résultats et caractéristiques des designs coplanaires	130
III.3 Conclusion	131
III.4 Bibliographie du chapitre III	132

III.1 Introduction

Dans ce chapitre nous entrons dans le cœur du sujet avec la modélisation analytique et numérique du circulateur à jonction Y.

Les phénomènes mis en jeu dans un circulateur triplaque à jonction Y font majoritairement référence aux travaux de H. Bosma [III.1] ou C.E. Fay et R.L. Comstock [III.2]. En revanche, il n'existe que très peu de travaux décrivant les singularités du circulateur coplanaire à jonction Y [III.3][III.4]. Leurs fonctionnements sont néanmoins supposés similaires en certains points, c'est pourquoi les résultats théoriques concernant la structure triplaque seront transposés à la structure coplanaire.

Dans un premier temps, nous présenterons les différentes étapes de la modélisation analytique du circulateur dans sa version triplaque. Les expressions des champs électromagnétiques présents dans le matériau magnétique sont décrites, pour aboutir au dimensionnement du composant, c'est-à-dire au rayon du disque de ferrite et à la largeur des lignes d'accès. Ensuite, le calcul des paramètres S, en tenant compte des différents facteurs de pertes, permet d'évaluer les performances du circulateur. Un seul cas sera étudié en considérant le matériau ferrite orienté et saturé.

Dans un second temps, les structures issues du modèle analytique seront modélisées de manière numérique sous le logiciel Ansoft HFSS. De cette façon, il est possible, en plus de définir la structure du circulateur, de considérer l'épaisseur de ferrite (qui n'est pas prise en compte dans la modélisation analytique). La modélisation numérique permet alors :

- de modéliser complètement la structure en 3D,
- de mener une étude paramétrique pour optimiser les performances du composant.

Finalement, étant donnés les bons résultats obtenus avec les circulateurs triplaques, nous modéliserons de manière numérique une structure coplanaire et nous mènerons également une étude paramétrique afin d'optimiser les performances du composant coplanaire. Le design ainsi obtenu sera utilisé pour la fabrication des prototypes.

III.2 Modélisation analytique du circulateur triplaqué à jonction Y

III.2.1 Aperçu historique

Le circulateur à jonction par sa forme simple à trois accès, est l'un des membres d'une large famille de dispositifs non réciproques. Les propriétés générales ont été traitées en étudiant leur matrice de répartition S . Cependant, Bosma [III.1][III.5][III.6] a été l'un des premiers à s'intéresser plutôt à la qualité intrinsèque du mécanisme de circulation en termes de comportement fréquentiel du champ électromagnétique.

Il est vrai que plusieurs tentatives ont été faites pour expliquer le fonctionnement des circulateurs. On peut citer à titre d'exemple : les travaux de C.E Fay et R.L.Comstock [III.2] ou encore les premiers travaux de Bosma sur les déplacements de champs [III.5].

Par la suite, Bosma [III.1] en se basant sur des constatations expérimentales, a reformulé son problème en faisant un certain nombre d'approximations et de suppositions notamment sur les conditions aux limites. Ceci lui a permis d'établir des conditions de circulation et à partir de là, de déduire les paramètres physiques essentiels à la conception des circulateurs.

De notre côté, nous allons présenter une formulation générale des circulateurs triplaqué. Par la suite nous démontrerons que la formulation proposée par Bosma peut être facilement déduite de la formulation générale en tenant compte des approximations de Bosma.

III.2.2 Méthodes d'analyse électromagnétique du circulateur

III.2.2.1 Modèle de Bosma

Le circulateur triplaqué à jonction Y proposé par Bosma [III.1] est le plus utilisé. Le cœur de ce circulateur de technologie triplaqué se compose de trois lignes d'accès orientées à 120° les unes des autres et reliées à un disque central métallique. Ce conducteur est inséré entre deux pastilles de ferrite de forme identique à celle du disque central, cela afin d'assurer l'homogénéité de la

structure transverse. La structure triplaque est fermée par deux plans de masse au dessus et au dessous des disques de ferrite. Deux aimants situés de part et d'autre de la structure créent un champ magnétique statique de polarisation H_0 afin d'aimanter la matière ferrimagnétique selon l'axe des cylindres magnétiques (Figure III-1).

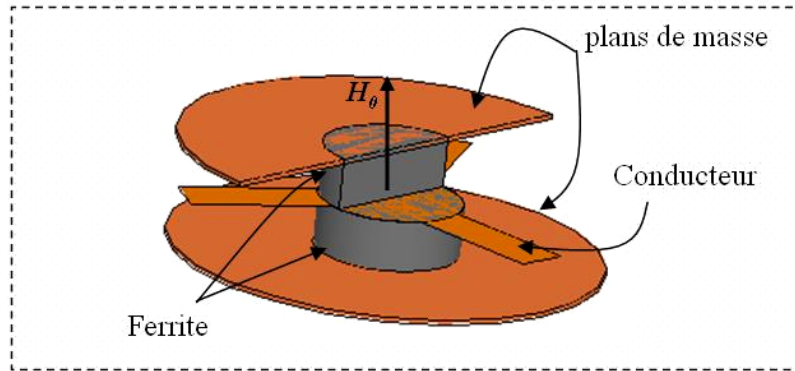


Figure III-1 : Circulateur triplaque à jonction Y.

III.2.2.2 Calcul des champs électrique et magnétique en $R = r$

Dans ses travaux, Bosma suppose que la périphérie ($r = R$) du disque de ferrite est assimilable à un mur magnétique sauf au niveau des accès. De même il suppose que les lignes d'accès sont constituées des lignes triplaques qui ne transportent que des modes TEM (Figure III-2).

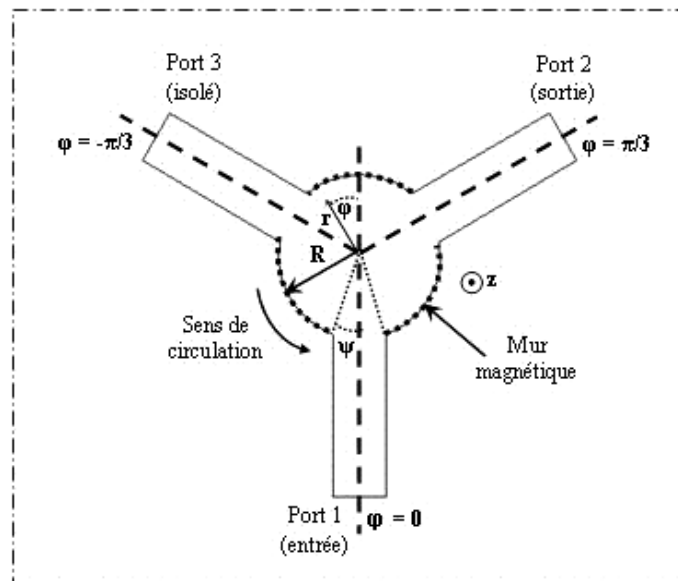


Figure III-2: Accès du conducteur central en coordonnées cylindriques.

Afin de déterminer les expressions des champs électromagnétiques, il est nécessaire d'écrire les équations de Maxwell suivantes :

$$\text{Equations de Maxwell :} \quad \begin{cases} \text{rot} \vec{E} = -j\omega\mu_0 \cdot \vec{H} \\ \text{rot} \vec{H} = +j\omega\mu_0 \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_f \cdot \vec{E} \end{cases} \quad \text{III-1}$$

Où ε_f est la permittivité relative du matériau ferrite.

$$\vec{\mu} = \begin{bmatrix} \mu & -j\kappa & 0 \\ j\kappa & \mu & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{cases} B_r = \mu H_r - j\kappa H_\phi \\ B_\phi = j\kappa H_r + \mu H_\phi \\ B_z = \mu_0 H_z \end{cases} \quad \text{III-2}$$

Suite à la proposition de Bosma indiquée au début de ce paragraphe, les composantes E_r et E_ϕ sont nulles, et la hauteur des disques de ferrite est considérée comme suffisamment faible pour que les champs électromagnétiques soient supposés sans variation selon la direction z.

Donc les équations de Maxwell s'écrivent :

$$\vec{\text{rot}} \vec{E} = -j\omega\mu_0 \vec{H} \Rightarrow \begin{cases} \frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial \phi} = -j\omega\mu_0 (\mu H_r - j\kappa H_\phi) \\ \frac{\partial E_z}{\partial r} = j\omega\mu_0 (j\kappa H_r + \mu H_\phi) \\ H_z = 0 \end{cases} \quad \text{III-3}$$

Il est possible d'exprimer les composantes du champ magnétique comme suit :

$$\begin{cases} H_\phi = \frac{1}{j\omega\mu_0 \mu_{\text{eff}}} \left[\frac{\partial E_z}{\partial r} + j \frac{\kappa}{\mu} \frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial \phi} \right] \\ H_r = \frac{1}{j\omega\mu_0 \mu_{\text{eff}}} \left[-\frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial \phi} + j \frac{\kappa}{\mu} \frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial r} \right] \end{cases} \quad \text{III-4}$$

$$\text{avec} \quad \mu_{\text{eff}} = \frac{(\mu^2 - \kappa^2)}{\mu}$$

On se focalise sur les premiers modes de circulation dont la répartition des champs électromagnétiques est de type TM ($H_z = 0$). Les composantes non nulles en coordonnées cylindriques sont donc H_r , H_φ , E_z .

$$rot \vec{H} = j\omega \cdot \epsilon \cdot \vec{E} \implies \left\{ \frac{1}{r} H_\varphi + \frac{\partial H_\varphi}{\partial r} - \frac{1}{r} \frac{\partial H_r}{\partial \varphi} = j\omega \epsilon E_z \right. \quad \text{III-5}$$

En introduisant l'Eq. III.4 dans Eq. III.5 on arrive à l'expression suivante :

$$\frac{1}{r} \left(\frac{\partial E_z}{\partial r} + j \frac{\kappa}{\mu} \frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial \varphi} \right) + \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{\partial E_z}{\partial r} + j \frac{\kappa}{\mu} \frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial \varphi} \right) - \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial \varphi} \left(-\frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial \varphi} + j \frac{\kappa}{\mu} \frac{\partial E_z}{\partial r} \right) = -\omega \mu_0 \mu_{eff} \omega \epsilon E_z \quad \text{III-6}$$

En prenant en compte les composantes non nulles des champs et le tenseur de Polder, l'équation d'Helmholtz sur E_z s'écrit en coordonnées cylindriques sous la forme suivante :

$$\left[\frac{\partial^2}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2}{\partial \varphi^2} + \omega^2 \epsilon \mu_0 \mu_{eff} \right] E_z(r, \varphi) = 0 \quad \text{III-7}$$

La solution générale est donc :

$$E_{zn} = \left[A_n \cdot e^{jn\varphi} + B_n \cdot e^{-jn\varphi} \right] J_n(k \cdot R) \quad \text{III-8}$$

où $J_n(k \cdot R)$ est la fonction de Bessel de 1^{ère} espèce à l'ordre n.

En injectant cette expression dans l'équation de Helmholtz on trouve :

$$k = \omega \sqrt{\epsilon_0 \cdot \epsilon_f \cdot \mu_0 \mu_{eff}} = \omega \sqrt{\epsilon_0 \cdot \epsilon_f \cdot \mu_0 \cdot \frac{(\mu^2 - \kappa^2)}{\mu}} \quad \text{III-9}$$

La solution donnée à l'équation (Eq. III.8) correspond au nième mode TM de résonance des disques de ferrite. En introduisant cette solution dans l'équation (Eq. III.4), il vient :

$$H_{\varphi_n}(R, \varphi) = jY_{eff} \left\{ \begin{array}{l} A_n \cdot e^{jn\varphi} \left[J'_n(kR) - \frac{nJ_n(kR)}{kR} \left(I + \frac{\kappa}{\mu} \right) \right] + \\ B_n \cdot e^{-jn\varphi} \left[J'_n(kR) - \frac{nJ_n(kR)}{kR} \left(I - \frac{\kappa}{\mu} \right) \right] \end{array} \right\} \quad \text{III-10}$$

avec

$$Y_{eff} = \sqrt{\frac{\varepsilon_f \varepsilon_0}{\mu_0 \mu_{eff}}} \quad \text{III-11}$$

Y_{eff} représente l'admittance effective de l'onde dans le matériau ferrite.

Compte tenu de l'hypothèse de Bosma (Eq. III.12, Eq. III.13), la condition de mur magnétique à la circonférence des disques de ferrite est vraie sauf au niveau des ports d'accès. De plus, afin de simplifier le calcul analytique, la composante selon φ du champ magnétique est considérée comme constante sur toute la largeur des lignes d'accès.

En supposant qu'à l'accès 1 nous avons un mode incident, nous pouvons écrire de nouvelles conditions pour le champ électrique et le champ magnétique :

$$\begin{array}{ll} \text{Accès 1} & \varphi = 0 \\ \text{Accès 2} & \varphi = 2\pi/3 \\ \text{Accès 3} & \varphi = -2\pi/3 \end{array} \quad \text{III-12}$$

Les champs E_z et H_φ étant supposés constants au niveau des accès, pour $r = R$, on peut écrire :

$$\left\{ \begin{array}{l} H_{\varphi l}(R, \varphi) = H_1 \\ E_{z l} = E_1 \end{array} \right. \quad \text{Pour : } \begin{array}{l} -\psi < \varphi < \psi \\ \varphi = 0 \end{array} \\
\left\{ \begin{array}{l} H_{\varphi l}(R, \varphi) = H_1 \\ E_{z l} = -E_1 \end{array} \right. \quad \text{Pour : } \begin{array}{l} \frac{2\pi}{3} - \psi < \varphi < \psi + \frac{2\pi}{3} \\ \varphi = \frac{2\pi}{3} \end{array} \\
\left\{ \begin{array}{l} H_{\varphi l}(R, \varphi) = 0 \\ E_{z l} = 0 \end{array} \right. \quad \text{Pour : } \begin{array}{l} -\frac{2\pi}{3} - \psi < \varphi < \psi - \frac{2\pi}{3} \\ \varphi = -\frac{2\pi}{3} \end{array} \\
\left\{ \begin{array}{l} H_{\varphi l}(R, \varphi) = 0 \end{array} \right. \quad \text{Partout ailleurs}
\end{array} \quad \text{III-13}$$

En tenant compte des conditions (Eq. III.12) et (Eq. III.13) pour le premier mode, on peut donc déterminer les expressions des coefficients A et B de l'expression (Eq. III.8) :

$$A = \frac{E_1}{2J_1(kR)} \left(1 + \frac{j}{\sqrt{3}} \right)$$

et

$$B = \frac{E_1}{2J_1(kR)} \left(1 - \frac{j}{\sqrt{3}} \right)$$

III-14

Ensuite l'expression du champ électrique de l'équation (Eq. III.8) devient :

$$E_z = E_1 \frac{J_1(kr)}{J_1(kR)} \left(\cos \varphi - \frac{\sin \varphi}{\sqrt{3}} \right)$$

III-15

De la même manière que précédemment en introduisant l'expression (Eq. III.15) dans l'équation (Eq. III.10) il vient :

$$H_{\varphi 1} = jY_{eff} \frac{E_1}{2J_1(kR)} \left\{ \left(1 + \frac{j}{\sqrt{3}} \right) \left[J_1'(kR) - \frac{J_1(kR)}{kR} \left(1 + \frac{\kappa}{\mu} \right) \right] e^{j\varphi} + \left(1 - \frac{j}{\sqrt{3}} \right) \left[J_1'(kR) - \frac{J_1(kR)}{kR} \left(1 - \frac{\kappa}{\mu} \right) \right] e^{-j\varphi} \right\} \quad \text{III-16}$$

En tenant compte des conditions (Eq. III.13), on peut développer l'expression finale du champ magnétique pour le mode $n = 1$ [III.2]:

$$H_{\varphi 1} = H_1 \frac{\sin \psi}{2\pi} \left[(1 - j\sqrt{3}) e^{j\varphi} + (1 + j\sqrt{3}) e^{-j\varphi} \right] \quad \text{III-17}$$

Les résultats théoriques obtenus par H. Bosma permettent d'exprimer la composante E_z en fonction de la composante H_φ en introduisant une fonction de Green [III.1] :

$$E_z(r, \varphi) = \int_{-\pi}^{\pi} G(r, \varphi; R, \varphi') H_\varphi(R, \varphi') d\varphi' \quad \text{III-18}$$

La fonction de Green dépend des caractéristiques du matériau, de la fréquence et des conditions aux limites du disque de ferrite. Elle a pour expression :

$$G(r, \varphi; R, \varphi') = -\frac{j\eta_{eff} J_0(kr)}{2\pi J_0'(kR)} + \frac{\eta_{eff}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\frac{\kappa}{\mu} \frac{nJ_n(kR)}{kR} \sin n(\varphi - \varphi') - jJ_n'(kR) \cos n(\varphi - \varphi')}{[J_n'(kR)]^2 - \left[\frac{\kappa}{\mu} \frac{nJ_n(kR)}{kR} \right]^2} J_n(kR). \quad \text{III-19}$$

$$\text{et l'impédance effective de ferrite } \eta_{eff} = Z_{eff} = \sqrt{\mu_0 \mu_{eff} / \epsilon_0 \epsilon_f} \quad \text{III-20}$$

III.2.2.3 Conditions de bon fonctionnement d'un circulateur à jonction Y

Pour obtenir la fonction de circulation, certaines conditions sont à respecter :

- les circulateurs à jonction Y fonctionnent autour des fréquences de résonance d'un résonateur équivalent, qui serait formé par la jonction pour laquelle la condition de mur magnétique serait maintenue sur toute sa périphérie. La fréquence de fonctionnement du circulateur est directement liée à la dimension de ce résonateur ainsi qu'aux caractéristiques du ferrite (κ, μ) et à la polarisation de celui-ci.
- D'autres conditions doivent être respectées afin de permettre une isolation parfaite entre l'entrée et l'accès isolé, et une très bonne adaptation entre la ligne d'entrée et le circulateur.

III.2.2.3.1 Condition de résonance

Quand le contour de la jonction est formé d'un mur magnétique, le champ H_φ est nul partout sur le contour, par contre E_z ne peut être nul sous peine de tomber sur la solution triviale nulle. Par conséquent, la fonction de Green tend vers l'infini quand $r = R$.

$$H_\varphi(R = r) = 0 \quad \text{III-21}$$

Dans le cas d'une jonction circulaire, selon les travaux de Bosma on déduit les conditions suivantes :

$$\begin{cases} J'_n(kR) - \frac{nJ_n(kR)}{kR} \left(1 + \frac{\kappa}{\mu}\right) = 0 & \text{mode +,} \\ J'_n(kR) - \frac{nJ_n(kR)}{kR} \left(1 - \frac{\kappa}{\mu}\right) = 0 & \text{mode -,} \end{cases} \quad \text{III-22}$$

L'évolution des premiers modes en fonction du facteur d'anisotropie κ/μ est déterminée par le diagramme de la Figure III-3. Le premier chiffre est l'ordre de la racine alors que le deuxième correspond à n (l'ordre de la fonction de Bessel).

On voit que les deux modes tendent vers une seule solution quand le facteur d'anisotropie κ/μ tend vers 0.

La connaissance de ces modes est primordiale pour la conception d'un circulateur car le bon fonctionnement d'un circulateur dépend de l'interaction entre 2 modes du même ordre comme cela est décrit par Bosma [III.1].

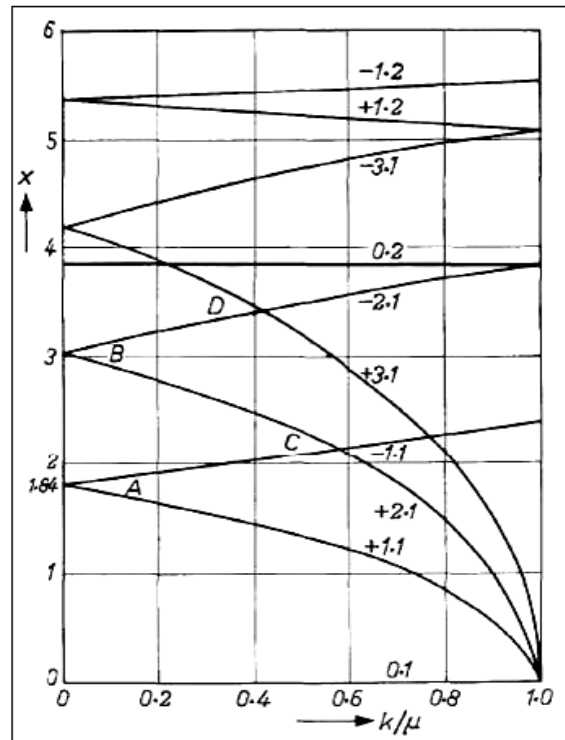


Figure III-3: Modes de résonance selon Bosma.

III.2.2.3.2 Condition de circulation

Les conditions de circulation d'un circulateur peuvent être définies à partir de la matrice S (Eq.III.31) par :

$$\alpha = \gamma = 0 \quad \text{III-23}$$

$$|\beta| = 1 \quad \text{III-24}$$

Avec α, γ et β seront bien définis dans III.2.2.4

Pour le premier mode de circulation, la circulation a lieu entre les deux modes de résonances $-1,1$ et $+1,1$ (Figure III-1) dans le cas d'une jonction

circulaire. Comme un grand nombre de circulateurs fonctionnent à des rapports d'anisotropie faibles, une solution approximative est alors donnée par :

$$(kR)_{l,l} = 1.84 \quad \text{III-25}$$

La précision de cette solution est acceptable pour une valeur de l'angle de couplage faible, concernant notamment des circulateurs à bande de fonctionnement faible et modérée. La deuxième condition concerne l'adaptation entre la jonction et l'accès 1, en considérant les accès 2 et 3 déjà adaptés. Dans le travail de Wu et Rosenbaum [III.7] l'impédance d'entrée avec hypothèse d'adaptation des accès 2 et 3 est présentée comme suit :

$$Z_{in} = \frac{Ez}{H\varphi} = -\eta - \left(\frac{j2\eta_{eff}}{\pi} \right) \left(\frac{C_1^2 + C_2^2 + C_3^2 + 3C_1C_2C_3}{C_1^2 - C_2C_3} \right) \quad \text{III-26}$$

Où C_1 , C_2 et C_3 sont des séries infinies définies par :

$$\begin{aligned} C_1 &= \frac{j\pi Z_d}{2Z_{eff}} + \frac{j\pi}{Z_{eff}} \psi G(0;0) \\ C_2 &= \frac{j\pi}{Z_{eff}} \psi G(2\pi/3;0) \\ C_3 &= \frac{j\pi}{Z_{eff}} \psi G(-2\pi/3;0) \end{aligned} \quad \text{III-27}$$

Avec G est la fonction de Green donnée en (III-19).

Le cas limite en prenant un seul terme des séries infinies et avec l'hypothèse $|\kappa/\mu| \ll 1$ donne lieu à une relation approchée de la deuxième condition de circulation :

$$\psi = \sqrt{\frac{\varepsilon}{3} \frac{\pi \left(\frac{\kappa}{\mu} \right)}{1.84 \sqrt{\mu_{eff}}}} \quad \text{III-28}$$

où ε est la permittivité relative du matériau diélectrique entourant les disques de ferrite. Il est possible de déterminer la largeur W des lignes d'accès en fonction de l'angle de couplage et du rayon des disques de ferrite comme suit :

$$W = 2R \sin \psi \quad \text{III-29}$$

Dans la discussion précédente, la hauteur du ferrite n'entre pas dans les formules. Cela nous laisse un paramètre libre lors de la modélisation numérique sous HFSS du circulateur triplaqué.

III.2.2.4 Calcul des coefficients de réflexion et de transmission

Afin d'évaluer les performances présentées par le circulateur triplaque à jonction Y, il faut calculer les paramètres S. Cependant, pour obtenir les relations les plus simples possibles, tout en restant proche des conditions aux limites, Bosma a suggéré de déduire les éléments de la matrice S d'un hexapôle possédant une symétrie de rotation. La matrice de paramètres S du circulateur peut être exprimée comme suit :

$$S = \begin{bmatrix} \alpha & \gamma & \beta \\ \beta & \alpha & \gamma \\ \gamma & \beta & \alpha \end{bmatrix} \quad \text{III-30}$$

$$S = \begin{bmatrix} \alpha & \gamma & \beta \\ \beta & \alpha & \gamma \\ \gamma & \beta & \alpha \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \quad \text{III-31}$$

Y.S. Wu et F.J. Rosenbaum [III.7], ainsi que R.E. Neidert et P.M. Phillips [III.8] présentent dans leurs travaux les expressions des paramètres S données ci-dessous :

$$\left\{ \begin{array}{l} S_{11} = \alpha = 1 + \frac{\pi Z (C_1^2 - C_2 C_3)}{j Z_{\text{eff}} (C_1^2 + C_2^2 + C_3^2 - 3 C_1 C_2 C_3)} \\ S_{21} = \beta = \frac{\pi Z (C_2^2 - C_1 C_3)}{j Z_{\text{eff}} (C_1^2 + C_2^2 + C_3^2 - 3 C_1 C_2 C_3)} \\ S_{31} = \gamma = \frac{\pi Z (C_3^2 - C_1 C_2)}{j Z_{\text{eff}} (C_1^2 + C_2^2 + C_3^2 - 3 C_1 C_2 C_3)} \end{array} \right. \quad \text{III-32}$$

Avec Z_{eff} et Z_d les impédances d'ondes effectives correspondant aux admittances Y_{eff} et Y_d définies respectivement aux équations (Eq.III.33) et (Eq.III.34).

$$Y_e = \sqrt{\frac{\epsilon_0 \epsilon_f}{\mu_0 \mu_e}} \quad \text{III-33}$$

$$Y_d = \frac{\sqrt{\varepsilon_d}}{120\pi} \quad \text{III-34}$$

Après avoir calculé les valeurs de C_1 , C_2 et C_3 , il est donc possible d'estimer les paramètres S de notre circulateur.

Les pertes peuvent être prises en compte lors du calcul des paramètres S . Il s'agit de trois types de pertes :

- les pertes magnétiques,
- les pertes diélectriques,
- et les pertes dues au conducteur.

Pour prendre en compte les pertes magnétiques, il s'agit de considérer comme complexes les éléments du tenseur de Polder [III.9] : les parties imaginaires μ'' et κ'' définies à l'équation (Eq.III.37-39) représentent alors ces pertes.

$$\text{Si } \mu = \mu' - j\mu'' \text{ et } \kappa = \kappa' - j\kappa'' \quad \text{III-35}$$

alors les parties réelles et imaginaires de μ et κ s'écrivent [III.9] :

$$\mu' = 1 + \frac{\omega_0 \omega_m (\omega_0^2 - \omega^2 (1 - \alpha^2))}{(\omega_0^2 - \omega^2 (1 + \alpha^2))^2 + 4\alpha^2 \omega^2 \omega_0^2} \quad \text{III-36}$$

$$\mu'' = \frac{\alpha \omega \omega_m (\omega_0^2 + \omega^2 (1 + \alpha^2))}{(\omega_0^2 - \omega^2 (1 + \alpha^2))^2 + 4\alpha^2 \omega^2 \omega_0^2} \quad \text{III-37}$$

$$\kappa' = \frac{\omega \omega_m (\omega_0^2 - \omega^2 (1 + \alpha^2))}{(\omega_0^2 - \omega^2 (1 + \alpha^2))^2 + 4\alpha^2 \omega^2 \omega_0^2} \quad \text{III-38}$$

$$\kappa'' = \frac{2\alpha \omega^2 \omega_0 \omega_m}{(\omega_0^2 - \omega^2 (1 + \alpha^2))^2 + 4\alpha^2 \omega^2 \omega_0^2} \quad \text{III-39}$$

Où α est le terme d'amortissement, ω est la fréquence angulaire et ω_m et ω_0 s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} \omega_m = \gamma 4\pi M_s \\ \omega_0 = \gamma H_i \end{cases} \quad \text{III-40}$$

Avec γ, H_i et M_s représentent respectivement le facteur gyromagnétique, le champ magnétique statique interne du matériau et son aimantation à saturation.

Pour prendre en compte les pertes diélectriques, la permittivité relative diélectrique peut s'écrire sous forme complexe :

$$\varepsilon_r = \varepsilon'_r - j\varepsilon''_r \quad \text{III-41}$$

$$\text{Où } \varepsilon''_r = \varepsilon'_r \cdot \tan \delta_e$$

$\tan \delta_e$ est la tangente de pertes diélectriques du matériau. Ces pertes diélectriques doivent être considérées aussi bien pour le ferrite que pour le diélectrique entourant les disques de ferrite.

Afin de prendre en compte les pertes dues aux conducteurs, on introduit la conductivité σ et la profondeur de peau δ . La présence des conducteurs provoque l'apparition d'une composante tangentielle du champ électrique, et une composante normale du champ magnétique. Par conséquent, deux termes G_{N1} et G_{N2} sont ajoutés à la fonction de Green [III.8] initiale notée G_B introduite dans (Eq.III.19) :

$$G(R, \varphi; R, \varphi') = G_B - G_{N1} - G_{N2} \quad \text{III-42}$$

Où :

$$G_{N1} = -\frac{1+j}{2\pi\sigma\delta} \frac{J'_0(kR)}{J'_0(kR)} + \frac{1-j}{\pi\sigma\delta} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(ad-bc)\sin[n(\varphi-\varphi')] - j(ac-bd)\cos[n(\varphi-\varphi')]}{(c^2-d^2)} \quad \text{III-43}$$

$$G_{N2} = \frac{1-j}{2\pi\sigma\delta} \frac{\kappa J'_0(kR)}{\mu J'_0(kR)} + \frac{1+j}{\pi\sigma\delta} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(ed-gc)\sin[n(\varphi-\varphi')] - j(ec-gd)\cos[n(\varphi-\varphi')]}{(c^2-d^2)} \quad \text{III-44}$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} a = J'_n(kR) \\ b = \frac{\kappa}{\mu} n \frac{J_n(kR)}{(kR)} \\ c = J'_n(kR) \\ d = \frac{\kappa}{\mu} n \frac{J_n(kR)}{kR} \\ e = \frac{\kappa}{\mu} J'_n(kR) \\ g = n \frac{J_n(kR)}{kR} \end{array} \right. \quad \text{III-45}$$

On peut également calculer la constante d'atténuation provoquée par les conducteurs [III.8], celle-ci est donnée par (Figure III-4):

$$\text{Atténuation (dB)} = \frac{8,686.R_s}{\eta_{\text{eff}} h} \ell \quad \text{III-46}$$

Où $\eta_{\text{eff}} = Z_{\text{eff}} = \frac{377}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}}$ est l'impédance de l'onde, h l'épaisseur des disques de ferrite et ℓ correspond à la distance qui sépare deux ports consécutifs $\ell = (2\pi R/3)$ (un tiers de la circonférence des disques de ferrite). La résistance de surface est évaluée par :

$$R_s = \frac{1}{\sigma \delta} \quad \text{III-47}$$

Ensuite, l'expression de la profondeur de peau est donnée par :

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} \quad \text{III-48}$$

μ représente la perméabilité de conducteur.

La permittivité relative effective dans l'expression de Z_{eff} est notée par :

$$\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}} = c/f\lambda_g \quad \text{III-49}$$

Où c est la vitesse dans l'espace libre, f la fréquence de fonctionnement et λ_g la longueur d'onde guidée, qui s'écrit :

$$\lambda_g = 4\pi R/3 \quad \text{III-50}$$

Il convient de s'intéresser aux constantes d'atténuation (AC) pour comparer l'étude analytique avec l'étude numérique en fonction de l'épaisseur de ferrite.

A partir de l'équation (III.46), la constante d'atténuation d'un circulateur fonctionnant à 10 GHz est calculée pour diverses épaisseurs de ferrite. Ces résultats analytiques sont comparés aux résultats obtenus sous HFSS (voir Figure III-4).

On observe clairement une augmentation des pertes d'insertion lorsque l'épaisseur des disques de ferrite décroît, augmentation encore plus marquée lorsque cette épaisseur devient inférieure à 70 μm (Figure III-4).

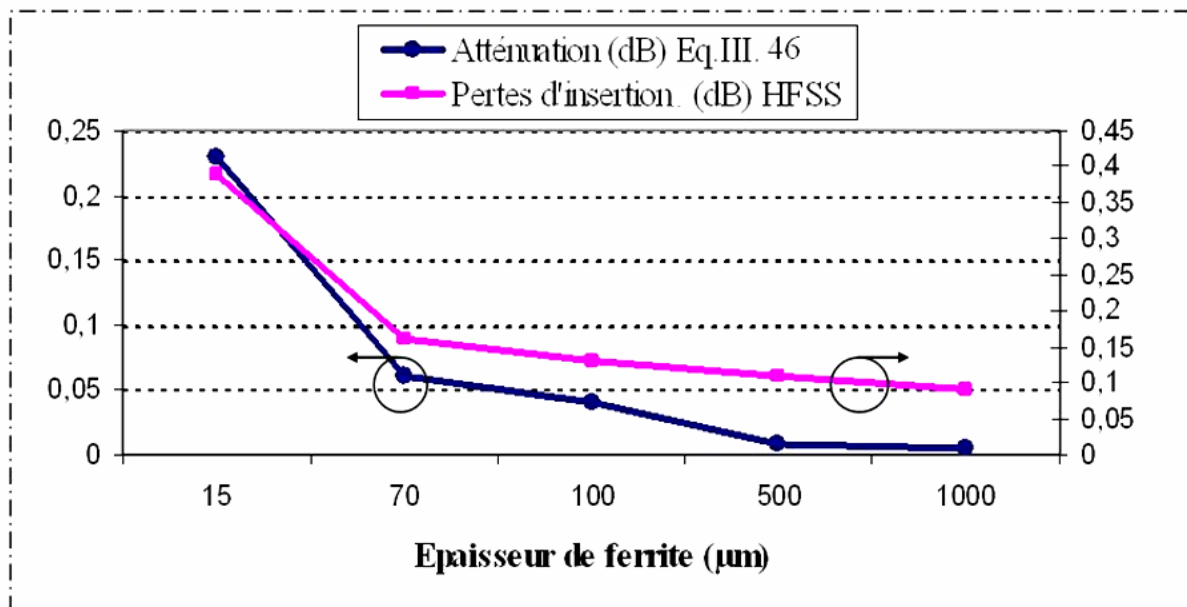


Figure III-4: Pertes d'insertion du circulateur triplaque avec un conducteur en cuivre de 4 μm d'épaisseur en fonction de l'épaisseur de ferrite – comparaison des résultats analytiques et numériques.

L'atténuation provoquée par les conducteurs (Eq.III.46) doit alors être ajoutée aux paramètres S correspondant aux pertes d'insertion et à l'isolation, à savoir :

$$\left. \begin{aligned} S_{21} &= 20 \log \left[\frac{\pi Z (C_2^2 - C_1 C_3)}{j Z_{\text{eff}} (C_1^2 + C_2^2 + C_3^2 - 3 C_1 C_2 C_3)} \right] \\ S_{31} &= 20 \log \left[\frac{\pi Z (C_3^2 - C_1 C_2)}{j Z_{\text{eff}} (C_1^2 + C_2^2 + C_3^2 - 3 C_1 C_2 C_3)} \right] \end{aligned} \right\} + \text{atténuation (dB) III-51}$$

Un résumé de la démarche analytique est donné sur la Figure III-5. Les différentes étapes de résolution analytique pour le circulateur triplaqué qui sont basées sur les études réalisées par Bosma et Neidert sont aussi présentées. Les expressions des champs électromagnétiques présents dans le matériau magnétique sont décrites, pour aboutir au dimensionnement du composant, c'est à dire à la détermination du rayon du disque de ferrite et de la largeur des lignes d'accès. Ensuite, le calcul des paramètres S, en tenant compte des différents facteurs de pertes, permet d'évaluer les performances du circulateur.

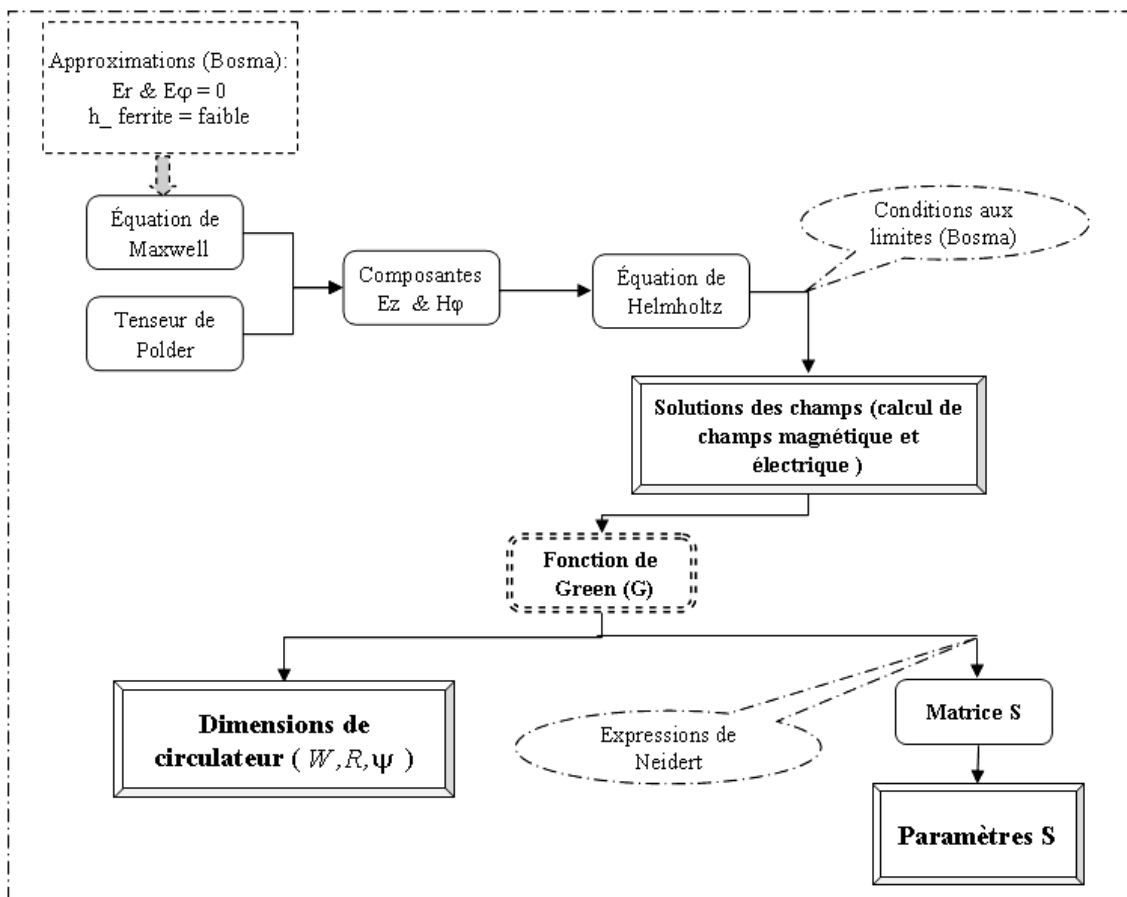


Figure III-5 : Représentation des étapes théoriques de la résolution.

A partir de l'approche théorique décrite précédemment, un code de calcul a été réalisé afin de déterminer les paramètres S du circulateur. Dans le but de

valider nos paramètres (fréquence, champs, matériau), les résultats analytiques sont ensuite comparés avec des résultats de simulation sous HFSS pour un circulateur triplaque. Un bon accord entre les résultats théoriques issus de notre cas d'étude et ceux décrits dans la littérature est observé (voir Figure III-10).

III.2.3 Modélisation analytique et numérique du circulateur triplaque à YIG

Dans un premier temps, le YIG intégré pour la fabrication des circulateurs est supposé avoir une orientation cristallographique, perpendiculaire à la couche de ferrite. L'aimantation du ferrite est donc considérée égale à l'aimantation à saturation du matériau massif ($\mu_0 M_s$), à savoir 175 mT. Par ailleurs le champ statique interne H_i est donné par les expressions suivantes :

$$\omega_r = \gamma \mu_0 H_i \quad \text{III-52}$$

$$H_i = H_0 + H_A - N_z M_s \quad \text{III-53}$$

Où :

- ω_r caractérise la pulsation de rotation de la précession de Larmor autour du champ magnétique interne H_i ,
- H_0 est le champ statique externe appliqué,
- H_A le champ d'anisotropie,
- N_z le champ démagnétisant selon la direction z ,
- M_s l'aimantation à saturation.

Le facteur démagnétisant est approché par $N_z = 1$, dans le cas d'une couche mince magnétique polarisée perpendiculairement à son plan. Pour le YIG, le champ d'anisotropie H_A est négligeable. Nous avons choisi un champ magnétique statique externe appliqué $H_0 = 397$ kA/m (0,5 T), ce qui correspond à un champ interne $H_i = 258$ kA/m.

L'évolution de la perméabilité effective (Eq.III.35) (Figure III-6) du matériau magnétique en fonction de la fréquence et ensuite en fonction du champ (Figure III-7) a été calculée à partir du modèle de Polder.

Le phénomène de résonance de la perméabilité en fonction de la fréquence (Figure III-6) est observé à une fréquence de 10 GHz. Notre objectif est de réaliser un circulateur devant fonctionner autour de 10 GHz. Or ce composant ne fonctionne pas à la résonance. En effet, le circulateur fonctionne soit au dessous, soit au dessus de la résonance gyromagnétique.

Toujours pour différencier le fonctionnement de l'isolateur et du circulateur nous présentons ici l'évolution des paramètres μ et κ en fonction de la fréquence (cf. Figure III-6) et en fonction du champ magnétique interne du matériau (cf. Figure III-7). Ce sont ces paramètres qui sont à l'origine de l'effet non-réciproque des composants HF. Si certains dispositifs fonctionnent au niveau de la résonance de μ et κ , le circulateur est un dispositif situé hors résonance.

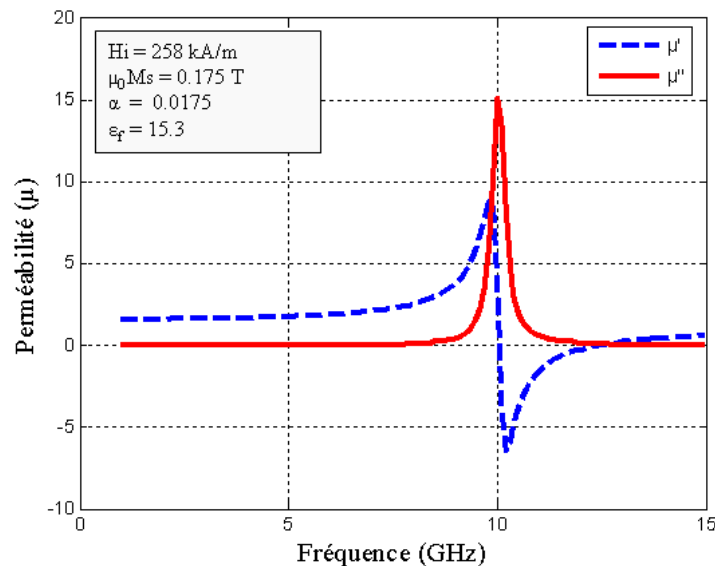


Figure III-6 : Evolution de la perméabilité du matériau magnétique en fonction de la fréquence.

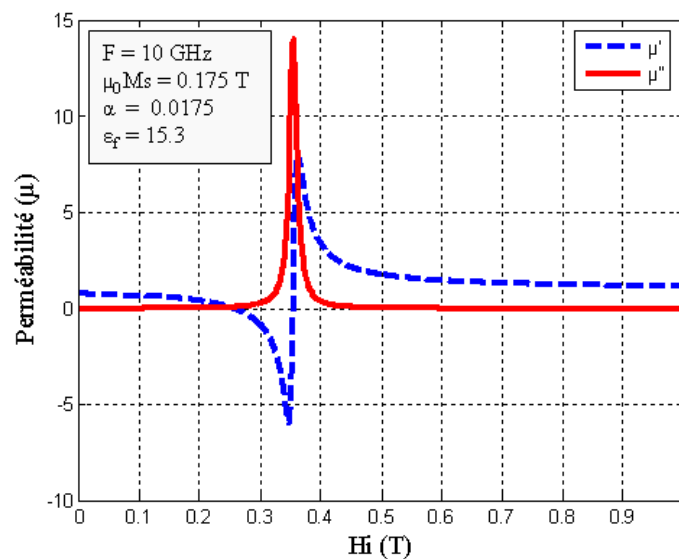


Figure III-7 : Evolution de la perméabilité du matériau magnétique en fonction du champ H_i .

Comme le circulateur ne fonctionne pas à la résonance, pour le matériau magnétique considéré, il ne sera pas possible de concevoir un circulateur fonctionnant à une fréquence de 10 GHz avec un champ de 258 kA/m. Il est nécessaire d'augmenter le champ magnétique statique à une valeur de 636 kA/m, cela permettant de compenser le champ démagnétisant et d'obtenir un champ interne de 477 kA/m (cf. Equation III.53). Pour cette valeur du champ magnétique interne, l'évolution de la perméabilité (calculée à partir du modèle de Polder) en fonction de la fréquence (cf. Figure III-8) montre que le phénomène de résonance est observé autour de 14 GHz. Il est alors possible de concevoir un circulateur fonctionnant à 10 GHz, fréquence qui se trouve alors en dessous de la gyrorésonance.

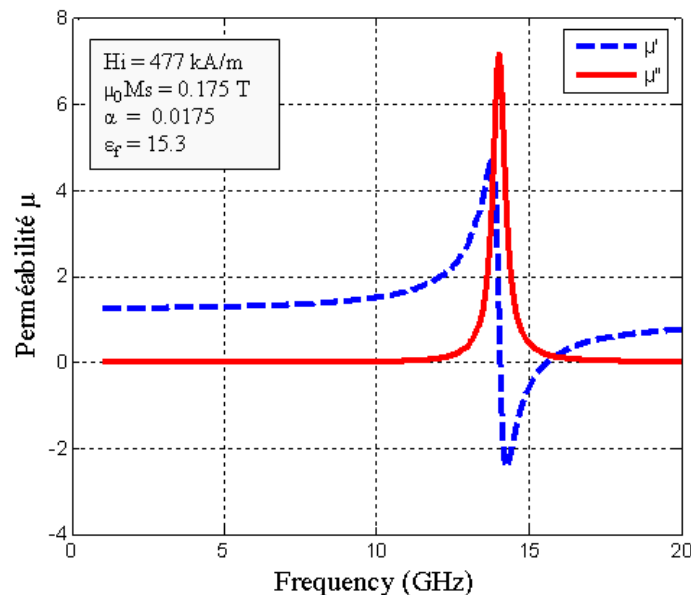


Figure III-8 : Evolution de la perméabilité du matériau magnétique en fonction de la fréquence.

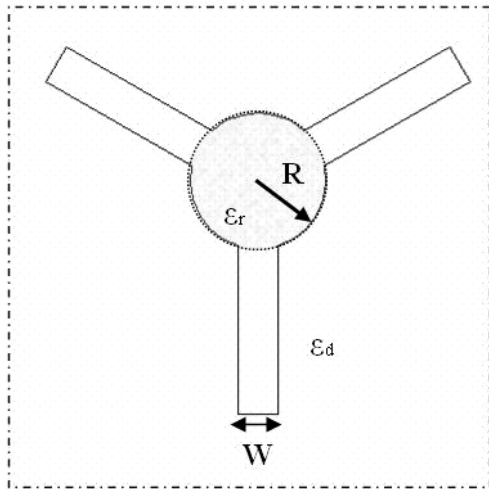
III.2.3.1 Validation analytique et numérique

Dans cette partie nous allons valider notre programme écrit à partir des résultats obtenus analytiquement puis confirmer par les résultats de simulation numérique sous HFSS. Dans un deuxième temps des études paramétriques seront menées afin de quantifier l'influence des principaux paramètres pour la conception du circulateur.

III.2.3.1.1 Comparaison des paramètres S du circulateur triplaque

On se propose de fixer tous les paramètres physiques et surtout géométriques obtenus lors de notre calcul analytique, afin d'observer l'évolution

des paramètres S d'un circulateur triplaque à jonction Y à base de YIG saturé et orienté avec un champ interne de 477 kA/m dont les caractéristiques sont données ci-dessous à titre d'illustration (cf. Figure III-9).



Structure étudiée

Celle définie dans la Figure III-1

Caractéristiques du matériau

- diélectrique : $\epsilon_d = 10$, $h = 635 \mu\text{m}$.
 - YIG : $\epsilon_r = 15,3$, $\mu_0 M_s = 175 \text{ mT}$, $\Delta H = 1,5 \text{ kA/m}$, $\tan\delta = 10^{-3}$, $h_f = 20 \mu\text{m}$
- $H_i = 477 \text{ kA/m}$, pour une fréquence de 10 GHz.

Caractéristiques géométriques

$R = 2 \text{ mm}$, $\psi = 0,136 \text{ radians}$, $W = 400 \mu\text{m}$,

Figure III-9 : Structure triplaque étudiée.

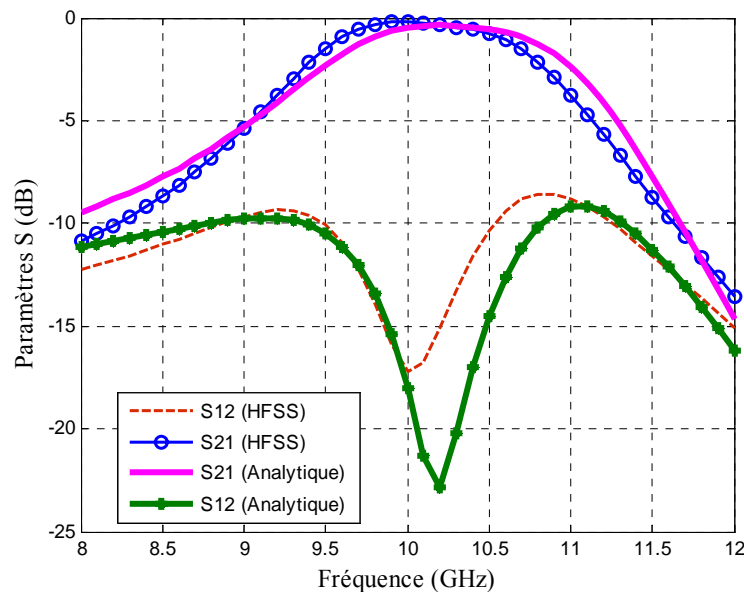


Figure III-10 : Comparaison des paramètres S entre les modélisations analytique et numérique d'un circulateur triplaque [III.10].

Sur la Figure III-10 sont comparées les performances obtenues par calcul analytique à partir des équations (III-32) avec les résultats obtenus numériquement sous HFSS. Les niveaux d'isolation et des pertes d'insertion obtenus par simulation sont équivalents à ceux obtenus analytiquement. Toutefois, nous pouvons observer un petit décalage de fréquence entre

l'analytique et la simulation qui reste acceptable. Les résultats obtenus sur les réseaux des courbes sont illustrés dans le Tableau III-1.

	Analytique	Numérique (HFSS)
Fréquence (GHz)	10,2	10
Pertes d'insertion (dB)	- 0,3	-0,36
Isolation (dB)	- 23	-16,06
Réflexion (dB)	- 19,5	-14,61
VSWR	1,2	1,46

Tableau III-1 : Comparaison des résultats analytique et numérique.

III.2.3.1.2 Etudes paramétriques du comportement du circulateur triplaque

Après avoir présenté le modèle de simulation basé sur des travaux de Bosma [III.5], il est dès lors possible de regarder l'influence de la variation des différents paramètres physiques sur le comportement du circulateur (dimensions, matériaux de fabrication) (Tableau III-2). Pour cela et afin de simplifier les choses, nous avons choisi d'étudier le comportement d'un circulateur de forme circulaire planaire triplaque. De ce fait, du point de vue géométrique, les paramètres variables seront le rayon de la jonction centrale et l'angle de couplage (ψ). Les résultats présentés dans ce qui suit sont obtenus en utilisant des lignes d'accès quart d'onde. Pour les paramètres géométriques et pour les paramètres constitutifs des matériaux on s'intéresse uniquement aux pertes d'insertion et à l'isolation car quand les conditions de circulation sont vérifiées l'équation (III.24) garantit les autres performances.

YIG (grenat d'yttrium fer)		
Permittivité relative	ϵ_r	15,3
Tangente de pertes diélectriques	$\text{tang}\delta_e$	10^{-2}
Magnétisation à saturation	$\mu_0 M_s$ (mT)	175
Largeur à mi-hauteur	ΔH (kA/m)	1,5
Champ interne	H_i (kA/m)	557
Amortissement	α	0,0175
Al ₂ O ₃ (Alumine)		
Permittivité relative	ϵ_d	9,4
Tangente de pertes diélectriques	$\text{tang}\delta_e$	0,006

Tableau III-2 : Paramètres physiques des différents matériaux utilisés pour la structure triplaque

Les résultats analytiques et numériques présentés ci-dessous permettent de montrer la faisabilité d'un circulateur fonctionnant à la fréquence de 10 GHz à

base YIG orienté et saturé. Cependant, le calcul analytique est réalisé en deux dimensions puisque l'épaisseur de ferrite n'est pas prise en considération. La simulation électromagnétique en 3D permet ensuite d'effectuer une modélisation complète d'un circulateur triplaqué à jonction Y. Avec ce type de simulation on peut en effet corriger les résultats en tenant compte de l'épaisseur de ferrite. Le circulateur considéré lors de la simulation est de structure triplaqué avec les paramètres suivantes (Eq. III.25, III. 28 et III.29) :

ii Variation du rayon (R)

Dans le but d'étudier la sensibilité des performances du circulateur vis-à-vis du rayon des disques de ferrite (Figure III-11), on fait varier celui-ci de 1,5 mm à 2,5 mm et l'angle de couplage fixé à 0,075 rad.

Le but de cette étude est de connaître l'effet de l'ajustement du rayon du conducteur central et des disques de ferrite sur les performances du circuit et sur son fonctionnement par rapport à la bande de fréquence souhaitée.

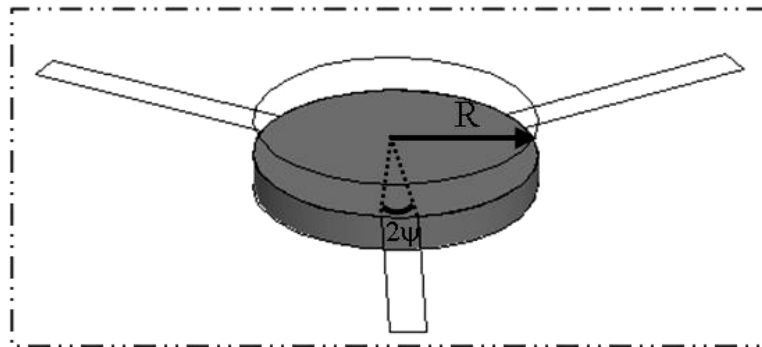


Figure III-11 : Définition des paramètres géométrique étudiée pour un circulateur triplaqué.

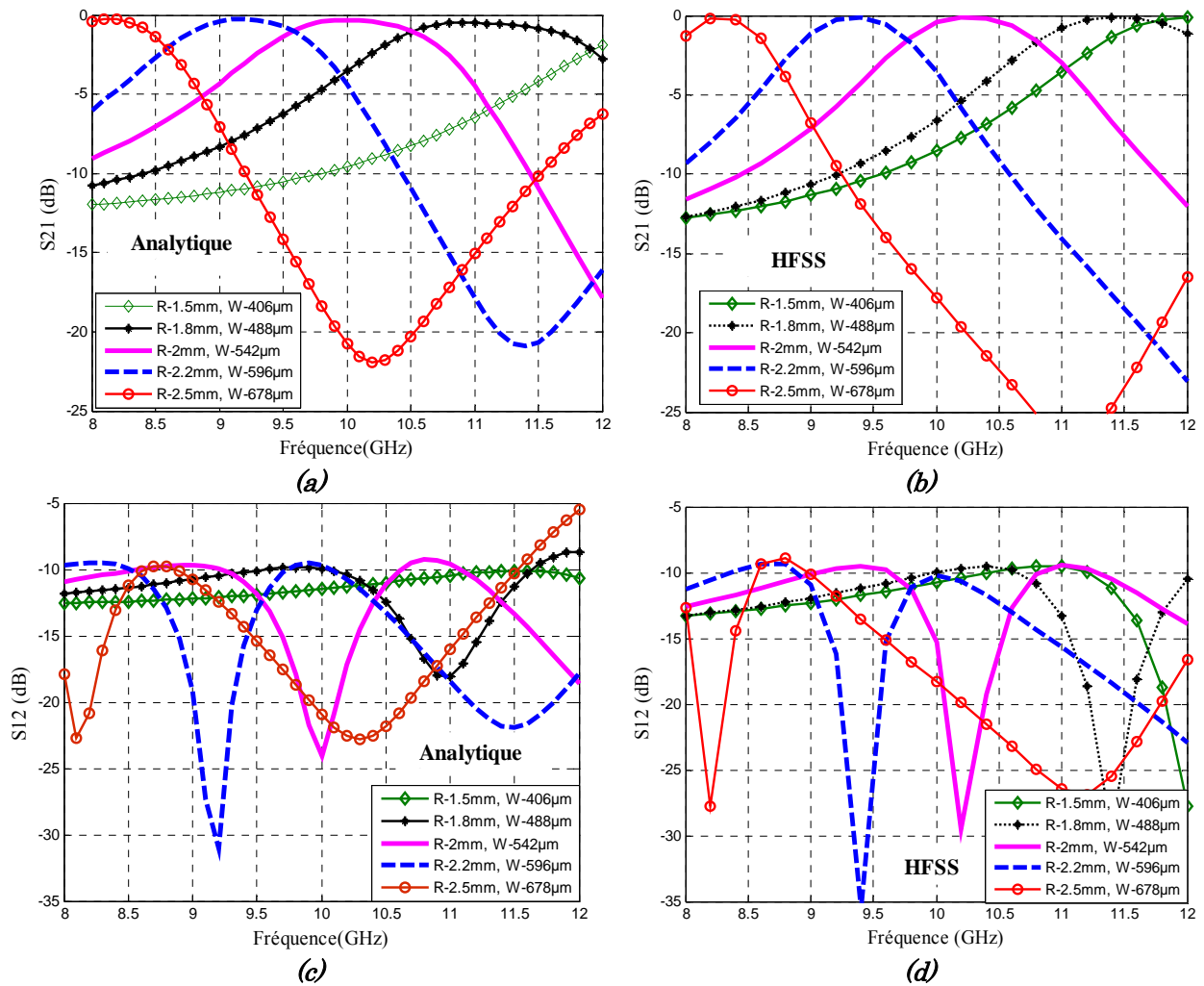


Figure III-12: Variation des paramètres S en fonction de la fréquence pour différents rayon de disques de ferrite (a), (c) analytique, (b), (d) numérique (HFSS).

A partir du réseau de courbes présenté dans la Figure III-12 représentant les performances calculées d'une part analytiquement à partir de modèle de Bosma et simulées d'autre part sous HFSS pour comparaison, on observe que les résultats analytiques (Figure III-12 (a) et (c)) et numériques (Figure III-12 (b) et (d)) sont comparables surtout au niveau du point de fonctionnement. On observe un léger décalage entre l'allure des courbes analytiques et numériques (Figure III-12 (c) et (d)). En plus on observe que les niveaux d'isolation sont très sensibles en fonction du facteur géométrique étudié (R). De plus on remarque bien l'influence de la variation du rayon de la jonction centrale sur ces performances. Enfin, quand le rayon augmente la bande utile glisse vers les fréquences les plus basses, confirmant l'approximation (Eq. III.25). Une isolation est observée

lorsque le rayon vaut $R = 2$ mm et la largeur des lignes d'accès est fixée à $W = 542 \mu\text{m}$ ($S_{21} = -0,17$ dB et $S_{12} = -25,84$ dB au niveau de fréquence $f \approx 10,2$ GHz).

iii Variation de l'angle de couplage (ψ)

Un autre résultat concerne l'angle de couplage. Il apparaît que les niveaux d'isolation sont très sensibles aux dimensions du circulateur. Par contre les pertes d'insertion évoluent peu avec ces paramètres (Figure III-13). Les paramètres géométriques optimaux sont observés analytiquement et numériquement lorsque $R = 2$ mm, $\psi = 0,075$ rad soit $W = 300 \mu\text{m}$ pour des pertes d'insertion $S_{21} = -1$ dB et pour une isolation optimale ($S_{12} > -20$ dB) observée analytiquement et numériquement lorsque $\psi = 0,102$ rad soit $W = 407 \mu\text{m}$ au niveau de la fréquence $f \approx 10$ GHz. Ces valeurs seront conservées par la suite.

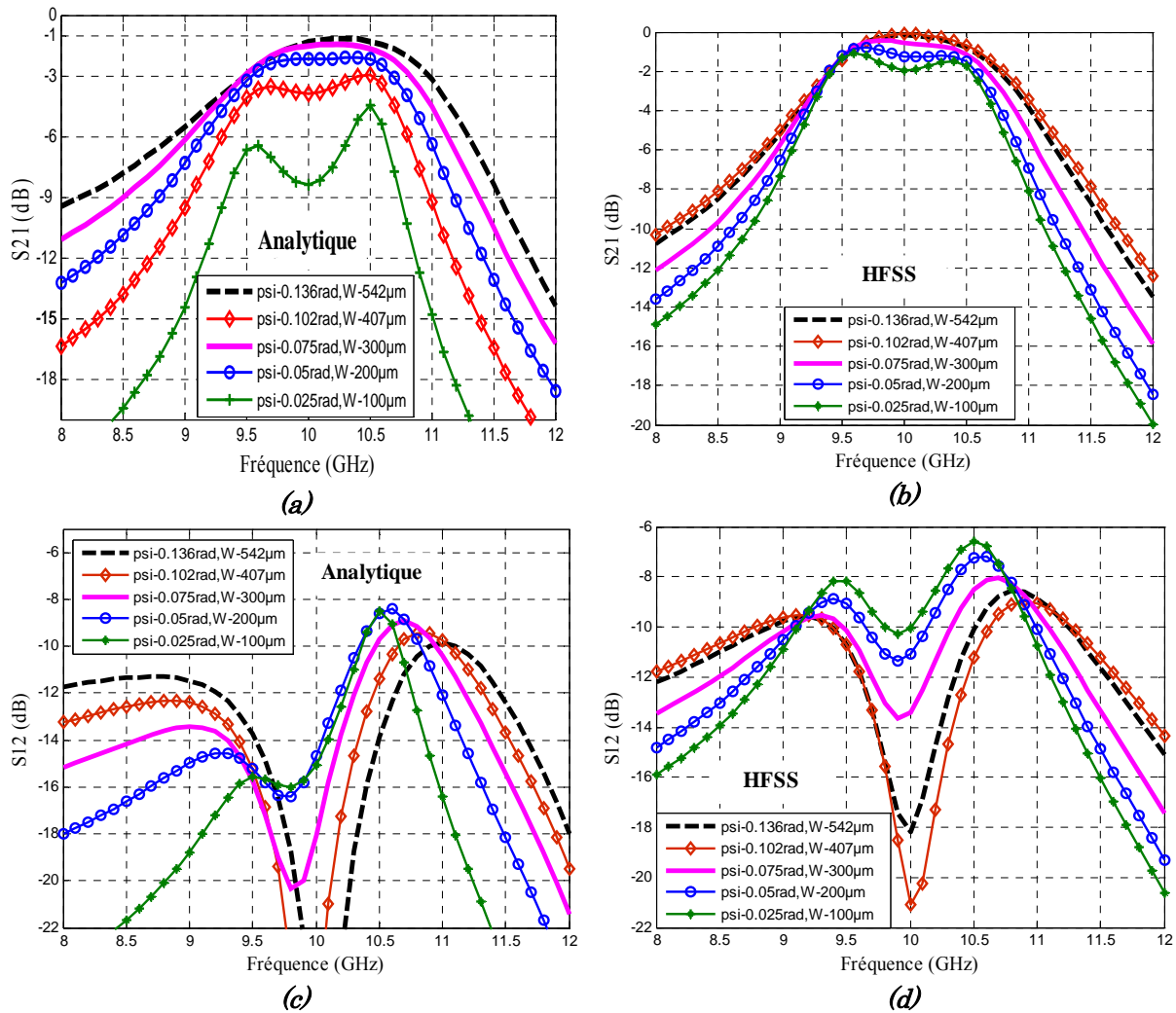


Figure III-13 : Variation des paramètres S en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de l'angle de couplage et de la largeur du ruban central (a), (c) analytique, (b), (d) HFSS.

Que ce soit pour l'étude de l'influence du rayon des disques de ferrite ou de l'angle de couplage sur les performances du circulateur, il est à noter que pour conserver un rapport W/h constant, il est nécessaire de modifier l'épaisseur des disques de ferrite. L'épaisseur de ferrite a un impact certain sur les performances du circulateur, ce qui explique les différences observées entre les résultats analytiques et les résultats numériques. Ces résultats sont difficilement comparables puisqu'un paramètre supplémentaire apparaît dans le cas de la simulation électromagnétique 3D. Une étude numérique sur l'influence de l'épaisseur de ferrite sera exposée par la suite.

iv Influence du facteur d'amortissement (α)

L'influence de l'amortissement du ferrite est à présent étudiée analytiquement (Figure III-14 (a)) et numériquement (Figure III-14 (b)) en faisant varier celui-ci de $\alpha = 0,004$ à $\alpha = 0,07$, ce qui correspond à des largeurs de résonance respectives de $\Delta H = 0,796 \text{ kA/m}$ (10 Oe) et $\Delta H = 10,19 \text{ kA/m}$ (128 Oe). L'allure des courbes obtenues avec les 2 approches est tout à fait similaire, les différences pouvant être attribuées comme cela a été précisé précédemment à la différence entre la structure « analytique » et la réalité de la structure simulée sous HFSS. Sur ces résultats, on peut noter que :

- Le fait de modifier la valeur de l'amortissement n'a pas d'impact sur le dimensionnement du circulateur.
- Plus la largeur de résonance est étroite, meilleure est l'isolation.

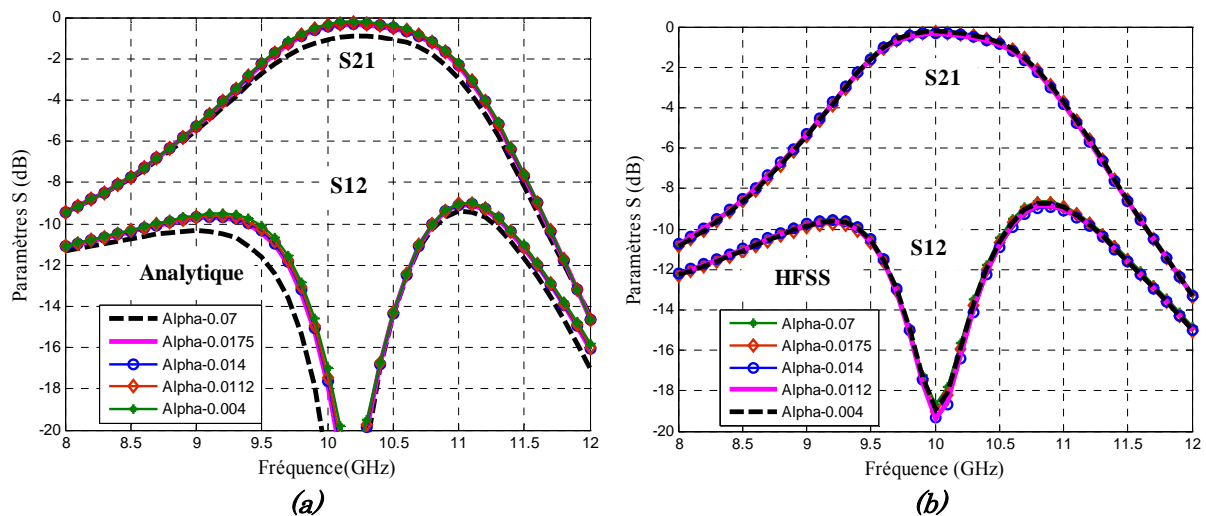


Figure III-14 : Variation des paramètres S en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de facteur d'amortissement (a) : (a) analytique, (b) HFSS.

v Influence du facteur de pertes diélectriques du ferrite ($tg\delta$)

On fait varier maintenant le niveau des pertes diélectriques du ferrite et on regarde son influence sur les caractéristiques du circuit qui sont présentées dans la Figure III-15 (a et b). Comme dans le cas précédent la méthode analytique et méthode numérique donnent sensiblement les mêmes résultats. En effet, la modélisation numérique confirme ici encore les résultats issus du calcul analytique. L'analyse des résultats permet de tirer les enseignements suivants :

- La tangente de pertes n'a pas d'influence sur le réglage du circulateur (Figure III-15),
- tant que $tg\delta < 10^{-2}$ les performances du composant ne sont pas réellement sensible a ce paramètre,
- à partir de $tg\delta = 10^{-2}$, les pertes d'insertion deviennent sensibles, de l'ordre de 1 dB et atteignent 5 dB pour $tg\delta = 0.1$.

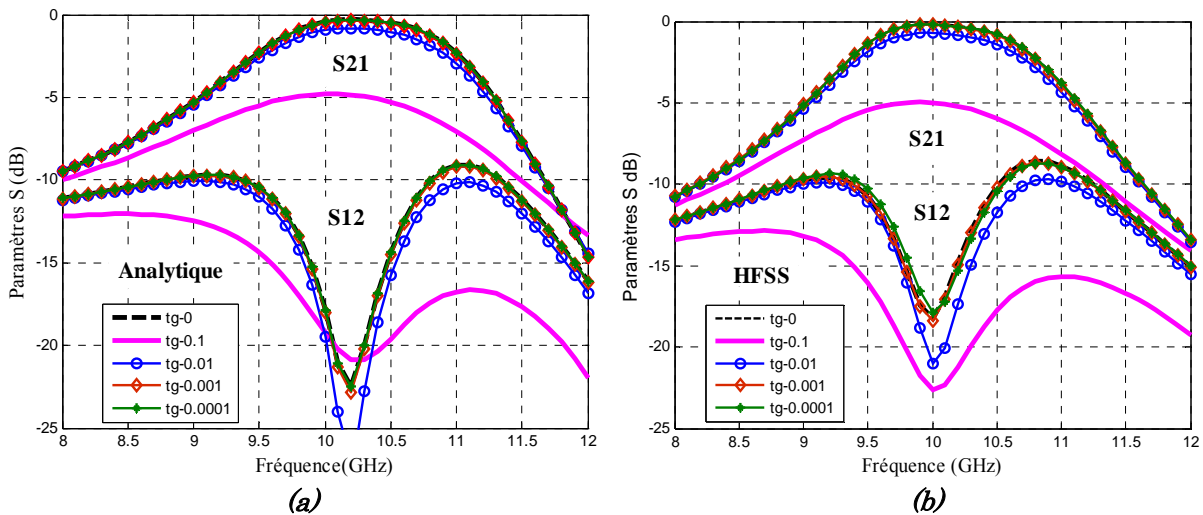


Figure III-15 : Variation des paramètres S en fonction de la fréquence pour différentes valeurs du facteur de pertes diélectriques du ferrite ($tg\delta$) (a) analytique, (b) HFSS.

vi Variation de la permittivité du diélectrique (ϵ_d)

On s'intéresse maintenant à la variation de la permittivité relative du matériau diélectrique entourant le ferrite et l'on évalue son influence sur les caractéristiques du composant (Figure III-16).

Le fait de modifier la valeur de la permittivité relative du substrat a un impact sur la valeur de l'angle de couplage ψ comme le montre l'équation (III.28). La variation de l'angle de couplage impacte ensuite le paramètre W représente la largeur des pistes d'accès. La variation de permittivité implique donc des

modifications sur les dimensions, mais les performances restent presque identiques, celles-ci ont été répertoriées dans le Tableau III-3.

ϵ_a	1	5	10	15.3	50
R (mm)	2	2	2	2	2
ψ (rad)	0.433	0.193	0.136	0.110	0.0613
W (μm)	1700	770	542	430	246

Tableau III-3 : Variation des paramètres géométriques en fonction de la permittivité.

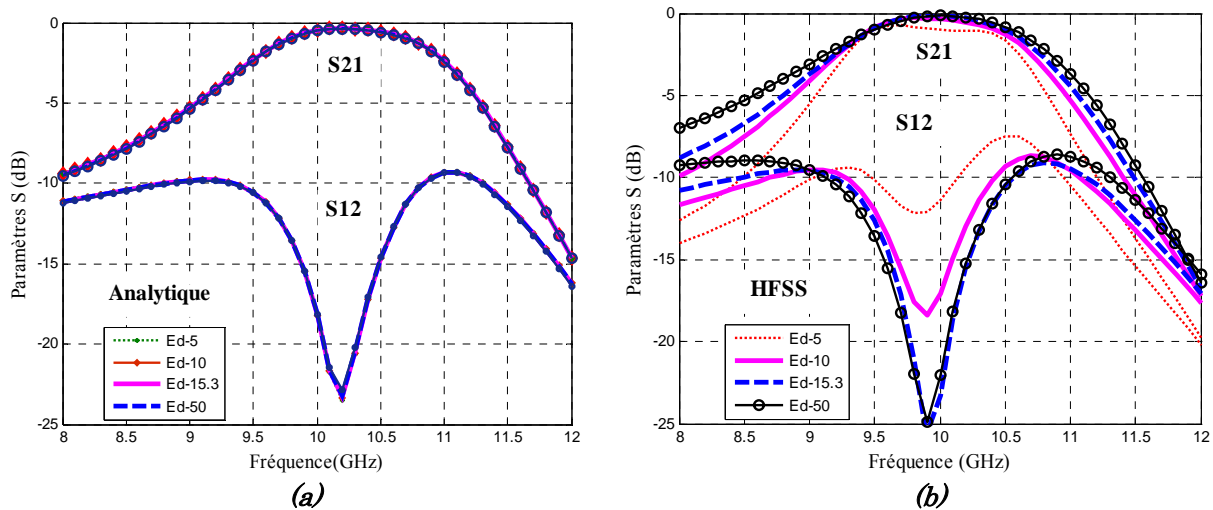


Figure III-16 : Variation des paramètres S en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la permittivité de l'alumine (ϵ) (a) analytique, (b) HFSS.

vii Influence du facteur de pertes diélectriques de l'alumine ($tg\delta$)

Le substrat sur lequel nous allons travailler est de l'alumine (Al_2O_3), ce matériau présente de faibles pertes. Néanmoins, nous avons étudié l'impact de la tangente de pertes associée au substrat sur le réglage et les performances du circulateur.

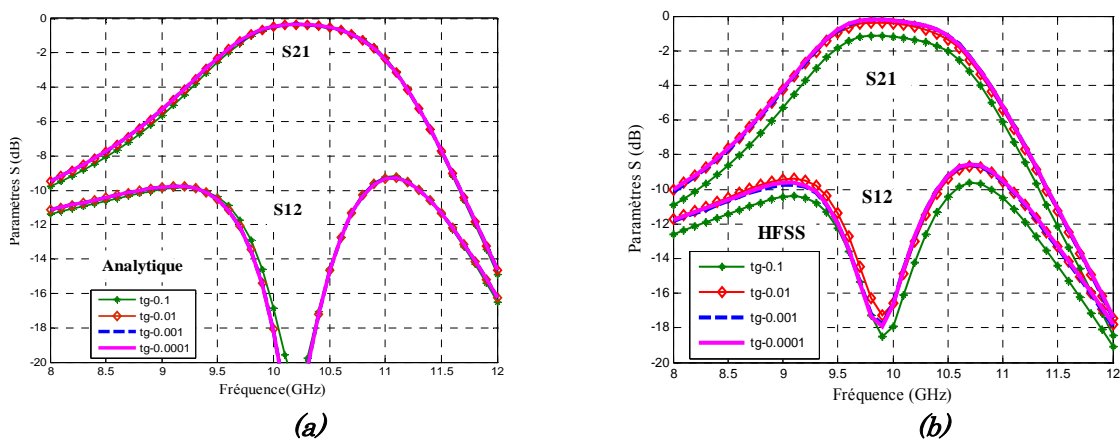


Figure III-17 : Variation des paramètres S en fonction de la fréquence pour différentes valeurs du facteur de pertes diélectriques de l'alumine ($tg\delta$) (a) analytique, (b) HFSS.

Les résultats analytiques (Figure III-17 a)) et numériques (Figure III-17 (b)) nous fournissent les mêmes allures de courbes. Les conclusions qui découlent de l'observation des résultats sont les suivantes :

- la tangente de pertes du diélectrique n'a pas d'influence sur le réglage du circulateur.
- la tangente de pertes n'a que peu d'impact sur les performances, car pour observer des pertes d'insertion de 1 dB il faut un diélectrique avec une tangente de pertes de $\text{tg}\delta = 0.1$ ce qu'est une valeur très importante.

En conclusion, la qualité de l'alumine qui sera utilisé n'aura pas d'impact dans notre conception.

viii Influence de la nature des matériaux conducteurs sur les performances du circulateur

Les conducteurs parfaits théoriquement seront remplacés dans la réalisation par des conducteurs en or ($\sigma_{\text{or}} = 41 \cdot 10^6 \text{ S/cm}$) et en cuivre ($\sigma_{\text{cuivre}} = 59,6 \cdot 10^6 \text{ S/cm}$) de $2 \mu\text{m}$ d'épaisseur. L'objectif de ce paragraphe est d'observer l'influence du matériau conducteur sur les performances du circulateur. L'épaisseur d'un disque de ferrite est fixée à $h = 400 \mu\text{m}$ pour avoir un rapport W/h unitaire. A partir du réseau de courbes présenté ci-après, on constate que les résultats analytiques (cf. Figure III-18 (a)) et numériques (cf. Figure III-18 (b)) sont identiques quel que soit le matériau conducteur. Cela est vrai toutefois lorsque l'épaisseur de ferrite est importante.

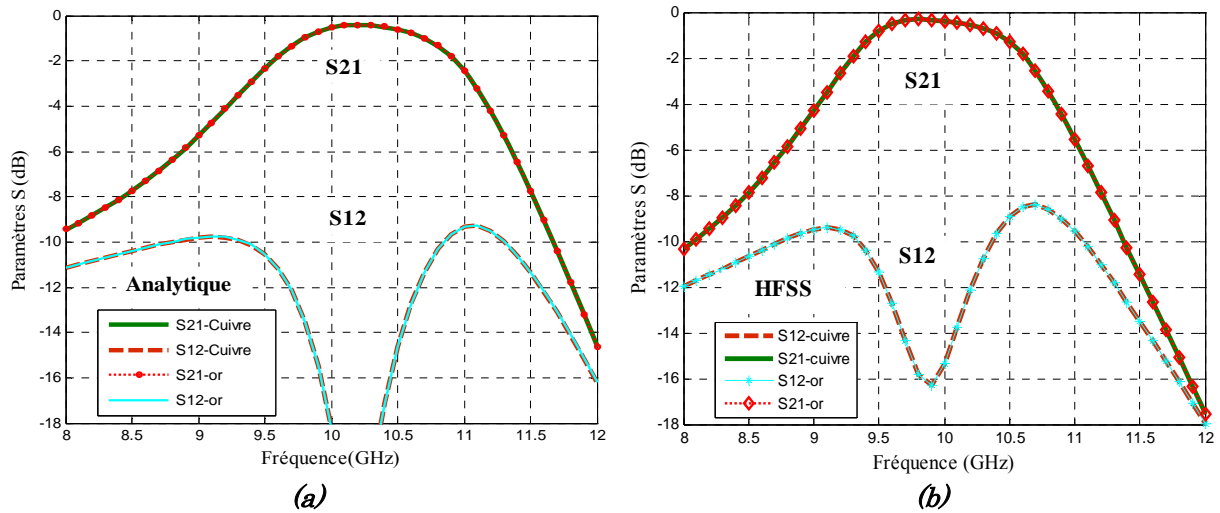


Figure III-18 : Variation des paramètres S en fonction de la fréquence selon le matériau conducteur (or ou cuivre) (a) analytique, (b) HFSS.

ix Variation de l'épaisseur de ferrite (h_f)

Notre objectif final est de faire varier cette valeur pour atteindre les épaisseurs qui peuvent être déposées au Laboratoire DIOM (de l'ordre de $15 \mu\text{m}$).

On se propose maintenant de fixer la géométrie (rayon, ruban), et de faire varier l'épaisseur de deux disques de ferrite (h_f) et d'observer l'influence de ce paramètre sur le comportement du circulateur. Les résultats obtenus à partir d'une série de simulations sous HFSS sont représentés sur les courbes de la Figure III-19.

On observe une variation des performances qui ne peut pas être décrite par une loi simple.

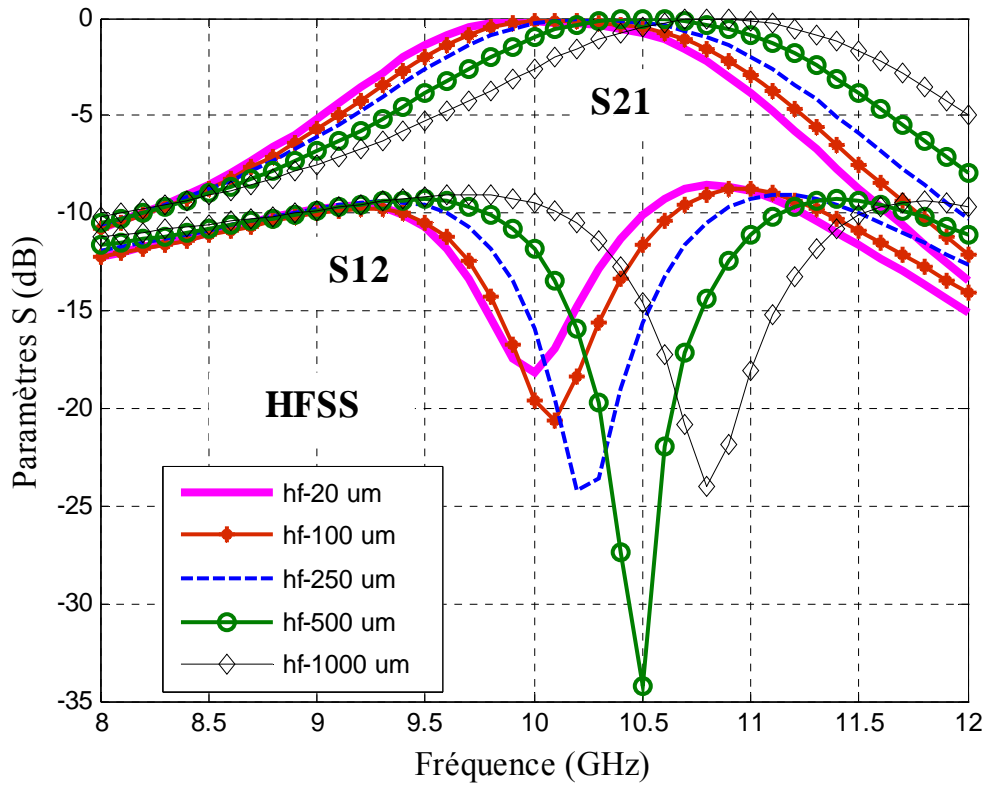


Figure III-19 : Variation des paramètres S en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de l'épaisseur de ferrite.

Un certain nombre d'enseignements peuvent être tirés de ces résultats. Sans redimensionnement de la structure, la diminution de l'épaisseur de ferrite fait glisser la bande de fréquence de fonctionnement dans le spectre (ici une diminution de h_f décale la fréquence de circulation vers le bas). De plus (hormis les résultats pour l'épaisseur 1 mm) l'isolation tend à diminuer avec la diminution de l'épaisseur. La variation du paramètre h_f n'a pas un impact majeur sur les pertes d'insertions si les conducteurs sont parfaits. Cependant, pour des épaisseurs supérieures à 100 μm la valeur maximale est de 0.15 dB et elle passe à 0.3 dB pour des épaisseurs inférieures à 100 μm . Ce point est très important si on veut utiliser des couches minces.

En conclusion de cette partie, le seul paramètre ayant réellement un impact sur le dimensionnement du circulateur est la permittivité relative du matériau diélectrique entourant les disques de ferrite car celle-ci est directement liée à l'impédance d'onde, et l'angle de couplage. En revanche, le fait d'introduire des pertes diélectriques n'a quasiment pas d'influence sur les performances du

circulateur, excepté lorsque celles-ci sont très élevées. L'augmentation du facteur d'amortissement (ou de la largeur de résonance) a principalement pour effet de détériorer le niveau d'isolation (cf. Tableau III-4). Enfin, lorsque l'on tient compte des pertes dues aux conducteurs dans le calcul des paramètres S, les pertes d'insertion augmentent fortement pour de faibles épaisseurs de ferrite [III.11].

Paramètres géométriques	Impact sur les performances du circulateur
Rayon des disques de ferrite (R)	Peu d'influence surtout sur la fréquence de fonctionnement
Angle de couplage (ψ)	Peu d'influence surtout sur l'isolation
Épaisseur de ferrite (h_f)	Peu d'influence surtout sur la fréquence de fonctionnement et sur les pertes d'insertions si $h_f > 10\mu\text{m}$ si non influence important
Paramètres constitutifs des matériaux	Impact sur les dimensionnements du circulateur
Facteur d'amortissement (α)	Pas d'influence significative
Tangente de pertes diélectriques du YIG ($\text{tg}\delta$)	
Tangente de pertes diélectriques de l'alumine ($\text{tg}\delta$)	
Permittivité du diélectrique (ϵ_d)	Influence observée en simulation plus qu'en analytique

Tableau III-4 : Tableau récapitulatif des l'influences de paramètres géométriques de circulateur et constitutifs des matériaux.

Après avoir présenté les études paramétriques sous HFSS du circulateur triplaque, il est à noter que les tendances obtenues d'après le calcul analytique des paramètres S sont validées par la simulation numérique. Avant de passer à la deuxième partie concernant la structure coplanaire, faisons une comparaison entre les deux technologies du point de vue de la configuration électromagnétique. La Figure III-20 montre la distribution des champs électrique et magnétique des deux structures. La Figure III-20 (a) présente la technologie triplaque. Le signal de champ magnétique étant placé autour de la ligne principale et entre les deux plans de masse, un fort champ électrique existe entre la ligne et les plans de masse (GND).

Par ailleurs, la Figure III-20 (b) montre le conducteur et les plans de masse séparés par des fentes pour une structure coplanaire. Le champ électrique est fort dans les fentes.

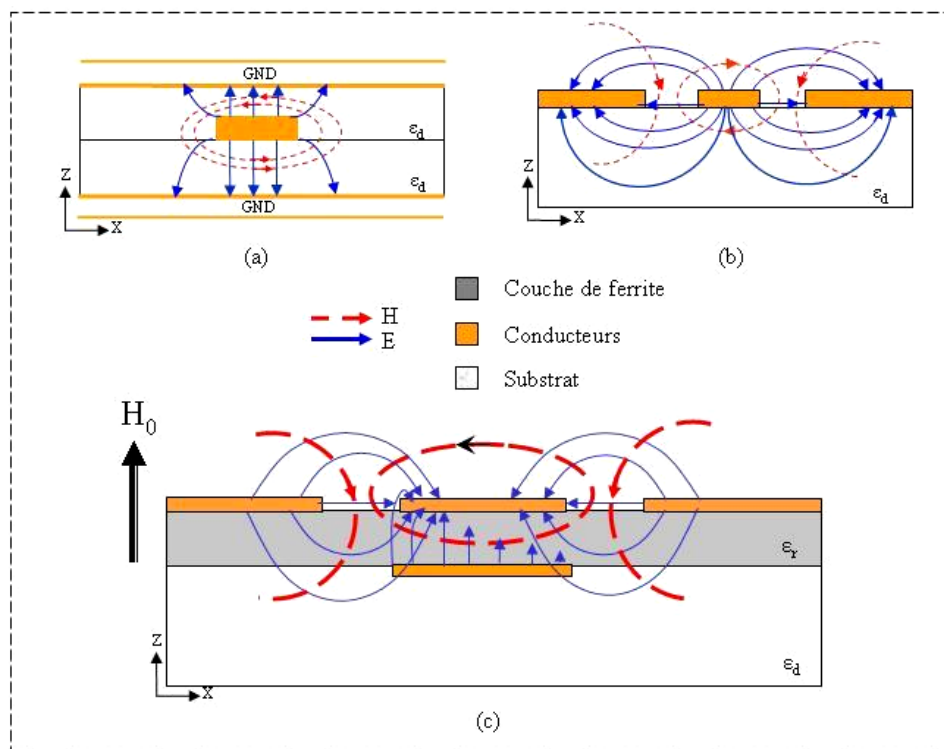


Figure III-20 : Configuration électromagnétique : (a) technologie triplaque, (b) technologie coplanaire, (c) technologie coplanaire avec ferrite et un plan de masse inférieur.

Le fonctionnement des circulateurs coplanaire sera similaire à celui des circulateurs triplaques ou microrubans si un plan de masse est placé sous le ferrite (Figure III-20 (c)).

III.2.4 Modélisation numérique du circulateur coplanaire

La première difficulté est que nous ne disposons pas de règles de dimensionnement pour la structure coplanaire et que certains paramètres géométriques restent à définir. Nous devons donc transposer les résultats numériques précédemment obtenus avec la structure triplaque au cas coplanaire.

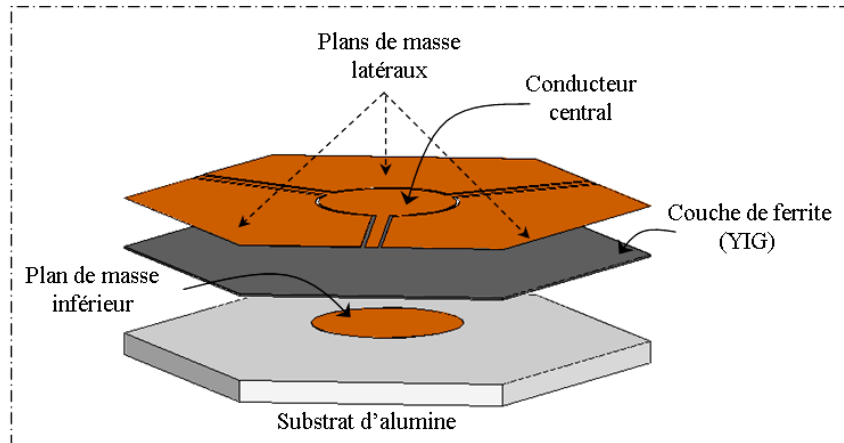


Figure III-21 : Configuration d'un circulateur coplanaire à jonction Y avec les différentes couches.

La Figure III-21 présente le design coplanaire qui a été retenu pour fabriquer les prototypes de circulateur, en accord avec le cahier des charges présenté dans l'introduction générale. Il correspond en fait à une sorte de demi-circulateur triplaque, avec des accès coplanaires. Le conducteur central circulaire d'où partent les trois lignes d'accès est situé à la surface de l'échantillon. Le disque de ferrite du circulateur triplaque est remplacé par une couche de ferrite pleine plaque, tandis que le plan de masse est enterré sous cette couche de ferrite. Ce plan métallique est en fait une masse flottante car il n'est pas relié électriquement aux masses des accès coplanaires. Le rayon du conducteur central correspond à celui du disque de matériau magnétique calculé précédemment. La largeur de la fente ((G) entre le conducteur central et les plans de masse latéraux) et la distance du plan de masse inférieur sont optimisées par les simulations électromagnétiques 3D réalisées avec Ansoft HFSS pour un circulateur coplanaire.

L'optimisation des performances du circulateur coplanaire passera donc par une étude paramétrique permettant d'estimer l'influence des paramètres géométriques sur les paramètres S (cf. III.2.4.1). La Figure III-22 montre un

organigramme des différents processus de la transposition des résultats analytiques et numériques précédemment obtenus avec la structure triplaque au cas coplanaire.

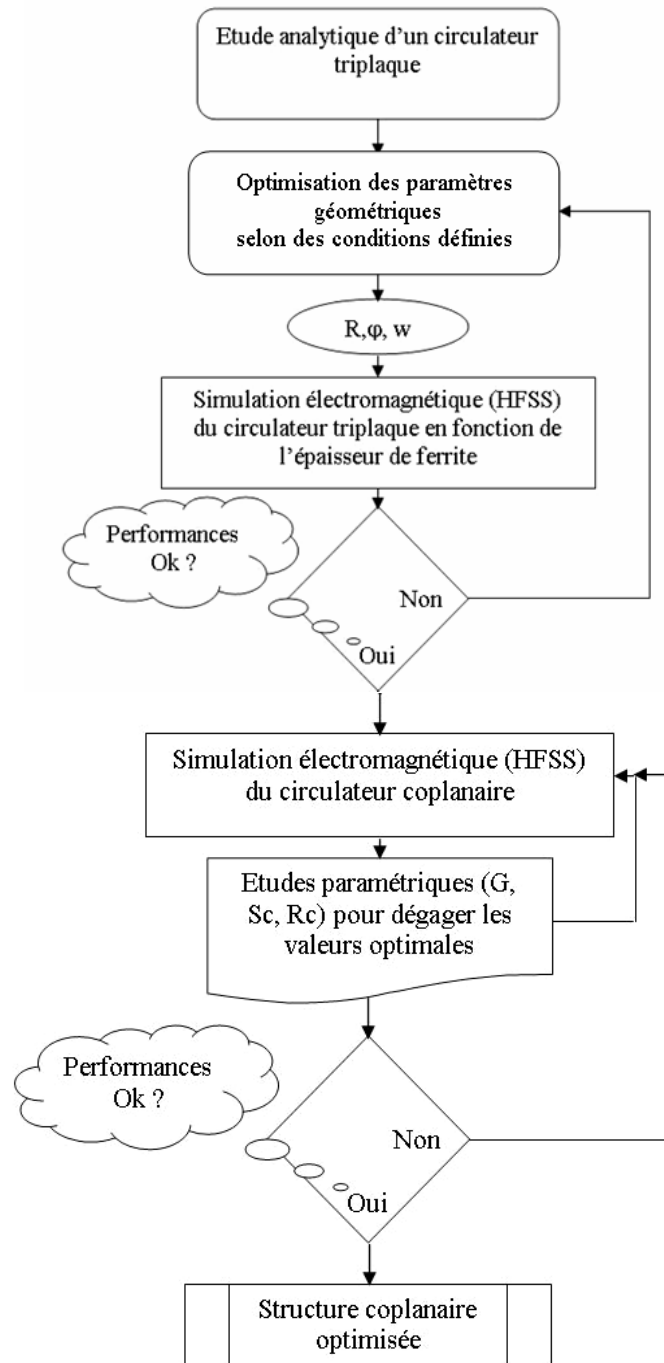


Figure III-22 : Processus de passage du circulateur triplaque au circulateur coplanaire.

Dans la suite de l'étude les mêmes caractéristiques décrites dans le Tableau III-2 (paragraphe III.2.3.1.2) pour les différents matériaux de la structure seront donc utilisées.

III.2.4.1 Etudes paramétriques du comportement du circulateur coplanaire avec une couche mince

La modélisation numérique permet de valider la méthodologie appliquée au dimensionnement du circulateur. En effet, les résultats de simulation obtenus à partir des résultats analytiques montrent que les performances du circulateur ne se sont pas fortement dégradées.

D'après l'étude analytique du circulateur triplaqué on a pu montrer que le rayon du disque de ferrite doit être de l'ordre de 2 mm et que la largeur des lignes d'accès se situe autour de 400 μm . Dans cette partie nous allons étudier l'influence de la largeur des fentes G , de la largeur de la fente interne Sc et du rayon du plan de masse inférieur qui sera noté R_c (Figure III-23). Pour éviter des difficultés de simulation, il est nécessaire de fixer l'épaisseur de ferrite à 20 μm pour ne pas surcharger inutilement le maillage.

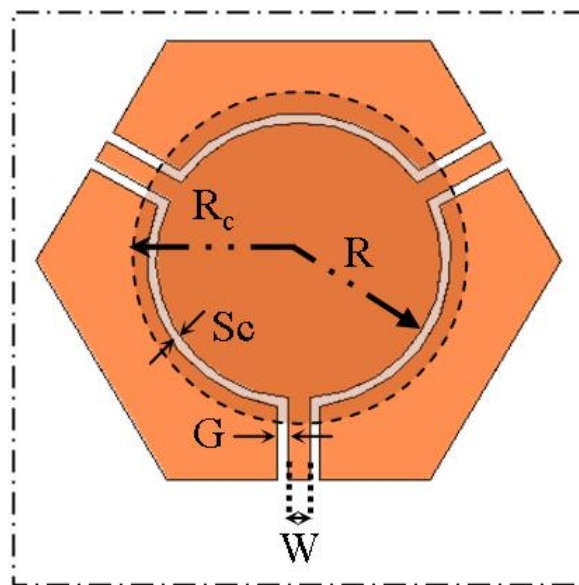


Figure III-23: Définition des différents paramètres géométriques étudiés d'un circulateur coplanaire.

III.2.4.1.1 Variation de la largeur des lignes (W)

L'objectif est d'obtenir une impédance proche de 50 Ω sur chaque ligne d'accès en fixant le rapport W/G . Une étude paramétrique (Tableau III-5) est nécessaire autour de la valeur de la largeur des lignes W (Figure III-23) obtenue précédemment par l'étude analytique pour un circulateur triplaqué.

W (μm)	250	300	400	500	1000
G (μm)	120	130	150	180	200
Sc (μm)	120	130	150	180	200
Rc (mm)	2	2	2	2	2
F (GHz)	10	9,6	10,05	9,93	9,6
S21 (dB)	-1,95	-1,93	-1,75	-1,78	-6,45
S12 (dB)	-15,72	-32	-29,53	-18,59	-11,37
Z (Ω)	51	40	48	47	40

Tableau III-5 : Variation des paramètres S en fonction de la largeur des lignes d'accès (W) et la largeur des fentes - (HFSS).

D'après les résultats obtenus sur le Tableau III-5 il apparaît que les performances sont optimales pour $W = 400 \mu\text{m}$ et $G = 150 \mu\text{m}$.

III.2.4.1.2 Variation du rayon (R) du conducteur central

Un autre paramètre établi à partir de la modélisation analytique du circulateur triplaqué est le rayon du conducteur central. De la même manière que précédemment, en fixant les autres paramètres géométriques du circulateur coplanaire, étudions l'influence du rayon R (Figure III-23) sur les performances du circulateur coplanaire (Tableau III-6).

R (mm)	1,8	1,9	2	2,1	2,2
W (μm)	400	400	400	400	400
G (μm)	150	150	150	150	150
Sc (μm)	150	150	150	150	150
Rc (mm)	1,8	1,9	2	2,1	2,2
F (GHz)	10,08	10,4	10,05	9,6	9,2
S21 (dB)	-3,7	-2,8	-1,75	-5,87	-3,92
S12 (dB)	-9,71	-10,05	-29,53	-10,97	-7,09

Tableau III-6 : Variation des paramètres S en fonction du rayon du conducteur centrale (R) - (HFSS).

Les résultats obtenus montrent que la valeur de 2 mm (qui correspond à la valeur calculée analytiquement) est la valeur optimale, qui sera conservée pour la suite de l'étude.

III.2.4.1.3 Variation de la largeur des fentes (G)

Dans le but d'étudier la sensibilité des performances du circulateur coplanaire vis-à-vis de la largeur des fentes qui sont situées entre le conducteur

central et les plans de masse latéraux (cf. Figure III-23), nous réalisons une série de simulations sous HFSS, pour des dispositifs ayant une largeur de fente variant de 120 μm à 180 μm en fixant la largeur des lignes W à 400 μm et en gardant un rapport W/G tel que l'impédance caractéristique des accès reste proche de 50 Ω .

Les résultats de simulations obtenus sont présentés dans la Figure III-24. On note d'abord que le dispositif se comporte bien comme un circulateur. Par rapport au circulateur triplaqué, les pertes d'insertion sont plus élevées, puisqu'elles se situent entre 1 et 2 dB. Lorsque le gap G augmente on peut aussi remarquer que la fréquence de circulation se déplace et diminue passant de 10.08 GHz à 9.98 GHz. D'après les réseaux de courbes présentés sur la Figure III-14, il apparaît que les performances sont optimales pour $G = 130 \mu\text{m}$ ($S_{21} = -1.8 \text{ dB}$ et $S_{12} = -31 \text{ dB}$ à 10.05 GHz avec une impédance $Z = 46 \Omega$). Cette valeur sera conservée pour la suite de l'étude numérique.

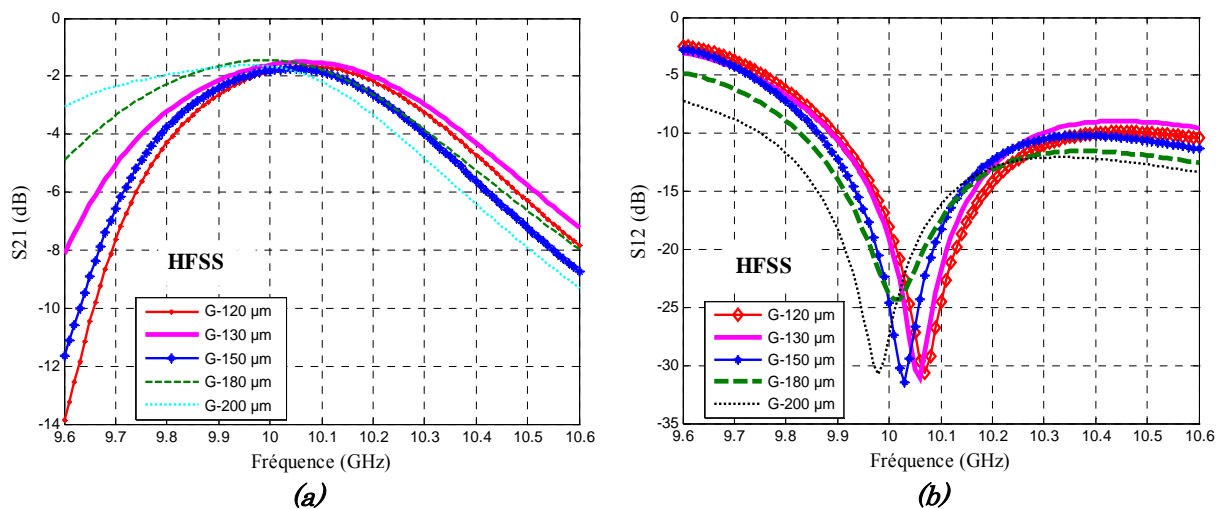


Figure III-24: Variation des paramètres S en fonction de la fréquence pour différentes largeurs de fente (a) Pertes d'insertion, (b) Isolation.

III.2.4.1.4 Variation de la largeur des fentes internes (S_c)

Nous étudions dans ce paragraphe, l'influence de la largeur des fentes internes S_c (cf. Figure III-23). C'est donc la largeur entre les plans de masse latéraux et le conducteur central. Une série de simulations est réalisée en faisant varier ce paramètre de 60 μm à 200 μm (cf. Figure III-25). Les résultats nous montrent des isolations tout à fait acceptables et ces dans tous les cas. Certaines

configurations présentent des pics nettement plus marqués mais pour vraiment statuer il faudrait mener une étude très fine en fréquence que nous n'avons pas souhaitée. Nous avons préférés choisir comme grandeur pertinente la valeur des pertes d'insertion. Dans ces conditions les meilleures performances sont obtenues avec $S_c = 180 \mu\text{m}$ ($S_{21} = -1.7 \text{ dB}$ et $S_{12} = -33.5 \text{ dB}$ à 10.05 GHz). Cette valeur sera donc conservée pour les prochaines structures et permettra ensuite d'optimiser les paramètres S définitifs.

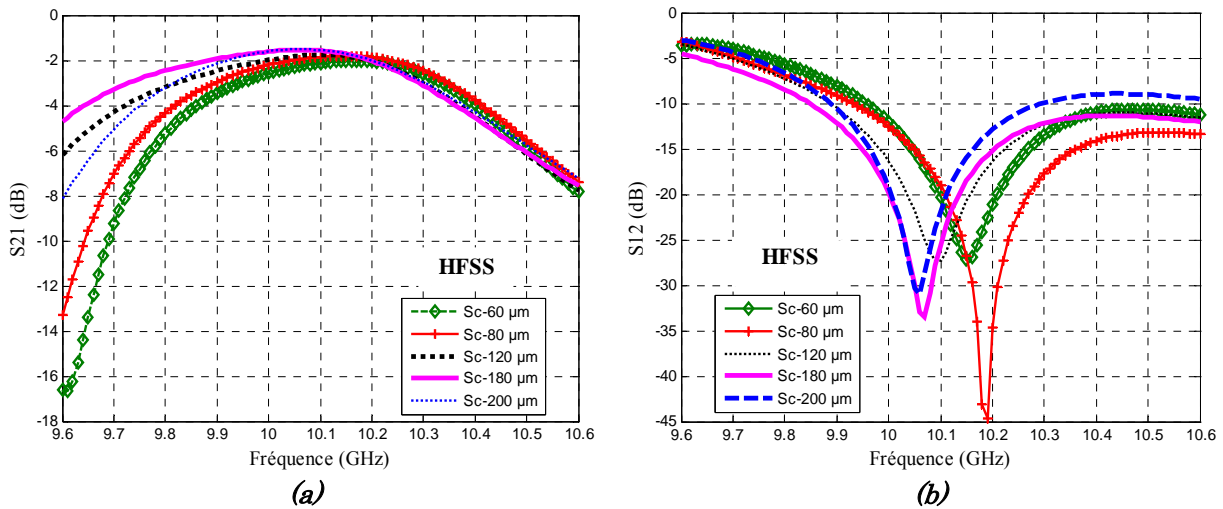


Figure III-25: Variation des paramètres S en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de fente interne S_c (a) Pertes d'insertion, (b) Isolation.

III.2.4.1.5 Variation du rayon du plan de masse inférieur (R_c)

Le dernier paramètre du circulateur à étudier est le rayon (R_c) du plan de masse inférieur situé sous la couche de ferrite (cf. Figure III-23). Pour évaluer l'influence de ce paramètre sur le comportement du circulateur coplanaire, nous effectuons une série de modélisations numériques sous HFSS. Les variations de l'isolation et des pertes d'insertion en fonction de la fréquence sont présentées sur la Figure III-26 pour différentes valeurs du rayon du plan de masse. On note, d'après les résultats, que les variations de la taille du plan de masse induisent une variation de l'ordre de 1 dB sur les pertes d'insertions, quantité qui n'est pas négligeable. Cependant, c'est sur l'isolation que l'effet est très marqué. En effet si le rayon déborde trop par rapport au disque supérieur l'isolation se réduit fortement et devient de l'ordre de -14 dB alors que pour des rayons plus faible l'isolation varie entre -22 dB et -30 dB. Les meilleurs résultats sont obtenus pour

un $R_c = 2,23$ mm ($S_{21} = -1.6$ dB et $S_{12} = -22$ dB à 10.05 GHz). Cette valeur sera conservée pour la prochaine modélisation.

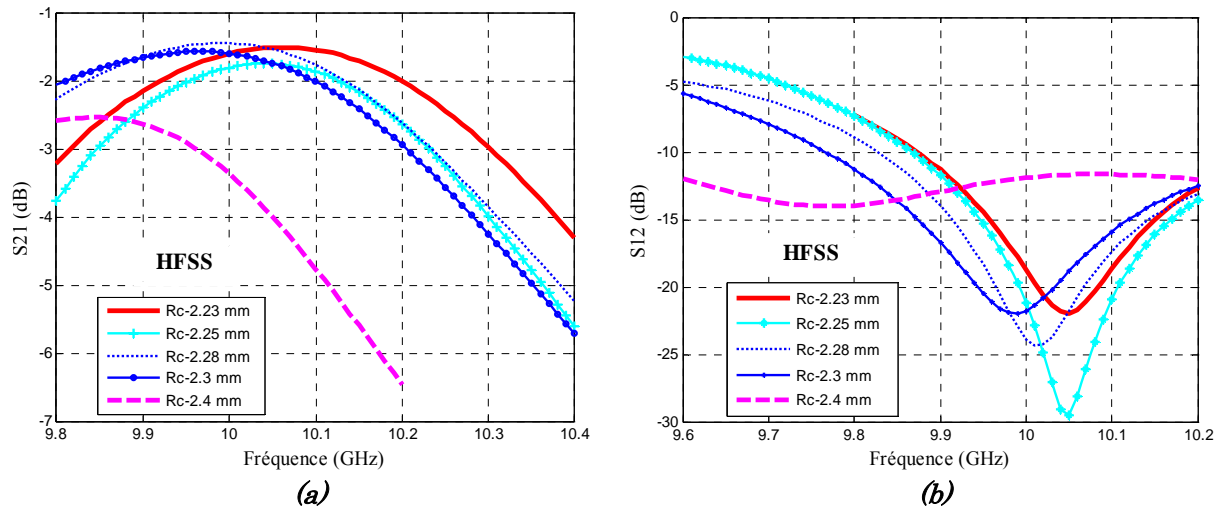


Figure III-26 : Variation des paramètres S en fonction de la fréquence pour différentes valeurs du rayon du plan de masse inférieur R_c (a) Pertes d'insertion, (b) Isolation.

III.2.4.1.6 Bilan et paramètres S du circulateur coplanaire (20 μm)

Enfin, on se propose de fixer tous les paramètres géométriques et physiques du circulateur (cf. Tableau III-7) afin d'observer l'évolution des paramètres S d'un circulateur coplanaire à jonction Y à base de YIG avec un champ interne de 557 kA/m dont les caractéristiques sont données ci-dessous (cf. Tableau III-7) et Figure III-27). L'épaisseur de la couche de ferrite est de 20 μm et les conducteurs sont en cuivre avec une épaisseur de 2 μm .

Paramètres	Valeurs
Rayon conducteur R	2 mm
Largeur du ruban centrale (w)	400 μm
Largeur des fentes (G)	130 μm
Largeur de fentes intérieures (S_c)	180 μm
Rayon de plan de masse inférieur (R_c)	2,23 mm
Permittivité (ϵ_r)	15,3
$\mu_0 M_s$	175 mT
ΔH	1,5 kA/m
Fréquence centrale	10 GHz

Tableau III-7 : Valeurs nominales des paramètres géométriques et physiques de la structure finale d'un circulateur coplanaire en bande X.

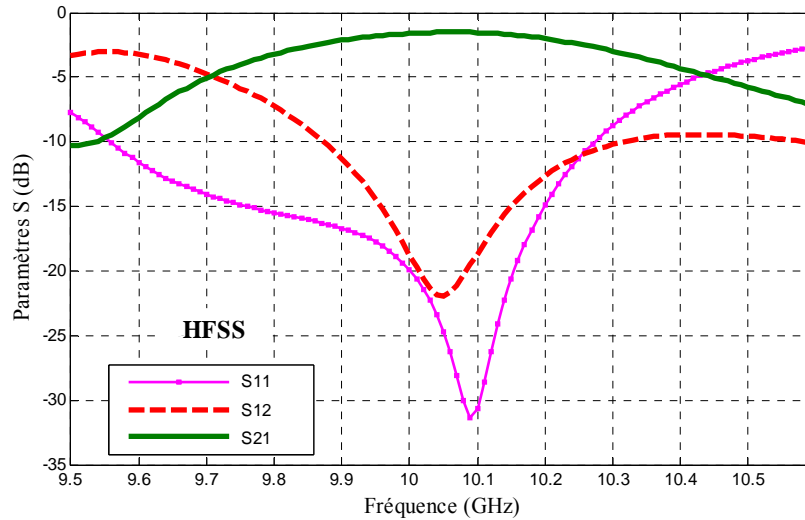


Figure III-27 : Variation des paramètres S en fonction de la fréquence pour un circulateur coplanaire.

III.2.4.2 Etude paramétrique du comportement du circulateur coplanaire avec une couche épaisse

Après avoir étudié les variations de chaque paramètre géométrique d'un circulateur coplanaire avec une couche mince de ferrite de $20 \mu\text{m}$ d'épaisseur, abordant notre deuxième objectif qui concerne la réalisation d'un circulateur à couche épaisse. Dans cette optique, il est nécessaire de lancer à nouveau une série de simulations pour chercher une nouvelle valeur pour la largeur des lignes et pour les fentes (c'est la seule différence concernant l'adaptation avec la couche mince).

Dans cette partie on va étudier l'influence de la largeur des lignes W_e et des fentes G_e , et on fixera le rayon du conducteur à 2 mm et l'épaisseur de ferrite à $1000 \mu\text{m}$.

III.2.4.2.1 Variation de la largeur des lignes (W_e)

Comme dans le cas d'une couche mince, une étude paramétrique est nécessaire pour une structure avec une couche épaisse, en fixant un rapport W_e/G_e afin de conserver une impédance proche de 50Ω sur chaque ligne et de manière à obtenir de meilleures performances.

W_e (μm)	200	250	300	350	400
G_e (μm)	50	75	100	125	150
R (mm)	2	2	2	2	2
S_c (μm)	180	180	180	180	180
R_c (mm)	2,23	2,23	2,23	2,23	2,23
F (GHz)	12	12	12	12	12
S_{21} (dB)	-0,85	-0,46	-0,76	-2,02	-3,52
S_{12} (dB)	-14,88	-21,24	-15,45	-10,48	-8,44
Z (Ω)	51	44	45	46	46

Tableau III-8 : Variation des paramètres S en fonction de la largeur des lignes d'accès (W_e) et la largeur des fentes - (HFSS).

Faisons varier W_e et G_e et fixons R , S_c et R_c . D'après les résultats obtenus sur le Tableau III-8, il semblerait que les performances soient optimales pour $W = 250 \mu\text{m}$ et $G = 75 \mu\text{m}$.

III.2.4.2.2 Variation de la largeur des fentes (G_e)

On souhaite estimer l'influence de la largeur des fentes sur les performances du circulateur coplanaire, bien que ce facteur soit optimisé par la simulation, nous réalisons une série de tests sous HFSS. A partir de la structure de référence. On fait varier ce paramètre de $50 \mu\text{m}$ à $150 \mu\text{m}$ en fixant la largeur des lignes d'accès W à $250 \mu\text{m}$ et en gardant un rapport W/G tel que l'impédance caractéristique des accès reste proche de 50Ω .

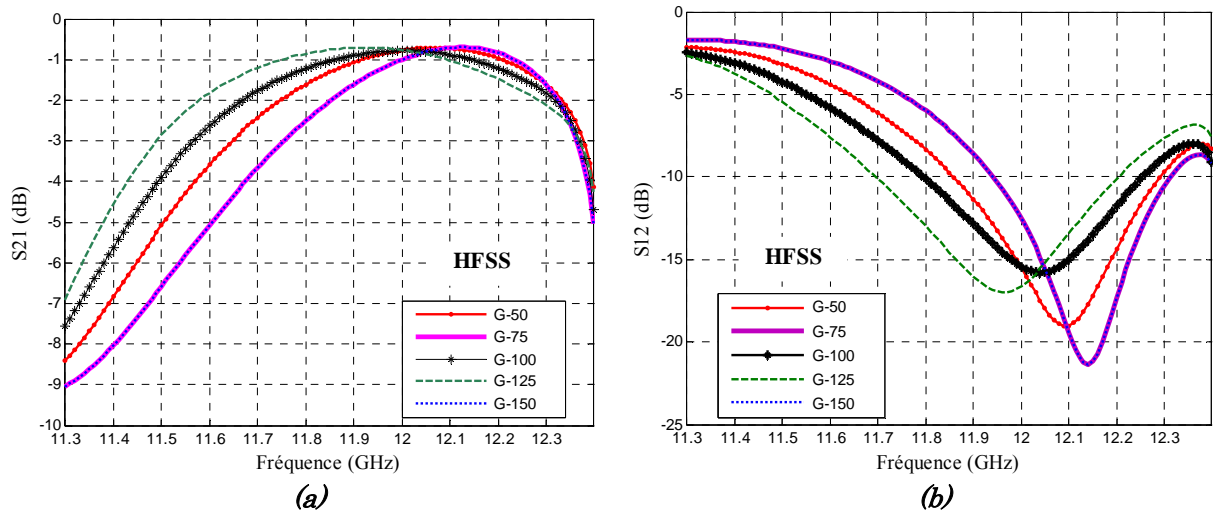


Figure III-28 : Variation des paramètres S en fonction de la fréquence pour différentes largeurs de fente (a) Pertes d'insertion, (b) Isolation.

Les réseaux de courbes présentés (Figure III-28), il apparaît que les performances sont optimales pour $G_e = 75 \mu\text{m}$ afin d'avoir une impédance caractéristique de l'ordre de 44Ω .

III.2.4.2.3 Paramètres S du circulateur optimal (1000 μm)

L'évolution des paramètres S en fonction de la fréquence est maintenant présentée (cf. Figure III-29) pour un circulateur optimisé (les valeurs obtenues précédemment sont présentées dans Tableau III-9). Rappelons que ce circulateur est réalisé à base de YIG saturé et orienté avec un champ interne de 397 kA/m . L'épaisseur de la couche de ferrite est de $1000 \mu\text{m}$ et les conducteurs sont en cuivre avec une épaisseur de $2 \mu\text{m}$.

Paramètres	Valeurs
Rayon conducteur R	2 mm
Largeur du ruban centrale (w)	250 μm
Largeur des fentes (G)	75 μm
Largeur de fentes intérieures (Sc)	180 μm
Rayon de plan de masse inférieur (Rc)	2,23 mm
Permittivité (ϵ_r)	15,3
$\mu_0 M_s$	178 mT
ΔH	3,5 kA/m
Fréquence centrale	12 GHz

Tableau III-9 : Valeurs optimales des paramètres géométriques et physiques de la structure finale d'un circulateur coplanaire en bande X.

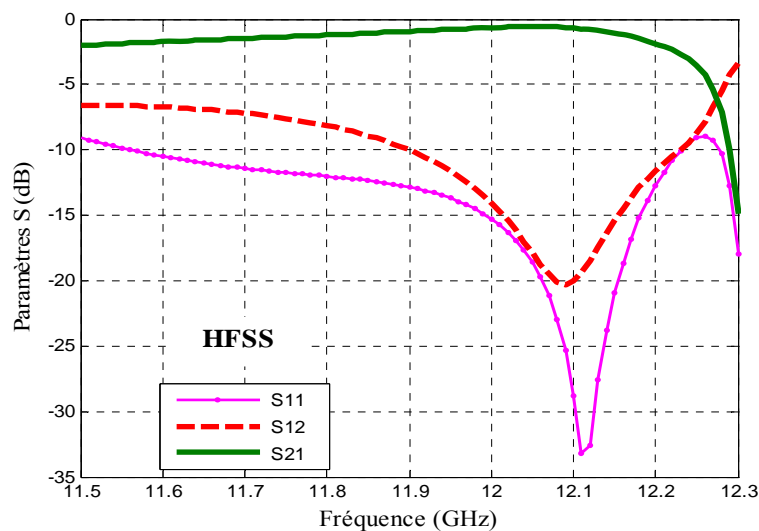


Figure III-29 : Variation des paramètres S en fonction de la fréquence pour un circulateur coplanaire.

III.2.4.2.4 Bilan des résultats et caractéristiques des designs coplanaires

Un bilan récapitule les dimensions des prototypes proposés pour la fabrication (Tableau III-10), avec leurs performances en fonction de l'épaisseur de ferrite. Cependant, le fait de réduire l'épaisseur attendues de ferrite (1000, 100, 65, 20, 16 μm) a pour conséquence de détériorer les performances du circulateur : les pertes d'insertion augmentent et la fréquence de circulation diminue (Tableau III-10).

	Design1	Design2	Design3	Design4	Design5
W (μm)	250	250	400	400	400
G (μm)	75	75	130	130	130
R (mm)	2	2	2	2	2
Sc (μm)	180	180	180	180	180
Rc (mm)	2,23	2,23	2,23	2,23	2,23
h_f (μm)	1000	100	65	20	16
F (GHz)	12	11,30	9,2	10	10
S21 (dB)	-0,63	-0,8	-1	-1,51	-3,54
S12 (dB)	-20,29	-15,10	-25	-22	38,61
S11 (dB)	-25,36	-18,89	-17,5	-31,32	-11,2
Z (Ω)	44	44	45	45	45

Tableau III-10 : Caractéristiques et performances des différents designs coplanaires.

III.3 Conclusion

Ce troisième chapitre intitulé «Modélisation Analytique et Numérique du Circulateur» a présenté dans un premier temps le modèle électromagnétique défini par Bosma, ainsi que les différentes étapes de la modélisation analytique du circulateur.

Le modèle analytique calculé à partir des équations de Bosma pour une structure triplaque est comparé à la modélisation numérique réalisée sous HFSS. Ce travail permet d'affiner les résultats analytiques car la simulation numérique présente l'avantage d'être en 3D, donc de prendre en compte l'épaisseur de ferrite dans le calcul des paramètres S.

Cette étude paramétrique a pour objet d'identifier les facteurs de pertes et d'optimiser le comportement du composant. L'impact des paramètres géométriques et physiques (caractéristiques des matériaux) sur la réponse du circulateur a été estimé grâce aux modèles analytique et numérique.

Ces résultats sont ensuite transposés à la structure coplanaire.

Une étude parallèle utilisant un substrat épais de ferrite a permis d'évaluer l'impact de l'approche « couche mince » choisie au départ. Nous avons gardé la solution de couche mince, en balayant les épaisseurs de YIG de 10 à 1000 μm .

III.4 Bibliographie du chapitre III

- [III.1] H. Bosma, "On Stripline Y-circulation et UHF", IEEE Trans.vol.MTT-12, pp.61-72, Jan 1964.
- [III.2] C. E. Fay and R.L.Comstock, "Operation of the Ferrite Junction Circulator", IEEE Trans.MTT-13, January 1995, p.61-72.
- [III.3] K. Oshiro, H. Mikami, S. Fujii, T. Tanaka, H. Fujimori, M. Matsuura, and S. Yamamoto, "Fabrication of Circulator With Coplanar Wave Guide Structure", IEEE Trans. Magn., Vol. 41, No. 10 (2005), pp. 3550-3552.
- [III.4] Ogasawara, M. Kaji, "Coplanar-guide and slot-guide junction circulators", Electronics Letters, Vol. 7, N°9, 6th May 1971, pp. 220-221.
- [III.5] H. Bosma, "On the principle of stripline circulation", Philips Research Laboratories, N.V.Philips Gloeilampenfabrieken, Eindhoven, Netherlendes, Proc, Inst. Elec. Eng., Vol 109, pt. B, N° 21, pp.137-146, Jan.1962.
- [III.6] H. Bosma, "Performance of lossy H-plane Y circulators" Magnetics, IEEE Transactions on Volume 2, Issue 3, Sep 1966 Page(s): 273 – 277.
- [III.7] Y.S. Wu, F.J. Rosenbaum, "Wide-band operation of microstrip circulators", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-22, N°10, Oct. 1974, pp. 849-856.
- [III.8] R.E. Neidert, P.M. Phillips, "Losses in Y-junction stripline and microstrip ferrite circulators", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. 41, N°6/7, June/July 1993, pp. 1081-1086.
- [III.9] D. Polder, "On the theory of electromagnetic resonance", Phil. Mag. 40, 1949, p.99.
- [III.10] O. Zahwe, B. Sauviac, B. Abdel Samad, J. P. Chatelon, and J. J. Rousseau, "Numerical study of a circulator using yig thin film with a coplanar structure," *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol. 6, 193-207, 2009.
- [III.11] E. Bénévent et al, "Influence de l'Epaisseur de Ferrite sur les Performances d'un Circulateur 40 GHz", 9emes Journées de Caractérisation Micro-ondes et Matériaux (JCMM)- St-Etienne-C5, 29-31 Mars 2006.
- [III.12] H. How, S.A. Oliver, S.W. McKnight, P.M. Zavracky, N.E. McGruer, C. Vittoria, R. Schmidt, "Influence of non-uniform magnetic field on a ferrite junction circulators", IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., vol. 47, no 10, pp 419-431, Oct. 1999.

Chapitre IV

*Réalisation d'un circulateur
coplanaire à jonction Y en bande X*

Chapitre IV

Réalisation d'un Circulateur Coplanaire à Jonction Y en bande X

Chapitre IV	135
IV.1 Introduction	137
IV.2 Présentation	138
IV.3 Réalisation du circulateur coplanaire	139
IV.3.1 Matériaux utilisés	140
IV.3.1.1 Métallisations.....	140
IV.3.1.2 Matériaux magnétiques.....	140
IV.3.1.3 Substrat isolant.....	142
IV.3.2 Caractéristiques géométriques du circulateur	142
IV.3.3 Réalisation technologique	143
IV.3.3.1 Réalisation avec une couche mince de ferrite (Y10)	143
IV.3.3.2 Réalisation à partir d'un substrat de ferrite (Y101).....	145
IV.3.4 Système d'aimantation.....	147
IV.3.4.1 Dispositif de polarisation.....	148
IV.3.4.1.1 Electro-aimant.....	148
IV.3.4.1.2 Aimants permanents.....	150
IV.3.4.2 Mesure de l'intensité de champ dans le cas d'aimants permanents	151
IV.3.5 Système de mesure hyperfréquence	152
IV.4 Comparaison Simulation / expérimentation	154
IV.4.1 Observation sans polarisation	154
IV.4.2 Obtention du phénomène de circulation.....	155
IV.4.2.1 Prototype n°1 : Substrat commerciale de ferrite (1000 μm)	156
IV.4.2.2 Prototype n°2 : couche commerciale de ferrite (100 μm)	156
IV.4.2.3 Prototype n°3 : couche commerciale de ferrite (65 μm)	157
IV.4.2.4 Prototype n°4 : couche mince de ferrite ($\approx 16 \mu\text{m}$).....	158
IV.4.2.5 Prototype n°5 : couche mince de ferrite ($\approx 10 \mu\text{m}$).....	160

IV.4.2.6 Bilan des résultats de mesure sur les différents prototypes	160
IV.5 Discussions et interprétations	162
IV.5.1 Pertes d'insertion.....	162
IV.5.1.1 Contribution des pertes magnétiques et diélectriques aux pertes d'insertion.....	162
IV.5.1.2 Contribution des pertes dans les conducteurs aux pertes d'insertion.....	163
IV.5.1.3 Bilan provisoire.....	163
IV.5.2 Réduction des pertes par changement des lignes d'accès	164
IV.6 Etat actuel du développement du circulateur	166
IV.7 Conclusion	168
IV.8 Bibliographie du chapitre IV.....	169

IV.1 Introduction

L'objet de ce chapitre est de valider de manière expérimentale les résultats numériques obtenus précédemment.

Afin de valider notre approche analytique et numérique sur la structure triplaque et transformée ensuite en coplanaire, nous avons fabriqué des circulateurs coplanaire à jonction-Y polarisé fonctionnant en bande X.

Dans ce chapitre, nous présentons les matériaux employés ainsi que les caractéristiques de prototypes et les différentes étapes technologiques de la réalisation de ces démonstrateurs. Une attention particulière sera portée au dispositif de polarisation. Puis, une étude comparative des résultats expérimentaux et des résultats numériques obtenus avec HFSS (rétro-simulation) tentera d'expliquer les phénomènes physiques pouvant apparaître dans ce type de structure. Ce travail, dans son ensemble, constitue finalement une approche pour modéliser les circulateurs à jonction-Y en technologie coplanaire polarisés par un ou deux aimants permanents.

IV.2 Présentation

La conception des circulateurs coplanaires est basée sur l'étude paramétrique présentée dans le chapitre précédent. La prise en considération de la variation des caractéristiques des éléments constitutifs (parmi lesquels la couche de ferrite et les divers paramètres géométriques) nous semble être un facteur important pour la modification des performances.

Dans ce qui suit, nous présentons une procédure de conception de ces circuits, prenant en compte l'épaisseur de ferrite et la rugosité de substrat. Plusieurs prototypes ont été réalisés et testés, validant ainsi cette procédure de conception.

Avant de procéder à la réalisation du circuit au laboratoire, des études préliminaires sont effectuées afin de faire le choix entre les différentes orientations possibles, en fonction de l'attente de la société RADIALL dans le cadre du contrat RMNT compromise exprimée à travers le cahier des charges présenté dans le Tableau IV-1. Il s'agit là des performances courantes d'un circulateur commercial qualifié en application de télécommunication. Le but est de conserver les mêmes spécificités pour une version miniaturisée comportant une couche mince de ferrite.

Paramètre	Valeur
Bande de fréquence	8 GHz – 12 GHz
Pertes en réflexion	> 20 dB
Isolation	> 20 dB
Pertes d'insertion	< 1 dB

Tableau IV-1: Performances recherchées du circulateur en bande X à réaliser.

Avant d'entamer la conception d'un circulateur à couche mince fonctionnant en bande X, nous nous proposons d'effectuer la conception d'un circulateur fonctionnel, afin de s'assurer la maîtrise de :

- La conception d'un circulateur selon un cahier des charges,
- La procédure de fabrication d'un circulateur planaire,
- Le contrôle du champ magnétique de polarisation.

Une fois ce travail validé par la réalisation et les tests, on se penchera sur les paramètres de transmission et d'isolation afin de vérifier la bande de fréquence.

Comme nous l'avons évoqué dans le chapitre précédent, le fonctionnement d'un circulateur est conditionné par un nombre important de paramètres : les caractéristiques électriques et géométriques du substrat de ferrite et du substrat diélectrique, le rayon de la jonction, le demi angle d'ouverture (ou l'angle de couplage), le champ magnétique externe appliqué, etc. L'idée de départ a donc été de fixer d'abord certains de ces paramètres et de modifier les autres de manière à satisfaire pleinement le cahier des charges. Avant cela il faudra déterminer le type de circulateur, à savoir :

➤ Faire le choix (réalisé en accord avec nos partenaires) entre les différentes technologies planaires (triplaque, microruban et coplanaire) utilisées pour la réalisation de circulateurs de faible puissance. La minimisation du coût de fabrication obtenue grâce à la réduction du nombre d'étapes dans la réalisation a compté pour une grande part dans cette décision. A cela s'ajoute la plus grande facilité de connexion du circulateur avec les circuits MIC. C'est la technologie coplanaire qui est choisi.

➤ Faire le choix entre un substrat de ferrite et une couche mince de ferrite sur un substrat de diélectrique. Il y a moins de contraintes mécaniques et thermiques pour le premier, par contre les caractéristiques des lignes d'accès sont soumises au champ magnétique externe qui ne sera pas totalement confiné sur la jonction. Les deux versions ont été développées mais c'est la deuxième version qui permet de mieux respecter le cahier des charges.

IV.3 Réalisation du circulateur coplanaire

La technologie d'élaboration du circulateur doit permettre une fabrication collective à faible coût, facilement transférable du laboratoire vers le milieu industriel. Dans cette optique, le design du circulateur a été mis au point pour obtenir une technologie de fabrication simplifiée au maximum. Un des objectifs initiaux était de proposer une structure permettant la fabrication collective des circulateurs. Cette idée rend évidemment plus facile le transfert technologique du

laboratoire vers le milieu industriel, la structure étant réalisable par couches successives. Cependant diverses versions ont été explorées pour la réalisation, en fonction des savoirs faire et des possibilités que nous avons.

IV.3.1 Matériaux utilisés

IV.3.1.1 Métallisations

Pour amener et transmettre les signaux électromagnétiques dans le circuit, les conducteurs doivent remplir plusieurs critères. Ces derniers doivent posséder une bonne conductivité, ils doivent être stables chimiquement et bon marché. Divers métaux peuvent être employées pour la réalisation de nos circulateurs à jonction-Y ; notre choix s'est porté essentiellement sur le cuivre et l'or. Ces matériaux conducteurs sont utilisés pour réaliser le disque central, les lignes d'accès et les plans de masse de notre dispositif. Les caractéristiques électriques, conductivité, de l'or et du cuivre sont respectivement de $\sigma_{\text{or}} = 4,1 \cdot 10^7 \text{ S/cm}$ et $\sigma_{\text{cuivre}} = 59,6 \cdot 10^6 \text{ S/cm}$. Les réalisations en cuivre ont été élaborées au laboratoire DIOM par pulvérisation cathodique. Celles en or ont été faites au laboratoire INL par évaporation. Dans tous le cas, la couche métallique atteint environ l'épaisseur de 4 microns.

IV.3.1.2 Matériaux magnétiques

Le matériau magnétique qui a été choisi pour la réalisation est le Grenat de Fer et d'Yttrium (YIG). Le choix est dicté par la fréquence de fonctionnement du circulateur et la valeur du champ externe a appliqué sur ce dernier. En effet, pour un fonctionnement du dispositif en bande X il est préférable d'utiliser un matériau possédant une aimantation proche de 180 mT. Généralement un matériau avec une aimantation faible demandera forcément un champ de polarisation fort et donc un circuit d'aimantation gênant. D'autre part, l'utilisation d'un matériau d'aimantation à saturation élevée a une influence forte sur les pertes d'insertion du circulateur, en raison des pertes au voisinage de la fréquence gyromagnétique [IV.1].

Le matériau YIG a été utilisé sous deux formes différentes :

➤ En couche mince : le matériau a été réalisé au laboratoire par pulvérisation cathodique radio fréquence (Figure IV-1). Le YIG en couche mince a été déposé à partir de cible Y10 de la société Neyco [IV.2] dont les propriétés sont rappelées dans le Tableau IV-2 mais ont été aussi présentés dans le chapitre II partie II.2.4.2.4.

Types de YIG	$\mu_0 M_s$ (mT)	ΔH (kA/m)	ϵ_r	$\text{tang}\delta$
Y10	150	1,5 (20 Oe)	15.3	2.10^{-4}
Y101	178	3,5 (45 Oe)	15.3	2.10^{-4}

Tableau IV-2: Caractéristiques des matériaux magnétiques utilisés.

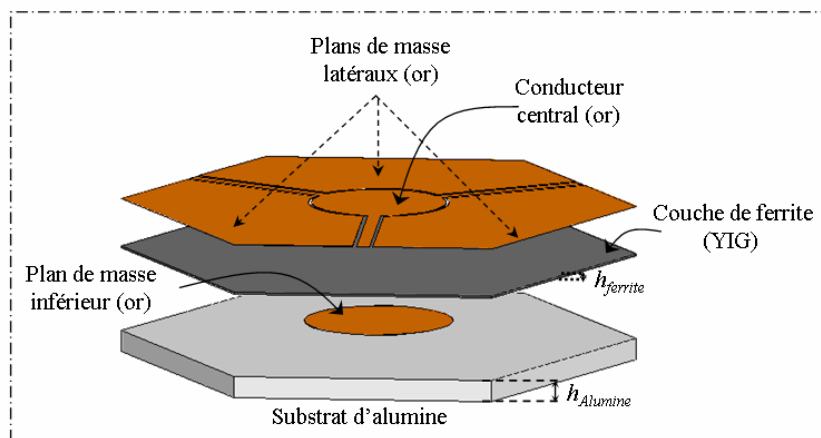


Figure IV-1 : Configuration d'un circulateur coplanaire avec les différents étages, versions couche mince ($< 100 \mu\text{m}$).

➤ les versions utilisant du YIG sous forme de plaquette (Figure IV-2), proviennent de la société Temex [IV.3]. Il s'agit dans ce cas du Yig101 dont les propriétés sont données dans le Tableau IV-2.

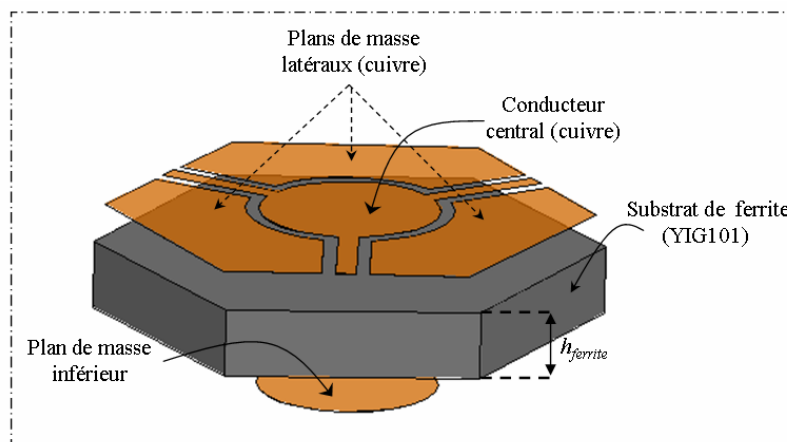


Figure IV-2 : Configuration d'un circulateur coplanaire avec les différents étages (versions sur substrat de YIG ($1000 \mu\text{m}$)).

IV.3.1.3 Substrat isolant

Lorsque le composant nécessite un substrat pour le supporter, notamment dans le cas de couche d'épaisseur inférieure à 100 μm , et particulièrement dans le cas de couche mince de ferrite (cf. Figure IV-1), nous avons utilisé un substrat d'alumine (Al_2O_3). Le choix de ce type de substrat diélectrique est important puisque l'onde interagit avec le substrat. Ces substrats proviennent de la société Neyco. De façon standard, ils ont les propriétés suivantes : une épaisseur de 635 μm , une permittivité $\varepsilon_d = 9,2$ et une tangente de pertes $\tan\delta = 6.10^{-4}$ valeur mesurée à 9,8 GHz.

IV.3.2 Caractéristiques géométriques du circulateur

Les dimensions des prototypes sont rappelées ci-dessous (cf. Tableau IV-3 & Figure IV-3). On règle la largeur des lignes d'accès W et la largeur des fentes G afin d'avoir une impédance proche de 50 Ω ; ces valeurs dépendent de la version du circulateur soit avec une couche sous alumine ou avec un substrat de YIG (où Z_c va changer). On souhaite obtenir le phénomène de circulation autour de 10 GHz, fréquence proche de la fréquence de résonance du matériau magnétique. Les règles de design précédemment établies [Chapitre III] permettent donc de déterminer le rayon de conducteur central $R = 2$ mm et d'estimer ensuite numériquement les valeurs de la largeur de ligne d'accès G, la largeur de fente interne Sc et le rayon du plan de masse inférieur Rc (cf. Tableau IV-3 & Figure IV-3).

	design1 (Y101)	design2 (Y101)	design3 (Y101)	design4 (Y10)	design5 (Y10)
W (μm)	250	250	400	400	400
G (μm)	75	75	130	130	130
R (mm)	2	2	2	2	2
Sc (μm)	180	180	180	180	180
Rc (mm)	2,23	2,23	2,23	2,23	2,23
h_f (μm)	1000	100	65	16	10
F (GHz)	12	11,30	9,2	10	10
Z (Ω)	44	44	45	45	45

Tableau IV-3: Caractéristiques géométriques du circulateur.

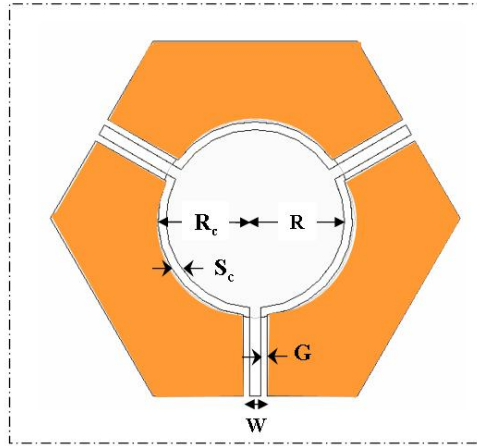


Figure IV-3: Configuration d'un circulateur coplanaire avec les différents paramètres géométriques.

Après cette présentation des caractéristiques géométriques et physiques des divers matériaux, nous allons donner en détail les procédures de la technologie de réalisation de chaque version du circulateur.

IV.3.3 Réalisation technologique

Différentes étapes sont nécessaires à la réalisation du circulateur coplanaire. Selon le type de dispositif final des variantes dans le processus de fabrication peuvent apparaître.

IV.3.3.1 Réalisation avec une couche mince de ferrite (Y10)

Un des objectifs de départ est de miniaturiser le circulateur avec une réduction importante de la quantité de ferrite utilisée.

Les différentes étapes de fabrication d'un circulateur coplanaire sont schématisées sur les Figure IV-4 et Figure IV-5. La première phase consiste à réaliser un plan de masse sur le substrat diélectrique (Al_2O_3). Cette étape est réalisée en salle blanche, au moyen des technologies classiques de la microélectronique, à savoir le dépôt par évaporation par faisceau d'électrons ou pulvérisation cathodique. La forme du plan de masse flottant est ensuite réalisée par une technique de photolithographie de type lift-off.

Dans un second temps, nous réalisons le dépôt pleine plaque de la couche de YIG. La couche amorphe de 10 à 16 μm est déposée par pulvérisation cathodique magnétron. Au sortir de l'enceinte de dépôt, l'échantillon est recuit (recuit lent) à 740°C pendant 2 heures sous air, afin de cristalliser la couche. Les conditions de

dépôt et de recuit ont été ajustées afin d'obtenir un matériau magnétique aux propriétés satisfaisantes, comme nous l'avons explicité au chapitre II.

La dernière étape consiste à réaliser le conducteur central et les plans de masse latéraux qui sont fabriqués au moyen d'une seconde étape d'évaporation et de lift-off du conducteur, réalisée sur la couche de ferrite cristallisée. Des échantillons sont présentés (Figure IV-9-(a)).

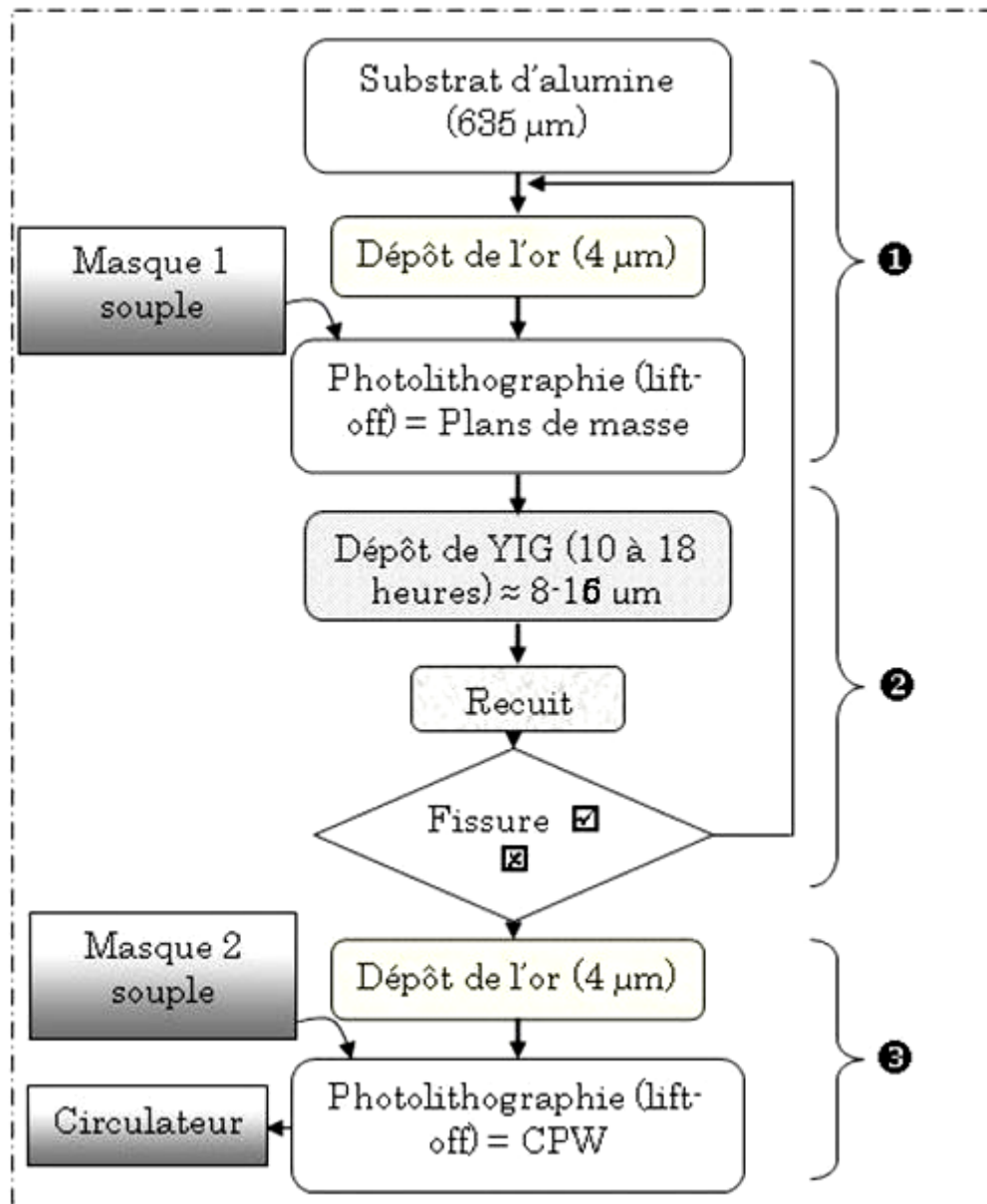


Figure IV-4 : Représentations des étapes de fabrication du circulateur à couche mince (YIG10).

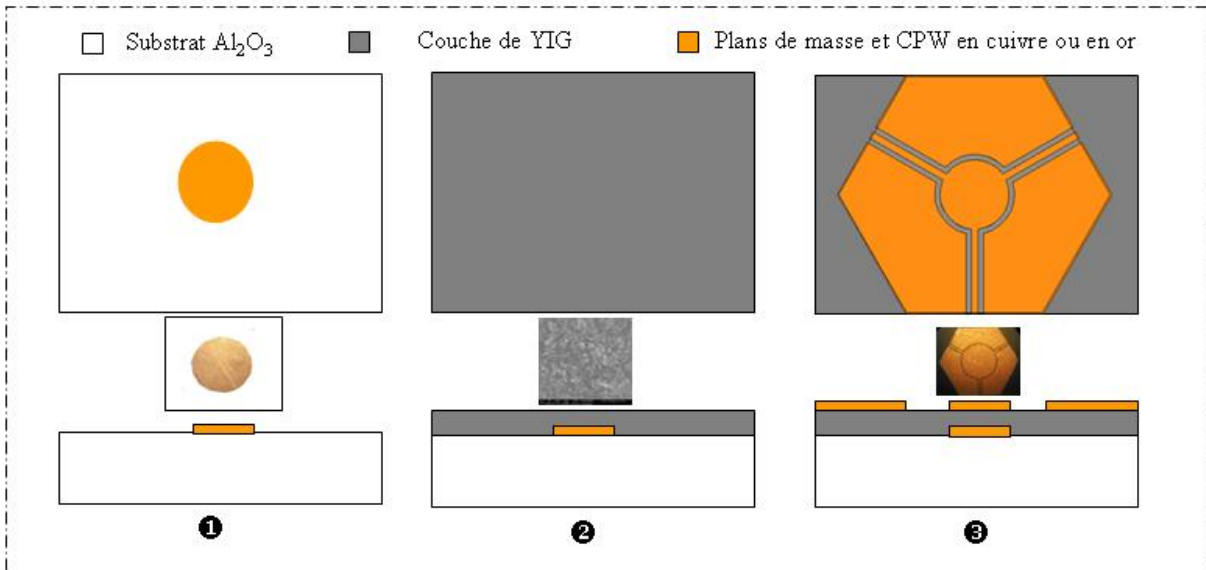


Figure IV-5 : Différentes phases qui correspondent à : ❶ La réalisation de Plan de masse, ❷ au dépôt de la couche de YIG, ❸ la réalisation des métallisations CPW.

IV.3.3.2 Réalisation à partir d'un substrat de ferrite (Y101)

Cette étude tend à vérifier que les effets non-réciproques augmentent quand la quantité de matériau augmente. Du point de vue de l'onde transmise, une structure à couche épaisse de ferrite est intéressante. D'un point de vue technologique, il est possible de réaliser un tel échantillon, en utilisant un morceau de ferrite massif. Ainsi, il n'est pas nécessaire de réaliser un dépôt, ni de procéder à un recuit de la couche.

Nous avons acheté des morceaux de ferrite massif, de même nature que la cible utilisée lors du dépôt par pulvérisation cathodique. Ces morceaux sont utilisés de deux manières différentes :

- Des plaquettes de 1 mm d'épaisseur sont utilisées directement sans support d'alumine. Ces dernières sont taillées pour qu'on puisse les installer dans une machine de polissage. Ceci permet de réduire la rugosité de la couche de YIG massif (cf. Figure IV-6).

- Des plaquettes de 1 mm sont utilisées sur des supports d'alumine. L'épaisseur de ferrite est ensuite réduite jusqu'à 100 et 65 μm par rodage de sa surface à l'aide d'une meuleuse (Figure IV-7). A partir de ces deux versions de couches magnétiques des dispositifs sont réalisés suivant les processus présentés

sur Figure IV-8. Les dispositifs obtenus par ce procédé de fabrication sont présentés sur la Figure IV-9-(b).

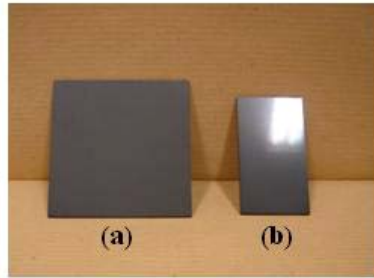


Figure IV-6: Plaque en ferrite (a) avant et (b) après la découpe et le polissage.



Figure IV-7: Meuleuse utilisée pour le rodage de ferrite.

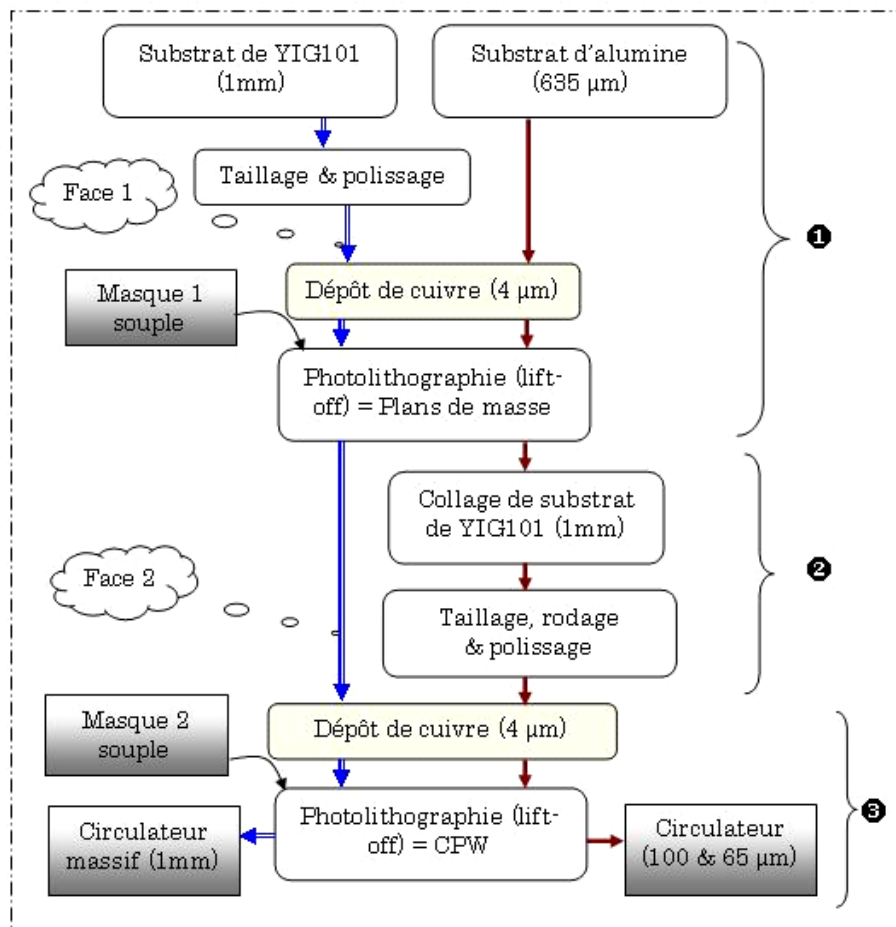


Figure IV-8 : Représentations des étapes de métallisation (Lift-off) et déposition de YIG101.



Figure IV-9: Différents échantillons réalisés avec (a) des couches de Y10 en or (b) des couches de Y101 en cuivre.

IV.3.4 Système d'aimantation

Les échantillons ayant besoin d'être polarisés, il faut appliquer un champ magnétique externe en utilisant un électro-aimant ou des aimants permanents.

Dans le cas où les matériaux magnétiques sont saturés, le tenseur de Polder est fréquemment employé pour modéliser le ferrite dans les dispositifs passifs non-réciproques. Cependant, connaissant les variations du champ créé par les aimants et du facteur démagnétisant, il est possible de déterminer (on ne considérera pas le champ d'anisotropie, H_a qui est faible pour le YIG) le champ magnétique statique interne du matériau magnétique :

$$H_i = H_0 - N_z M_s \quad \text{IV-1}$$

Où H_0 est le champ statique externe appliqué, N_z le coefficient de champ démagnétisant (cf. Tableau IV-4) suivant z , et l'aimantation à saturation du matériau M_s . N (N_x , N_y , N_z) dépend de la forme de l'échantillon, les valeurs apparaissant dans le Tableau IV.4 sont associées à des formes géométriques particulières. Dans le cas d'une couche mince magnétique polarisée

perpendiculairement à son plan, le facteur démagnétisant peut être convenablement approché par $N_z = 1$ et $N_x = N_y$ approximativement égaux à 0.

L'hypothèse consiste à considérer que le matériau est complètement saturé (c'est le cas considéré dans les simulations sous HFSS). Les composantes du tenseur de Polder pour un matériau doux (YIG) possède les caractéristiques suivantes : $H_0 = 398$ kA/m (cf. électro-aimant), $\mu_0 M_S = 175$ mT, $N_z = 1$, $\Delta H = 1,5$ kA/m (20 Oe).

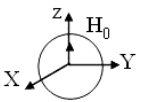
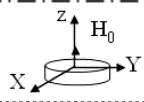
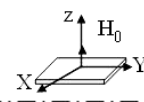
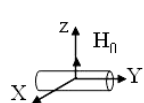
Forme	N_x	N_y	N_z
Sphère: 	1/3	1/3	1/3
Disque infiniment mince: 	0	0	1
Plaquette infiniment mince 			
Cylindre mince 	1/2	0	1/2

Tableau IV-4 : Coefficient de champ démagnétisant pour les différentes formes géométriques.

IV.3.4.1 Dispositif de polarisation

IV.3.4.1.1 Electro-aimant

Afin de compenser les effets des champs démagnétisants liés au facteur de forme de la couche mince de YIG, un champ magnétique externe est appliqué au prototype pendant la mesure sous pointe grâce à un dispositif de polarisation (cf. Figure IV-10). Un aimant en néodyme fer bore (Nd-Fe-B) [IV.4] est disposé dans le support isolant en téflon sur lequel vient se positionner l'échantillon à caractériser. Ce support a également été muni d'un dispositif d'aspiration par un système de pompage intégré, afin de maintenir fixement le prototype pendant sa mesure. Des pièces polaires sont disposées au-dessus et en dessous de ce support en téflon, avec un entrefer de 5 à 8 mm (cf. Figure IV-10), afin de produire un champ de polarisation perpendiculaire au composant. Le champ magnétique est

fourni par des bobines alimentées par un courant de 8 A, sous une tension de 30 V. Ce système de polarisation est placé au niveau du porte échantillon du testeur sous pointe (cf. Figure IV-11). Cette configuration de test requiert une grande vigilance, du fait de la proximité des pointes de mesure avec les pièces polaires. Lorsque les pièces polaires sont amenées au-dessus et en dessous du support en téflon, sans alimentation des bobines, le champ magnétique atteint mesuré avec un Gaussmètre est de 398 kA/m. Lorsque les bobines sont alimentées positivement, le champ augmente jusqu'à 428 kA/m, alors qu'une alimentation négative produit quant à elle un champ de 260 kA/m (cf. Figure IV-12). Nous avons vu précédemment que le champ statique nécessaire pour compenser les champs démagnétisants était de 398 kA/m.

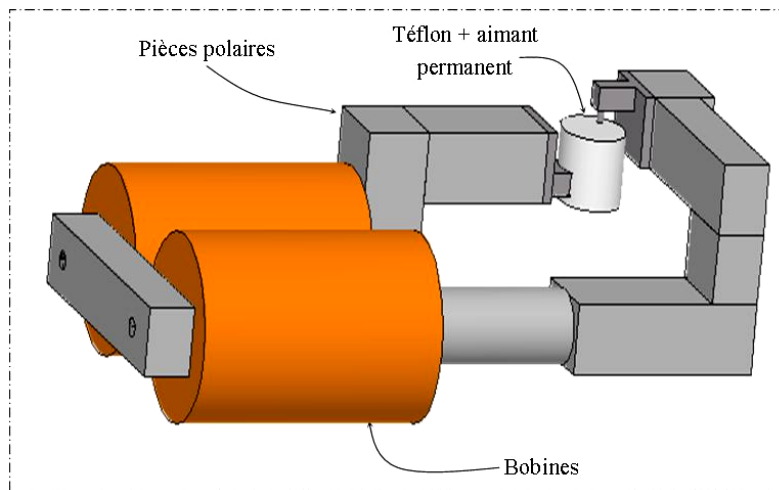


Figure IV-10: Dispositif de polarisation externe.

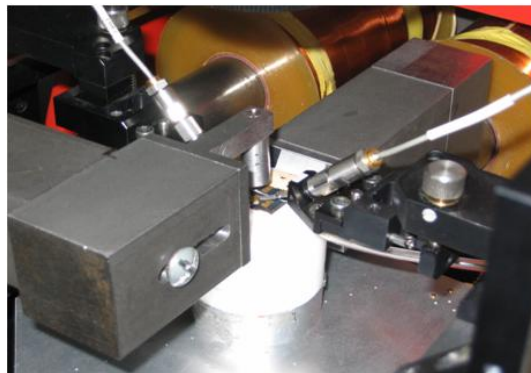


Figure IV-11: circulateur sous test avec polarisation externe.

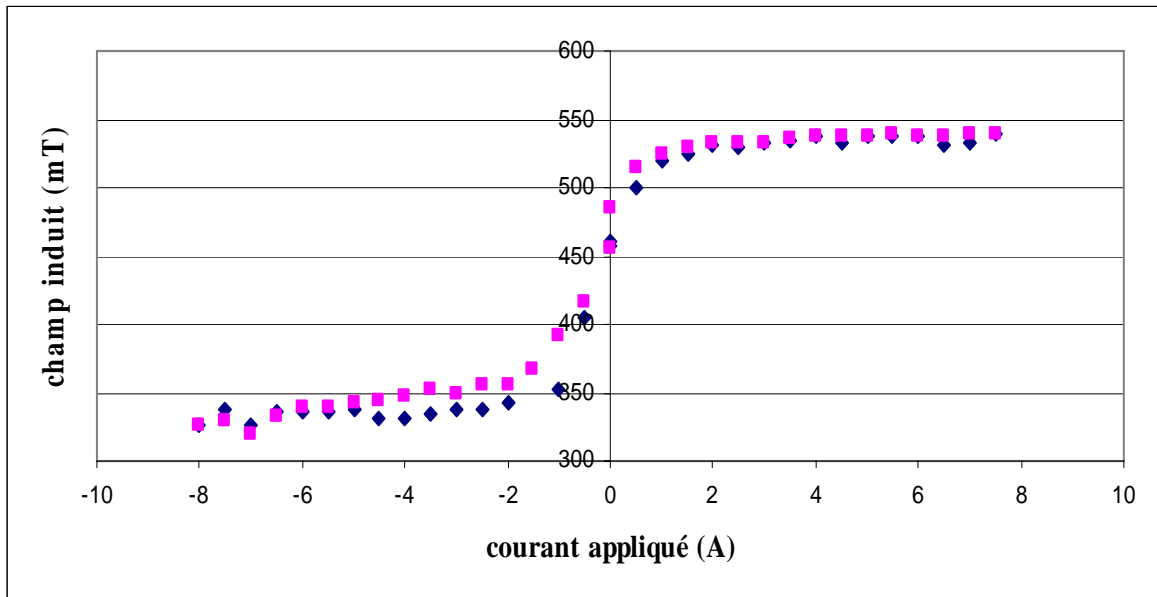


Figure IV-12: Cycle d'hystérésis du dispositif magnétique permettant les mesures sous champ du circulateur pour un entrefer de 5 mm.

Lorsque le dispositif est de petites dimensions (de l'ordre de 10 mm), les pointes coplanaires sont très proches des pièces polaires. Dans le cas de trois pointes montées en même temps à 120° les unes des autres (la troisième étant connectée à une charge adaptée pour isoler l'un des ports), la proximité de tous les éléments est d'autant plus importante. Les manipulations sont alors délicates et la vigilance est de rigueur afin de ne pas endommager les pointes de mesures ou l'échantillon. Dans des cas extrêmes de ce type, la solution est l'utilisation d'aimants permanents

IV.3.4.1.2 Aimants permanents

Les aimants permanents sont montés soit symétriquement soit non-symétriquement afin d'obtenir un champ perpendiculaire à notre structure. Dans cette optique, nous avons utilisés des aimants permanents de types Néodyme-Fer-Bore (Nd-Fe-B) en deux positions symétrique ou non-symétrique qui sont écartées de la plaquette de circuit par l'intermédiaire des supports en téflon ($\epsilon_r \approx 2$) (Figure IV-13-(a) & (b)).

Ces aimants possèdent les caractéristiques suivantes :

- Le premier est placé au-dessous de la structure (dans le cas symétrique). Il est couvert par une couche de téflon avec un écart de quelque millimètre du

circuit. Son diamètre est de 20 mm et son épaisseur est de 10 mm (Figure IV-13-(b)), il produit un champ de 258 kA/m (valeur donnée par le fabricant).

➤ Le deuxième a un diamètre de 4 mm et une épaisseur de 5 mm. Il produit un champ de 258 kA/m. Il est placé au-dessus de la structure et séparé de cette dernière par une couche de téflon (Figure IV-13-(a)).

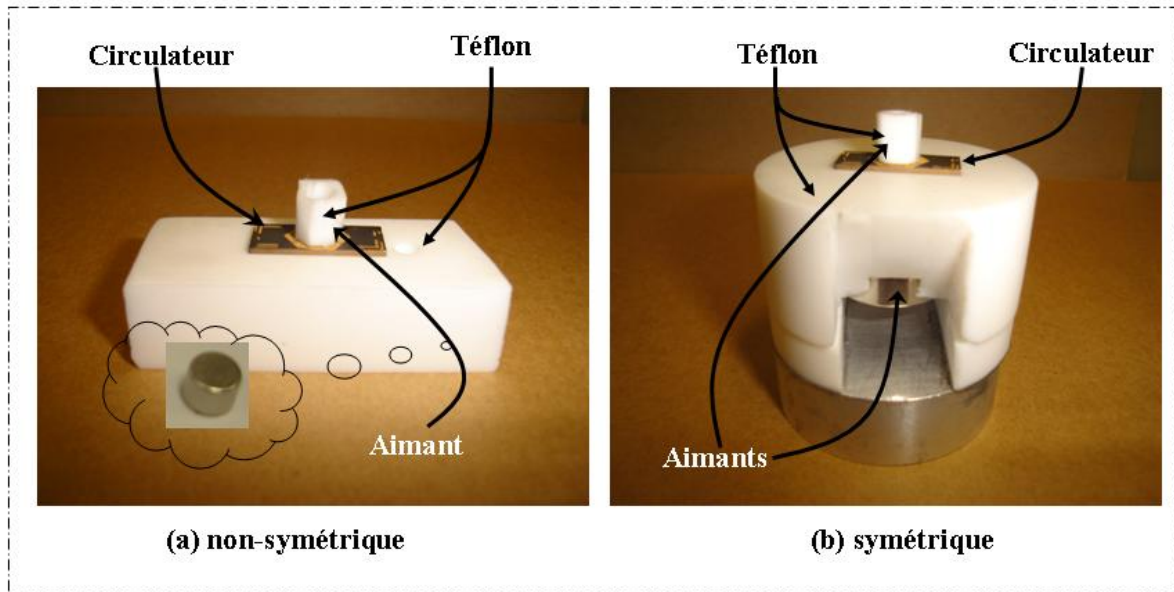


Figure IV-13: Configurations des aimants utilisées : (a) non-symétrique (b) symétrique.

IV.3.4.2 Mesure de l'intensité de champ dans le cas d'aimants permanents

Afin d'estimer l'intensité du champ nous avons utilisé un Gaussmètre pour mesurer cette valeur. Cette méthode de mesure est peu précise mais elle permet d'avoir une idée sur l'intensité moyenne du champ magnétique statique créé par un ou plusieurs aimants. A l'aide de cet appareil (Figure IV-14), il est assez aisé de déterminer l'intensité maximale du champ que peut fournir l'aimant. En pratique, l'amplitude maximale du champ ne se situe pas forcément au centre de l'entrefer, tout dépend de la qualité des aimants employés.

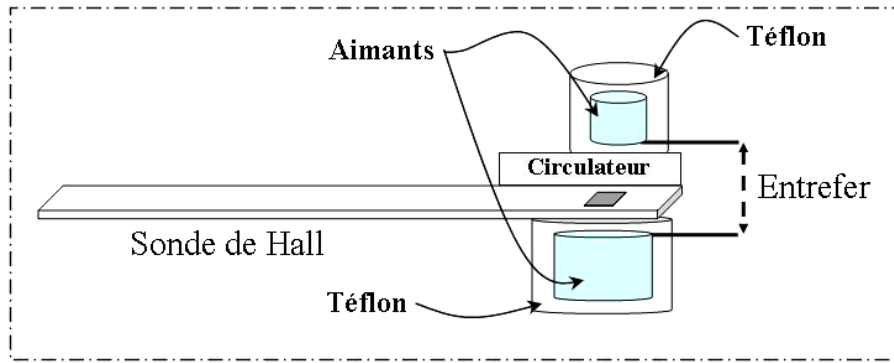


Figure IV-14: moyen de mesure du champ magnétique à l'aide d'un Gaussmètre.

Les résultats de mesure de l'intensité du champ obtenu pour les aimants sont présentés dans le Tableau IV-5, selon les configurations symétrique et non-symétrique (Figure IV-13). On ajoute que ce sont des intensités approximatives qui sont données.

Aimants	Configuration symétrique		Configuration non- symétrique	
Etat de circuit	Entrefer = 0,645 mm	Entrefer = 4,6 mm	Entrefer = 0,645 mm	Entrefer = 4,6 mm
H_{centre} (kA/m)	477	410	244	160
H_{bords} (kA/m)	258	171	160	0,899

Tableau IV-5: Différentes valeurs du champ appliqué obtenu à l'aide des aimants permanents.

IV.3.5 Système de mesure hyperfréquence

Une fois les prototypes fabriqués, leur caractérisation hyperfréquence est réalisée afin d'en estimer les performances de manière expérimentale. Le banc de caractérisation se compose d'un testeur sous pointes (équipé de pointes coplanaires) et d'un analyseur vectoriel de réseau fonctionnant entre 40 MHz et 65 GHz (cf. Figure IV-15). Les pointes de test sont coplanaires de type GSG (Ground-Signal-Ground), ces pointes consistent donc en trois aiguilles parallèles dont deux, latérales, feront contact avec les plans de masse et une, centrale, fera contact avec le signal (Figure IV-16.b). Le calibrage employé est un calibrage OSTL (pour Open Short Through Load). Ce calibrage s'effectue à l'aide d'un substrat de calibrage coplanaire adapté à nos pointes de mesure. Il comporte en

outre tous les standards dont nous avons besoin pour notre étude (court-circuit, circuit ouvert, charge adaptée et ligne de $300\ \mu\text{m}$ de longueur). Ces calibrages permettent à l'analyseur de corriger les diverses erreurs de mesure notamment dues aux câbles ainsi qu'aux connecteurs. Pour obtenir les paramètres S_{ij} du circulateur, un 3^{ème} bras a été ajouté au testeur sous pointes et des renvois d'angle ont été ajoutés aux 2 bras standard. Ainsi le testeur dispose de 3 bras d'accès orientés à 120° les uns des autres permettant la mesure de circulateurs de type Y. Une charge adaptée est alors placée sur une voie du dispositif et les deux autres voies à 120° sont connectées à l'analyseur de réseau (cf. Figure IV-16.a).

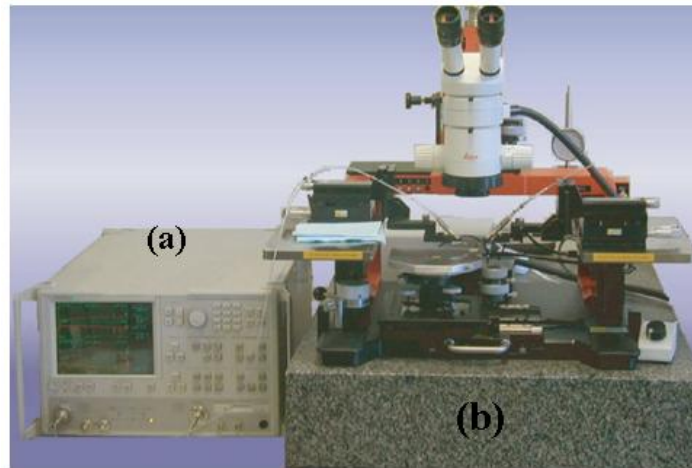


Figure IV-15: (a) Analyseur Vectoriel de Réseau (b) couplé au testeur sous pointes.

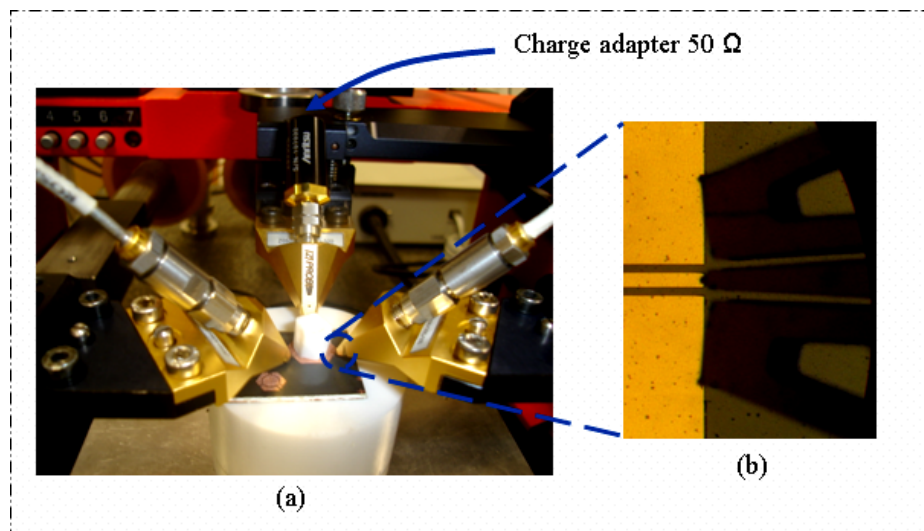


Figure IV-16: Dispositif de mesure (a) Trois bras à 120° dont deux sont connectés à l'analyseur et la troisième connecté à une charge $50\ \Omega$, (b) photographie d'une pointe de mesure (vue de dessus).

IV.4 Comparaison Simulation / expérimentation

Les dimensions des prototypes fabriqués sont rappelées (Tableau IV-6), où W est la largeur des lignes d'accès, G est la largeur des fentes situées entre les lignes d'accès et les plans de masse latéraux, S_c est la largeur des fentes situées entre le conducteur central et les plans de masse latéraux, R est le rayon du conducteur central, R_c est le rayon du plan de masse inférieur, h_f la hauteur de ferrite et H_0 est le champ appliqué lors de la mesure.

	Prototype 1	Prototype 2	Prototype 3	Prototype 4	Prototype 5
W (μm)	250	250	400	400	400
G (μm)	75	75	130	130	130
S_c (μm)	180	180	180	180	180
R (mm)	2	2	2	2	2
R_c (mm)	2,23	2,23	2,23	2,23	2,23
h_f (μm)	1000	100	65	16	10
H_0 (kA/m)	≈ 258	≈ 397	≈ 397	≈ 397	≈ 397

Tableau IV-6 : Dimensions des prototypes utilisés dans la fabrication.

IV.4.1 Observation sans polarisation

Dans un premier temps, observons les paramètres S_{ij} du dispositif avec une couche massive de ferrite (1 mm) lorsqu'aucun champ n'est appliqué au circulateur (Figure IV-17). Les dimensions de ce premier prototype fabriqué et mesuré sont rappelées dans le Tableau IV-6 (Prototype 1). Cette première mesure permet d'évaluer l'influence du matériau magnétique sur le comportement en fréquence de ce composant, et de juger si l'effet non-réciproque observé est significatif. Cela nous permet aussi de montrer l'importance du dispositif d'adaptation du circulateur et de déterminer approximativement la bande de fréquence de fonctionnement du dispositif ($f \approx 8-12$ GHz).

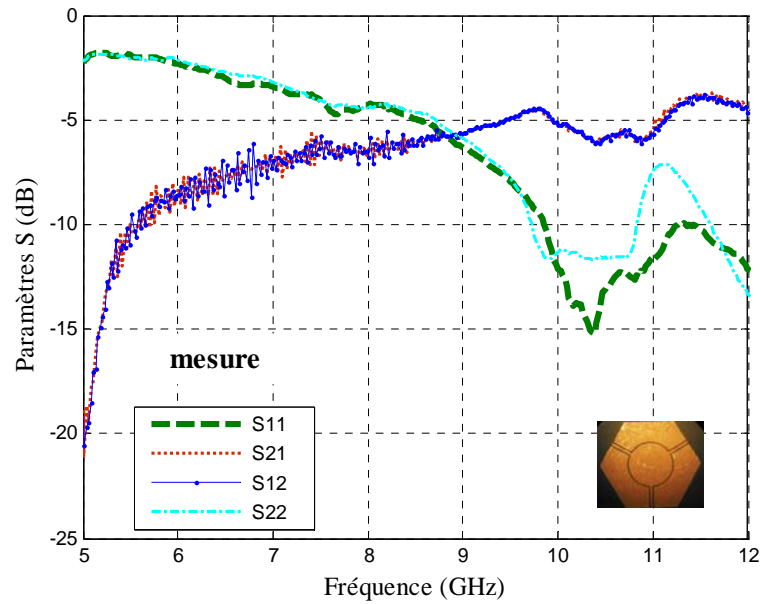


Figure IV-17: Paramètres S mesuré d'un circulateur avec un matériau magnétique sans polarisation.

Sur les courbes (Figure IV-17) les dégradations des paramètres de réflexion sont dues à une dissymétrie entre les ports 1 et 2. Malgré ça, la différence reste acceptable.

IV.4.2 Obtention du phénomène de circulation

Pour un démonstrateur avec une couche massive de YIG, nous pouvons observer l'effet de circulation dû à la présence d'une grande quantité de matériau magnétique lorsqu'un champ magnétique est appliqué. Les résultats de mesure sont ensuite comparés avec les résultats de rétro-simulation dans lesquelles nous modifions les conditions de simulation pour se rapprocher des conditions expérimentales :

- Valeur du champ de polarisation,
- Condition aux limites de type radiation,
- Normalisation des ports à 50Ω pour tenir compte des problèmes de désadaptation.

IV.4.2.1 Prototype n°1 : Substrat commerciale de ferrite (1000 μm)

La même structure mesurée sans champ est ensuite polarisée avec un seul aimant ($H_a \approx 0,3 \text{ T}$). La Figure IV-18 montre les résultats simulés et ceux mesurés. En essayant de tenir compte des conditions aux limites détaillées précédemment. On note que l'allure générale entre simulation et mesure est respectée même si les niveaux sont différents.

La fréquence de fonctionnement est d'environ 12 GHz. L'isolation entre deux ports consécutifs est de -18 dB et les pertes d'insertion de -0,1 dB (valeur simulée) et -4 dB (valeur mesurée) (cf. Figure IV-18 (a)). Les pertes de réflexions sont de l'ordre de -30 dB (cf. Figure IV-18 (b)). Ces résultats confirment un fonctionnement du type circulateur.

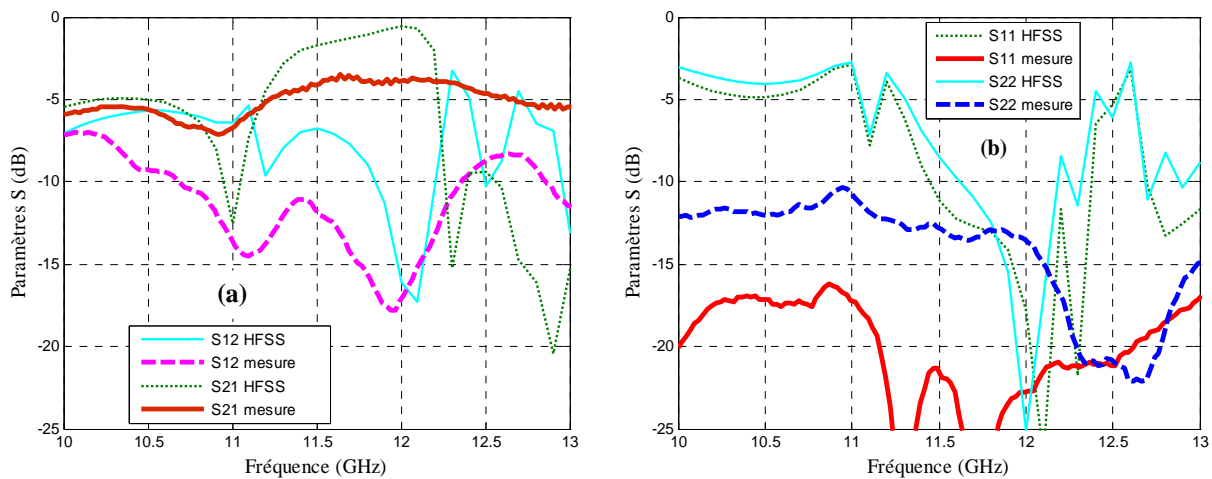


Figure IV-18: Comparaison entre les Paramètres S mesurée et rétro-simulés d'un circulateur avec matériau magnétique massif (1000 μm) polarisé par un seul aimant (a) S21 & S12, (b) S11 & S22.

IV.4.2.2 Prototype n°2 : couche commerciale de ferrite (100 μm)

On peut constater que la structure précédente utilise une épaisseur de ferrite importante. Un de nos objectifs est de réaliser un composant avec des couches de l'ordre de centaine de microns. Une nouvelle structure est réalisée à partir de ferrite massif dont l'épaisseur a été diminuée par rodage jusqu'à 100 μm (cf. IV.3.3.2). Pour le besoin d'une tenue mécanique suffisante, compte tenu de la faiblesse de l'épaisseur magnétique, l'architecture contient un substrat d'alumine de 635 μm d'épaisseur, dont les dimensions de ce prototype sont rappelées dans le Tableau IV-6 (Prototype 2).

Les résultats de mesure et de rétro-simulation sont présentés (Figure IV-19). On note qu'il est difficile de retrouver par simulation les résultats de la mesure. Néanmoins les effets de circulation, et l'allure de la réflexion sont observés de façon assez similaire dans la bande 10-12 GHz. Il s'agit de résultats très intéressants, surtout en raison de l'épaisseur de ferrite utilisée qui est seulement de 100 μm . Ceci fait du dispositif un circulateur innovant. On remarque sur la Figure IV-19, que les paramètres de fonctionnement du circulateur sont acceptables. La fréquence de fonctionnement est de 10,5 GHz. les pertes d'insertion de -6 dB et l'isolation est de -24 dB (Figure IV-19 (a)).

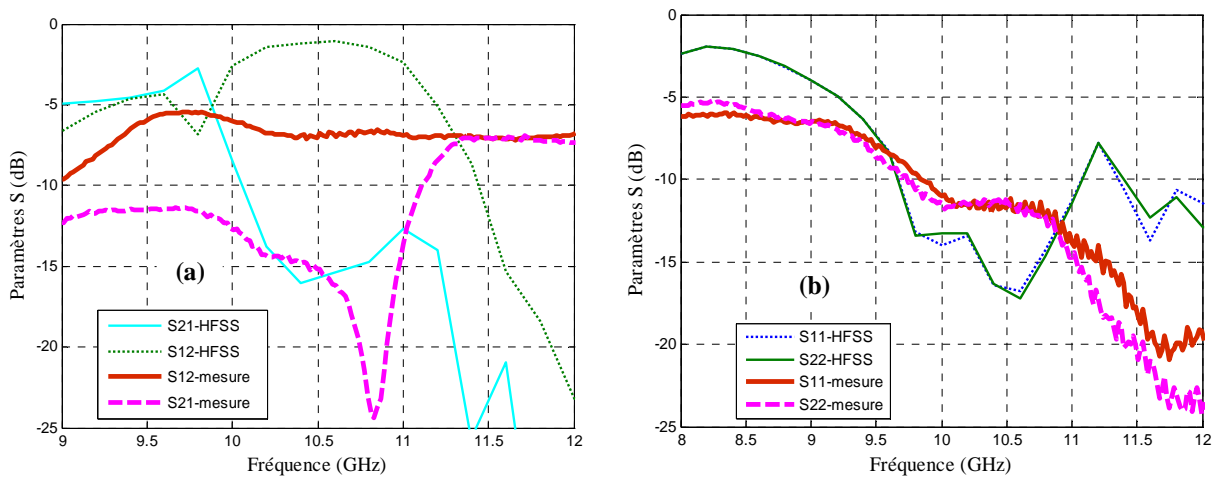


Figure IV-19: Comparaison entre les Paramètres S mesurée et rétro-simulation d'un circulateur avec matériau magnétique massif (100 μm) polarisé par deux aimants (a) S21 & S12, (b) S11 & S22.

IV.4.2.3 Prototype n°3 : couche commerciale de ferrite (65 μm)

Afin de faciliter l'intégration des circulateurs, l'utilisation de couches minces en remplacement de ferrites massifs est étudiée depuis plusieurs années [IV.5-6]. Dans cette optique un autre prototype est réalisé à partir de ferrite 100 μm qu'est à son tour diminuée par rodage jusqu'à 65 μm [IV.7]. Pour le besoin d'une tenue mécanique suffisante, compte tenu de la faiblesse de l'épaisseur magnétique, l'architecture contient un substrat d'alumine de 635 μm d'épaisseur.

Les résultats de mesure et de rétro-simulation sont présentés dans la Figure IV-20.

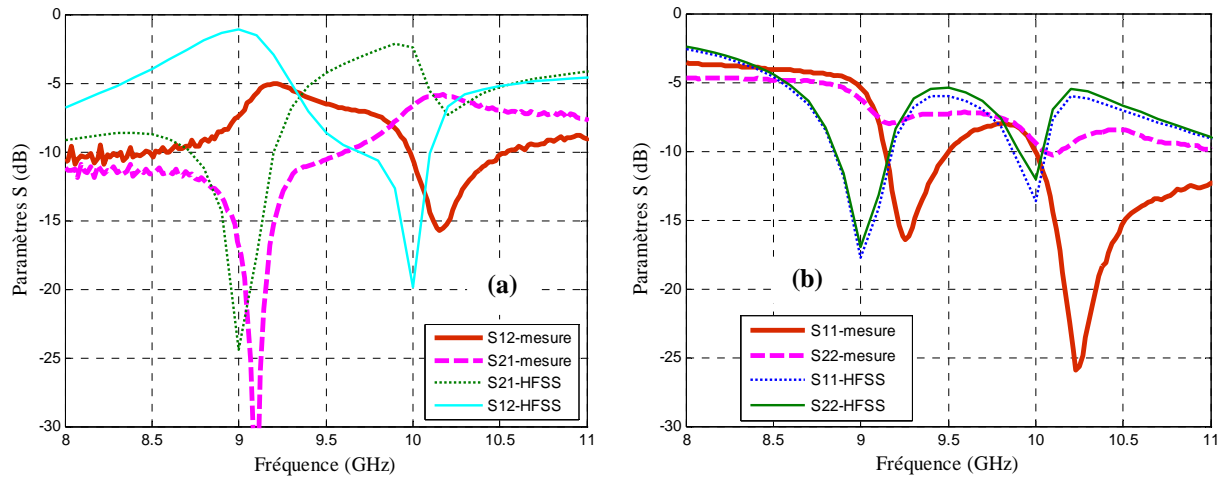


Figure IV-20: Comparaison entre les Paramètres S mesurée et rétro-simulation d'un circulateur avec matériau magnétique massif ($65 \mu\text{m}$) polarisé par deux aimants (a) S_{21} & S_{12} , (b) S_{11} & S_{22} .

On observe une concordance relativement correcte notamment dans la bande de circulation entre 9 et 10 GHz. Par exemple, la fréquence de fonctionnement des dispositifs obtenue sur HFSS ($f_{\text{HFSS}} \approx 9 \text{ GHz}$) est identique à celle observée en pratique ($f_{\text{expérience}} \approx 9,2 \text{ GHz}$). Un second pic est observable à une fréquence de 10 GHz pour la réponse simulée et apparaît expérimentalement à une fréquence de 10,2 GHz. En notera qu'une des incertitudes importantes réside dans la connaissance du champ externe de polarisation.

Le sens de circulation des ondes électromagnétiques est inversé : le paramètre S_{12} prévu par la simulation est de -1 dB, le paramètre S_{21} de -24 dB, et la réflexion S_{11} de -16 dB. Les paramètres mesurés représentent une isolation S_{21} important de l'ordre -36 dB, des pertes d'insertion S_{12} de -5 dB dans la bande de 9 GHz (cf. Figure IV-20).

IV.4.2.4 Prototype n°4 : couche mince de ferrite ($\approx 16 \mu\text{m}$)

La structure a été réalisée à partir d'un dépôt par pulvérisation cathodique reporté sur un substrat standard d'alumine d'épaisseur $635 \mu\text{m}$.

Certains échantillons réalisés avec des couches minces ne présentent aucun effet non-réciproque visible, même sous un champ important. L'absence d'effet non-réciproque ne dépend pas du matériau lui-même ou de l'épaisseur insuffisante. Deux causes de non fonctionnement ont été trouvées. Cela provenir du fait que le plan de masse inférieur n'est pas aligné correctement avec le

conducteur central. La deuxième raison provient de l'observation par binoculaire qui a montré une fissure du couche au niveau de plan de masse entraînant un court circuit entre le conducteur central et le plan de masse inférieure.

Pour éviter le problème de fissure nous avons déposé successivement deux couches de ferrite, chacune de $8 \mu\text{m}$ d'épaisseur. Après avoir recuit la première couche, nous avons déposé la 2^{ème} avec les mêmes paramètres que la première.

La Figure IV-21 présente les paramètres S mesurés en fréquence obtenus entre les ports 2 et 3 d'un circulateur dimensionné sur une couche de $16 \mu\text{m}$ d'épaisseur [IV.8].

Le circulateur présente à 10 GHz des pertes d'insertion qui atteignent 12.3 dB et l'isolation vaut 26.2 dB, soit un effet non-réciproque de l'ordre de 13 dB. L'observation du circulateur mesuré lors de la mesure montre qu'il y avait des défauts au niveau des ports. Malgré tout, ceci ne peut expliquer le niveau très élevé des pertes d'insertion.

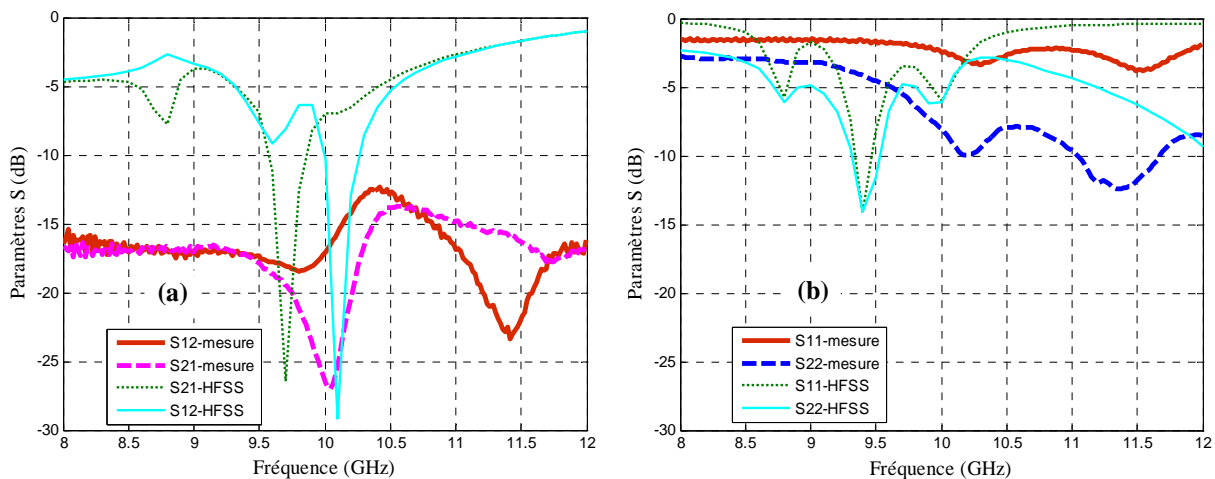


Figure IV-21 : Mesure de l'évolution des paramètres S en fréquence pour un circulateur dimensionné avec un YIG de $16 \mu\text{m}$ d'épaisseur et $H_0 \approx 397 \text{ kA/m}$ (a) S_{21} & S_{12} , (b) S_{11} & S_{22} .

Une comparaison entre les résultats mesurés et les rétro-simulations sous HFSS (Figure IV-21 (a) et (b)) montre qu'il a été difficile de faire concorder les résultats décalage en fréquence d'environ 1 GHz. Les décalages en fréquence proviennent certainement d'une estimation imparfaite de la valeur et de l'homogénéité du champ appliqué. Même si cela n'a pas été démontré, nous pensons qu'il y a eu migration du cuivre dans la couche de ferrite.

IV.4.2.5 Prototype n°5 : couche mince de ferrite ($\approx 10 \mu\text{m}$)

D'autres échantillons ont été mesurés cette fois avec une seule couche de $10 \mu\text{m}$ d'épaisseur. Sur la Figure IV-22 des comparaisons entre les résultats de mesure sont donnés et comparés à ceux provenant d'une rétro-simulation, en tenant compte des conditions aux limites.

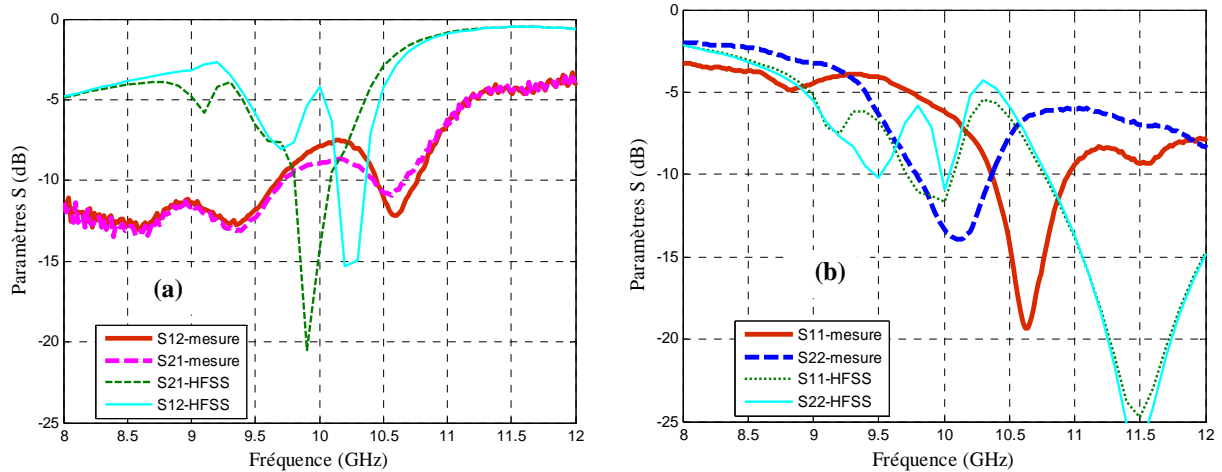


Figure IV-22: Mesure de l'évolution des paramètres S en fréquence pour un circulateur dimensionné avec un YIG de $10 \mu\text{m}$ d'épaisseur et $H_0 \approx 0,5 \text{ T}$ (a) S_{21} & S_{12} , (b) S_{11} & S_{22} .

Des différences apparaissent entre les réponses obtenues. Par exemple, la fréquence de fonctionnement des dispositifs supposée sur HFSS ($f_{\text{HFSS}} \approx 10 \text{ GHz}$) est différente de celle observée en pratique ($f_{\text{expérience}} \approx 10,2 \text{ GHz}$).

Les résultats fonctionnels que l'on peut tirer sont les suivants : Un effet non-réciproque dû à la couche mince de $10 \mu\text{m}$ de l'ordre de $1,5 \text{ dB}$, une isolation importante de l'ordre -9 dB , des pertes d'insertion de $-7,5 \text{ dB}$ dans la bande de 10 GHz (cf. Figure IV-22). On observe un décalage en fréquence des réponses mesurées et simulées. Mais surtout il existe sur les paramètres de transmission une différence sur les niveaux beaucoup plus importants que sur les paramètres de réflexion.

IV.4.2.6 Bilan des résultats de mesure sur les différents prototypes

Le Tableau IV-7 récapitule les résultats de caractérisation hyperfréquence pour les différentes dimensions et épaisseur de ferrite utilisées lors de la fabrication de circulateur. La fréquence de circulation est prise là où se produit

l'effet non-réciproque, C'est pour cette fréquence que sont données les valeurs des transmissions directes et indirectes.

Résultats expérimentaux	Prototype 1	Prototype 2	Prototype 3	Prototype 4	Prototype 5
W (μm)	250	250	400	400	400
G (μm)	75	75	130	130	130
Sc (μm)	180	180	180	180	180
R (mm)	2	2	2	2	2
hf (μm)	1000	100	65	16	10
Fréquence (GHZ)	12	10,8	9,2	10	10,75
S11 (dB)	- 30	-11,38	-16,24	-3	-19,38
S21 (dB)	- 4	-6	-36	-26,8	-9
S12 (dB)	-18	-24,2	-5	-12	-7,5
VSWR	1,06	1,19	1,05	2	1,10
Z0 (Ω)	44	44	45	45	45
Bande passante à -20 dB (GHz)	N'est pas observée	0,08	0,09	n'est pas observée	N'est pas observée

Tableau IV-7 : Performances comparées des résultats expérimentaux des différents dispositifs fabriqué et mesuré.

Les dimensions des prototypes sont également rappelées dans le Tableau IV-7 où W est la largeur des lignes d'accès, G est la largeur des fentes situées entre les lignes d'accès et les plans de masse latéraux, Sc est la largeur des fentes situées entre le conducteur central et les plans de masse latéraux, R est le rayon du conducteur central et h_f est la hauteur de ferrite.

L'augmentation des pertes d'insertion remarquée au chapitre III, lorsque l'épaisseur de ferrite diminue se retrouve dans les séquences de mesure. Néanmoins le niveau moyen des pertes d'insertion est de 4 à 5 dB plus important lors de la mesure ce qui n'était pas prévu. Par contre les fréquences de circulation prévue théoriquement au chapitre III ont été globalement retrouvées dans les dispositifs réalisés.

IV.5 Discussions et interprétations

IV.5.1 Pertes d'insertion

Selon la fréquence, les principaux facteurs de pertes sont différents. Dans les circulateurs à jonction Y, aux alentours de 10 GHz, les principaux facteurs de pertes sont [IV.5-9] :

- les pertes magnétiques ΔH (l'énergie de l'onde hyperfréquence est absorbée par la couche de ferrite).
- les pertes diélectriques $\tan\delta$,
- les pertes conductrices, qui augmentent avec la fréquence (les conducteurs réels présentent une certaine résistivité, et une épaisseur de peau qui diminue avec la fréquence).
- Les pertes par radiation (dues au rayonnement de l'énergie de l'onde hyperfréquence) qui dépendent de la dimension de circuit, mais aussi à la rugosité des couches.
- Les adaptations d'impédances, elles ont un rôle décisif car une mauvaise adaptation cause des pertes d'insertion dues aux réflexions bien plus importantes que les pertes listées précédemment.

IV.5.1.1 Contribution des pertes magnétiques et diélectriques aux pertes d'insertion

Afin de vérifier quels sont les facteurs de pertes les plus influents, des simulations ont été réalisées sur la structure de base (chapitre III). Nous avons fait varier dans les structures simulées les pertes diélectriques et les pertes magnétiques. L'étude nous permet de conclure que le fait d'introduire ces pertes n'a quasiment pas d'influence sur les performances du circulateur à couche mince (moins 70 μm) [IV.5] ; par contre, dans les structures à ferrite épais (100 à 1000 μm) les pertes magnétiques et diélectrique deviennent prédominantes [IV.10].

IV.5.1.2 Contribution des pertes dans les conducteurs aux pertes d'insertion

Les pertes d'insertions sont aussi liées aux pertes métalliques des conducteurs à travers la conductivité du matériau utilisé. D'autre part l'épaisseur des conducteurs, liée à la technologie au substrat, est un facteur important dans la diminution des pertes. Le choix de l'épaisseur doit tenir compte de l'effet de peau ou profondeur de pénétration des ondes dans le métal. Une étude théorique et numérique a été faite dans le chapitre III (Figure III.4) en tenant compte de ces paramètres (conductivité et effet de peau) et on remarque que les pertes sont très sensibles à l'épaisseur de la couche de ferrite. Les pertes d'insertion augmentent fortement lorsque les épaisseurs de ferrite deviennent inférieures à 70 μm c-à-d lorsque les couches deviennent minces, les pertes métalliques sont exacerbées dans le dispositif. On peut donc dire que les pertes provoquées par les conducteurs semblent être, d'après les modélisations analytiques et numériques, prédominantes par rapport aux pertes magnétiques et diélectriques [IV.5-6].

IV.5.1.3 Bilan provisoire

En conclusion de cette partie, nous pouvons dire qu'il y a plusieurs facteurs liés à la dégradation des pertes d'insertion. Les conducteurs jouent un rôle majeur dans les circulateurs en couche mince. Ils sont à l'origine de la plus grande partie des pertes d'insertion des dispositifs dès que l'épaisseur de la couche de ferrite devient trop faible. Les pertes globales peuvent alors être réduites par le choix de matériaux très conducteurs. Les désadaptations d'impédances de certaines structures sont aussi à l'origine des pertes d'insertions. Elles deviennent significatives lorsque les niveaux de réflexion sont supérieur à -20 dB.

Concernant les pertes observées expérimentalement, on aura noté qu'elles sont plus importantes que ne le prévoyait la simulation. Une des explications avancées est les erreurs de fabrication. Dans notre prototype, le mauvais alignement du plan de masse inférieur et du conducteur central, semble avoir une influence importante sur les pertes.

On ajoute, que les irrégularités liées à une mauvaise définition ou à l'utilisation d'un substrat de mauvaise qualité (rugosité élevée) entraînent aussi des pertes supplémentaires. Enfin l'inhomogénéité du champ de polarisation ainsi que la maîtrise insuffisamment précise de la valeur appliquée amène des écarts de résultats. Tous ces points sont donc maintenant des points à approfondir pour avancer dans la compréhension fine du fonctionnement de la structure.

IV.5.2 Réduction des pertes par changement des lignes d'accès

Afin de réduire une partie des pertes d'insertion, nous avons réduit la longueur des lignes d'accès qui devront être les plus courts possibles. Notre structure a donc finalement des dimensions de l'ordre de $6 \times 6 \text{ mm}^2$ (cf. Figure IV-23 (b)).

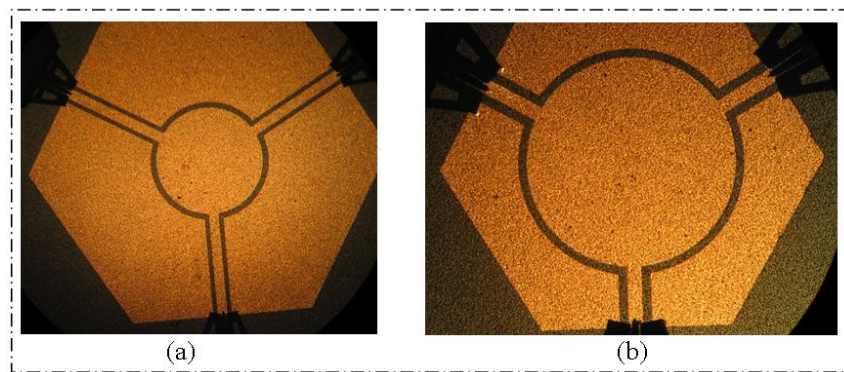
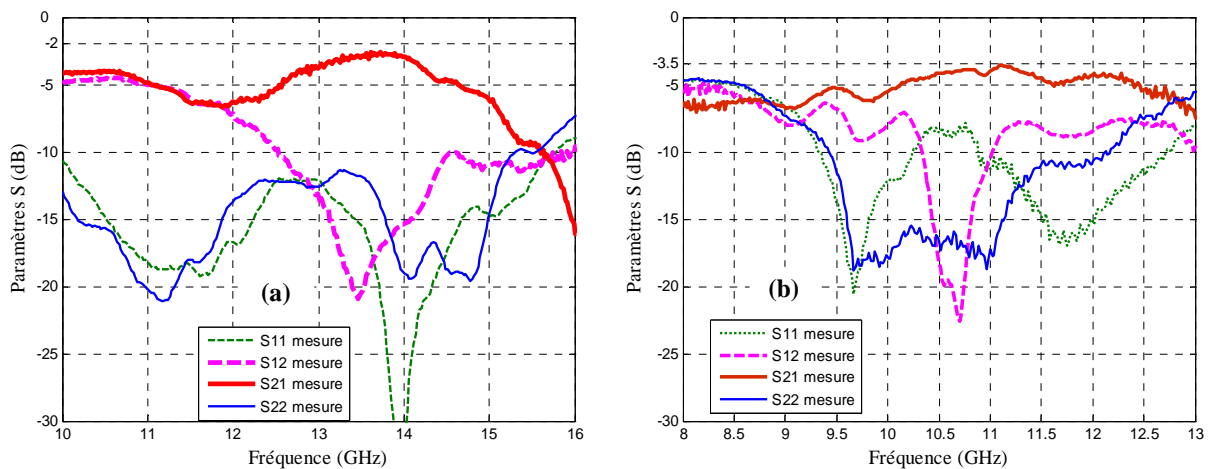


Figure IV-23 : une cliché des prototypes fabriquées : (a) les prototypes initiale avant ($12 \times 12 \text{ mm}^2$), (b) après où les accès sont raccourcies ($6 \times 6 \text{ mm}^2$).



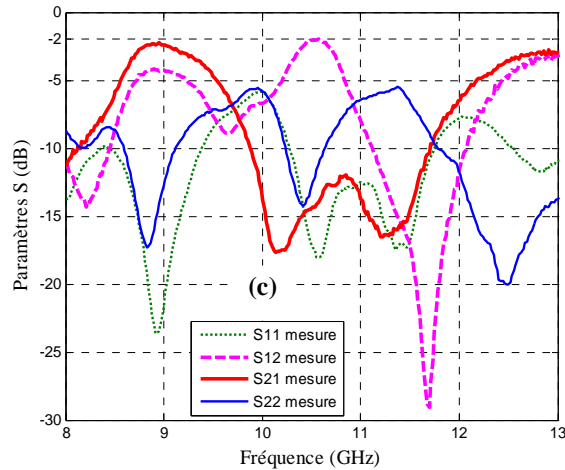


Figure IV-24: Paramètres S mesurer d'es différents circulateurs où les lignes d'accès ont été raccourcies légèrement pour des différentes épaisseur (a) $1000 \mu\text{m}$, (b) $100 \mu\text{m}$ et (c) $65 \mu\text{m}$

Les principaux paramètres géométriques des circulateurs et leurs performances sont donnés dans le Tableau IV-8:

Résultats expérimentaux	Prototype (a)	Prototype (b)	Prototype (c)
W (μm)	250	250	400
G (μm)	75	75	130
S_c (μm)	180	180	180
R (mm)	2	2	2
Taille (mm)	$6 \times 6 \text{ mm}^2$	$6 \times 6 \text{ mm}^2$	$6 \times 6 \text{ mm}^2$
h_f (μm)	1000	100	65
Fréquence (GHZ)	13,5	11	10,5
S_{11} (dB)	-36	-10	-17,5
S_{21} (dB)	-2,5	-3,5	-2
S_{12} (dB)	-21	-23	-17,3
Z_0 (Ω)	44	44	45

Tableau IV-8 : Paramètres géométriques et performances des nouvelles dispositif avec des accès réduites.

La Figure IV-24 présente les paramètres S des circulateurs ayant différentes épaisseurs. La valeur de pertes d'insertion a baissé jusqu'à $-2,5$ dB (-4 dB pour le prototype initiale) et on obtient une isolation de l'ordre de -21 dB (Figure IV-24 (a)) pour une épaisseur de $1000 \mu\text{m}$. Pour une épaisseur de $100 \mu\text{m}$ les pertes passent de -6 dB à $-3,5$ dB (Figure IV-24 (b)). Enfin, pour une épaisseur de $65 \mu\text{m}$, les pertes sont également réduites, passant de $-5,8$ dB à -2 dB (Figure IV-24 (c)).

IV.6 Etat actuel du développement du circulateur

Afin de situer le développement des circulateurs réalisés dans notre laboratoire vis-à-vis de l'état de l'art, un tableau a été dressé dans lequel les performances décrites dans les principales publications sont répertoriées (Tableau IV-9).

Les trois meilleurs prototypes ont été réalisés et testés avec l'analyseur vectoriel de réseau et polarisées par un champ de l'ordre de 397 kA/m. La première a couche de YIG de 1 mm (cf. Figure IV-26), la deuxième repose sur une couche de 100 μm et la troisième utilise une couche de 65 μm .

Auteur	F(GHz)	TOS	P_{in} (dB)	P_{iso} (dB)	Fabricant	Taille	Bande Passante
Ogasawara [IV.11]	10	--	<1	>20	Univ. Tokyo	--	--
Koshiji [IV.12]	9,56	1,3	0,8	19,1	Univ. Tokyo	--	4,8% à 10dB
Oshiro [IV.13]	8	--	4,9	28	Hitachi, Japon	10*10*1mm ³	50 MHz à 20 dB
Zahwe(1000 μm)	13,5	1,05	2,5	21	DIOM, France	6*6*1 mm ³	1,5 GHz à 10 dB
Zahwe (100 μm)	11	1,1	3,5	23	DIOM, France	6*6*0,735mm ³	800 MHz à 10 dB
Zahwe (65 μm) [IV.7]	10,5	1,12	2	17,5	DIOM, France	6*6*0,7mm ³	500 MHz à 10 dB

Tableau IV-9 : Comparaison entre nos résultats et ceux publiés en technologie coplanaire.

Ce tableau comparatif montre que les performances de nos circulateurs coplanaires sont comparables à ceux de la littérature.

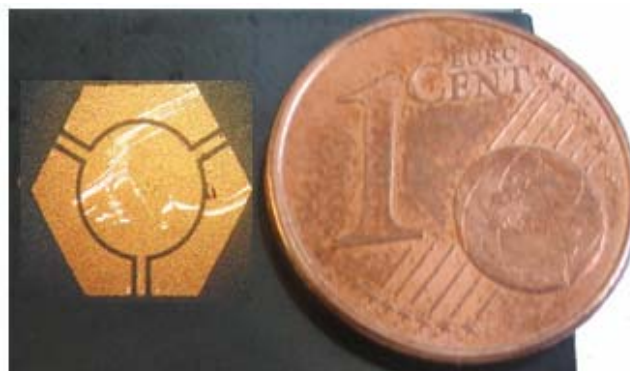


Figure IV-25 : photographie de notre structure réalisée.

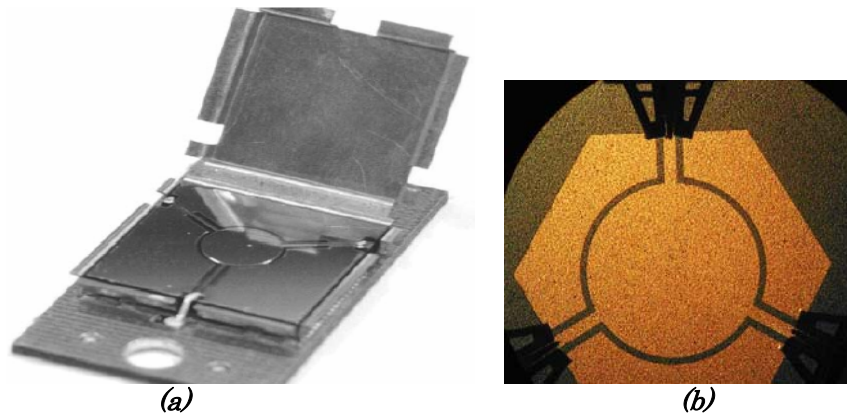


Figure IV-26 : Comparaison entre deux circulateur fabriqué :(a) par Oshiro (b) le notre

Les circulateurs possèdent des tailles inférieures à $6 \times 6 \times 1 \text{ mm}^3$ (Figure IV-25), c'est-à-dire il est 4 fois (en volume) moins que celui réalisé par Oshiro ($10 \times 10 \times 1 \text{ mm}^3$) (Figure IV-26 (a)) où deux substrats de YIG d'épaisseur de $500 \mu\text{m}$ sont disposées de chaque coté de la structure [IV.13].

D'autre part, les réalisations que nous avons faites ont de tailles plus faibles que celles de la littérature.

IV.7 Conclusion

Du point de vue technologique la réalisation du circulateur avec une technologie coplanaire permet une fabrication collective à faible coût. Dans ce chapitre on a présenté les procédures de fabrication d'une façon simplifiée. En axant surtout sur les étapes réalisées en salle blanche et sur le principe de l'utilisation des couches épaisses et sur les dépôts de couches minces déposées au laboratoire DIOM.

Deux aimants Néodyme-Fer-Bore (Nd-Fe-B) polarisent la structure. Ces aimants sont situés exactement au dessus et au dessous de la jonction avec un isolant en Téflon.

On peut identifier que l'outil HFSS donne des résultats voisins de la réponse expérimentale du circulateur réalisé. Les écarts de fréquence entre simulation et expérience observés sur les paramètres S restent acceptables et correspondent en général à des intensités de champ de polarisation plus faibles que celles utilisées dans nos simulations. Ce décalage montre que nous ne maîtrisons pas suffisamment la polarisation externe du circulateur.

Il faut toutefois signaler que la mesure a été réalisée à la suite d'un calibrage standard sur ligne à substrat d'alumine. Pour bien caractériser cet échantillon à substrat de YIG, il faudrait en toute rigueur réaliser des standards de calibrage spécifique. A cela il faut ajouter la difficulté de faire ce calibrage avec des bras orientés à 120° .

Plusieurs prototypes ont été réalisés puis mesurés. Globalement les performances sont assez proches de celles définies dans le cahier des charges.

Enfin, nos résultats ont été confrontés aux principales publications sur des dispositifs voisins. Cette comparaison a été tout à fait positive.

IV.8 Bibliographie du chapitre IV

- [IV.1] A. Guennou, « *Etude magnétostatique et électromagnétique de circulateurs miniatures pour les modules actifs émission/réception des systèmes de télécommunications* », thèse de doctorat, Université de Bretagne occidentale, Brest, 2007.
- [IV.2] Informations disponibles à l'adresse Internet suivante :
<http://www.neyco.fr>
- [IV.3] Informations disponibles à l'adresse Internet suivante :
http://www.temex-ceramics.com/site/fichiers/TEM01_Ferrite.pdf
- [IV.4] Informations disponibles sur les sites:
http://www.yinxin.cn/english/pro_01.htm, <http://fr.farnell.com>
- [IV.5] H. How, S.A. Oliver, S.W. McKnight, P.M. Zavracky, N.E. Mc- Gruer, C. Vittoria et R. Schmidt: “*Theory and experiment of thin-film junction circulator*”. Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Vol. 46, N°11, pp.1645–1653, 1998.
- [IV.6] E. Benevent, V. Larrey, D. Vincent, A.S. Dehlinger: “*Losses' origins in a 40 GHz stripline circulator with 10 μm thick barium hexagonal ferrite films*”. Microwave Conference, , pp. 208–211, 36th European, 2006.
- [IV.7] O. Zahwe, B. Sauviac, J.J. Rousseau, “*Fabrication and Measurement of a Coplanar Circulator with 65 μm Yig thin Film*”, Progress in Electromagnetics Research Letters, vol. 8, pp. 35-41, 2009.
- [IV.8] O. Zahwe, B. Abdel Samad, B. Sauviac, J.P. Chatelon, M.F. Blanc Mignon, M. Le Berre, D. Givord, J.J. Rousseau, “*YIG Thin Film Used to Miniaturize a Coplanar Junction Circulator*”, soumis dans Materials Science and Engineering B, 2009.
- [IV.9] R.E. Neidert et P.M. Phillips: “*Losses in Y-junction stripline and microstrip ferrite circulators*”. Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Vol.41 N°6, pp. 1081–1086, 1993.
- [IV.10] H. Bosma: “*On stripline Y-circulation at UHF*”. Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Vol.12, N°1, pp. 61–72, 1964.
- [IV.11] N. Ogasawara, M. Kaji, “*Coplanar-guide and slot-guide junction circulators*”, Electronics Letters, Vol. 7, N°9, pp. 220-221, 6th May 1971.
- [IV.12] K. Koshiji, E. Shu, “*Circulators using coplanar waveguide*”, Electronics Letters, Vol. 22, N°19, pp. 1000-1002, 11th Sep. 1986.
- [IV.13] K. Oshiro, H. Mikami, S. Fujii, T. Tanaka, H. Fujimori, M. Matsuura, and S. Yamamoto, “*Fabrication of circulator with coplanar wave-guide structure*” IEEE Trans. Magnetics, Vol. 41, N°10, pp. 3550-3552, Oct. 2005.

Conclusion Générale

Conclusion générale

L'objectif principal de ce travail était de démontrer la faisabilité de circulateurs coplanaires miniaturisés fonctionnant autour de 10 GHz, à partir des couches magnétiques de YIG, tout en respectant le cahier des charges fixé en collaboration avec la société Radiall et en tenant compte des spécifications des applications civiles du domaine des télécommunications.

Ce travail a été mené en grande partie au sein de laboratoire DIOM. Il traite du design de circulateur coplanaire, de l'élaboration des couches magnétiques (par pulvérisation ou usinage de plaquettes commerciales), de la réalisation de la structure en salle blanche et finalement de la caractérisation des dispositifs. Avec ces objectifs, il était essentiel de commencer par réaliser un état de l'art des différents circulateurs étudiés, publiés et commercialisés afin de choisir celui qui serait le plus adapté pour les applications futures des systèmes de télécommunications. Ce travail fait l'objet du premier chapitre dans lequel nous avons mis en évidence les différents types de topologies de circulateur. La configuration coplanaire a été choisie, car le procédé de fabrication est simple et que l'interconnexion des composants hyperfréquences à accès coplanaires est plus facile.

Notre composant est basé sur l'utilisation de matériau magnétique dont le rôle est d'assurer la non-réciprocité de la propagation, à l'origine des performances spécifiques des circulateurs. Un état de l'art des différents matériaux ferrimagnétiques était donc nécessaire avant toute chose. Connaître et choisir les matériaux est donc le thème du deuxième chapitre. Notre choix s'est orienté vers le YIG. Un des objectifs du travail était d'étudier les propriétés des circulateurs lorsque l'épaisseur de ferrite diminue. Pour cela, les matériaux magnétiques ont été intégrés dans nos dispositifs sous deux formes différentes :

➤ **La première voie** a été d'utiliser des plaquettes commerciales de YIG. Pour faire des épaisseurs comprises entre 1 mm et 65 μm , ces plaquettes de ferrite ont été rodées, jusqu'à réduire l'épaisseur à la côte choisie. Pour utiliser des épaisseurs plus faibles, il a été nécessaire de changer la procédure.

➤ **Dans une deuxième voie**, nous avons exploré l'élaboration par pulvérisation cathodique radiofréquence des couches minces magnétique de YIG en bande X. Cette méthode présente l'avantage de permettre le dépôt de films de grande pureté à partir d'une cible stoechiométrique. C'est une technique répandue dans le monde industriel et compatible avec la microélectronique. Nous avons ainsi pu réaliser des films de YIG de 16 μm d'épaisseur ayant un bon état de surface, sans fissures après un traitement thermique lent post-dépôt de 740°C. Le recuit est effectué pour cristalliser le matériau, afin d'obtenir des propriétés magnétiques.

Après avoir déposé des couches minces de YIG ou usiné des échantillons de YIG massif, notre travail s'est ensuite focalisé sur trois aspects principaux, la modélisation du composant, la réalisation de démonstrateurs et, leur caractérisation.

Dans le chapitre trois, le circulateur a été modélisé de manière analytique et de manière numérique à l'aide du logiciel de simulation électromagnétique 3D Ansoft HFSS. Le comportement électromagnétique du circulateur coplanaire étant proche de celui du circulateur triplaque, la modélisation analytique de ce dernier a permis de comprendre le fonctionnement du circulateur coplanaire. Les résultats théoriques dans le cas triplaque ont permis de dimensionner le circulateur et d'en estimer les performances grâce au calcul des paramètres S. Les pertes magnétiques, diélectriques ainsi que les pertes dues aux conducteurs ont été introduites dans ce calcul. L'influence des paramètres géométriques et des caractéristiques des matériaux employés sur les performances du circulateur a été étudiée. La simulation électromagnétique 3D a permis de compléter cette étude et de modéliser le circulateur coplanaire en introduisant cette fois l'influence de l'épaisseur de ferrite. Les modélisations numériques ont été réalisées pour deux cas : l'une avec couche mince de 20 μm d'épaisseur et l'autre avec un substrat de YIG de 1000 μm d'épaisseur. Bien qu'une étude paramétrique ait été réalisée pour optimiser les performances du composant, on peut globalement dire que celles-ci sont dégradées par la réduction de l'épaisseur et que les solutions à couche épaisse sont préférables, compte-tenu du cahier des charges qui a été fixé au départ. Néanmoins, nous avons obtenus avec notre

configuration des performances tout à fait acceptable, avec des épaisseurs de couche nettement plus fine que ce que l'on trouve aujourd'hui dans la littérature.

Suite à ce travail théorique, plusieurs circulateurs de différentes dimensions et différentes épaisseurs ont été réalisés et mesurés dans le chapitre quatre. Un travail important a été mené d'un point de vue technologique notamment pour ce qui concerne les matériaux magnétiques, avec la réalisation de couches minces de YIG par pulvérisation cathodique, et la réalisation de couche fines de YIG par rodage. Lors de l'empilement, les couches de cuivre ont elles aussi été réalisées par pulvérisation cathodique. Différentes étapes en salle blanche ont également été nécessaires pour la gravure des motifs métalliques de la ligne par procédé lift-off.

Un travail important a également été réalisé sur les moyens de polarisation afin de pouvoir obtenir un champ interne qui soit le plus uniforme possible dans le matériau. Les résultats de mesure obtenus pour des structures d'épaisseur importante sont en concordance avec les analyses de retro-simulation. En vue d'effectuer une comparaison la plus proche possible des conditions expérimentales, les conditions aux limites de la simulation HFSS, ont été modifiées pour se rapprocher des conditions de mesure.

Parmi les différentes réalisations, un dispositif à couche mince ($65\ \mu\text{m}$) de ferrite a été mis au point et les résultats expérimentaux obtenus sont très proches du cahier des charges fixé par l'industriel. Plusieurs échantillons de diverses épaisseurs ont été usinés à partir d'un substrat massif de YIG. Tous montrent qu'un effet non-réciproque important peut être obtenu. Parallèlement, des couches minces de 10 à $16\ \mu\text{m}$ ont été fabriqués montrent un effet non-réciproque remarquable par rapport à leurs épaisseurs. Néanmoins quelques difficultés technologiques dégradent fortement les performances. L'ensemble de ces réalisations donne des résultats qui sont tout à fait au niveau de l'état de l'art pour des circulateurs coplanaires. Dans l'optique d'améliorer encore nos dispositifs, nous avons identifié les facteurs influençant les pertes au sein de la structure.

Les pertes d'insertion d'un dispositif non-réciproque doivent pouvoir être inférieures à $2\ \text{dB}$ pour que le dispositif présente un intérêt (Circulateurs

commercialisé - Annexe B). Nous avons montré que la contribution des pertes conductrices aux pertes d'insertion est le problème majeur de ces dispositifs (chapitre IV). Les pertes magnétiques sont le deuxième facteur de pertes d'insertion.

Pour améliorer les performances de nos composants, nous avons dressé des perspectives multiples.

- **Concernant le volet technologique**, plusieurs voies devront être explorées. Pour les couches minces, un effort sur la qualité de YIG obtenu devra être mené. Il faudra s'interroger sur la diffusion probable du cuivre dans la couche magnétique et trouver des procédés permettant d'éviter ce problème.

Un des points clef sera de maîtriser parfaitement le système de polarisation. Dans cette optique, une étude approfondie du circuit de polarisation est nécessaire sous un logiciel d'analyse électromagnétique statique (Maxwell 3D par exemple). Il faudra au final prendre en compte la non-uniformité de ce champ de polarisation. Pour aller plus loin sur ce point, et réaliser une nouvelle génération de circulateurs avec des matériaux auto-polarisés, des étapes de conception restent nécessaires. La présence d'aimants permanents durant les mesures reste un obstacle pour l'intégration et la miniaturisation du circulateur. Dans cette optique, un projet a démarré au Laboratoire DIOM. Il s'appuie sur le développement de couches de nano particules d'hexaferrite de baryum (BaM) incluses et orientées dans une matrice hôte, visant ainsi à concevoir et à réaliser des circulateurs coplanaires sans aimants permanents pour les composants fonctionnant dans les bandes millimétriques.

- **Concernant le design**, nous avons vu l'importance des pertes d'insertion aux accès. Un travail sur les ports d'accès sera nécessaire. En effet les lignes d'accès sont réalisées sur substrat ferrite et il convient de réduire autant que possible leurs longueurs. Il faudra donc s'intéresser à des jonctions ligne standard, ligne sur ferrite et gérer convenablement les problèmes de désadaptation.

- **Enfin sur le volet des caractérisations**, nous avons mis en place un système de trois bras à 120° pour mesurer les performances des circulateurs. Cependant nous n'avons pas de kit de calibrage réellement adapté à cette

situation. Un travail supplémentaire devra donc être mené sur les méthodes de calibrage pour nos dispositifs, de façon à affiner qualitativement et quantitativement la qualité des mesures.

Les circulateurs que nous avons réalisés présentent des effets très intéressants, y compris pour des épaisseurs de ferrite très faibles. Toutes les voies de progrès que nous avons énumérées montrent clairement que la marge de progression sur les performances de nos circulateurs reste importante. Ceci permet d'être confiant pour l'entrée de ce composant dans le secteur industriel, ce qui était dès le début, un des objectifs de ce travail.

Annexes

Annexes A

Bandes de fréquence

Désignation	Domaines de fréquence (GHz)
VHF	0,030 - 0,300
UHF	0,300 - 1,00
Bande L	1 - 2
Bande S	2 - 4
Bande C	4 - 8
Bande X	8 - 12
Bande Ku	12 - 18
Bande K	18 - 26,5
Bande Ka	26,5 - 40
Bande Q	33 - 50
Bande U	40 - 60
Bande V	50 - 75
Bande E	60 - 90
Bande W	75 - 110
Bande F	90 - 140
Bande D	110 - 170
Bande G	140 - 220

Annexes B

Performances des circulateurs industriels

Les circulateurs traditionnels à ferrite massif avec des aimants permanents (Figure B1) sont couramment utilisés ;

Les performances des circulateurs sont principalement caractérisées par les pertes d'insertion, l'isolation, la largeur de bande et le taux d'onde stationnaire.

Les performances usuelles à 10 GHz sont une isolation d'au moins 20 dB, avec des pertes d'insertion inférieures à 0,5 dB.

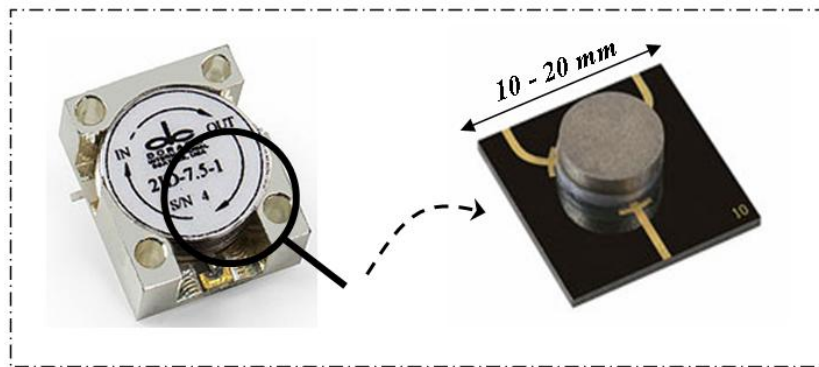


Figure B1. Exemple d'un circulateur microruban commercialisé

Les circulateurs disponibles sur le marché sont réalisés avec une technologie microruban ou guide d'onde. Nous découvrons les caractéristiques de ces circulateurs commercialisés (en bande X) dans le tableau B2 ci dessous.

Distributeur	Type	Fréquence (GHz)	Bande passante (GHz)	Isolation (dB)	Pertes d'insertion (dB)	VSWR
Temex ceramics	Guide d'onde	9,6 – 10,4		20	0,3	1,15
Temex ceramics	Guide d'onde	9,9 – 10,5		20	0,5	1,2
Thales MESL	Guide d'onde	9,5 – 11		20	0,3	1,21
Chetlon AMC	Guide d'onde	9,6 – 11,5		20	0,3	1,2
Chetlon AMC	Guide d'onde	10 – 11		20	0,3	1,2
Chetlon CTM	Guide d'onde	9,6 – 10,4		20	0,3	1,15
Chetlon CTM	Guide d'onde	9,9 – 10,5		20	0,5	1,2
Farran Tech.	Guide d'onde	8,2 – 10		20	0,3	1,25
Tiger Microwave	Guide d'onde	8,2 – 12		20	0,5	1,2
Tiger Microwave	Guide d'onde	8,6 – 10	10%	20	0,25	1,25
Tiger Microwave	Guide d'onde	10 – 12	10%	20	0,25	1,25
JQL Electronics	Guide d'onde	8 – 12,4	0,1	20	0,2	1,1
JQL Electronics	Microstrip	9 – 10		20	0,5	1,2
Trak	Microstrip	9 – 11		20	0,5	1,2

Tableau B2 : Exemples des différents types de circulateurs avec leurs performances

Annexes C

Glossaires des symboles

Quantité	Symbole	Unité SI
Admittance d'onde effective	Y_e	S
Aimantation	M	A/m
Aimantation à saturation	$\mu_0 M_s$	Tesla (T)
Angle de couplage	Ψ	Rad
Champ magnétique interne	H_i	A/m
Champ magnétique statique externe appliqué	H_0	A/m
Champ magnétique anisotropie	H_A	A/m
Coefficient d'amortissement	α	--
Facteur de champ démagnétisant selon \vec{x}	N_x	--
Facteur de champ démagnétisant selon \vec{y}	N_y	--
Facteur de champ démagnétisant selon \vec{z}	N_z	--
Permittivité	ε	F/m
Permittivité partie réel	ε'	--
Permittivité partie imaginaire	ε''	--
Permittivité relative	ε_r	--
Permittivité effective	ε_{eff}	--
Permittivité du vide	ε_0	F/m
Perméabilité magnétique	μ	H/m
Perméabilité magnétique du vide	μ_0	H/m
Perméabilité effective	μ_e	--
Perméabilité relative	μ_r	--
Facteur gyromagnétique	γ	--

Quantité	Symbole	Unité SI
Longueur d'onde guidée	λ_g	m
Nombre d'onde	k	Rad/m
Impédance caractéristique	Z_c	Ω
Fréquence de gyrorésonance	f_R	Hz
Fréquence angulaire ou pulsation	ω	Rad/s
Phase	φ	Rad
Profondeur de peau	δ	m
Conductivité	σ	S/m
Résistivité	ρ	$\Omega.m$
Epaisseur de ferrite	h_f	m
Epaisseur du substrat d'alumine	h	m
Rayon du conducteur central	R	m
Rayon du plan de masse inférieur	R_c	m
Largeur du conducteur central	W	m
Largeur des fentes	G	m
Largeur des fentes circulaires	S_c	m
Paramètres de réflexion	S_{ii}	--
Paramètres de transmission	S_{ij}	--
Taux d'Onde Stationnaire	TOS	--
Bande passante	BP	Hz

Annexes D

Correspondances entre les systèmes d'unités SI et CGS

Grandeurs	SI	CGS	Relations
Champ magnétique H	A/m	Oe	$1 \text{ A/m} = 4\pi \cdot 10^{-3} \text{ Oe}$
Aimantation Ms	A/m	uem/cm ³	$1 \text{ A/m} = 10^{-3} \text{ uem/cm}^3$
Inductance magnétique B	Tesla (T)	Gauss (G)	$1 \text{ T} = 10^4 \text{ G}$
Vitesse de la lumière C₀	m/s	Cm/s	$3.108 \text{ m/s} = 3.1010 \text{ cm/s}$

*Valorisations du
travail de recherche*

Valorisation du travail de recherche

Revues scientifiques

O. Zahwe, B. Sauviac, B. Abdel Samad, JP. Chatelon and JJ Rousseau, "*Numerical Study of a circulator using Yig thin film with a coplanar structure*", Progress in Electromagnetics Research C, Vol. 6, pp.193-207, 2009.

O. Zahwe, B. Sauviac, and JJ. Rousseau, "*Fabrication and measurement of a coplanar circulator with 65 μm Yig thin film*", Progress in Electromagnetics Research Letters, Vol. 8, pp.35-41, 2009.

O. Zahwe, B. Abdel Samad, B. Sauviac, J.P. Chatelon, M.F. Blanc Mignon, M. Le Berre, D. Givord, JJ. Rousseau, "*YIG Thin Film Used to Miniaturize a Coplanar Junction Circulator*", soumis dans Materials Science and Engineering B, 2009.

Communications Internationales

O. Zahwe, B. Sauviac, JP. Chatelon, AS. Dehlinger, S. Perrot, M. Le Berre, "*Towards a Miniaturized Circulator with Magnetic Thin Film* ", 10^{ème} European Microwave Conference (EMW 2007), pp. 274 – 277, Munich, Germany, October 9-12, 2007.

O. Zahwe, B. Sauviac, JP. Chatelon, AS. Dehlinger, M. Le Berre, S. Perrot , "*Different Versions of Circulators with Coplanar Wave Guide and YIG Thin Film* ", Proceedings of OHD, 19^{ème} Colloque International Optique Hertzienne et Diélectriques (OHD 2007) , Valence, France, September 5-8, 2007.

Communications nationales

O. Zahwe, B. Sauviac "*Fabrication d'un circulateur coplanaire avec une couche de YIG dans la bande X* ", actes de la conférence : 16^{èmes} Journées Nationales Microondes (JNM 2009), Grenoble, France, 27-29 mai, 2009.

O. Zahwe, B. Sauviac, J.P. chatelon, M. Le Berre, "*Simulation électromagnétique à haute fréquence d'un circulateur coplanaire a couche mince de Yig* ", actes de la conférence : 10^{èmes} Journées de Caractérisation Microondes et Matériaux (JCMM 2008), Limoges, France, 2-4 avril, 2008.

O. Zahwe, B. Sauviac, JP. Chatelon, AS. Dehlinger, S. Nemer, M. Le Berre, S. Perrot, "*Etude d'un circulateur coplanaire dans la bande 8 -12 GHZ* ", actes de la conférence : 15^{èmes} Journées Nationales Microondes (JNM 2007), Toulouse, France, 23-25 mai, 2007.

RÉSUMÉ

Conception et Réalisation d'un Circulateur Coplanaire à Couche Magnétique de YIG en Bande X pour des Applications en Télécommunications

Dans le domaine des hyperfréquences, les composants passifs actuellement commercialisés, de type circulateurs ou isolateurs, sont fabriqués de façon unitaire à partir des substrats de ferrite et avec des structures microruban ou triplaque. La miniaturisation et l'intégration de ces circulateurs nécessitent de disposer d'une couche mince magnétique qui possède des propriétés magnétiques proche des matériaux massifs. Ce travail s'intéresse donc à deux points particuliers pour la réalisation du circulateur : miniaturisation et fabrication collective. Les travaux relatés dans ce manuscrit ont pour objectif la conception et la réalisation d'un circulateur coplanaire à couche magnétique de YIG en bande X pour des applications en télécommunications. L'étude présentée débute la mise en place d'un processus de dimensionnement. A partir des travaux de Bosma, les règles de design sont mises en place de façon analytique pour un circulateur triplaque. Après avoir affiné les dimensions de façon numérique, les résultats sont transposés à la structure coplanaire et optimisés à l'aide d'un simulateur électromagnétique. Plusieurs structures de circulateur en couche mince et couche massive sont utilisées. Les épaisseurs vont de 16 à 1000 μm . Plusieurs séries de prototypes sont fabriquées puis caractérisées à partir d'un banc de mesure hyperfréquence composé d'un testeur sous pointes à trois accès et d'un analyseur vectoriel de réseaux. Les résultats expérimentaux de différents prototypes de différentes épaisseurs sont présentés tout en dressant une comparaison avec les rétro-simulations en 3D. Une réflexion sur les résultats généraux est réalisée et nous proposons des pistes pour l'amélioration des performances de nos prototypes.

Mots-clés: Circulateur coplanaire, couche mince de ferrite, grenat de fer et d'yttrium, dépôt, photolithographie, miniaturisation, design, caractérisations RF et hyperfréquences.

ABSTRACT

Design and manufacture of a coplanar circulator using YIG magnetic film for telecommunication applications in the X-band frequency

In the field of microwaves, passive components currently on the market, basically circulators and isolators, are manufactured from unitary ferrite substrates and with microstrip or stripline structures. Miniaturization and integration of these circulators need to have a thin ferrite layer that has the characteristics of the bulk material. This work therefore focuses on two particular aspects of the fabrication of circulator: miniaturization and capability of mass production. The goal of this work is to design and to manufacture a miniaturized coplanar circulator with magnetic ferrite film operating in X-band frequency for telecommunication applications. The design and S parameters calculation are based on the theoretical results obtained from a stripline structure. Then the analytical results obtained from stripline are transposed to the coplanar design. The analytical study is completed by numerical studies made with electromagnetic simulator. Some structures of circulator with thin and thick layer are analyzed using this software varying their thickness from 16 to 1000 μm . Some series of prototypes are manufactured and characterized by the means of a probe tester with three accesses and a vector network analyzer. The experimental results of prototypes of various thicknesses are presented and compared to the retro-simulations in 3D. A discussion on the overall results is outlined and we suggest some ways for improving the performance of our prototypes.

Keywords: Coplanar circulator, ferrite thin layer, iron garnet and yttrium, deposition, photolithography, miniaturization, design, RF and microwave characterization.