

Université de Limoges

ED 653 - Sciences et Ingénierie (SI)

XLIM UMR CNRS- Axe Systèmes RF- Equipe Antennes & Signaux

Thèse pour obtenir le grade de

Docteur de l'Université de Limoges

Discipline : Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes

Présentée et soutenue par

INES BENHADDOU

Le 28 mars 2025

**Nouveau concept de circulateur-antenne à base de
matériaux ferrites**

Thèse dirigée par **Laure HUITEMA, Thierry MONEDIERE et Vincent OLIVIER**

JURY :

Président du jury

M. Serge VERDEYME, Professeur, Université de Limoges

Rapporteurs

M. Vincent LAUR, Professeur, Université de Bretagne Occidentale

M. Robert STARAJ, Professeur, Université Côte d'Azur

Examineurs

M. Serge VERDEYME, Professeur, Université de Limoges

M. Thierry MONEDIERE, Professeur, Université de Limoges

Mme. Laure HUITEMA, Maître de conférences, HDR, Université de Limoges

M. Vincent OLIVIER, Ingénieur R&D, Inoveos

Invités

M. Olivier SEGUIN, Président, Inoveos

M. Bertrand LENOIR, Directeur Général, Inoveos



A la mémoire de mon oncle Kamel.

Le but c'est le chemin
Goethe

Remerciements

Ces travaux de recherche ont été réalisés dans le cadre du laboratoire commun INOGYRO, associant la PME INOVEOS et le laboratoire XLIM (département SRF, équipe Antennes et Signaux).

Je tiens tout d'abord à remercier mes encadrants, **Mme. Laure HUITEMA**, Maître de conférences à XLIM, et **M. Thierry MONEDIERE**, Professeur à l'Université de Limoges, pour leur accompagnement tout au long de cette thèse. Leur expertise, leurs conseils avisés et leur disponibilité ont été essentiels pour l'avancement de ce travail.

Je suis également reconnaissante envers mes rapporteurs, **M. Vincent LAUR**, Professeur à l'Université de Bretagne Occidentale, et **M. Robert STARAJ**, Professeur à l'Université de Côte d'Azur, pour l'intérêt qu'ils ont porté à mes travaux en acceptant d'en être les rapporteurs scientifiques. Un grand merci à **M. Serge VERDEYME**, Professeur à l'université de Limoges, pour avoir accepté le rôle d'examineur et pour l'attention qu'il a portée à mes travaux.

Je tiens à remercier l'entreprise INOVEOS pour avoir rendu cette thèse CIFRE possible. Je suis particulièrement reconnaissante à **M. Olivier SEGUIN**, Président, et **M. Bertrand LENOIR**, Directeur Général, pour l'opportunité qu'ils m'ont offerte en m'accueillant au sein de l'entreprise. Je remercie également **M. Vincent OLIVIER** pour son aide dans mes recherches. Je tiens à exprimer ma gratitude envers **M. Christophe BREUIL**, Responsable du bureau d'études, **Mme. Sandra GAILLARD**, Technicienne et **M. Erik SOLEIL**, Technicien, pour leur assistance indispensable dans la réalisation de mon prototype. Merci à **M. Maxime SCHUTZ**, Directeur Technique, pour son soutien et sa bienveillance. Je suis également reconnaissante envers toute l'équipe d'INOVEOS pour l'accueil chaleureux et les connaissances qu'ils ont partagées, ainsi que pour leur expertise qui a enrichi mon travail.

Je n'oublie pas **M. Hamza TURKI**, pour son encadrement et son soutien précieux au cours de mes recherches.

Je souhaite également remercier l'équipe Antennes & Signaux, et plus particulièrement **M. Eric ARNAUD**, Ingénieur de recherche au CNRS, pour son aide technique lors des mesures de mon prototype et le temps qu'il a consacré à cette tâche. Merci également à **Mme. Patricia LEROY** pour son efficacité et son aide précieuse dans les démarches administratives. Je remercie **M. Jehison LEON VALDES** pour son aide dans la réalisation de mon prototype et pour sa disponibilité face à mes nombreuses questions.

Enfin, je tiens à exprimer ma profonde gratitude à ma famille et à mes amis, dont le soutien infaillible a été une véritable source de force tout au long de ce parcours. Merci pour votre patience, vos encouragements et votre présence lors des moments difficiles. Ce travail n'aurait pas été possible sans vous.

Droits d'auteurs

Cette création est mise à disposition selon le Contrat :

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

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



Table des matières

Introduction générale	10
Chapitre I. Généralités sur les applications des matériaux ferrite aux dispositifs hyperfréquences : circulateurs et antennes	14
I.1. Introduction	18
I.2. Propriétés magnétiques des ferrites	19
I.2.1. Les matériaux ferrimagnétiques	19
I.2.2. Cycle d'hystérésis et champ d'anisotropie	20
I.2.3. Champ démagnétisant	21
I.2.4. Précession gyroscopique	21
I.2.5. Résonance gyromagnétique	22
I.2.6. Tenseurs de perméabilité	22
I.2.6.1. Cas des ferrites à l'état saturé	22
I.2.6.2. Cas des ferrites non saturés	25
I.2.6.2.1. Modèle de Schlömann	25
I.2.6.2.2. Modèle de Green & Sandy	25
I.2.6.2.3. Modèle d'Igarashi et Naïto	26
I.2.6.2.4. Modèle de Gelin : « Generalized Permeability Tensor »	26
I.3. Applications des ferrites	27
I.3.1. Domaines d'applications	27
I.3.2. Circulateurs à ferrite	27
I.3.2.1. Principe de fonctionnement	27
I.3.2.2. Différentes topologies	28
I.3.2.3. Applications et domaines d'utilisation	33
I.3.3. Les isolateurs	33
I.3.3.1. Les isolateurs à effet Faraday	34
I.3.3.2. Les isolateurs à déplacement de champ	34
I.3.3.3. Les isolateurs à la résonance	35
I.3.3.4. Les isolateurs réalisés à partir d'un circulateur	36
I.4. Généralités sur les antennes	36
I.4.1. Définition et principe de fonctionnement	36
I.4.2. Caractéristiques fondamentales des antennes	37
I.4.2.1. Impédance d'entrée	37
I.4.2.2. Bande passante	38
I.4.2.3. Diagramme de rayonnement	38
I.4.2.4. Directivité	39
I.4.2.5. Gain	39
I.4.2.6. Efficacité de rayonnement et efficacité totale	40
I.4.2.7. Polarisation	40
I.4.3. Les antennes à ferrite	40
I.5. Etat de l'art des dispositifs circulateur-antenne	43
I.6. Conclusion	50
Références bibliographiques du Chapitre I	51

Chapitre II. Développement d'une méthode analytique de conception d'un

« circulantenne »	57
II.1. Introduction	61
II.2. Obtention d'une fonction de circulation ($[Z_R]$ générique).....	63
II.2.1. Détermination de la matrice impédance du résonateur	63
II.2.2. Détermination de l'impédance idéale de l'antenne (Z_{ant})	64
II.2.3. Calcul des paramètres S	67
II.3. Application de la méthode à un résonateur monobande avec un conducteur central en Y	68
II.3.1. Présentation du résonateur	68
II.3.2. Calcul de $[Z_R]$ par dé-embedding	69
II.3.3. Détermination des conditions de circulation et d'adaptation.....	70
II.3.4. Validation de la méthode - tracés des paramètres S.....	71
II.3.4.1. Conditions idéales de circulation et d'adaptation	71
II.3.4.2. Cas où les accès 1 et 3 sont chargés sur 50Ω	73
II.3.4.3. Cas où le résonateur est obtenu à partir d'une co-simulation MS-EM	74
II.3.4.4. Cas où l'accès 2 est chargé sur l'impédance d'une antenne réellement conçue	76
II.4. Application de la méthode à un résonateur bi-bande à conducteur central en triangle	78
II.4.1. Présentation du résonateur	78
II.4.2. Calcul de $[Z_R]$ par dé-embedding	79
II.4.3. Détermination des conditions de circulation (isolation et adaptation)	80
II.4.4. Tracés des paramètres S	81
II.4.4.1. Cas chargé idéalement	81
II.4.4.2. Cas où les accès 1 et 2 sont chargés par 50Ω	82
II.4.4.3. Cas où le résonateur est chargé par les solutions $Z_{in,1}$ réelles sur les accès 1 et 2	83
II.5. Application de la méthode à un résonateur large bande à conducteur central disque	86
II.5.1. Présentation du système complet.....	86
II.5.2. Calcul de $[Z_R]$ par dé-embedding	86
II.5.3. Détermination des conditions de circulation (isolation et adaptation)	87
II.5.4. Tracés des paramètres S	88
II.5.4.1. Cas chargé idéalement	88
II.5.4.2. Cas où les accès 1 et 2 sont chargés par 50Ω	89
II.5.4.3. Cas où les accès 1 et 3 sont chargés par $12-5j \Omega$	90
II.5.4.4. Cas pratique où le résonateur est chargé par une antenne Vivaldi.....	91
II.6. Conclusion	93
II.7. Références bibliographiques du Chapitre II.....	95

Chapitre III. Modélisation et réalisation d'un « circulantenne »

III.1. Introduction	101
III.2. Mise au point du résonateur à ferrite	102
III.2.1. Dimensionnement du ferrite.....	102
III.2.2. Etude de l'influence des différents paramètres géométriques du circulateur	103
III.2.2.1. Méthode de travail.....	104
III.2.2.2. Influence de la largeur à l'accès 2 W_{int}	104
III.2.2.3. Influence de l'angle θ	105

III.3. Conception de l'antenne	106
III.3.1. Choix de la topologie de l'antenne	106
III.3.2. Généralités sur les antennes Vivaldi	106
III.3.3. Dimensionnement de l'antenne	107
III.3.3.1. Dimensions du substrat	108
III.3.3.2. Dimensions de la fente et de l'exponentielle de l'ouverture	108
III.3.3.3. Dimensions de la fente	109
III.3.3.4. Dimensionnement et position de la ligne d'excitation	110
III.3.3.5. Positionnement du plan de référence	111
III.3.3.6. Bilan du dimensionnement	112
III.3.4. Performances de l'antenne	113
III.4. Intégration du circulateur et de l'antenne sur le même substrat	115
III.4.1. Etude du circulateur en champ idéal	115
III.4.2. Etude magnétostatique : Détermination du champ interne au ferrite	116
III.4.3. Co-simulation magnétostatique – électromagnétique (MS-EM)	118
III.5. Prototypage et mesures du dispositif	119
III.5.1. Réalisation des prototypes	119
III.5.2. Performances mesurées	120
III.5.2.1. Mesure des paramètres S	121
III.5.2.2. Analyse des résultats – difficultés expérimentales rencontrées	122
III.5.2.3. Diagrammes de rayonnement en gain réalisé	125
III.5.2.4. Evaluation expérimentale de l'isolation	126
III.5.2.4.1. Isolation entre les ports 1 et 2	126
III.5.2.4.2. Isolation entre les ports 2 et 3	128
III.5.2.5. Efficacité et directivité du dispositif	128
III.5.3. Comparaison aux dispositifs existants	130
III.6. Conclusion	131
III.7. Références bibliographiques du Chapitre III	133
Conclusion générale	135
Liste des travaux	139

Introduction générale

Dans le domaine des télécommunications, la miniaturisation des dispositifs constitue un enjeu majeur pour répondre aux exigences croissantes des systèmes modernes en termes de compacité, de performance et de réduction des coûts. La demande pour des dispositifs plus petits, plus efficaces et multifonctionnels ne cesse de croître, notamment en raison de l'essor des technologies mobiles, des communications 5G et de l'IoT. Une approche prometteuse pour répondre à ces besoins repose sur l'élimination des étages d'adaptation entre les composants et/ou sur la mise au point de nouveaux composants multifonctions grâce au développement de nouvelles méthodologies de co-conception. Plusieurs fonctions élémentaires seront ainsi intégrées dans une seule architecture optimisée.

La co-conception, qui consiste à développer simultanément plusieurs sous-systèmes tout en prenant en compte leurs interactions dès les premières étapes de mise au point, s'est déjà révélée efficace dans divers domaines des télécommunications. Par exemple, l'intégration de filtres et d'antennes [1] sur un même substrat a permis de réduire la taille et les pertes dans les systèmes RF tout en améliorant leurs performances. De même, pour la conception conjointe d'amplificateurs et d'antenne active [2]. Ces exemples montrent clairement que l'optimisation conjointe des composants peut permettre de surmonter certaines limitations des architectures classiques.

Dans les systèmes d'émission-réception, le circulateur et l'antenne jouent un rôle essentiel. Pour simplifier l'architecture et réduire le nombre de composants, une seule antenne est généralement utilisée à la fois pour l'émission et la réception des signaux. Dans ce contexte, le rôle du circulateur est crucial, car il agit comme un dispositif non réciproque permettant de dissocier ces deux fonctions. En dirigeant les signaux dans un sens unique, il sépare efficacement les voies d'émission et de réception, évitant ainsi les interférences et garantissant une meilleure qualité de transmission.

Traditionnellement, ces deux composants sont conçus séparément adaptés sur $50\ \Omega$ ce qui nécessite souvent l'utilisation de circuits d'adaptation. Ceci entraîne un encombrement accru, des pertes supplémentaires et ainsi une diminution de l'efficacité globale du dispositif.

La miniaturisation et la conception conjointe des dispositifs ne se limitent pas seulement à une réduction des dimensions physiques, elles offrent également des avantages significatifs en termes de coût de fabrication, de poids et de consommation. Dans ce contexte, la conception de dispositifs multifonctions, tels que le regroupement d'un circulateur et d'une antenne dans un même composant, apparaît comme une solution clé pour répondre aux contraintes d'encombrement des terminaux de télécommunications. En intégrant ces fonctions dans une seule architecture, il devient possible de supprimer les circuits d'adaptation, source de pertes et d'encombrement.

L'objectif de cette thèse est donc de développer un nouveau concept de circulateur-antenne mis au point via une méthodologie de co-conception de ces deux composants. Ce « circulantenne » regroupe un circulateur et une antenne intégrés sur le même substrat sans passer par une interconnexion $50\ \Omega$. En effet, l'antenne est directement connectée au deuxième accès du circulateur, sans circuit d'adaptation. Les deux autres accès du circulateur seront adaptés à une impédance de $50\ \Omega$, afin de simplifier l'intégration du système dans des environnements standards. Ce travail nécessite de développer une méthode de conception basée sur une approche capable de prendre en compte des impédances différentes pour

chaque accès du circulateur. Ces travaux s'inscrivent dans une démarche visant à surmonter les limitations suivantes :

- **Réduction de la taille globale** du système en regroupant plusieurs fonctions dans un même composant.
- **Diminution des pertes liées à l'adaptation** en supprimant les circuits intermédiaires (Figure 0-1) afin d'améliorer les performances globales du système en évitant d'introduire des pertes supplémentaires.

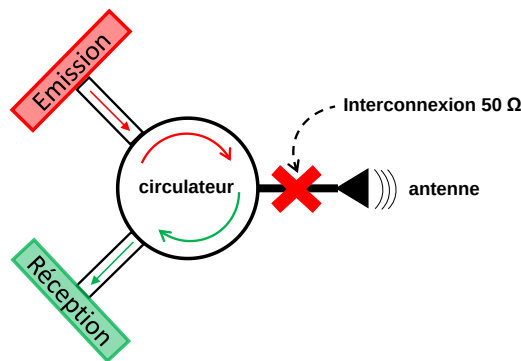


Figure 0-1: Schéma de principe du circulantenne

Cette thèse CIFRE, financée par Inoveos, a été réalisée dans le cadre du laboratoire commun Inogyro regroupant la PME Inoveos et le laboratoire Xlim. Ces recherches visent à tirer parti des propriétés spécifiques des ferrites notamment leur anisotropie et leur non-réciprocité indispensables à la conception de circulateurs. Le comportement de ces matériaux en hyperfréquences est lié à leur état d'aimantation, en effet c'est lorsqu'ils sont polarisés, par exemple à l'aide d'aimants, qu'ils présentent des propriétés intéressantes.

Les objectifs poursuivis au cours de cette thèse sont donc les suivants :

- Le **développement d'une méthodologie de conception conjointe d'un circulateur-antenne**. Cette méthodologie doit être basée en partie sur une méthode analytique permettant d'obtenir les conditions idéales de circulation pouvant être appliquées à des résonateurs à ferrite asymétriques.
- La **fabrication et la mesure d'un prototype** de « circulantenne » permettant de démontrer la faisabilité de cette approche. Ce prototype fera office de preuve de concept.

Le mémoire est structuré en trois chapitres.

Dans le premier chapitre, les bases théoriques des matériaux ferrites et des circulateurs sont présentées, en détaillant leurs principes fondamentaux ainsi que leurs applications usuelles. Une revue des technologies existantes de circulateurs est également incluse. D'autre part, les paramètres clés utilisés pour évaluer les performances des antennes sont introduits. Une brève introduction sur les antennes à ferrite est faite. Une revue des systèmes présents dans la littérature alliant un circulateur et une antenne est proposée. Leurs limites sont pointées. On pense notamment à la présence d'étages d'adaptation entre les composants.

Le deuxième chapitre traitera en détail la méthodologie de co-conception du « circulantenne ». Une méthode analytique est développée pour déterminer les conditions de circulation idéales

c'est-à-dire les impédances optimales à présenter à **chaque accès** d'un résonateur à ferrite afin d'assurer une circulation parfaite. Un des accès représente le port qui sera effectivement relié à l'antenne. Ceci signifie qu'il y a une transmission maximale entre les ports excités et les ports de sorties ainsi qu'une isolation optimale entre les ports excités et les ports isolés. Ces impédances idéales sont calculées à partir de la matrice d'impédance du résonateur à ferrite, obtenue par des simulations électromagnétiques et des techniques de dé-embedding. La méthode est ensuite appliquée à différents types de résonateurs, démontrant ainsi que cette approche est adaptée à diverses géométries de résonateurs et type de fonctionnement (mono-bande et multi-bandes).

Le troisième chapitre sera consacré à la validation du concept en s'appuyant sur des simulations numériques du modèle 3D de notre dispositif, suivies de la réalisation d'un prototype et de sa validation expérimentale. Dans un premier temps, l'antenne et le circulateur seront étudiés séparément avant leur intégration sur le même substrat. Ceci permet à la fois de vérifier leur bon fonctionnement et également d'étudier leurs performances individuelles. Cette étape permettra de pouvoir évaluer l'impact de leur intégration sur le même substrat. Les analyses porteront sur :

- Le rayonnement de l'antenne et son impédance d'entrée
- Les impédances aux différents ports du circulateur, étudiées séparément.

L'ensemble sera ensuite intégré sur le même substrat. Les performances du circulantenne complet seront évaluées. Une première étude sera réalisée dans le cas idéal où le champ interne aux ferrites est supposé constant et homogène dans tout le matériau. Puis, une seconde étude sera consacrée au dimensionnement de l'aimant nécessaire à la polarisation du ferrite, permettant ainsi d'obtenir une estimation du champ appliqué par l'aimant dans le cas réel. Enfin, la dernière étape consistera à l'évaluation des performances du « circulantenne » en tenant compte du champ réel appliqué par l'aimant. Afin de valider le concept, un prototype sera fabriqué et ses mesures réalisées. Les contraintes rencontrées lors de la réalisation seront détaillées. Les performances mesurées seront confrontées à celles obtenues lors des simulations numériques ainsi qu'aux performances d'autres dispositifs existants dans la littérature.

Une conclusion générale du manuscrit récapitulera les différentes étapes de conception. Elle abordera également les perspectives de développement futures du dispositif.

- [1] Yaakoub Dia. Optimisation par conception conjointe de dispositifs multifonctions filtre-antenne compacts et agiles. Electronique. Université de Limoges, 2016. Français. (NNT : 2016LIMO0051). <tel-01440865>
- [2] Essia Ben Abdallah. Conception conjointe d'antenne active pour futurs modules de transmissions RF miniatures et faible pertes. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. Université Grenoble Alpes, 2016. Français. ffNNT : 2016GREAT104ff. fftel-01582523

Chapitre I. Généralités sur les applications des matériaux ferrite aux dispositifs hyperfréquences : circulateurs et antennes

I.1. Introduction	18
I.2. Propriétés magnétiques des ferrites	19
I.2.1. Les matériaux ferrimagnétiques.....	19
I.2.2. Cycle d'hystérésis et champ d'anisotropie	20
I.2.3. Champ démagnétisant	21
I.2.4. Précession gyroscopique.....	21
I.2.5. Résonance gyromagnétique.....	22
I.2.6. Tenseurs de perméabilité	22
I.2.6.1. Cas des ferrites à l'état saturé.....	22
I.2.6.2. Cas des ferrites non saturés	25
I.2.6.2.1. Modèle de Schlömann	25
I.2.6.2.2. Modèle de Green & Sandy	25
I.2.6.2.3. Modèle d'Igarashi et Naïto	26
I.2.6.2.4. Modèle de Gelin : « Generalized Permeability Tensor »	26
I.3. Applications des ferrites	27
I.3.1. Domaines d'applications.....	27
I.3.2. Circulateurs à ferrite	27
I.3.2.1. Principe de fonctionnement.....	27
I.3.2.2. Différentes topologies	28
I.3.2.3. Applications et domaines d'utilisation	33
I.3.3. Les isolateurs	33
I.3.3.1. Les isolateurs à effet Faraday	34
I.3.3.2. Les isolateurs à déplacement de champ	34
I.3.3.3. Les isolateurs à la résonance.....	35
I.3.3.4. Les isolateurs réalisés à partir d'un circulateur	36
I.4. Généralités sur les antennes.....	36
I.4.1. Définition et principe de fonctionnement	36
I.4.2. Caractéristiques fondamentales des antennes	37
I.4.2.1. Impédance d'entrée	37
I.4.2.2. Bande passante	38
I.4.2.3. Diagramme de rayonnement.....	38
I.4.2.4. Directivité	39
I.4.2.5. Gain	39
I.4.2.6. Efficacité de rayonnement et efficacité totale	40
I.4.2.7. Polarisation	40
I.4.3. Les antennes à ferrite	40
I.5. Etat de l'art des dispositifs circulateur-antenne	43
I.6. Conclusion	50
Références bibliographiques du Chapitre I	51

Table des illustrations du Chapitre I

Figure I-1: Modèle atomique simplifié du matériau sous l'effet d'un champ magnétique extérieur	19
Figure I-2: Cycle d'hystérésis d'un matériau ferrite : zone A : courbe de première aimantation, zone B : aimantation à saturation, zone C : aimantation rémanente, zone D : champ coercitif	20
Figure I-3: Comparaison du cycle d'hystérésis d'un ferrite doux et dur	21
Figure I-4 : Représentation du champ magnétique interne dans le ferrite	21
Figure I-5 : Représentation du mouvement de précession du vecteur d'aimantation autour du champ interne	22
Figure I-6: Evolution des éléments du tenseur de Polder en fonction de la fréquence	24
Figure I-7: Mesures expérimentales des pertes magnétiques dans les ferrites [I-9].....	25
Figure I-8: Représentation schématique d'un circulateur à 3 ports	28
Figure I-9: Modèle d'un circulateur à éléments localisés [I-29].....	29
Figure I-10: Prototype et mesures des paramètres S du circulateur [I-30]	29
Figure I-11: Structure d'un circulateur microstrip	30
Figure I-12: Prototype, mesures du circulateur et comparaison aux simulations [I-37].....	31
Figure I-13: Prototype et mesures des paramètres S du circulateur [I-39]	32
Figure I-14: Prototype, mesures des performances et comparaison aux simulation du circulateur auto-polarisé [I-42]	33
Figure I-15: Isolateur à effet Faraday [I-52].....	34
Figure I-16: Schéma de principe du fonctionnement d'un isolateur à déplacement de champ [I-50].....	34
Figure I-17: Prototype, mesures des performances et comparaison aux simulations de l'isolateur [I-54]	35
Figure I-18: Schéma d'un isolateur à résonance utilisant une plaque mince de ferrite aimanté dans le plan de la plaque (a) aimanté perpendiculairement au plan de la plaque (b) [I-55]...35	
Figure I-19: Mesures des performances (isolation et pertes) de l'isolateur à résonance [I-56]	36
Figure I-20: Schéma d'un circulateur utilisé en tant qu'isolateur	36
Figure I-21: Système de coordonnées pour l'analyse d'antennes [I-61]	38
Figure I-22: Représentation des différents types de polarisation	40
Figure I-23: Vue 3D de la géométrie et dimensions de l'antenne à ferrite	42
Figure I-24: Prototype de l'antenne sans (a) et avec l'ajout d'un substrat ferrite (b)	42
Figure I-25: Prototype de l'antenne ferrite miniature à polarisation circulaire	43
Figure I-26: Mesures du coefficient de réflexion S_{11} et du taux d'ellipticité de l'antenne	43

Figure I-27: Utilisation des circulateurs et antennes dans les systèmes radar [I-78]	44
Figure I-28: Géométrie de l'antenne Yagi (a) et du circuit d'adaptation entre le circulateur et l'antenne (b) [I-78]	45
Figure I-29: Réalisation des prototypes de circulateurs associés à une antenne à 2 (a) et 3 (b) directeurs [I-78]	45
Figure I-30: Paramètres S du circulateur relié à l'antenne à 2 directeurs (a) pour un champ appliqué de 2575 (b) et pour un champ appliqué de 2291 Oe [I-78]	46
Figure I-31: Paramètres S du circulateur relié à l'antenne à 3 directeurs (a) pour un champ appliqué de 2575 (b) et pour un champ appliqué de 2280 Oe [I-78]	46
Figure I-32: Prototype du circulateur-antenne [I-81].....	47
Figure I-33: Géométrie du quasi circulateur actif [I-83]	48
Figure I-34: Distribution du champ E à la surface du dispositif [I-83].....	49
Figure I-35: Influence de la position de l'antenne sur l'isolation du système [I-83]	49
Figure I-36: Comparaison simulation-mesure de l'isolation du dispositif quasi circulateur actif-antenne (a). Mesures de l'émission et de la transmission du dispositif (b)	50

Table des tableaux du Chapitre I

Tableau I-1: Avantages et inconvénients de la technologie microstrip	30
Tableau I-2: Mesures des performances de l'antenne multi-bandes avec et sans substrat ferrite	42
Tableau I-3: Caractéristiques du ferrite TT1-3000	44
Tableau I-4: Caractéristiques du ferrite Trans-Tech TT1-1000	47

I.1. Introduction

Les systèmes de télécommunications pour les applications civiles, militaires ou spatiales ont subi une croissance significative afin de répondre aux besoins toujours plus importants de connectivité. Ils deviennent de plus en plus complexes en raison de la nécessité d'agglomérer plusieurs standards/normes sur le même dispositif. Dans le même temps, les exigences relatives à leurs performances sont en constante évolution. Elles entrent souvent en conflit avec le besoin de miniaturisation et les recherches actuelles portent sur le développement de composants de plus en plus compacts aux fonctionnalités améliorées (efficacité, multistandards, ...).

Deux éléments essentiels des Front-End RF sont les antennes et les circulateurs placés en amont de celles-ci. Ceux-ci sont généralement conçus séparément et sont en général adaptés sur une impédance normalisée, le plus souvent égale à $50\ \Omega$. L'augmentation de la compacité et la diminution des pertes sont des préoccupations majeures à prendre en compte dans chaque conception de Front-End. Ceci peut passer notamment par le regroupement de ces deux éléments (antenne, circulateur) via une conception conjointe Antenne/Circulateur afin d'éviter les étages d'interconnexion et améliorer ainsi l'efficacité de l'ensemble du dispositif.

Pour relever ces défis, il est donc nécessaire de développer des méthodes de conception innovantes qui permettent à la fois d'améliorer les performances des systèmes mais aussi d'en accroître la compacité. La conception conjointe d'un circulateur et d'une antenne apparaît donc comme une approche prometteuse.

Ce premier chapitre introduira nos travaux de thèse en fournissant un aperçu des défis rencontrés et en mettant en évidence l'attractivité des ferrites. La première partie présente les propriétés magnétiques des ferrites permettant de caractériser leur comportement. La diversité de leurs domaines d'applications sera présentée dans une seconde partie. Par la suite, nous nous concentrerons sur la présentation des circulateurs qui tiennent un aspect central dans les travaux de cette thèse. Nous donnerons également un bref aperçu des caractéristiques des antennes pour une meilleure compréhension de leurs performances. Enfin, nous ferons un état de l'art sur les dispositifs combinant circulateurs et antennes.

I.2. Propriétés magnétiques des ferrites

Des traces de la présence de ferrites sont relevées dans de nombreuses cultures anciennes. En effet, dès l'antiquité Guan Zhong fait mention de magnétite dans ses écrits [I-1]. C'est par la suite Thalès de Milet qui étudiera la magnétite et émettra l'hypothèse que ce matériau possède des propriétés magnétiques. La magnétite sera alors exploitée pour créer les premières boussoles. Ce n'est cependant qu'en 1936 que les propriétés magnétiques et structurales des ferrites seront étudiées plus finement afin d'être utilisées pour des applications de puissance et hyperfréquences.

I.2.1. Les matériaux ferrimagnétiques

Les propriétés magnétiques des matériaux ferrimagnétiques sont dues à la présence de moments magnétiques permanents à l'échelle atomique du matériau [I-2]. Pour un atome donné celui-ci est la superposition du moment orbital de l'électron autour du noyau et du moment de spin de l'électron autour de lui-même. Le matériau est naturellement divisé en plusieurs zones, appelées domaines de Weiss, caractérisées par des directions d'aimantation différentes. Ces domaines sont séparés par des parois appelées parois de Bloch [I-3] (Figure I-1). C'est pourquoi l'aimantation globale du matériau à l'échelle macroscopique est nulle. Lorsqu'un champ magnétique externe est appliqué sur le matériau, les moments magnétiques vont s'orienter progressivement dans la direction de ce champ. Ce changement d'orientation peut être décomposé en deux mécanismes distincts :

- Le déplacement des parois : les domaines orientés favorablement par rapport au champ externe vont croître tandis que ceux orientés défavorablement vont se réduire.
- La rotation des domaines : lorsque la valeur du champ externe est assez élevée les moments magnétiques s'alignent dans la même direction que celle du champ externe.

Le matériau est dit saturé lorsque tous les moments magnétiques sont alignés dans la direction du champ magnétique externe.

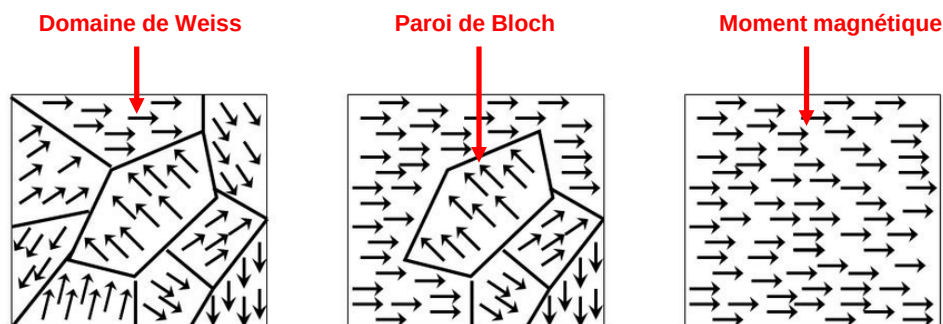


Figure I-1: Modèle atomique simplifié du matériau sous l'effet d'un champ magnétique extérieur

Lorsqu'un ferrite est soumis à champ magnétique statique $\vec{H}$, une induction magnétique $\vec{B}$ est alors créée, celle-ci est reliée à l'aimantation $\vec{M}$ par la relation :

$$\vec{B} = \mu_0(\vec{H} + \vec{M}) \quad (I-1)$$

Avec $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$ la perméabilité magnétique du vide.

L'aimantation $\vec{M}$ peut également être définie à partir de l'expression du champ $\vec{H}$:

$$\vec{M} = \chi \vec{H} \quad (I-2)$$

Avec χ la susceptibilité magnétique, qui caractérise la capacité d'un matériau à s'aimanter lorsqu'il est soumis à un champ magnétique.

Nous pouvons ainsi définir la perméabilité magnétique d'un matériau μ_r à partir des expressions (I-1) et (I-2):

$$\vec{B} = \mu_0(1 + \chi)\vec{H} = \mu_0\mu_r\vec{H} \quad (I-3)$$

I.2.2. Cycle d'hystérésis et champ d'anisotropie

Lorsqu'un champ magnétique statique croissant est appliqué à un ferrite, la réponse magnétique de celui-ci décrit la courbe $M(H)$, appelé cycle d'hystérésis (Figure I-2). Cette courbe représente la variation de l'aimantation du ferrite en fonction du champ appliqué $\vec{H}$.

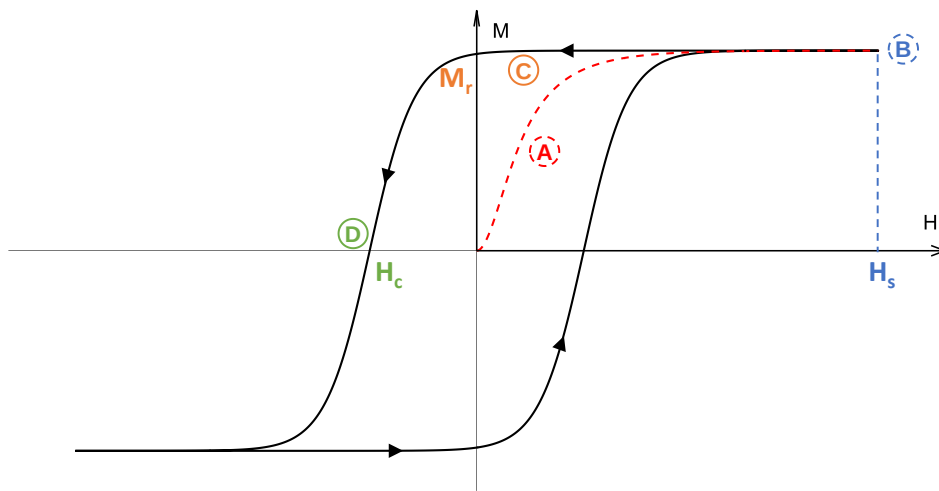


Figure I-2: Cycle d'hystérésis d'un matériau ferrite : zone A : courbe de première aimantation, zone B : aimantation à saturation, zone C : aimantation rémanente, zone D : champ coercitif

Lorsqu'aucun champ magnétique n'est appliqué le ferrite est à l'état désaimanté, les moments magnétiques sont alors orientés de telle sorte que l'aimantation macroscopique du matériau est nulle.

En appliquant un champ magnétique statique $\vec{H}$, l'aimantation du matériau va augmenter rapidement selon la courbe de 1^{ère} aimantation, ce processus est alors encore réversible.

Par la suite, lorsque champ appliqué atteint une valeur suffisante (H_s), le matériau est aimanté à saturation et possède alors le moment magnétique à saturation M_s . Lorsque le ferrite est à l'état saturé, les moments magnétiques microscopiques sont tous alignés selon la direction du champ appliqué.

En diminuant progressivement la valeur du champ appliqué, la courbe effectue un trajet retour jusqu'à l'aimantation rémanente M_r , correspondant à l'annulation du champ magnétique. Afin d'annuler cette aimantation rémanente et retrouver l'état désaimanté du matériau, un champ opposé négatif appelé champ coercitif H_c doit être appliqué. Ce champ dépend du type du matériau ce qui permet de les classer selon deux catégories :

- Les ferrites doux :

Ils possèdent une aimantation à saturation, aimantation rémanente et un champ coercitif faible (Figure I-3). Ainsi leur cycle d'hystérésis est étroit. Ils sont utilisés notamment pour des applications de puissance [I-4] où la réduction des pertes est essentielle.

- Les ferrites durs :

Ils possèdent une forte rémanence et un champ coercitif élevé. Leur cycle d'hystérésis est donc large (Figure I-3) [I-5].

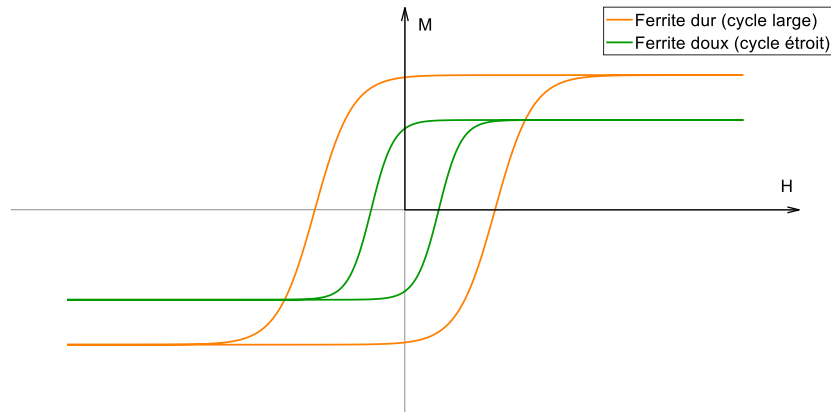


Figure I-3: Comparaison du cycle d'hystérésis d'un ferrite doux et dur

I.2.3. Champ démagnétisant

Lorsqu'un champ magnétique $\vec{H}_{app}$ est appliqué à un ferrite, un champ démagnétisant $\vec{H}_d$ se crée dans le matériau et s'oppose au champ appliqué (Figure I-4). La résultante de ce phénomène est le champ interne $\vec{H}_i$ tel que :

$$\vec{H}_i = \vec{H}_{app} + \vec{H}_d = \vec{H}_{app} - N\vec{M} \quad (I-4)$$

Avec N le facteur démagnétisant dépendant de la forme du ferrite et $\vec{M}$ l'aimantation.

Le champ $\vec{H}_i$ est de même direction que le champ appliqué.

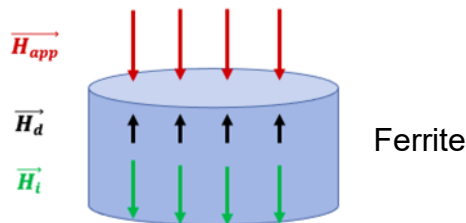


Figure I-4 : Représentation du champ magnétique interne dans le ferrite

I.2.4. Précession gyroscopique

Lorsque le ferrite est aimanté par un champ interne statique $\vec{H}_i$, l'aimantation $\vec{M}$ a un mouvement de précession autour du champ statique à une fréquence de rotation propre appelée fréquence de Larmor [I-2] (Figure I-5).

$$\omega_r = 2\pi f_r = 2\pi\gamma H_i \quad (I-5)$$

Avec H_i le champ interne au ferrite et γ le rapport gyromagnétique tel que $\gamma=2.8$ MHz/Oe.

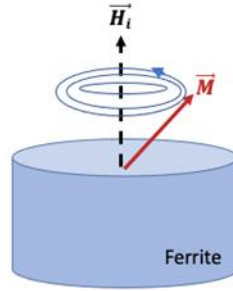


Figure I-5 : Représentation du mouvement de précession du vecteur d'aimantation autour du champ interne

Le mouvement du champ $\vec{M}$ peut être décrit à l'aide de l'équation différentielle de Landau-Lifschitz-Gilbert [I-6], [I-7] suivante :

$$\frac{d\vec{M}}{dt} = -\gamma \vec{M} \wedge \vec{H}_i + \frac{\alpha}{M_s} \vec{M} \wedge \frac{d\vec{M}}{dt} \quad (I-6)$$

Avec α traduisant l'amortissement dû aux pertes magnétiques.

I.2.5. Résonance gyromagnétique

Lorsque le champ magnétique statique $\vec{H}_i$ est superposé à un champ magnétique hyperfréquence perpendiculaire $\vec{h}e^{j\omega t}$ d'amplitude plus faible ($\vec{h} \ll \vec{H}_i$), un phénomène de résonance gyromagnétique apparaît lorsque la fréquence du champ hyperfréquence atteint $\omega = \omega_r$ (fréquence de Larmor). Ce phénomène de résonance gyromagnétique est accompagné de fortes pertes et peut être mis en évidence analytiquement. En effet, lorsque les ferrites sont polarisés par un champ magnétique continu, leur comportement est déterminé par un tenseur de perméabilité. Ce caractère tensoriel de la perméabilité est à l'origine de la propriété d'anisotropie des ferrites [I-4] et peut être défini selon différents modèles détaillés par la suite.

I.2.6. Tenseurs de perméabilité

Cette partie vise à présenter les différents modèles permettant de décrire le comportement des ferrites. Dans les travaux de cette thèse nous nous intéresserons par la suite seulement au cas où le ferrite est polarisé à saturation.

I.2.6.1. Cas des ferrites à l'état saturé

Le tenseur de Polder est le modèle s'appliquant aux ferrites dit saturés, c'est-à-dire lorsque tous les moments magnétiques du matériau sont alignés dans la même direction qui est celle du champ $\vec{H}_i$. L'ensemble des moments peut alors être décrit par l'aimantation à saturation M_s .

Lorsqu'on superpose au champ $\vec{H}_i$, un champ hyperfréquence avec les conditions énoncées précédemment (champ hyperfréquence perpendiculaire et faible par rapport à $\vec{H}_i$), on peut décrire le comportement du matériau à l'aide du tenseur de perméabilité de Polder [I-8] :

$$\overline{\overline{\mu}}_r = \mu_0 \begin{bmatrix} \mu & -j\kappa & 0 \\ j\kappa & \mu & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (I-7)$$

où :

$$\begin{cases} \mu = 1 + \frac{\omega_m(\omega_r + j\omega\alpha)}{(\omega_r + j\omega\alpha)^2 - \omega^2} \\ \kappa = \frac{\omega_m\omega}{(\omega_r + j\omega\alpha)^2 - \omega^2} \end{cases}$$

Avec ω_r la fréquence de Larmor (I-8), ω_m la fréquence gyroscopique (I-8) et ω la fréquence du signal hyperfréquence (I-8) définies telles que :

$$\begin{cases} \omega_r = 2\pi\gamma H_i \\ \omega_m = 2\pi\gamma M_s \\ \omega = 2\pi f \end{cases} \quad (I-8)$$

Les éléments du tenseur de Polder sont complexes et s'écrivent sous la forme :

$$\begin{cases} \mu = \mu' - j\mu'' \\ \kappa = \kappa' - j\kappa'' \end{cases} \quad (I-9)$$

Avec :

$$\begin{cases} \mu' = 1 + \frac{w_0 w_m (w_0^2 - w^2(1 - \alpha^2))}{(w_0^2 - w^2(1 + \alpha^2))^2 + 4\alpha^2 w_0^2 w^2} \\ \mu'' = \frac{\alpha w w_m (w_0^2 + (1 + \alpha^2))}{(w_0^2 - w^2(1 + \alpha^2))^2 + 4\alpha^2 w_0^2 w^2} \\ \kappa' = \frac{w w_m (w_0^2 - w^2(1 + \alpha^2))}{(w_0^2 - w^2(1 + \alpha^2))^2 + 4\alpha^2 w_0^2 w^2} \\ \kappa'' = \frac{2\alpha w^2 w_0 w_m}{(w_0^2 - w^2(1 + \alpha^2))^2 + 4\alpha^2 w_0^2 w^2} \end{cases} \quad (I-10)$$

En utilisant le tenseur de Polder, l'évolution des paramètres μ et κ a été tracé pour un matériau ferrite Y39 possédant un $4\pi M_s$ de 800 Gauss et un champ interne $H_i = 600$ Oe (Figure I-6). La fréquence de résonance gyromagnétique apparaît à 1.6 GHz, c'est une zone autour de laquelle il y a de fortes pertes. En effet, la partie imaginaire de la perméabilité magnétique, notée μ'' est directement liée aux pertes magnétiques dans le matériau et influence directement les performances du dispositif, notamment les pertes par insertion [I-9].

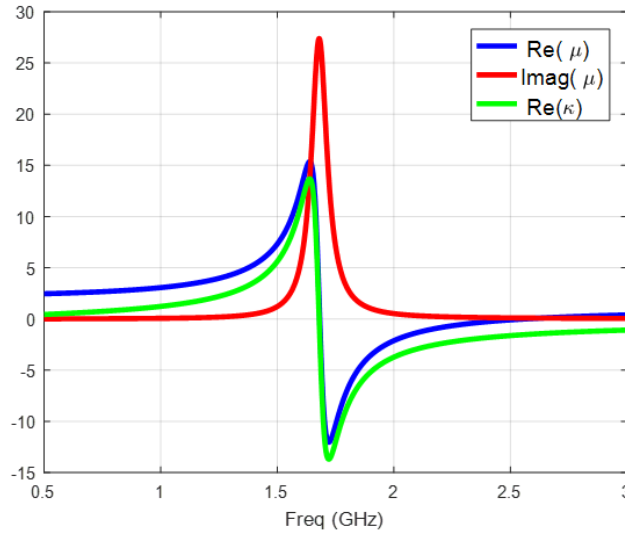


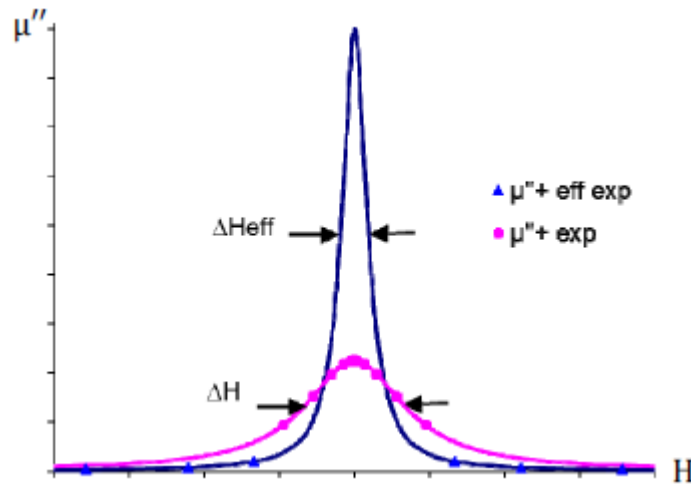
Figure I-6: Evolution des éléments du tenseur de Polder en fonction de la fréquence

Près de la résonance gyromagnétique, μ'' suit une courbe de type lorentzienne dont la largeur à mi-hauteur est appelée la largeur de raie ΔH (Figure I-7). Plus cette valeur est élevée, plus les pertes sont importantes.

Le facteur d'amortissement α présent dans le tenseur de Polder et dans l'équation (I-6) est relié à cette grandeur par l'expression (I-11).

$$\alpha = \frac{\gamma \Delta H}{2f} \quad (I-11)$$

En dehors de la zone de gyrorésonance, où les pertes sont difficiles à modéliser, on peut extrapoler une lorentzienne à partir des valeurs expérimentales de μ'' . La largeur à mi-hauteur de cette lorentzienne correspond à la largeur de raie effective notée ΔH_{eff} . Elle permet de décrire les pertes dans le matériau lorsque le fonctionnement du dispositif est éloigné de la résonance gyromagnétique [I-10]. C'est pourquoi dans le cadre des travaux de cette thèse nous utiliserons ΔH_{eff} pour modéliser les pertes dans le ferrite. En effet, les circulateurs à ferrites que nous étudierons fonctionnent en dehors de la zone de résonance gyromagnétique.



I.2.6.2. Cas des ferrites non saturés

Après avoir présenté le tenseur permettant de décrire le comportement des ferrites lorsqu'ils sont saturés, nous allons maintenant traiter le cas où les ferrites sont à l'état non saturés, c'est-à-dire lorsque les moments magnétiques ne sont pas tous alignés selon une même direction. La modélisation de la répartition de leurs moments magnétiques s'avère complexe et de nombreux travaux visent à établir une expression de leur perméabilité tensorielle. Nous allons ici présenter succinctement quelques-uns de ces modèles.

I.2.6.2.1. Modèle de Schlömann

Ce modèle a été présenté par E. Schlömann en 1971. Il permet de calculer la perméabilité tensorielle d'un ferrite dans le cas où celui-ci est à l'état désaimanté [I-11]. Le modèle se base sur une structure où le ferrite est divisé en sous-domaines cylindriques symétriques entre eux. L'expression proposée par Schlömann est définie ci-dessous :

$$\overline{\mu}_S = \begin{bmatrix} \mu_{demag} & 0 & 0 \\ 0 & \mu_{demag} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (I-12)$$

$$\mu_{demag} = \frac{1}{3} + \frac{2}{3} \sqrt{\frac{(\omega/\gamma)^2 - (H_a + 4\pi M_s)^2}{(\omega/\gamma)^2 - H_a^2}} \quad (I-13)$$

I.2.6.2.2. Modèle de Green & Sandy

A partir des travaux de Schlömann, J. Green et F. Sandy présentent en 1974 un modèle permettant de déterminer la perméabilité tensorielle dans un ferrite partiellement aimanté. Ce modèle a été obtenu à partir de données expérimentales. La perméabilité d'un ferrite a été mesurée en faisant varier la valeur de son aimantation [I-12]. Ceci a permis d'établir l'expression :

$$\overline{\mu}_{GS} = \begin{bmatrix} \mu & -j\kappa & 0 \\ j\kappa & \mu & 0 \\ 0 & 0 & \mu_z \end{bmatrix} \quad (I-14)$$

Où les éléments du tenseur peuvent être exprimés sous forme complexe :

$$\begin{cases} \mu = \mu' - j\mu'' \\ \kappa = \kappa' - j\kappa'' \\ \mu_z = \mu'_z - j\mu''_z \end{cases} \quad (I-15)$$

Avec :

$$\begin{cases} \mu' = \mu_{demag} + (1 - \mu_{demag})(M/M_s)^{\frac{3}{2}} \\ \mu'_z = \mu_{demag} (1 - M/M_s)^{5/2} \end{cases} \quad (I-16)$$

L'expression μ_{demag} est celle développée par Schlömann et M correspond à l'aimantation du ferrite. Dans le cas où le ferrite est aimanté à saturation, le modèle ne concorde pas avec le modèle de Polder et il ne prend pas en compte les pertes.

I.2.6.2.3. Modèle d'Igarashi et Naïto

Dans [I-13] [I-14], Igarashi et Naïto déterminent à partir de considérations théoriques et de résultats expérimentaux les éléments du tenseur de perméabilité dans le cas où le ferrite est dans un état partiellement aimanté.

$$\overline{\mu}_{IN} = \begin{bmatrix} \mu & -j\kappa & 0 \\ j\kappa & \mu & 0 \\ 0 & 0 & \mu_z \end{bmatrix} \quad (I-17)$$

Où :

$$\begin{cases} \mu = 1 + \frac{\omega_M(\omega_e + j\omega\alpha)}{(\omega_e + j\omega\alpha)^2 - \omega^2} \\ \kappa = \frac{\omega_m\omega}{(\omega_e + j\omega\alpha)^2 - \omega^2} \\ \mu_z = 1 + \mu(1 - (M/M_s)^2) \end{cases} \quad (I-18)$$

On définit ω_e la fréquence effective de gyrorésonance et H_e le champ magnétique local effectif [I-14].

$$\begin{cases} \omega_M = -\gamma \frac{M_s}{\omega_0} \\ \omega_e = \gamma H_e \end{cases} \quad (I-19)$$

I.2.6.2.4. Modèle de Gelin : « Generalized Permeability Tensor »

Tous les modèles présentés précédemment s'appuient sur des hypothèses simplificatrices ou des résultats expérimentaux. Le modèle de Gelin offre une étude plus rigoureuse tenant compte des interactions entre les domaines, les états d'aimantation du matériau ainsi que les pertes en fonction de la fréquence [I-15], [I-16], [I-17]. Ce modèle étudie l'interaction entre deux domaines adjacents en résolvant le système présenté en (I-20) basé sur l'équation (I-6). Cette approche permet d'obtenir tous les éléments du tenseur de perméabilité pour n'importe quelle aimantation ou fréquence.

$$\begin{cases} \frac{d\vec{M}_1}{dt} = -\gamma \vec{M}_1 \wedge ((\vec{H}_1 + \vec{h}) - n(\vec{m}_1 - \vec{m}_2)) \frac{\alpha}{M_s} \vec{M}_1 \wedge \frac{d\vec{M}_1}{dt} \\ \frac{d\vec{M}_2}{dt} = -\gamma \vec{M}_2 \wedge ((\vec{H}_2 + \vec{h}) - n(\vec{m}_2 - \vec{m}_1)) \frac{\alpha}{M_s} \vec{M}_2 \wedge \frac{d\vec{M}_2}{dt} \end{cases} \quad (I-20)$$

Avec :

- $\vec{M}_1$ et $\vec{M}_2$ représentent l'aimantation évalué dans le domaine 1 et 2
- $\vec{H}_1$ et $\vec{H}_2$ correspondent au champ statique au niveau du domaine 1 et 2
- n est le coefficient démagnétisant dépendant de la forme

I.3. Applications des ferrites

Les ferrites offrent un large éventail d'applications, allant des applications de puissance où ils permettent de guider le flux magnétiques (transformateurs, inductances) jusqu'au blindage des chambres anéchoïques [I-1]. Leurs propriétés sont particulièrement attrayantes pour les applications en hautes fréquences, notamment leur valeur de perméabilité, permittivité ainsi que leurs pertes minimales. Ce n'est cependant qu'en 1940 qu'ils sont utilisés pour la première fois pour ce type d'applications. Les principales applications des ferrites en hyperfréquences sont les circulateurs et les isolateurs mais ils sont également utilisés pour la conception de déphaseurs et d'antennes.

I.3.1. Domaines d'applications

Les matériaux ferrites sont utilisés dans divers domaines d'applications à visées militaires, commerciales ou civiles :

- Militaires – Les ferrites sont employés dans les systèmes radars tels que les radars de recherche permettant la détection de navires, véhicules aériens [I-18] ou terrestre mais aussi les radars embarqués des missiles nécessaires à leur guidage. Leurs propriétés sont exploitées dans des applications de furtivité afin de réduire la signature radar des véhicules militaires/armement pour éviter toute détection [I-19], [I-20], [I-21].
- Commerciales/civiles - Les ferrites sont également intégrés dans les systèmes radars nécessaires aux vols commerciaux, à la météorologie ou aux automobiles (radar anti collision). Ils jouent un rôle essentiel dans les dispositifs de télécommunications autant satellitaire que cellulaire (stations de base). Ils sont également exploités en médecine pour le traitement du cancer et l'imagerie (IRM) [I-22], [I-23], [I-24].

I.3.2. Circulateurs à ferrite

Dans la partie précédente, une liste non exhaustive d'applications à base de matériaux ferrite a été établie. Nous allons ici nous intéresser aux circulateurs à ferrite car ils occupent une place centrale dans les travaux de cette thèse.

I.3.2.1. Principe de fonctionnement

Un circulateur est un dispositif permettant de diriger les ondes entrantes vers une voie spécifique de sortie [I-3]. Ces composants comprennent généralement trois accès séparés de 120° les uns des autres. Le schéma de principe présenté Figure I-8 représente les ondes émises et réfléchies et l'équation (I-21) exprime la matrice S d'un circulateur.

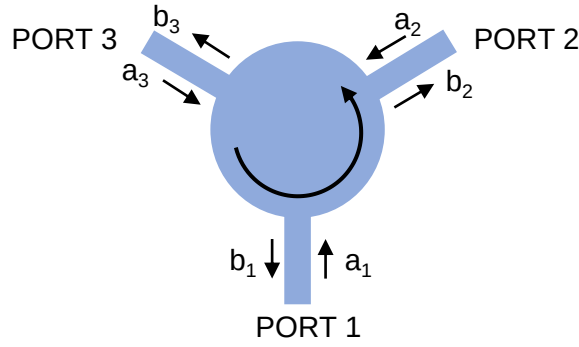


Figure I-8: Représentation schématique d'un circulateur à 3 ports

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{pmatrix} \quad (I-21)$$

La matrice S d'un circulateur idéal est :

$$S = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (I-22)$$

Ainsi l'onde entrant au port 1 sera exclusivement dirigée au port 2, celle du port 2 sera dirigée vers le port 3 etc.

Les paramètres S_{11} , S_{22} et S_{33} représentent les réflexions au port 1, 2 et 3 respectivement et correspondent à l'adaptation du système. Ces coefficients doivent être en général supérieurs à 20 dB. Les paramètres S_{12} , S_{23} , S_{31} caractérisent l'isolation entre les ports du dispositif et un critère de supériorité à 20 dB est aussi généralement fixé. La transmission entre les ports est définie par les coefficients S_{13} , S_{21} , S_{32} correspondant aux pertes d'insertions qui doivent être inférieures à 1 dB.

I.3.2.2. Différentes topologies

Il existe différentes topologies de circulateurs, les principales catégories sont :

- Les circulateurs à éléments localisés

Ils consistent en un disque de ferrite sur lequel ont été intégrées des inductances entrelacées et orientées à 120° les unes des autres (Figure I-9). L'ajout de capacités en série et/ou en parallèle des connexions du résonateur permet d'ajuster la fréquence de résonance à une valeur spécifique [I-25] et procure une adaptabilité en fréquence en modifiant leurs valeurs et leurs positionnement.

Les premiers modèles de circulateurs à éléments localisés ont été développés dans les années soixante [I-26], [I-27], [I-28]. Ils sont principalement utilisés dans le domaine des télécommunications VHF et UHF, tirant parti de leurs faibles dimensions à basses fréquences notamment par rapport à d'autres topologies telles que les circulateurs à éléments distribués.

Cependant, à des fréquences plus élevées, leurs pertes augmentent significativement, ce qui rend les circulateurs à éléments distribués plus appropriés dans ce cas.

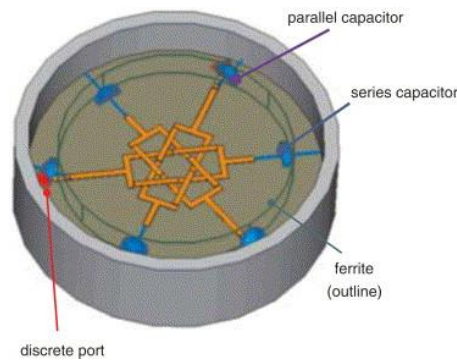


Figure I-9: Modèle d'un circulateur à éléments localisés [I-29]

Dans les travaux plus récents, Wada [I-30] a proposé un circulateur de dimensions $1.2 \times 1.0 \times 0.5 \text{ mm}^3$, obtenant un phénomène de circulation de 1.79 à 2.17 GHz, avec des pertes comprises entre 1.1 et 1.4 dB et une isolation supérieure à 21 dB (Figure I-10).

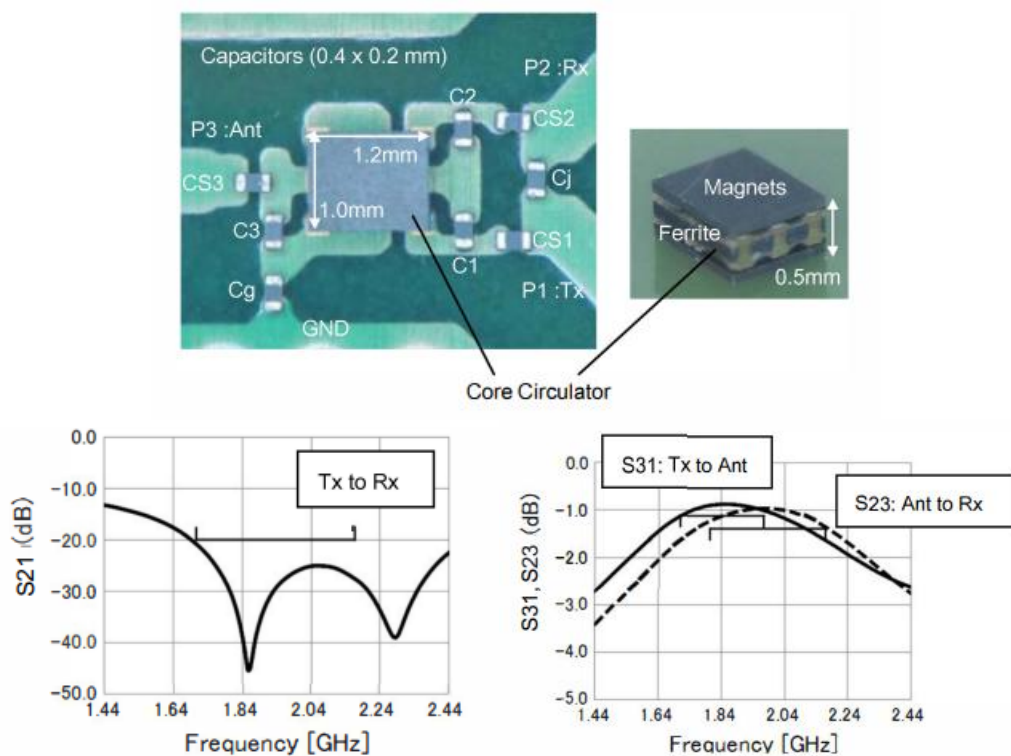


Figure I-10: Prototype et mesures des paramètres S du circulateur [I-30]

- Les circulateurs à éléments distribués

Les circulateurs à éléments distribués regroupent plusieurs types de technologies, notamment les circulateurs triplaques, les circulateurs à guide d'onde, et les circulateurs microstrip.

Dans le cadre des travaux de cette thèse nous nous limiterons à l'étude des circulateurs microstrip. Ces dispositifs, connus pour leur compacité et leur faible coût de fabrication,

connaissent une demande croissante [I-5], [I-31], [I-32] notamment dans les applications de télécommunications et de systèmes embarqués [I-33], [I-34].

Les circulateurs microstrip sont généralement constitués d'un disque de ferrite inséré dans un substrat diélectrique, sur lesquels est placé un conducteur central de géométrie variable (disque, triangle, Y ...). Un plan de masse est situé sous la structure (Figure I-11). Les avantages et inconvénients de cette topologie sont listés dans le Tableau I-1.

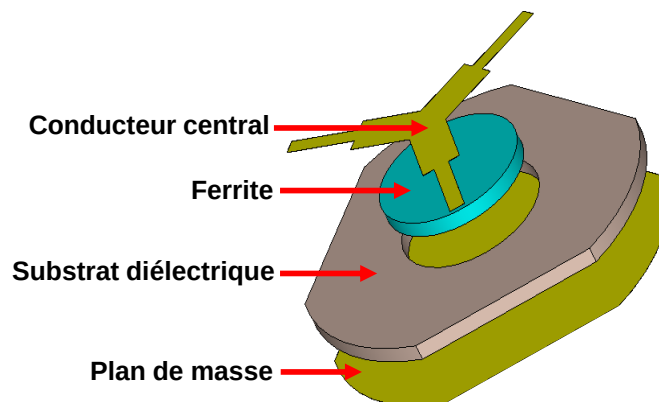


Figure I-11: Structure d'un circulateur microstrip

	Avantages	Inconvénients
Circulateurs microstrip	• Compact • Facilement intégrable avec d'autres éléments • Faibles coûts • Reproductibilité	• Pertes d'insertion élevées • Tenue en puissance limitée

Tableau I-1: Avantages et inconvénients de la technologie microstrip

Le principal inconvénient de cette topologie est le niveau relativement élevé de pertes comparé à d'autres technologies volumiques (triplaque...). Ces pertes proviennent de plusieurs sources telles que le diélectrique, le conducteur central et le ferrite utilisé. Ces pertes peuvent être réduites en sélectionnant un ferrite possédant moins de pertes magnétiques ou diélectrique. Ceci est présenté dans les travaux de Parker et al [I-35] qui propose l'utilisation d'une technologie LTCC (Low Temperature Co-fired Ceramics Technology) permettant d'obtenir des niveaux de pertes améliorés. Il est aussi possible d'intervenir sur les pertes en changeant la géométrie de l'élément imprimé et en jouant sur l'épaisseur du ferrite utilisé [I-36].

Malgré les inconvénients de cette technologie listés (Tableau I-1), nous choisissons cette typologie de circulateur pour notre étude afin d'augmenter la compacité de notre structure, la miniaturisation du dispositif final étant un objectif clé de nos travaux.

Dans le cadre du laboratoire commun INOGYRO regroupant le laboratoire Xlim et la PME Inoveos, plusieurs circulateurs microstrip à l'état de l'art ont été développés.

Tout d'abord, H. Turki [I-37] a réalisé un circulateur microstrip monobande, fonctionnant à 5,7 GHz et utilisant un substrat en ferrite Y36. La ferrite est polarisée uniquement au centre, tandis qu'en dehors de cette zone, le matériau agit comme un simple diélectrique. Cette configuration permet de réduire la complexité et le coût du dispositif.

Le dimensionnement initial de la jonction ferrite a été réalisée à l'aide des équations de Bosma. Par la suite, des études paramétriques ont été menées pour optimiser les dimensions,

notamment la largeur des lignes d'accès et le rayon du ferrite afin d'améliorer les performances. Une analyse magnétostatique a permis de définir les caractéristiques optimales de l'aimant utilisé pour polariser le ferrite. Un aimant ferrite de faible rémanence a été choisi et placé au-dessus du conducteur central.

Le dispositif présente des dimensions globales compactes de 18 mm, soit environ $0,34 \lambda_0$. Les performances mesurées (Figure I-12) indiquent des pertes d'insertion de l'ordre de 0,8 dB sur une bande de circulation de 200 MHz avec une isolation et une adaptation supérieures à 20 dB.

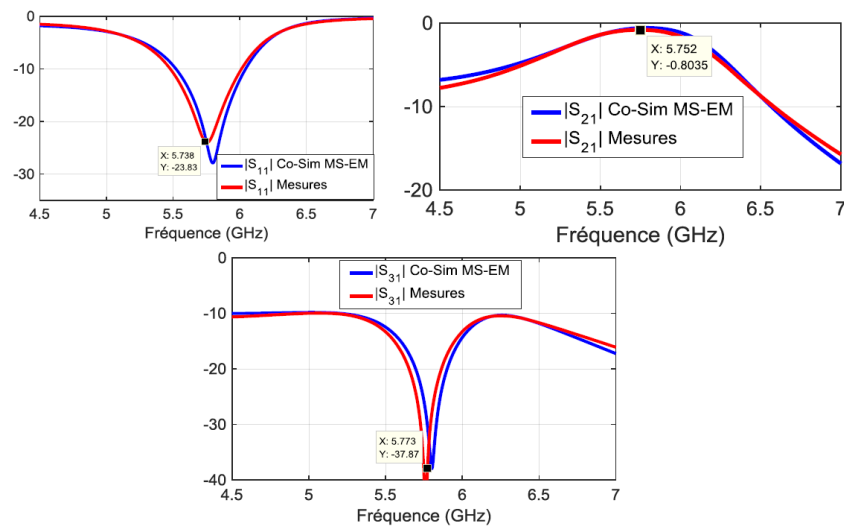
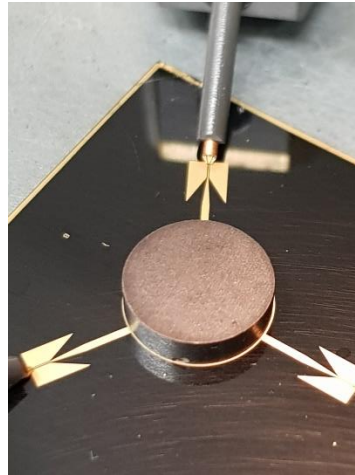


Figure I-12: Prototype, mesures du circulateur et comparaison aux simulations [I-37]

Par la suite, V. Olivier [I-38] a conçu un circulateur microstrip bi-bande fonctionnant autour de 5 et 10 GHz. Le circulateur est constitué d'un substrat d'alumine de dimensions $32 \times 28 \times 2.55$ mm dans lequel est inséré un ferrite Y210.

La méthode de conception a été séparée en plusieurs étapes. Tout d'abord une étude des modes propres dans la cavité ferrite a permis de dimensionner le résonateur. Ceci inclut la forme et les dimensions du conducteur central ainsi que la sélection du ferrite, son dimensionnement et le choix du champ interne au ferrite.

La seconde étape est le couplage de ces modes propres. Cette méthode permet à partir d'un résonateur donné de déterminer l'impédance à imposer à chaque interface ferrite-diélectrique pour obtenir une fonction de circulation. De cette impédance, on peut déduire les dimensions des lignes d'accès. Enfin une étude magnétostatique est réalisée afin de dimensionner l'aimant permettant de polariser le ferrite.

La mesure du dispositif donne de bonnes performances (Figure I-13) avec deux bandes de fonctionnement, une première à 4.9 GHz avec une largeur de 5.5% et une seconde à 10.1 GHz de 2.8%. Sur ces 2 bandes l'isolation et l'adaptation sont supérieures à 20 dB. De plus les pertes sont limitées à 0.65 dB sur la première bande et 1.3 dB pour la seconde.

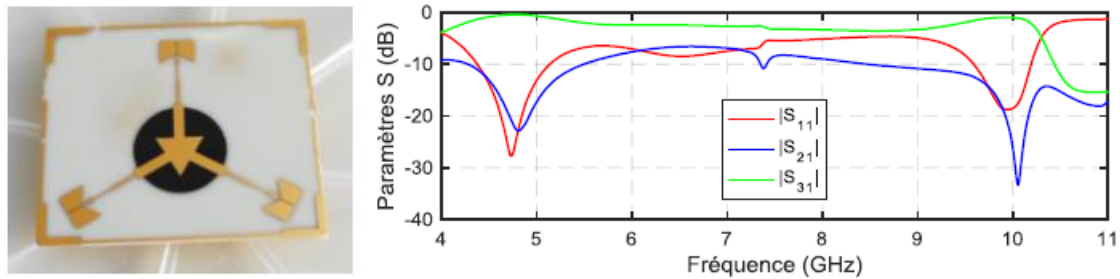


Figure I-13: Prototype et mesures des paramètres S du circulateur [I-39]

- Les circulateurs auto-polarisés [I-40], [I-41]

Les circulateurs auto-polarisés sont des dispositifs passifs qui exploitent des ferrites ayant une forte rémanence magnétique. Grâce à cette propriété, ces ferrites restent polarisés sans nécessiter l'utilisation d'aimants permanents externes pour maintenir leur aimantation. Cela simplifie la conception du dispositif en éliminant l'intégration des aimants, tout en réduisant le poids et les coûts. Ces circulateurs conviennent particulièrement aux applications en hautes fréquences, et leur utilisation est limitée pour les applications à basses fréquences car leur fréquence gyromagnétique est élevée.

N. Parker [I-42], présente un circulateur auto-polarisé microstrip avec des dimensions compactes de 4mm×4mm. Le substrat du dispositif est une plaque de ferrite sur laquelle la métallisation est réalisée sous forme d'une jonction en Y. Le matériau ferrite utilisé pour concevoir ces circulateurs fonctionnant dans la bande Ku est une hexaferrite de strontium.

Les performances mesurées (Figure I-14) montrent une isolation et une adaptation supérieures à 15 dB sur une bande passante de 360 MHz (soit 2,3 %), avec des pertes d'insertion maximales de 1,34 dB.

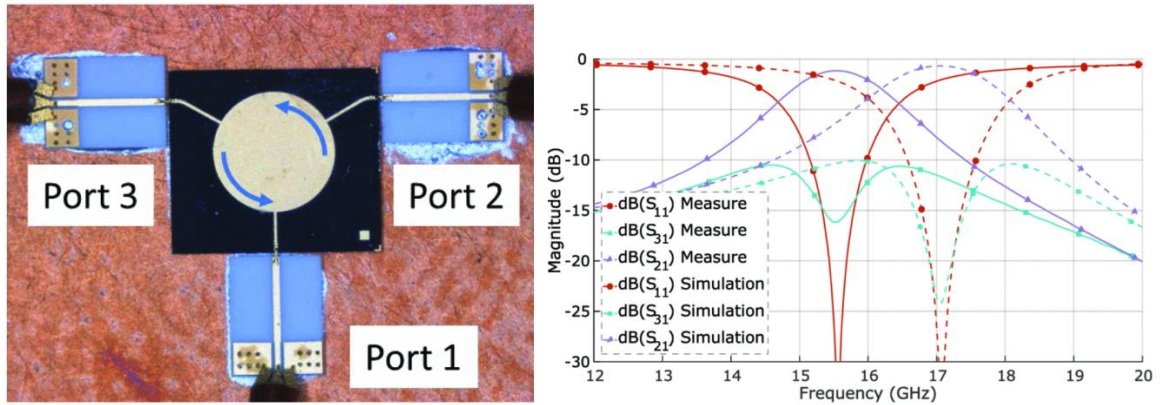


Figure I-14: Prototype, mesures des performances et comparaison aux simulation du circulateur auto-polarisé [I-42]

- Les circulateurs à effets Faraday

Les circulateurs à effet Faraday exploitent la rotation de polarisation induite par l'effet Faraday dans des matériaux ferrimagnétiques. Ils se distinguent par leurs faibles pertes (<0.5 dB), mais leur taille encombrante limite leur intégration dans des dispositifs compacts. Ces circulateurs sont principalement utilisés dans les applications hyperfréquences et optiques [I-43],[I-44].

I.3.2.3. Applications et domaines d'utilisation

Les circulateurs à ferrite sont utilisés dans de nombreux domaines principalement pour deux fonctions :

- En tant qu'isolateur :

Cette fonction permet de protéger le circuit en amont de toutes réflexions néfastes (voir partie I.3.3.4). Cette utilisation est intéressante pour les dispositifs intégrant des amplificateurs [I-45].

- En tant que duplexeur :

Cette utilisation permet de conserver la même antenne pour l'émission et la réception du signal et d'éviter le parasitage entre l'émission et la réception. Ceci se prête particulièrement à l'utilisation dans les systèmes radars [I-46], les télécommunications satellitaires [I-47], [I-48] et les réseaux d'antennes [I-49].

I.3.3. Les isolateurs

Les isolateurs sont des composants non-réciproques à deux ports. Ils permettent le passage du signal dans un sens de propagation spécifique et le dissipent dans l'autre, interdisant ainsi toute propagation dans le sens inverse. Ce comportement est ici obtenu à l'aide des ferrites. La matrice S d'un isolateur idéal (I-23) est non symétrique et non unitaire illustrant la non-réciprocité du composant ainsi que son caractère dissipatif [I-50].

$$S = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (I-23)$$

Ces composants sont habituellement utilisés dans le domaine des télécommunications afin de protéger les éléments d'une chaîne de transmission de toute réflexion.

Ils existent plusieurs catégories d'isolateurs qui seront décrits dans ce paragraphe.

I.3.3.1. Les isolateurs à effet Faraday

Ce type d'isolateur exploite le phénomène de rotation de Faraday [I-51]. Cet effet se produit lorsqu'une onde électromagnétique se propage dans un ferrite polarisé parallèlement à sa direction de propagation. La polarisation de cette onde subira une rotation lors de sa propagation. Les isolateurs exploitant cet effet permettent au signal d'être transmis d'un port 1 à un port 2 et empêchant toute propagation inverse. Ces isolateurs sont généralement composés d'un guide d'onde circulaire contenant un rotateur de 45° entre deux guides d'onde rectangulaire eux-mêmes pivotés de 45° (Figure I-15). De plus, une feuille résistive est insérée dans les transitions de guide d'onde circulaire à rectangulaire afin de minimiser les réflexions et dissiper le signal dans un sens de propagation.

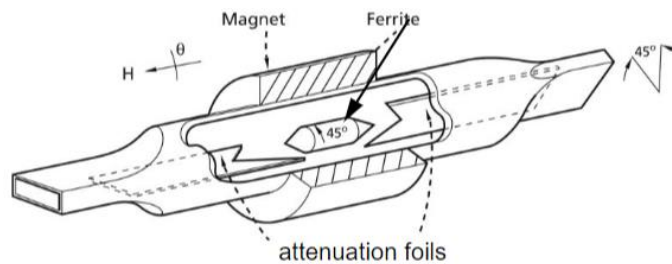


Figure I-15: Isolateur à effet Faraday [I-52]

I.3.3.2. Les isolateurs à déplacement de champ

Ce dispositif consiste en un guide d'onde dans lequel est placé une plaque de ferrite aimantée (Figure I-16). Ce ferrite va influencer la distribution du champ électrique des ondes se propageant dans le guide [I-53]. En effet le champ de l'onde directe sera minimal sur le côté du ferrite pendant qu'il sera important pour celui de l'onde rétrograde. En plaçant une couche résistive sur le ferrite dans cette zone, l'onde directe ne sera pas affectée pendant que l'onde inverse sera atténuée.

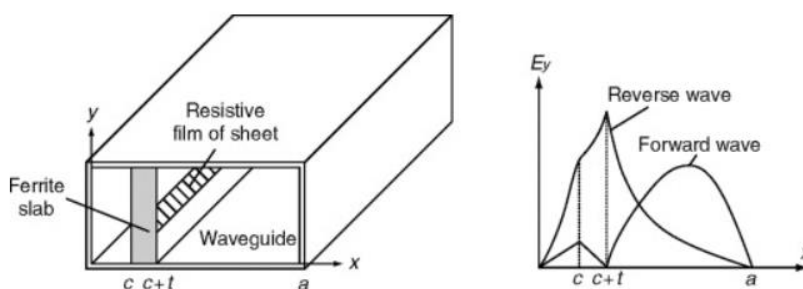


Figure I-16: Schéma de principe du fonctionnement d'un isolateur à déplacement de champ [I-50]

Les isolateurs à déplacement de champ offrent d'excellentes performances, avec une isolation supérieure à 30 dB et des pertes d'insertion inférieures à 0,3 dB [I-53].

Des études continuent à proposer de nouvelles approches dans la réalisation de ce type d'isolateur. S. Khim [I-54] propose l'utilisation d'un stub unique et d'un ferrite pour atténuer l'onde rétrograde, tout en garantissant une isolation satisfaisante. Le dispositif présente

une isolation et adaptation mesurées supérieures à 20 dB ainsi que des pertes de 4.4 dB (Figure I-17).

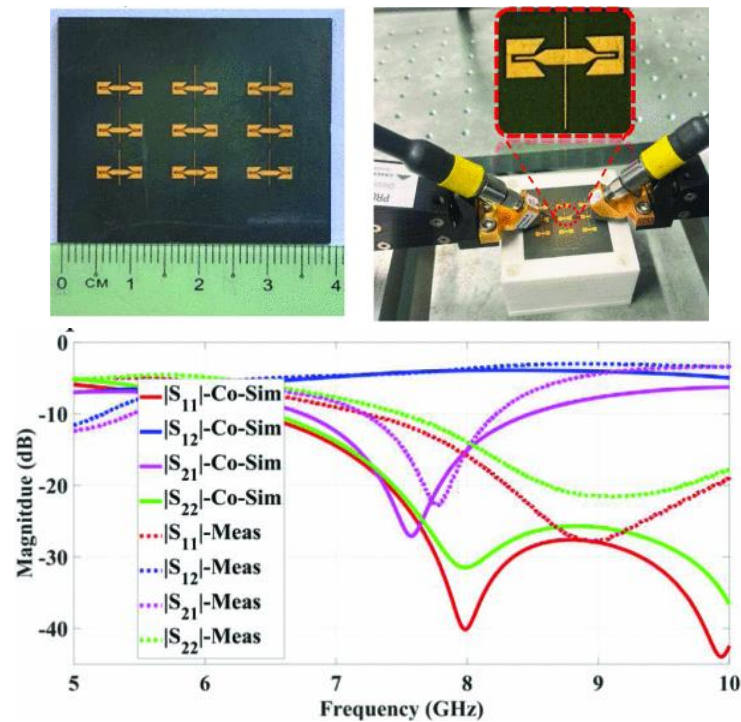


Figure I-17: Prototype, mesures des performances et comparaison aux simulations de l'isolateur [I-54]

I.3.3.3. Les isolateurs à la résonance

Ils possèdent une topologie similaire aux isolateurs à déplacement de champ. Il s'agit de structures en guide d'ondes ou planaires dans lesquelles est placée une plaque de ferrite aimantée [I-55] (Figure I-18). Ces dispositifs travaillent dans une bande de fréquence proche de la gyrorésonance d'où leur dénomination. L'onde plane polarisée circulairement traversant le ferrite sera fortement atténuée près de la gyrorésonance pendant que l'onde inverse sera peu affectée.

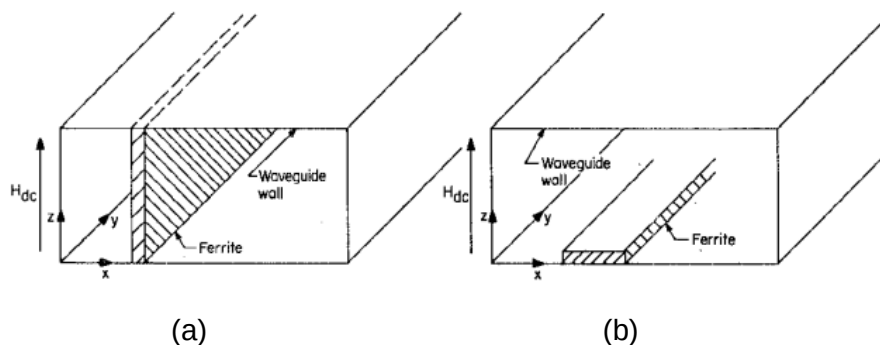


Figure I-18: Schéma d'un isolateur à résonance utilisant une plaque mince de ferrite aimanté dans le plan de la plaque (a) aimanté perpendiculairement au plan de la plaque (b) [I-55]

L'étroite bande passante de ces dispositifs représente leur principal inconvénient. Cependant, Taft et Harrison [I-56] ont présenté un isolateur à la résonance large bande en utilisant un

hexaferrite. Le dispositif fonctionne sur l'ensemble de la bande K (18-26.5 GHz) (Figure I-19). Il permet d'obtenir une isolation supérieure à 30 dB ainsi que des pertes limitées à 0.7 dB sur l'ensemble de la bande de fonctionnement.

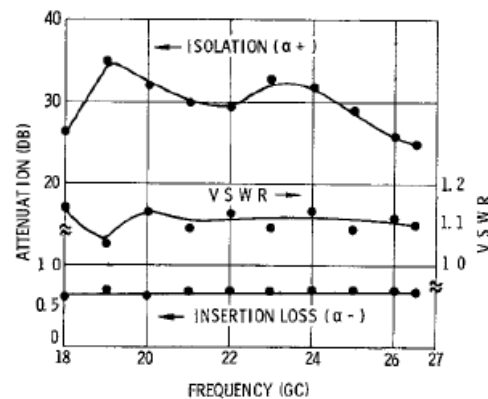


Figure I-19: Mesures des performances (isolation et pertes) de l'isolateur à résonance [I-56]

I.3.3.4. Les isolateurs réalisés à partir d'un circulateur

La fonction d'un isolateur peut être obtenue à partir d'un circulateur en ajoutant une charge adaptée à l'un des ports comme l'illustre la Figure I-20. La charge va alors absorber l'ensemble de l'énergie lui étant transmise. Ce type d'isolateur nécessite un champ appliqué moins important que l'isolateur à la résonance. De plus l'énergie étant dissipée dans la charge externe, le dispositif refroidit plus facilement.

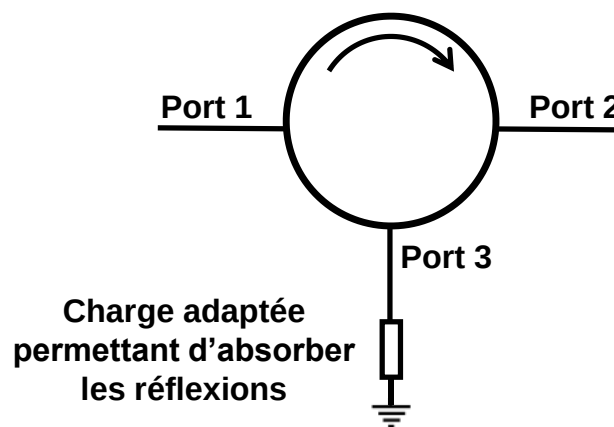


Figure I-20: Schéma d'un circulateur utilisé en tant qu'isolateur

I.4. Généralités sur les antennes

Nous proposons dans nos travaux d'allier un circulateur à une antenne afin d'augmenter la compacité et réduire les pertes de cet ensemble. Les principales propriétés permettant de caractériser le fonctionnement et les performances des antennes vont ainsi être rappelées.

I.4.1. Définition et principe de fonctionnement

Les antennes sont des composants fondamentaux des systèmes de communication. Elles assurent la liaison permettant le transfert d'informations dans un milieu, généralement l'espace libre. Elles sont conçues pour opérer à des bandes de fréquences spécifiques, agissant

comme des filtres passe-bande, rejetant tout signal en dehors de celle-ci [I-57]. En émission, l'antenne convertit une onde électromagnétique guidée en une onde électromagnétique rayonnée pour la transmission à travers le canal [I-58], tandis qu'en réception, elle effectue l'opération inverse, c'est-à-dire la conversion de l'onde électromagnétique rayonnée en une onde électromagnétique guidée, son comportement pouvant ainsi être qualifié de transducteur [I-57]. Une même antenne peut autant assurer une fonction d'émission que de réception du signal ce qui souligne leur polyvalence. Divers facteurs interviennent sur la qualité du signal obtenu en sortie de la chaîne de réception. En effet, des perturbations peuvent compromettre l'intégrité du signal reçu. Le bruit ou le milieu de propagation de l'onde électromagnétique peuvent introduire des interférences ou des atténuations dégradant la qualité du signal capté. Dans ce contexte, les caractéristiques intrinsèques de chaque antenne sont importantes car elles déterminent sa capacité à émettre/recevoir les signaux efficacement. Nous allons ici présenter différentes caractéristiques fondamentales.

I.4.2. Caractéristiques fondamentales des antennes

I.4.2.1. Impédance d'entrée

L'impédance d'entrée notée Z_{ant} d'une antenne est définie comme le rapport entre la tension et le courant au port de l'antenne [I-59]. C'est une valeur complexe variant en fonction de la fréquence. Elle peut s'écrire sous la forme (I-24) où R_{ant} représente sa partie réelle et X_{ant} sa partie imaginaire.

$$Z_{ant} = R_{ant} + jX_{ant} \quad (I-24)$$

La partie réelle de l'impédance d'entrée est la somme de deux composantes, R_{ray} la résistance de rayonnement et R_{pertes} la résistance de pertes.

$$R_{ant} = R_{ray} + R_{pertes} \quad (I-25)$$

La résistance de rayonnement est liée à l'énergie rayonnée par l'antenne. La résistance de pertes, quant à elle, correspond à l'énergie perdue qui est liée à différents types de pertes : les pertes diélectriques/magnétiques et les pertes par conduction. L'impédance d'entrée d'une antenne permet de définir le coefficient de réflexion Γ . Il correspond au rapport entre l'onde transmise et l'onde réfléchie résultant de la différence d'impédance entre l'antenne et le circuit auquel elle est connectée. Idéalement, pour avoir un transfert de puissance optimal le coefficient de réflexion doit être le plus faible possible. C'est pourquoi les différents éléments d'un circuit électronique sont habituellement conçus à une impédance caractéristique notée Z_c (généralement 50 Ω) afin de minimiser les réflexions dues à la désadaptation entre les composants.

$$\Gamma = \frac{Z_{ant} - Z_c^*}{Z_{ant} + Z_c} \quad (I-26)$$

La paramètre S_{11} est relié au coefficient de réflexion Γ et s'exprime en décibel par :

$$S_{11} = 20 \log(|\Gamma|) \quad (I-27)$$

La qualité de l'adaptation entre deux éléments est représentée par le rapport d'ondes stationnaires (ROS) comme suit :

$$ROS = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (I-28)$$

I.4.2.2. Bande passante

La bande passante d'une antenne est la plage de fréquence sur laquelle l'antenne satisfait une spécification portant sur l'une de ses caractéristiques. Habituellement c'est la gamme de fréquence où le paramètre $|S_{11}|$ est inférieur à -10 dB. Ce critère indique une bonne adaptation de l'antenne signifiant un transfert efficace de l'énergie et la limitation des pertes. Dans ce contexte, cela correspond à la bande passante absolue où F_1 et F_2 sont respectivement les bornes basse et haute de la bande de fonctionnement de l'antenne.

$$BP = \Delta F = F_2 - F_1 \quad (I-29)$$

La bande passante est aussi formulée en termes de bande passante relative à la fréquence centrale f_0 .

$$BP_{\%} = \frac{BP}{f_0} * 100 \quad (I-30)$$

I.4.2.3. Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement en champ lointain est une représentation graphique (Figure I-21) qui permet de visualiser la distribution de l'énergie électromagnétique rayonnée suivant des directions d'observation [I-60]. Il est souvent normalisé.

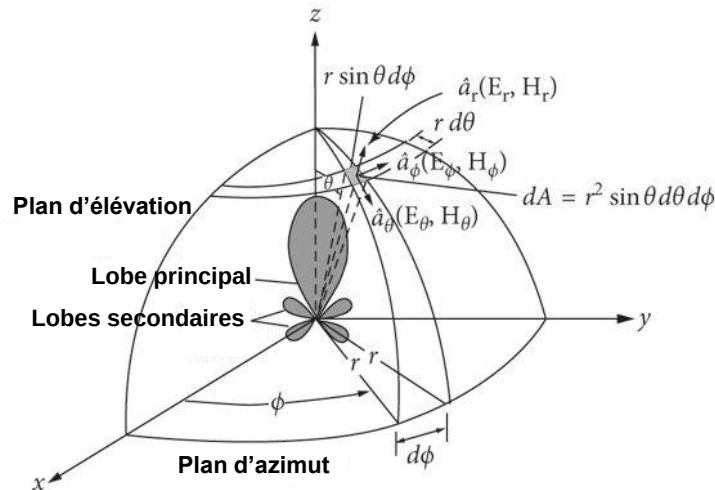


Figure I-21: Système de coordonnées pour l'analyse d'antennes [I-61]

Il est généralement représenté en trois dimensions. Cependant il peut aussi l'être en deux dimensions en réalisant des coupes dans des plans θ ou ϕ fixés comme par exemple :

- Un plan vertical qui montre la variation de l'intensité de champ en fonction de θ appelé angle azimutal à φ fixé.
- Le plan horizontal qui montre la variation de l'intensité de champ en fonction de φ appelé angle d'élévation ($\theta = 90^\circ$)

On peut distinguer différents types de diagramme de rayonnement :

- Isotrope correspondant au modèle théorique où l'antenne rayonne uniformément dans toutes les directions de l'espace.
- Omnidirectionnel lorsque l'antenne rayonne dans toutes les directions perpendiculaires à un plan. On peut notamment citer les antennes dipôles.
- Directif concernant les antennes rayonnant dans une ou plusieurs directions privilégiées. Elles possèdent généralement un lobe principal et des lobes secondaires. On peut prendre l'exemple des réseaux de patches.

I.4.2.4. Directivité

Une antenne isotrope est un modèle idéal d'antenne de référence rayonnant uniformément dans toutes les directions de l'espace c'est-à-dire sur 4π stéradians.

La directivité d'une antenne indique son aptitude à diriger sa puissance dans une direction spécifique sans prendre en compte les pertes éventuelles. De ce fait, elle exprime la capacité de l'antenne à émettre et recevoir les ondes électromagnétiques. Ce paramètre est exprimé par rapport à une antenne de référence connue, généralement l'antenne isotrope. Ainsi, la directivité est le rapport entre la densité de puissance de l'antenne dans une direction et la densité de puissance de l'antenne isotrope. Elle s'exprime sous la forme (I-31) où $U(\theta, \varphi)$ est la densité de puissance de l'antenne et P_{ray} est la puissance rayonnée par l'antenne.

$$D(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{ray}} \quad (I-31)$$

I.4.2.5. Gain

Le gain peut être défini par rapport à la puissance incidente sur le port d'accès (gain réalisé) de l'antenne ou par rapport à la puissance acceptée par l'antenne (gain intrinsèque). Le gain intrinsèque s'exprime tel que :

$$G(\theta, \varphi) = \frac{4\pi \cdot U(\theta, \varphi)}{P_{acc}} \quad (I-32)$$

Où :

- $U(\theta, \varphi)$ est la densité de puissance rayonnée par l'antenne dans une direction
- P_{acc} est la puissance acceptée par l'antenne

Le gain réalisé G_r quant à lui diffère du gain intrinsèque par sa prise en compte des pertes par désadaptation.

$$G_r = |1 - S_{11}|^2 G(\theta, \varphi) \quad (I-33)$$

I.4.2.6. Efficacité de rayonnement et efficacité totale

L'efficacité de rayonnement est le rapport entre la puissance rayonnée par l'antenne et la puissance acceptée, elle est également définie comme le rapport entre le gain intrinsèque et la directivité.

$$\eta_{ray} = \frac{P_{ray}}{P_{acc}} = \frac{G(\theta, \phi)}{D(\theta, \varphi)} \quad (I-34)$$

Cette grandeur ne prend en compte que les pertes intrinsèques à l'antenne telles que les pertes diélectriques, magnétiques et les pertes par effet Joule. L'efficacité totale prend en plus en compte les pertes dues à la désadaptation, on peut alors la définir par :

$$\eta_{tot} = (1 - |S_{11}|^2) * \eta_{ray} = \frac{G_r}{D(\theta, \varphi)} \quad (I-35)$$

I.4.2.7. Polarisation

La polarisation d'une antenne dans une direction donnée est définie comme la polarisation de l'onde rayonnée par l'antenne [I-62] [I-61]. Elle représente l'évolution temporelle de la direction et de l'amplitude du vecteur champ électrique $\vec{E}$. La polarisation correspond à la trajectoire tracée par l'extrémité de ce vecteur depuis un point d'observation fixe. On peut alors obtenir différents types de polarisation (Figure I-22) :

- Lorsque la trajectoire décrite est une droite, on parle de polarisation linéaire.
- Dans le cas où le vecteur décrit un cercle, la polarisation est dite circulaire.
- Si la trajectoire est une ellipse alors la polarisation est elliptique.

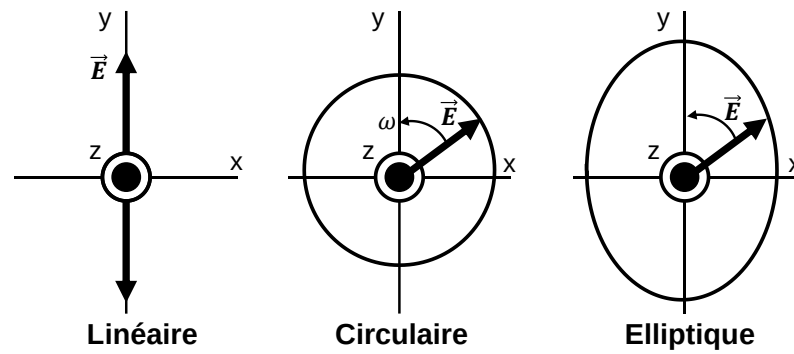


Figure I-22: Représentation des différents types de polarisation

I.4.3. Les antennes à ferrite

Les ferrites sont des matériaux attrayants pour la conception d'antennes. En effet, ils permettent d'améliorer leurs performances et ils facilitent l'obtention de certaines caractéristiques. Tout d'abord, ils permettent de réduire les dimensions des dispositifs [I-63], [I-64]. Leur valeur de perméabilité pouvant être supérieure à 1 et la permittivité généralement élevée des ferrites offrent la possibilité de réaliser des composants compacts [I-65] [I-66]. Ceci

est illustré par l'expression (I-36) exprimant la longueur d'onde se propageant dans un substrat de permittivité ϵ_r et de perméabilité μ_r [I-67] :

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\mu_r \epsilon_r}} \quad (\text{I-36})$$

Plusieurs travaux [I-69], [I-70], [I-71] suggèrent de remplacer les substrats diélectriques par des matériaux magnéto-diélectrique possédant une forte perméabilité. Hansen et Burke [I-72] ont exprimé la bande passante d'une antenne patch imprimée sur un substrat magnéto-diélectrique de permittivité ϵ_r , de perméabilité μ_r et d'épaisseur h , en considérant un rapport d'onde stationnaire (ROS) de 2, soit 90% de la puissance transmise, valeur standard en hyperfréquences.

$$BP = \frac{96 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \cdot \frac{h}{\lambda_0}}{\sqrt{2}(4 + 17\sqrt{\epsilon_r \mu_r})} \quad (\text{I-37})$$

Par conséquent, contrairement aux matériaux à forte permittivité, les matériaux à forte perméabilité permettent de réduire la taille d'un patch sans dégrader la bande passante.

L'obtention d'ondes à polarisation circulaire est une condition nécessaire et recherchée pour toute application dans le domaine spatial. L'anisotropie des ferrites contribue à l'obtention d'ondes à polarisation circulaire sans besoin de modifier la géométrie de l'antenne ou d'utiliser plusieurs points d'alimentations. Une autre caractéristique désirée des antennes est un fonctionnement multi-bandes afin de les rendre plus polyvalentes et aptes à prendre en charge plusieurs standards de télécommunications. Ce fonctionnement est rendu possible grâce au caractère dispersif des ferrites. Plusieurs travaux [I-64], [I-73], [I-74] mettent en évidence l'amélioration des performances d'une antenne via l'utilisation de ferrites. Notamment l'élargissement de la bande passante, l'augmentation du gain ainsi que l'amélioration de l'efficacité de l'antenne [I-75].

Dans l'article [I-76], Lee met en évidence l'influence du ferrite sur les performances de l'antenne prévue pour une utilisation télémétrique. L'antenne patch rectangulaire comporte quatre fentes et est excitée par une seule sonde (Figure I-23 et Figure I-24). Les performances de l'antenne avec ou sans l'ajout d'un substrat ferrite sont ensuite présentées et discutées.

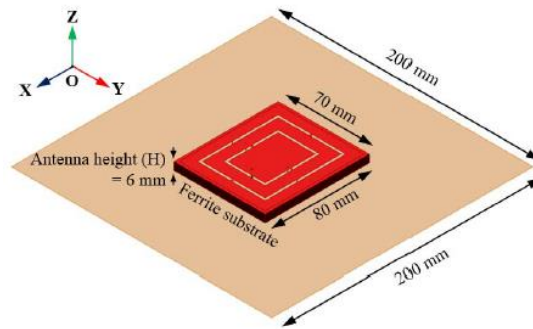


Figure I-23: Vue 3D de la géométrie et dimensions de l'antenne à ferrite

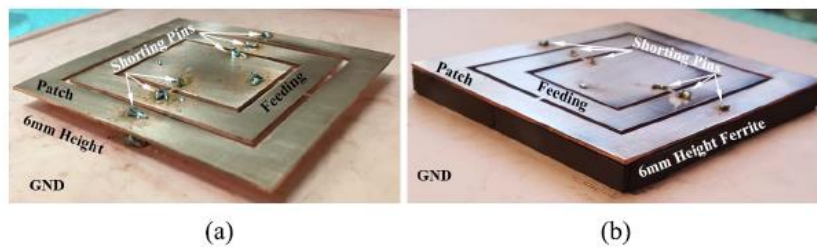


Figure I-24: Prototype de l'antenne sans (a) et avec l'ajout d'un substrat ferrite (b)

Les performances sont grandement améliorées par l'ajout du substrat de ferrite. Notamment le coefficient de réflexion, la bande passante et le gain. Les performances sont résumées dans le Tableau I-2. Le dispositif a été miniaturisé et ses performances sont plus stables sur les bandes fréquentielles de fonctionnement, assurant une meilleure communication.

Performance de l'antenne		Sans substrat	Avec substrat
Fréquence de résonance (GHz) / coefficient de réflexion (dB)	f_1	1.16/-4	0.88/-18
	f_2	1.93/-7	1.85/-17
	f_3	2.43/-11	2.49/-26
Largeur de bande (MHz)	f_1		25
	f_2	18	40
	f_3	120	250
Gain réalisé	f_1	-0.2/2.7	-0.7/3.2
	f_2	-0.5/4.5	2.4/2.6
	f_3	3.2/3.0	3.5/1.4

Tableau I-2: Mesures des performances de l'antenne multi-bandes avec et sans substrat ferrite

S. Jemmeli [I-77] propose une antenne patch utilisant un substrat de ferrite. L'utilisation d'un ferrite a permis d'obtenir une antenne miniature fonctionnant sur trois bandes de fréquences en polarisation circulaire. L'antenne consiste en un patch rectangulaire sur un substrat ferrite,

lui-même intégré dans le plan de masse. L'antenne est excitée par une seule sonde placée à l'extérieur du substrat (Figure I-25).

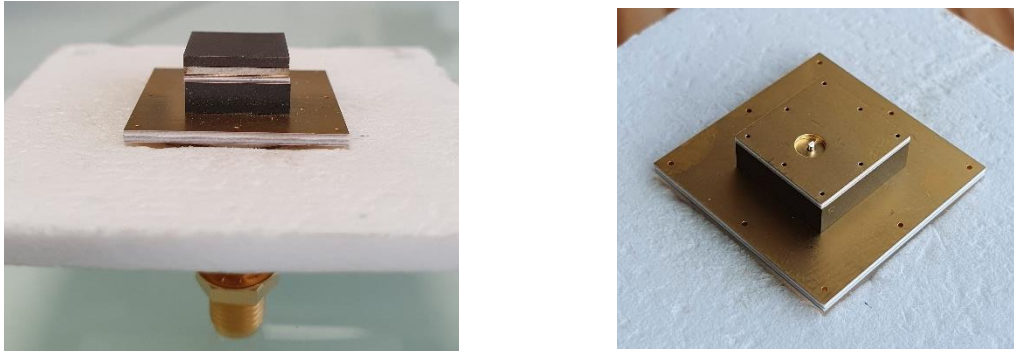


Figure I-25: Prototype de l'antenne ferrite miniature à polarisation circulaire

L'utilisation de ferrite a permis d'obtenir un fonctionnement de l'antenne à la fois en champ fort (deux premiers modes) et en champ faible (troisième mode), cependant celles-ci ne peuvent être ajustées séparément, l'écart fréquentiel entre ces bandes est donc imposé par le ferrite. L'antenne possède des dimensions réduites de l'ordre de $(\frac{\lambda_0}{9.6}) * (\frac{\lambda_0}{9.1}) * (\frac{\lambda_0}{27.4})$ à 3.13 GHz (1^{er} mode). Les trois fréquences de fonctionnement sont 3.3, 3.9 et 7.54 GHz. Avec respectivement des bandes passantes de respectivement 3.3%, 2.8% et 1.5% pour un critère d'adaptation à -6 dB. Le taux d'ellipticité est quant à lui inférieure à 2.6 dB pour les deux premières bandes de fonctionnement et de 3.9 dB pour la troisième (Figure I-26), confirmant l'obtention de polarisation circulaire sur les trois bandes. L'efficacité de rayonnement est supérieure à 75% sur l'ensemble des bandes de fonctionnement, ce qui est particulièrement satisfaisant pour un dispositif miniature.

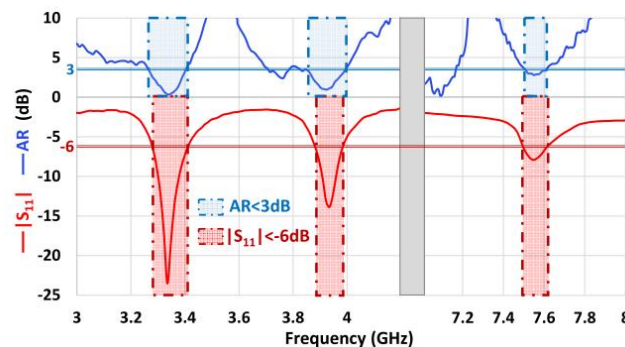


Figure I-26: Mesures du coefficient de réflexion S_{11} et du taux d'ellipticité de l'antenne

I.5. Etat de l'art des dispositifs circulateur-antenne

Bien que la littérature ne mentionne pas de « circulantenne », certains travaux ont adopté une approche similaire à celle choisie dans notre étude en considérant le circulateur et l'antenne comme un système intégré unique.

Parmi ces travaux on peut notamment citer Adams et *al.* [I-78] ayant développé une méthodologie de conception d'un circulateur et d'une antenne en tant que système unifié intégré sur un même substrat destiné à être incorporé dans un système radar (Figure I-27).

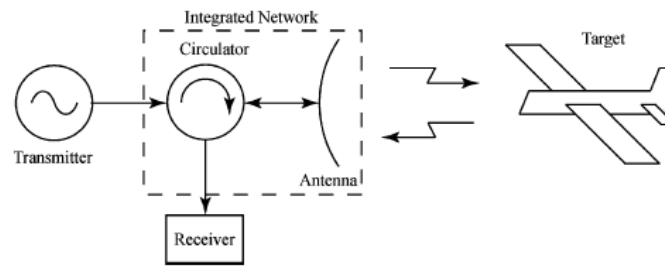


Figure I-27: Utilisation des circulateurs et antennes dans les systèmes radar [I-78]

La démarche présentée est une optimisation des différents composants (circulateur, antenne, circuit d'adaptation) selon plusieurs objectifs en utilisant des critères tels que l'adaptation, l'isolation et les pertes par insertion des éléments. Des modifications géométriques ont été apportées à l'antenne afin de compenser les pertes introduites par le circulateur, notamment en ajoutant plusieurs directeurs afin d'améliorer les performances globales du dispositif. La conception du circulateur a été divisée en deux étapes afin d'accélérer le processus. D'abord une solution initiale est approximée en utilisant la fonction de Green puis une simulation full-wave du circulateur est effectuée afin d'obtenir des résultats plus précis et d'apporter des ajustements au composant pour mieux satisfaire les objectifs fixés. Un circuit d'adaptation lie le circulateur et l'antenne, il a été réalisé par modifications itératives de ses dimensions afin de répondre aux critères d'adaptation, d'isolation et de pertes sur l'ensemble de la bande de fonctionnement.

Le substrat, de forme hexagonale, utilise une céramique Trans-Tech D4 (cordélite) d'épaisseur 0.5 mm et de permittivité $\epsilon_r=4.5$. Dans celui-ci, a été inséré un ferrite de magnésium Trans-Tech TT1-3000 [I-79] de rayon 1.75mm polarisé par un électro-aimant. Les caractéristiques de ce ferrite sont résumées dans le Tableau I-3.

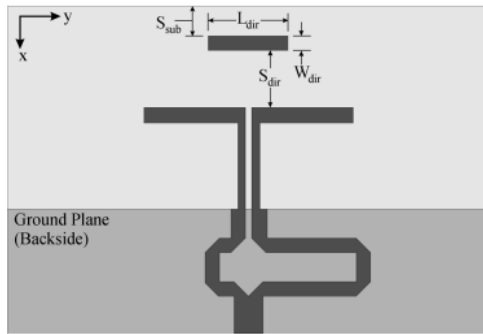
	$4\pi Ms$ (Gauss)	ΔH (Oe)	ϵ_r	$\tan \delta$	T°C	Rayon
Trans-Tech TT1-3000	3000	228	12.9	0.0005	240	1.75

Tableau I-3: Caractéristiques du ferrite TT1-3000

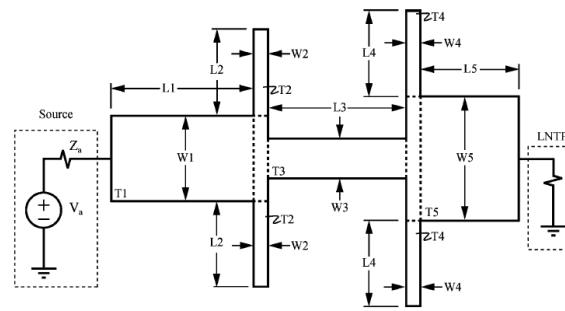
L'antenne choisie est de type Yagi et a été retenue pour sa topologie planaire, sa large bande passante et sa directivité. Elle présente une impédance d'entrée de 25Ω à 15GHz.

Le circulateur a été réalisé en technologie microstrip avec un conducteur central en forme de disque. Ses lignes de transmission de largeur 2.25 mm présentent une impédance caractéristique de 27.76Ω .

Un circuit d'adaptation sépare le circulateur de l'antenne (Figure I-28) et permet d'adapter l'impédance de sortie du circulateur à l'impédance d'entrée de l'antenne sans avoir à passer par un étage adapté sur 50Ω . En effet, le circuit d'adaptation permet d'adapter un circulateur présentant des lignes d'impédance de 27.76Ω à une antenne dont l'impédance d'entrée est d'environ 25Ω à 15 GHz.



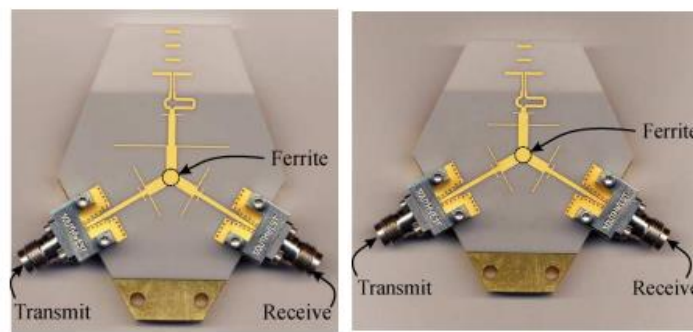
(a)



(b)

Figure I-28: Géométrie de l'antenne Yagi (a) et du circuit d'adaptation entre le circulateur et l'antenne (b) [I-78]

L'auteur propose deux dispositifs, un circulateur associé à une antenne Yagi à deux directeurs et un autre dans lequel le circulateur est associé à une antenne Yagi à trois directeurs (Figure I-29).



(a)

(b)

Figure I-29: Réalisation des prototypes de circulateurs associés à une antenne à 2 (a) et 3 (b) directeurs [I-78]

Le dispositif comprenant le circulateur et l'antenne Yagi à deux directeurs a des dimensions de l'ordre de $2,6 \lambda_0 \times 2,3 \lambda_0$ à 15 GHz. Le ferrite est polarisé par un champ magnétique externe de 2575 Oe généré par un électroaimant. Le dispositif possède une bande de 7.8% autour de 15 GHz à 20 dB d'isolation et d'adaptation ainsi que des pertes de 0.8 dB. Le même dispositif avec un champ externe appliqué de 2291 Oe présente de meilleures performances avec une largeur de bande de 9.7% et des pertes de l'ordre de 0.7 dB (Figure I-30).

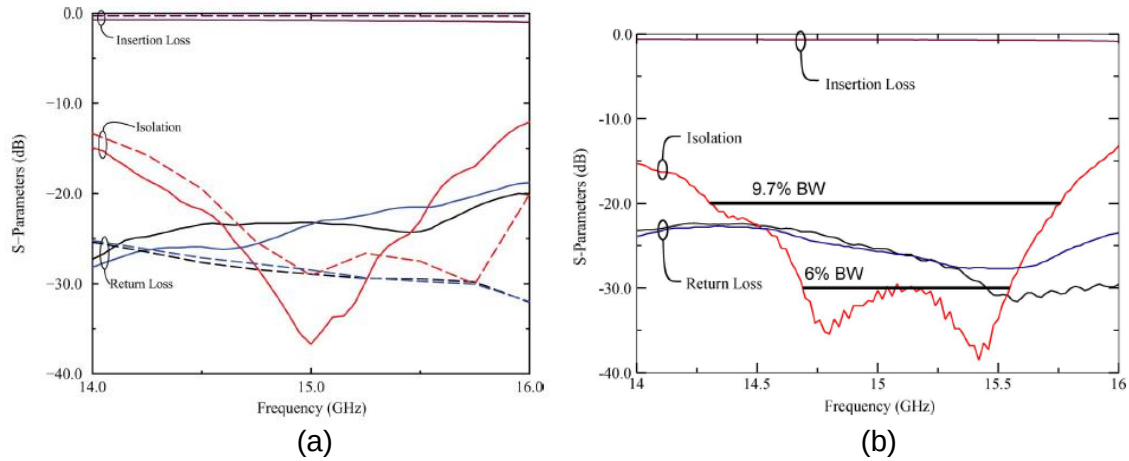


Figure I-30: Paramètres S du circulateur relié à l'antenne à 2 directeurs (a) pour un champ appliqué de 2575 (b) et pour un champ appliqué de 2291 Oe [I-78]

Le dispositif comprenant le circulateur et l'antenne Yagi à trois directeurs a des dimensions de l'ordre de $3,7 \lambda_0 \times 2,8 \lambda_0$ à 15 GHz. Pour un champ appliqué de 2575 Oe, le dispositif dispose d'une bande passante de 14% (Iso et RL >20 dB) et des pertes de 0.72 dB. De la même manière que précédemment réduire le champ appliqué à 2280 Oe permet d'élargir la bande passante à 15.8% et de diminuer les pertes à 0.68dB (Figure I-31).

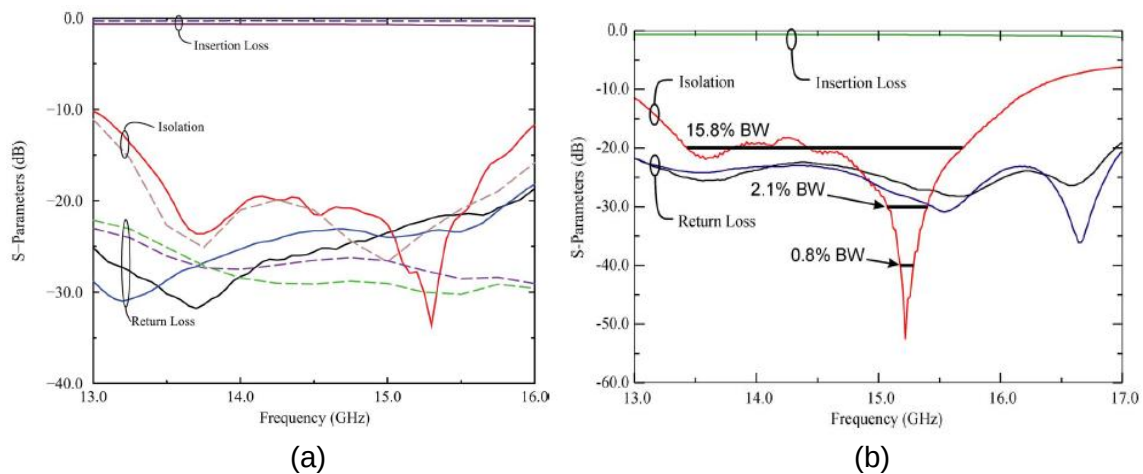


Figure I-31: Paramètres S du circulateur relié à l'antenne à 3 directeurs (a) pour un champ appliqué de 2575 (b) et pour un champ appliqué de 2280 Oe [I-78]

Aucune mesure en rayonnement de ces dispositifs n'a pu être effectuée en raison de la présence de l'électro-aimant utilisé lors des mesures.

Ces travaux présentent de bonnes performances et une approche de co-développement. Cependant la taille globale du système composé du circulateur et de l'antenne reste importante, essentiellement dû à l'utilisation de circuits d'adaptation entre le circulateur et l'antenne mais aussi entre le conducteur central et les ports 50 Ω de l'entrée du circulateur.

Un dispositif similaire est décrit dans le papier [I-81] présenté par les mêmes auteurs. Cette fois le système opère à une fréquence de 9.5 GHz et comprend un circulateur relié à une antenne Yagi à deux directeurs intégrés (Figure I-32). La différence principale entre les deux

études réside dans la suppression des circuits d'adaptation au niveau des ports d'entrée et de sortie.

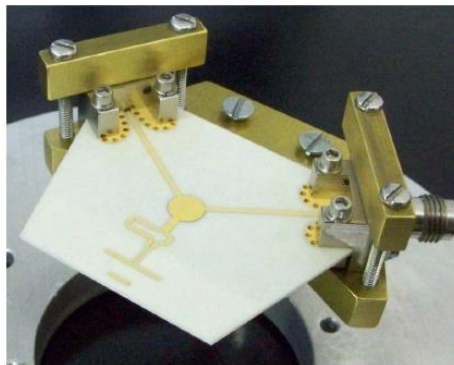


Figure I-32: Prototype du circulateur-antenne [I-81]

La démarche suivie dans ces travaux est la même que celle décrite dans le cas précédent. Le système a été dimensionné en utilisant une approche basée sur le calcul de la fonction de Green suivie d'une étape d'optimisation impliquant la définition de plusieurs objectifs à respecter : l'adaptation, l'isolation et les pertes du système. Dans le but d'évaluer les performances du dispositif et de vérifier le respect des critères cités précédemment, une simulation full-wave du système est réalisée.

Le substrat est un hexagone d'alumine USTC995 de US Technical Ceramic [I-79] de permittivité $\epsilon_f=9.6$, d'épaisseur 0.75mm dans lequel est inséré un ferrite (Trans-Tech TT1-1000) dont les propriétés sont présentées dans le Tableau I-4.

	$4\pi M_s$ (Gauss)	ΔH (Oe)	ϵ_r	$\tan \delta$	T°C	Rayon
Trans-Tech TT1-1000	1000	120	11.6	0.00025	240	2.6

Tableau I-4: Caractéristiques du ferrite Trans-Tech TT1-1000

Les impédances caractéristiques des lignes reliées aux connecteurs sont de 50Ω afin d'être reliées aux ports sans adaptation d'impédance. Ceci représente une amélioration par rapport à [I-78] afin de réduire la dimension du circulateur. L'impédance de la ligne de transmission à l'antenne du circulateur est de 38.5Ω tandis que l'impédance d'entrée de l'antenne est d'environ 25Ω à 9.5 GHz.

Les performances du système montrent une adaptation et une isolation d'au moins 18 dB sur la bande de fonctionnement et des pertes de 2.5 dB. Le dispositif possède une largeur de bande de 4% à 18 dB d'adaptation.

Les limitations des systèmes présentés résident principalement dans leurs dimensions et leurs pertes élevées. Cela est en partie dû aux difficultés rencontrées pour égaliser les impédances dans le plan de référence de l'antenne et de l'accès du circulateur, qui doivent être réelles et stables sur une bande de fréquence conséquente. Les performances des dispositifs sont toutefois prometteuses même si l'absence de mesures en rayonnement ne permet pas de valider pleinement le bon fonctionnement de l'antenne.

D'autres travaux abordent la conception de système combinant une antenne et un circulateur en utilisant des composants actifs. En effet, Hasan et al. [I-82] évoquent la complexité à joindre les deux éléments et soulignent le besoin d'une méthodologie de conception des composants bien que les auteurs considèrent le design de chacun des éléments comme des problèmes séparés.

Dans ses travaux Kalialakis [I-83] présente l'association d'un quasi circulateur actif avec une antenne patch quart d'onde réalisée en technologie micro-ruban opérant à 3.75 GHz. Le dispositif proposé possède un agencement compact en plaçant l'antenne au centre du circulateur permettant ainsi de minimiser l'encombrement. Cette solution a été investiguée car elle présente des faibles coûts et des dimensions des composants utilisés permettant sa production en grand volume pour des applications en ondes millimétriques. Le coût est réduit par l'absence de ferrite.

L'objectif de l'étude est la création d'un dispositif d'émission-réception en polarisation linéaire, l'analyse de l'influence du couplage entre les deux éléments et la mise en place d'une méthodologie de conception d'un tel système. Les deux composants sont intégrés sur un substrat de permittivité 2.2 et d'épaisseur 1.1mm. Le dispositif global possède des dimensions de 40*50mm soit $0,9 \lambda_0$ à 5 GHz. Le quasi circulateur assure l'isolation entre le port d'émission et le port de réception en utilisant deux chemins distincts pour acheminer le signal du port 1 vers le port 2. Il est composé de trois amplificateurs agencés en anneau de gains $GR_x=1.8$, $GT_x=1$, et $GR_xTx=1$ (Figure I-33). Son alimentation est placée sous le substrat.

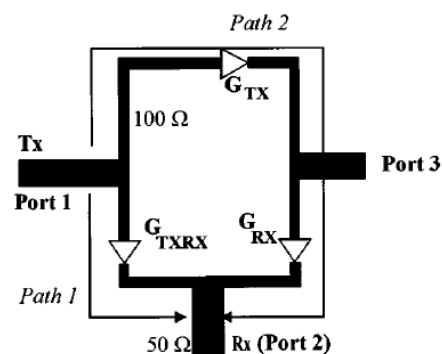


Figure I-33: Géométrie du quasi circulateur actif [I-83]

L'antenne patch est relié au port 3 du quasi circulateur par un circuit d'adaptation composé de deux stubs. Deux configurations sont ensuite évaluées afin d'observer l'influence du couplage entre les composants sur les performances du système globale. Une première, plus classique où l'antenne est placée à l'extérieur de l'anneau et une seconde où elle est placée au centre. Cette analyse permet d'évaluer le compromis entre la compacité et les performances du dispositif visant ainsi à sélectionner la meilleure configuration.

La méthodologie de conception adoptée se décompose en deux étapes distinctes. Tout d'abord la conception individuelle du circulateur et de l'antenne est entreprise pour établir la structure de base et vérifier le bon fonctionnement de chaque élément de manière indépendante.

Par la suite, une simulation full-wave du dispositif complet est réalisée, suivie par une optimisation des gains des amplificateurs et des dimensions des lignes de transmission. Cette optimisation est entreprise en spécifiant des objectifs d'isolation entre l'émission et la réception du système. Cette étape a permis de constater l'influence de la configuration sur les

performances du dispositif (Figure I-34). En effet, l'isolation du dispositif est différente selon la position de l'antenne (Figure I-35) puisque le couplage entre l'antenne et le circulateur impacte la distribution du champ électrique dans le système. Ceci entraîne un maximum de champ dans le coin supérieur gauche lorsqu'elle est située dans l'anneau du circulateur (Figure I-34).

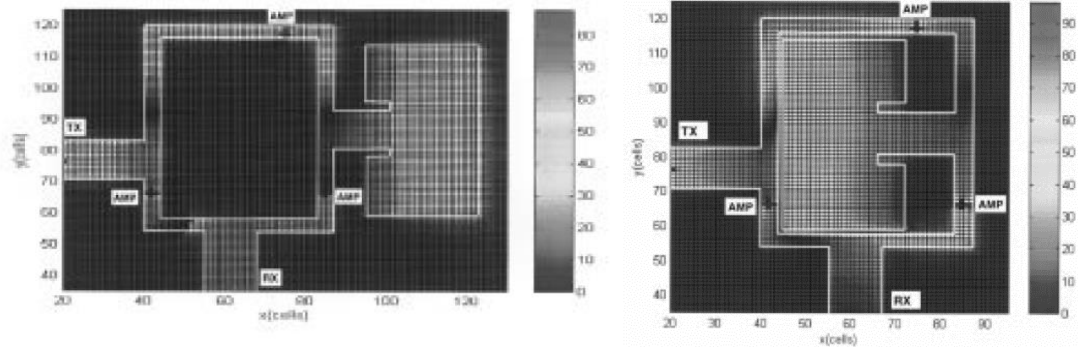


Figure I-34: Distribution du champ $\vec{E}$ à la surface du dispositif [I-83]

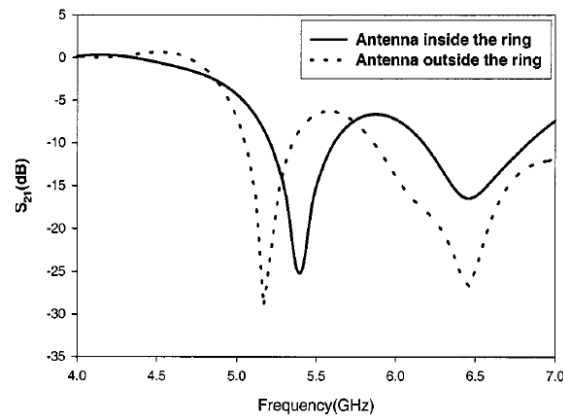


Figure I-35: Influence de la position de l'antenne sur l'isolation du système [I-83]

Après fabrication du prototype, des mesures sont réalisées (Figure I-36). Le dispositif possède une adaptation de 5 dB en entrée et de 10 dB en sortie au niveau du récepteur. Les mesures mettent en évidence l'impact de l'ajout de l'antenne. En effet, le circulateur seul possède une isolation de 26 dB à la fréquence de fonctionnement de l'antenne (3.75GHz) tandis que l'isolation de l'ensemble circulateur-antenne est réduite à 20 dB. De plus, l'allure de la courbe d'isolation est modifiée avec l'apparition de deux pics, ce qui s'explique par la nature résonante de l'antenne.

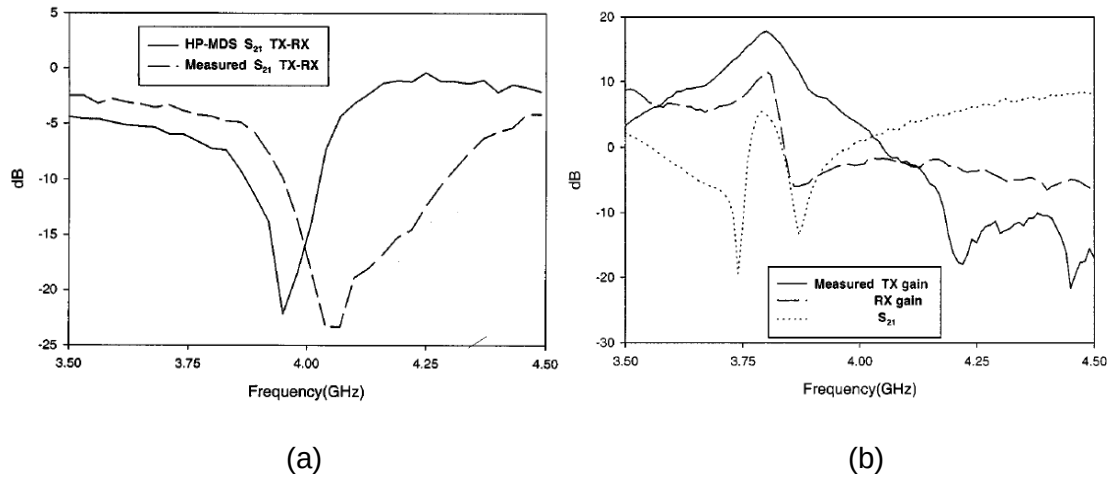


Figure I-36: Comparaison simulation-mesure de l'isolation du dispositif quasi circulateur actif-antenne (a). Mesures de l'émission et de la transmission du dispositif (b)

En se référant aux différents travaux présentés dans cet état de l'art, l'intérêt de concevoir un dispositif compact regroupant les fonctions d'un circulateur et d'une antenne avec un objectif de compacité est évident. Toutefois, ce qui est souligné est le besoin d'une méthodologie de conception considérant le circulateur-antenne comme un système global. Par ailleurs, dans une perspective de réduction de la consommation, il est important de rester sur une solution passive.

I.6. Conclusion

En conclusion, ce premier chapitre a posé les bases de nos travaux de thèse en introduisant les défis rencontrés et en soulignant l'attractivité des ferrites. Il a tout d'abord examiné les propriétés magnétiques des ferrites pour caractériser leur comportement, avant d'explorer la diversité de leurs domaines d'application. Ensuite, une attention particulière a été portée aux circulateurs, élément central de cette thèse, suivie d'un aperçu des caractéristiques des antennes pour mieux comprendre leurs performances. Enfin, un état de l'art des dispositifs combinant circulateurs et antennes a été proposé. Il a mis en évidence que le développement conjoint des circulateurs et des antennes dans les systèmes de communication est une opportunité prometteuse. En effet, la combinaison de ces deux fonctions au sein d'un même composant pourra réduire les dimensions du dispositif global. Pour cela, une méthodologie de conception doit être développée et fera l'objet du chapitre suivant. Celle-ci sera ensuite validée par le prototypage et la mesure du dispositif ainsi développé. Elle fera l'objet du troisième chapitre.

Références bibliographiques du Chapitre I

- [I-1] V. G. Harris, « Modern Microwave Ferrites », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 48, n° 3, p. 1075-1104, mars 2012, doi: 10.1109/TMAG.2011.2180732.
- [I-2] B.D Cullity et C.D Graham, « Introduction to Magnetic Materials ». [En ligne]. Disponible sur: <https://ieeexplore-ieee-org.ezproxy.unilim.fr/book/5361017>
- [I-3] A. Goldman, *Modern Ferrite Technology*. Springer Science & Business Media, 2006.
- [I-4] F. Fiorillo, « Soft Magnetic Materials », 2004, p. 25-88. doi: 10.1016/B978-012257251-7/50004-6.
- [I-5] J. M. D. Coey, « Hard Magnetic Materials: A Perspective », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 47, n° 12, p. 4671-4681, déc. 2011, doi: 10.1109/TMAG.2011.2166975.
- [I-6] L. D. Landau et E. Lifstatz, « On the Theory of the Dispersion of Magnetic Permeability in Ferromagnetic Bodies », *Phys Z Sowjetunion*, vol. 8, 1935, doi: 10.1016/b978-0-08-010586-4.50023-7.
- [I-7] T. L. GILBERT, « A Lagrangian Formulation of the Gyromagnetic Equation of the Magnetization Field », *Phys Rev*, vol. 100, p. 1243, 1955.
- [I-8] D. Polder, « On the theory of ferromagnetic resonance », *Lond. Edinb. Dublin Philos. Mag. J. Sci.*, vol. 40, n° 300, p. 99-115, janv. 1949, doi: 10.1080/14786444908561215.
- [I-9] Exxelia Temex, « Microwave Ferrite and FDA ». [En ligne]. Disponible sur: <https://storage.googleapis.com/exxelia-assets/datasheets/y1-series-v1.pdf>
- [I-10] J.-M. Nicolas, « Les ferrites pour hyperfréquences ».
- [I-11] E. Schlömann, « BEHAVIOR OF FERRITES IN THE MICROWAVE FREQUENCY RANGE ».
- [I-12] J. J. Green et F. Sandy, « Microwave Characterization of Partially Magnetized Ferrites », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 22, n° 6, p. 641-645, juin 1974, doi: 10.1109/TMTT.1974.1128306.
- [I-13] M. Igarashi et Y. Naito, « Tensor permeability of partially magnetized ferrites », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 13, n° 5, p. 1664-1668, sept. 1977, doi: 10.1109/TMAG.1977.1059669.
- [I-14] M. Igarashi et Y. Naito, « Parallel Component $\mu_{\parallel}$ of Partially Magnetized Microwave Ferrites », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 29, n° 6, p. 568-571, juin 1981, doi: 10.1109/TMTT.1981.1130394.
- [I-15] P. Gelin, « New consistent model for ferrite permeability tensor with arbitrary magnetization state », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 45, n° 8, p. 1185-1192, août 1997, doi: 10.1109/22.618406.
- [I-16] P. Gelin, P. Quéffelec, et F. Le Pennec, « Effect of domain and grain shapes on the dynamical behavior of polycrystalline ferrites: Application to the initial permeability », *J. Appl. Phys.*, vol. 98, n° 5, p. 053906, sept. 2005, doi: 10.1063/1.2039269.
- [I-17] P. Gelin et P. Queffelec, « Generalized Permeability Tensor Model: Application to Barium Hexaferrite in a Remanent State for Self-Biased Circulators », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 44, n° 1, p. 24-31, janv. 2008, doi: 10.1109/TMAG.2007.909561.
- [I-18] J. Zafar, A. A. P. Gibson, et H. Zafar, « High power broadband ferrite circulator for air traffic surveillance radar », in *2009 European Radar Conference (EuRAD)*, sept. 2009, p. 585-588. Consulté le: 28 novembre 2024. [En ligne]. Disponible sur: <http://ieeexplore-ieee-org/document/5307218>

- [I-19] V. G. Kostishin, I. M. Isaev, et D. V. Salogub, « Radio-Absorbing Magnetic Polymer Composites Based on Spinel Ferrites: A Review », *Polymers*, vol. 16, n° 7, Art. n° 7, janv. 2024, doi: 10.3390/polym16071003.
- [I-20] H. Y. Atay, « Radar Absorbing Properties of Barium Hexaferrite Accompanying with Cu Powders in Polymer Composite Coatings », *J. Phys. Conf. Ser.*, vol. 2413, n° 1, p. 012005, déc. 2022, doi: 10.1088/1742-6596/2413/1/012005.
- [I-21] M. Apit et R. O. Bura, « Nickel ferrite/Chitosan composite as a RADAR absorbing material on missile: A review and prospective », vol. 2284, p. 020020, oct. 2020, doi: 10.1063/5.0029318.
- [I-22] M. Yang *et al.*, « Characterization of Fe₃O₄/SiO₂/Gd₂O(CO₃)₂ core/shell/shell nanoparticles as T1 and T2 dual mode MRI contrast agent », *Talanta*, vol. 131, p. 661-665, janv. 2015, doi: 10.1016/j.talanta.2014.08.042.
- [I-23] X. Zhu, J. Zhou, M. Chen, M. Shi, W. Feng, et F. Li, « Core-shell Fe₃O₄@NaLuF₄:Yb,Er/Tm nanostructure for MRI, CT and upconversion luminescence tri-modality imaging », *Biomaterials*, vol. 33, n° 18, p. 4618-4627, juin 2012, doi: 10.1016/j.biomaterials.2012.03.007.
- [I-24] K. K. Kefeni, T. A. M. Msagati, T. TI. Nkambule, et B. B. Mamba, « Spinel ferrite nanoparticles and nanocomposites for biomedical applications and their toxicity », *Mater. Sci. Eng. C*, vol. 107, p. 110314, févr. 2020, doi: 10.1016/j.msec.2019.110314.
- [I-25] J. Helszajn, « The Stripline Circulators: Theory and Practice ». [En ligne]. Disponible sur: <https://ieeexplore-ieee-org.ezproxy.unilim.fr/book/5236481>
- [I-26] Y. Konishi, « Lumped Element Y Circulator », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 13, n° 6, p. 852-864, nov. 1965, doi: 10.1109/TMTT.1965.1126116.
- [I-27] Y. Konishi, « New theoretical concept for wide band gyromagnetic devices », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 8, n° 3, p. 505-508, sept. 1972, doi: 10.1109/TMAG.1972.1067508.
- [I-28] Y. Konishi, « Lumped element circulators », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 11, n° 5, p. 1262-1266, sept. 1975, doi: 10.1109/TMAG.1975.1058838.
- [I-29] R. Stonies et D. Schulz, « Numerical design strategy for lumped element circulators », *AEU - Int. J. Electron. Commun.*, vol. 61, n° 3, p. 177-181, mars 2007, doi: 10.1016/j.aeue.2006.12.008.
- [I-30] T. Wada *et al.*, « A miniaturized broadband lumped element circulator for reconfigurable front-end system », in *2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014)*, juin 2014, p. 1-3. doi: 10.1109/MWSYM.2014.6848316.
- [I-31] T. Hao, Z. Dong, et Q. Huang, « Design of 1.9GHz-2.6GHz Microstrip Circulator Based on Ferrite Material », in *2018 12th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory (ISAPE)*, déc. 2018, p. 1-3. doi: 10.1109/ISAPE.2018.8634221.
- [I-32] S. Lenz, J. wienke, et W. Hauth, « A New Type of Drop-In Microstrip Circulator on Soft Substrate Materials », in *1985 15th European Microwave Conference*, sept. 1985, p. 802-807. doi: 10.1109/EUMA.1985.333576.
- [I-33] Z. Feng, Z. Li, E. J. Nealis, et Y. Shen, « Performance improvement of embedded microstrip circulators in printed circuit board », in *2017 IEEE Asia Pacific Microwave Conference (APMC)*, nov. 2017, p. 525-528. doi: 10.1109/APMC.2017.8251497.
- [I-34] H.-I. Kim *et al.*, « Demonstration of Substrate-Embedded Nonreciprocal Millimeter-Wave Circulators For System-In-Packaging », in *2022 IEEE 35th International Conference on Micro Electro Mechanical Systems Conference (MEMS)*, janv. 2022, p. 1034-1037. doi: 10.1109/MEMS51670.2022.9699731.

- [I-35] N. Parker *et al.*, « Ku-Band Microstrip Junction Circulators Manufactured using Low Temperature Co-fired Ceramics Technology ».
- [I-36] O. Zahwe, H. Harb, et H. Nasrallah, « Design of a Coplanar Circulator Based on Thick and Thin Ferrite Film », vol. 16, n° 3, 2019.
- [I-37] H. Turki, « Développement de circulateurs à ferrite originaux par l'élaboration d'une démarche de conception fiable », Thèse de doctorat, Limoges, 2018. Consulté le: 13 décembre 2023. [En ligne]. Disponible sur: <https://theses.fr/fr/2018LIMO0094>
- [I-38] V. Olivier, T. Monédière, B. Lenoir, H. Turki, et L. Huitema, « Dual-band Microstrip Ferrite Circulator », in *2023 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium - IMS 2023*, juin 2023, p. 1013-1016. doi: 10.1109/IMS37964.2023.10188126.
- [I-39] V. Olivier, « Contribution à l'étude de circulateurs bi-bandes à ferrite fonctionnant en champ faible : Nouvelle méthodologie de conception », These de doctorat, Limoges, 2021. Consulté le: 13 décembre 2023. [En ligne]. Disponible sur: <https://theses.fr/fr/2021LIMO0102>
- [I-40] B. K. O'Neil et J. L. Young, « Experimental Investigation of a Self-Biased Microstrip Circulator », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, n° 7, p. 1669-1674, juill. 2009, doi: 10.1109/TMTT.2009.2022588.
- [I-41] J. Wang *et al.*, « Self Biased Y-Junction Circulator at \rm K_rm u Band », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 21, n° 6, p. 292-294, juin 2011, doi: 10.1109/LMWC.2011.2142297.
- [I-42] N. Parker *et al.*, « Self-Biased Ku-band Circulators », in *2023 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium - IMS 2023*, juin 2023, p. 1009-1012. doi: 10.1109/IMS37964.2023.10188071.
- [I-43] Y. Hsu, J.-H. Chen, K.-H. Chen, C.-H. Yeh, et J.-Y. Lin, « Four-port optical circulator with a narrow waist of faraday rotator window », in *2013 18th OptoElectronics and Communications Conference held jointly with 2013 International Conference on Photonics in Switching (OECC/PS)*, juin 2013, p. 1-2. Consulté le: 28 novembre 2024. [En ligne]. Disponible sur: <http://ieeexplore-ieee-org/document/6597534>
- [I-44] J.-H. Chen, K.-H. Chen, C.-H. Yeh, Y. Hsu, Y.-S. Tseng, et W.-Y. Lin, « Design of Six-port Optical Circulator with a Small Aperture of Faraday Rotator », in *2019 24th OptoElectronics and Communications Conference (OECC) and 2019 International Conference on Photonics in Switching and Computing (PSC)*, juill. 2019, p. 1-3. doi: 10.23919/PS.2019.8817892.
- [I-45] « China RF High Power BroadBand Power Amplifier Drop-In Circulators Manufacturers and Suppliers | Qualwave », <https://www.qualwaves.com/>. Consulté le: 12 mai 2024. [En ligne]. Disponible sur: <https://www.qualwaves.com/drop-in-circulators-product/>
- [I-46] A. Setiawan, Y. Y. Maulana, Y. Sulaeman, T. Praludi, et Y. Taryana, « Design of 3 GHz stripline ferrite circulator for radar applications », in *2017 International Conference on Radar, Antenna, Microwave, Electronics, and Telecommunications (ICRAMET)*, oct. 2017, p. 154-157. doi: 10.1109/ICRAMET.2017.8253166.
- [I-47] M. M. M. Ali, M. Elsaadany, S. I. Shams, et K. Wu, « On the Design of Broadband Asymmetric Y-Junction Ferrite Circulator for 60-GHz Inter-Satellite Communication », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 72, n° 2, p. 892-902, févr. 2024, doi: 10.1109/TMTT.2023.3298214.
- [I-48] A. Ghadiya, K. Trivedi, S. Soni, et P. Bhatt, « Wide Band Stripline Circulator at Ku Band For Space Applications », in *2018 IEEE MTT-S International Microwave and RF Conference (IMaRC)*, nov. 2018, p. 1-4. doi: 10.1109/IMaRC.2018.8877303.

- [I-49] H.-T. Chou, C.-H. Chang, et Y.-T. Chen, « Ferrite Circulator Integrated Phased-Array Antenna Module for Dual-Link Beamforming at Millimeter Frequencies », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 66, n° 11, p. 5934-5942, nov. 2018, doi: 10.1109/TAP.2018.2862343.
- [I-50] K. Wu, L. Zhu, et R. Vahldieck, « Microwave Passive Components », p. 585-618, déc. 2005, doi: 10.1016/B978-012170960-0/50044-X.
- [I-51] J. Helszajn, « The Operation of Nonreciprocal Microwave Faraday Rotation Devices and Circulators », in *Microwave Polarizers, Power Dividers, Phase Shifters, Circulators, and Switches*, IEEE, 2019, p. 19-35. doi: 10.1002/9781119490104.ch2.
- [I-52] F. Caspers, « RF engineering basic concepts: S-parameters », janv. 2012.
- [I-53] W. K. Chen, *The Electrical Engineering Handbook*. Elsevier, 2004.
- [I-54] S. Khim, J. L. Valdes, H. Parvery, L. Huitema, et T. Monediere, « Planar Isolator Based on Field Displacement in Ferrite Substrate », in *2024 54th European Microwave Conference (EuMC)*, sept. 2024, p. 172-175. doi: 10.23919/EuMC61614.2024.10732277.
- [I-55] E. Schlomann, « On the Theory of the Ferrite Resonance Isolator », *IRE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 8, n° 2, p. 199-206, mars 1960, doi: 10.1109/TMTT.1960.1124723.
- [I-56] D. R. Taft et G. R. Harrison, « Millimeter Resonance Isolators Utilizing Hexagonal Ferrites », 1963.
- [I-57] A. Kishk, « Fundamentals of Antennas », *Antennas Base Stn. Wirel. Commun.*, p. 1, janv. 2009.
- [I-58] « IEEE Standard for Definitions of Terms for Antennas », *IEEE Std 145-2013 Revis. IEEE Std 145-1993*, p. 1-50, mars 2014, doi: 10.1109/IEEESTD.2014.6758443.
- [I-59] C. G. Christodoulou et P. F. Wahid, *Fundamentals of Antennas: Concepts and Applications*. SPIE Press, 2001.
- [I-60] D. Friesen, « Introduction to Antennas and RF Propagation Analysis ». [En ligne]. Disponible sur: <http://ieeexplore-ieee-org/document/9679311>
- [I-61] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*. John Wiley & Sons, 2012.
- [I-62] N. Blaunstein et C. G. Christodoulou, « Antenna Fundamentals », in *Radio Propagation and Adaptive Antennas for Wireless Communication Networks*, Wiley, 2014, p. 34-53. doi: 10.1002/9781118816707.ch2.
- [I-63] N. K. Saxena, B. Singh, N. Kumar, et P. K. S. Pourush, « Microstrip triangular patch antenna fabricated on LiTiZn ferrite substrate and tested in the X band range », *AEU - Int. J. Electron. Commun.*, vol. 66, n° 2, p. 140-142, févr. 2012, doi: 10.1016/j.aeue.2011.06.002.
- [I-64] N. K. Saxena, N. Kumar, et P. K. S. Pourush, « Radiation characteristics of microstrip rectangular patch antenna fabricated on LiTiMg ferrite substrate », *AEU - Int. J. Electron. Commun.*, vol. 69, n° 12, p. 1741-1744, déc. 2015, doi: 10.1016/j.aeue.2015.08.005.
- [I-65] H. Chen, D. Liang, W. Li, et C. Pang, « Magnetic materials for mobile communication antennas substrate application », 2017.
- [I-66] P. Ikonen, K. N. Rozanov, A. Osipov, P. Alitalo, et S. Tretyakov, « Magnetodielectric Substrates in Antenna Miniaturization: Potential and Limitations », *Antennas Propag. IEEE Trans. On*, vol. 54, p. 3391-3399, déc. 2006, doi: 10.1109/TAP.2006.884303.
- [I-67] K. Buell, H. Mosallaei, et K. Sarabandi, « A Substrate for Small Patch Antennas Providing Tunable Miniaturization Factors », *Microw. Theory Tech. IEEE Trans. On*, vol. 54, p. 135-146, févr. 2006, doi: 10.1109/TMTT.2005.860329.

- [I-69] H. Mosallaei et K. Sarabandi, « Magneto-dielectrics in electromagnetics: concept and applications », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, n° 6, p. 1558-1567, juin 2004, doi: 10.1109/TAP.2004.829413.
- [I-70] L. Huitema, T. Reveyard, J. L. Mattei, E. Arnaud, C. Decroze, et T. Monediere, « Frequency Tunable Antenna Using a Magneto-Dielectric Material for DVB-H Application », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, p. 4456, sept. 2013, doi: 10.1109/TAP.2013.2269474.
- [I-71] F. Ferrero, A. Chevalier, J. M. Ribero, R. Staraj, J. L. Mattei, et Y. Queffelec, « A New Magneto-Dielectric Material Loaded, Tunable UHF Antenna for Handheld Devices », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 10, p. 951-954, 2011, doi: 10.1109/LAWP.2011.2167118.
- [I-72] R. Hansen et M. Burke, « Antennas with Magneto-Dielectrics », *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 26, p. 75-78, juill. 2000, doi: 10.1002/1098-2760(20000720)26:2<75::AID-MOP3>3.0.CO;2-W.
- [I-73] K. Borah, A. Phukan, S. Bhattacharyya, et N. S. Bhattacharyya, « DESIGN OF LIGHT WEIGHT MICROSTRIP PATCH ANTENNA ON DIELECTRIC AND MAGNETODIELECTRIC SUBSTRATE FOR BROADBAND APPLICATIONS IN X-BAND », *Prog. Electromagn. Res. B*, vol. 60, p. 157-168, 2014, doi: 10.2528/PIERB14050101.
- [I-74] N. K. Saxena, B. Singh, N. Kumar, et P. K. S. Pourush, « Microstrip triangular patch antenna fabricated on LiTiZn ferrite substrate and tested in the X band range », *AEU - Int. J. Electron. Commun.*, vol. 66, n° 2, p. 140-142, févr. 2012, doi: 10.1016/j.aeue.2011.06.002.
- [I-75] G.-M. Yang et al., « Tunable Miniaturized Patch Antennas With Self-Biased Multilayer Magnetic Films », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, n° 7, p. 2190-2193, juill. 2009, doi: 10.1109/TAP.2009.2021972.
- [I-76] W. Lee et al., « Low-Profile Multiband Ferrite Antenna for Telematics Applications », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 52, n° 7, p. 1-4, juill. 2016, doi: 10.1109/TMAG.2016.2535381.
- [I-77] S. Jemmeli, T. Monediere, E. Arnaud, et L. Huitema, « Design of a Miniature Circularly Polarized Antenna Operating in Three Frequency Bands Using a Polarized Ferrite Material », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 69, n° 8, p. 4304-4312, août 2021, doi: 10.1109/TAP.2020.3045756.
- [I-78] R. S. Adams, B. O'Neil, et J. L. Young, « Integration of a Microstrip Circulator With Planar Yagi Antennas of Several Directors », *IEEE Trans. ANTENNAS Propag.*, vol. 56, n° 11, 2008.
- [I-79] « ustechnicalceramics | ceramics | morgan hill », ustechnicalceramics. Consulté le: 13 mars 2024. [En ligne]. Disponible sur: <https://www.ustechnicalceramics.com>
- [I-80] N. Kaneda, W. R. Deal, Y. Qian, R. Waterhouse, et T. Itoh, « A broadband planar quasi-Yagi antenna », *IEEE Trans. ANTENNAS Propag.*, vol. 50, n° 8, 2002.
- [I-81] R. S. Adams, B. O'Neil, et J. L. Young, « The Circulator and Antenna as a Single Integrated System », *IEEE ANTENNAS Wirel. Propag. Lett.*, vol. 8, 2009.
- [I-82] M. Hasan, S. Chowdhury, et H. Zaman, « Active quasi circulator: Comprehensive review and performance comparison », *Eng. Rep.*, avr. 2024, doi: 10.1002/eng2.12898.
- [I-83] C. Kalialakis, M. J. Cryan, P. S. Hall, et P. Gardner, « Analysis and design of integrated active circulator antennas », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 48, n° 6, p. 1017-1023, juin 2000, doi: 10.1109/22.904739.

Chapitre II. Développement d'une méthode analytique de conception d'un « circulantenne »

II.1. Introduction	61
II.2. Obtention d'une fonction de circulation ($[Z_R]$ générique).....	63
II.2.1. Détermination de la matrice impédance du résonateur	63
II.2.2. Détermination de l'impédance idéale de l'antenne (Z_{ant})	64
II.2.3. Calcul des paramètres S	67
II.3. Application de la méthode à un résonateur monobande avec un conducteur central en Y	68
II.3.1. Présentation du résonateur	68
II.3.2. Calcul de $[Z_R]$ par dé-embedding	69
II.3.3. Détermination des conditions de circulation et d'adaptation.....	70
II.3.4. Validation de la méthode - tracés des paramètres S.....	71
II.3.4.1. Conditions idéales de circulation et d'adaptation	71
II.3.4.2. Cas où les accès 1 et 3 sont chargés sur 50 Ω	73
II.3.4.3. Cas où le résonateur est obtenu à partir d'une co-simulation MS-EM	74
II.3.4.4. Cas où l'accès 2 est chargé sur l'impédance d'une antenne réellement conçue	76
II.4. Application de la méthode à un résonateur bi-bande à conducteur central en triangle	78
II.4.1. Présentation du résonateur	78
II.4.2. Calcul de $[Z_R]$ par dé-embedding	79
II.4.3. Détermination des conditions de circulation (isolation et adaptation)	80
II.4.4. Tracés des paramètres S	81
II.4.4.1. Cas chargé idéalement	81
II.4.4.2. Cas où les accès 1 et 2 sont chargés par 50 Ω	82
II.4.4.3. Cas où le résonateur est chargé par les solutions $Z_{in,1}$ réelles sur les accès 1 et 2	83
II.5. Application de la méthode à un résonateur large bande à conducteur central disque	86
II.5.1. Présentation du système complet.....	86
II.5.2. Calcul de $[Z_R]$ par dé-embedding	86
II.5.3. Détermination des conditions de circulation (isolation et adaptation)	87
II.5.4. Tracés des paramètres S	88
II.5.4.1. Cas chargé idéalement	88
II.5.4.2. Cas où les accès 1 et 2 sont chargés par 50 Ω	89
II.5.4.3. Cas où les accès 1 et 3 sont chargés par 12-5j Ω	90
II.5.4.4. Cas pratique où le résonateur est chargé par une antenne Vivaldi.....	91
II.6. Conclusion	93
II.7. Références bibliographiques du Chapitre II.....	95

Table des illustrations du Chapitre II

Figure II-1: Schéma de principe d'un circulantenne	61
Figure II-2: Schéma de configuration des impédances présentées aux interfaces du résonateur	61
Figure II-3: Représentation schématique d'un circulateur sous la forme d'un hexapôle (a) Décomposition du modèle équivalent avec un résonateur et ses lignes d'accès (b)	63
Figure II-4: Représentation schématique des impédances à appliquer à chaque accès du résonateur afin d'obtenir une fonction de circulation	64
Figure II-5: Représentation schématique d'un résonateur sans pertes et non réciproque	65
Figure II-6: Conducteur central en Y avec un ferrite de type Y39.....	69
Figure II-7: Modèle 3D du circulateur complet	69
Figure II-8: Eléments de la matrice $[Z_R]$ du résonateur asymétrique présenté Figure II-6 calculé par dé-embedding à partir d'une simulation EM en champ idéal.....	70
Figure II-9: Parties réelles et imaginaires de l'impédance d'antenne idéale à appliquer à l'accès 2 Z_{ant} et de l'impédance d'entrée idéale à appliquer à l'accès 1 $Z_{in,1}$ afin d'obtenir une fonction de circulation.....	71
Figure II-10: Représentation schématique des impédances d'entrée appliquer au résonateur (a) et simulation schematic correspondante (b)	72
Figure II-11: Paramètres S du résonateur chargé idéalement selon la configuration Figure II-10.....	72
Figure II-12: Comparaison des paramètres S obtenues avec la méthode analytique sur MATLAB et des paramètres S obtenues par simulation schematic sur CST, selon la configuration Figure II-10.....	73
Figure II-13: Représentation schématique des impédances présentées aux accès du résonateur	73
Figure II-14: Calcul des paramètres S à partir de la méthode analytique selon la configuration Figure II-13.....	74
Figure II-15: Matrice $[Z_R]$ du résonateur asymétrique présenté Figure II-6 calculé par dé-embedding à partir d'une co-simulation MS-EM	75
Figure II-16: Partie réelle et imaginaire des conditions de circulation idéale Z_{ant} et $Z_{in,1}$ en fonction de la fréquence	75
Figure II-17: Paramètres S obtenus à partir de la méthode analytique selon la configuration Figure II-13.....	76
Figure II-18: Partie réelle et imaginaire des solutions Z_{ant} , Z_{in} et de l'impédance de l'antenne conçu sur CST Z_{CST} en fonction de la fréquence	77
Figure II-19: Représentation schématique des impédances présentées aux accès du résonateur	77
Figure II-20: Comparaison des paramètres S obtenus par simulation MATLAB et simulation CST.....	78

Figure II-21:Modèle du circulateur bi-bande de cette étude	78
Figure II-22: Modèle 3D du circulateur complet	79
Figure II-23: Matrice $[Z_R]$ du résonateur calculé par dé-embedding du circulateur Figure II-22	80
Figure II-24: Parties réelles et imaginaires des conditions de circulation Z_{ant} et Z_{in1} en fonction de la fréquence.....	81
Figure II-25 : Représentation schématique des impédances présentées au résonateur	81
Figure II-26: Paramètres S du résonateur chargés selon la configuration Figure II-25.....	82
Figure II-27 : Représentation schématiques de impédances présentées à chaque accès	83
Figure II-28: Paramètres S du résonateur chargés selon la configuration Figure II-27.....	83
Figure II-29: Représentation schématique des impédances à présentées à chaque accès ..	84
Figure II-30: Paramètres S du résonateur chargés selon la configuration Figure II-29.....	84
Figure II-31: Représentation schématique des impédances à présentées à chaque accès ..	85
Figure II-32: Paramètres S du résonateur.....	85
Figure II-33: Modèle 3D du circulateur large bande	86
Figure II-34: Modèle 3D du circulateur complet	87
Figure II-35: Matrice $[Z_R]$ du résonateur obtenu par dé-embedding du circulateur Figure II-34	87
Figure II-36: Parties réelles et imaginaires des conditions de circulation Z_{ant} et $Z_{in,1}$ en fonction de la fréquence	88
Figure II-37: Représentation schématique des impédances appliquées à chaque accès du résonateur	88
Figure II-38: Paramètres S du résonateur.....	89
Figure II-39: Représentation schématique des impédances à présentées à chaque accès ..	89
Figure II-40: Paramètres S du résonateur chargés selon la configuration Figure II-39.....	90
Figure II-41: Représentation schématique des impédances à présentées à chaque accès ..	90
Figure II-42: Paramètres S du résonateur chargés selon la configuration Figure II-41.....	91
Figure II-43: Modélisation 3D de l'antenne	91
Figure II-44: Parties réelles et imaginaires de l'impédance d'antenne idéale Z_{ant} et de l'antenne Vivaldi conçue en fonction de la fréquence	92
Figure II-45: Représentation schématique des impédances présentées à chaque accès	92
Figure II-46: Paramètres S du résonateur chargé selon la configuration Figure II-45	93

Table des tableaux du Chapitre II

Tableau II-1 : Propriétés du ferrite Y39	69
Tableau II-2: Propriétés du résonateur et circulateur bi-bande	79
Tableau II-3: Propriétés du résonateur et circulateur large bande.....	86

II.1. Introduction

Les circulateurs à ferrite et les antennes sont deux éléments essentiels d'une chaîne de communication. Ils sont généralement conçus séparément et adaptés sur $50\ \Omega$ ce qui peut augmenter leur encombrement et les pertes associées. Nous souhaitons, comme expliqué au chapitre I, mettre au point **par conception conjointe**, un nouveau composant hyperfréquence appelé « circulantenne » qui assure à la fois la fonction de rayonnement et de circulation. Cette co-conception repose sur l'intégration d'un circulateur et d'une antenne sur un même substrat composite (ferrite/diélectrique). Cette approche vise à éliminer l'interconnexion $50\ \Omega$ permettant ainsi de réduire la taille et les pertes du dispositif (Figure II-1). Nous chercherons également à réduire l'encombrement du composant du côté des ports d'accès du circulateur.

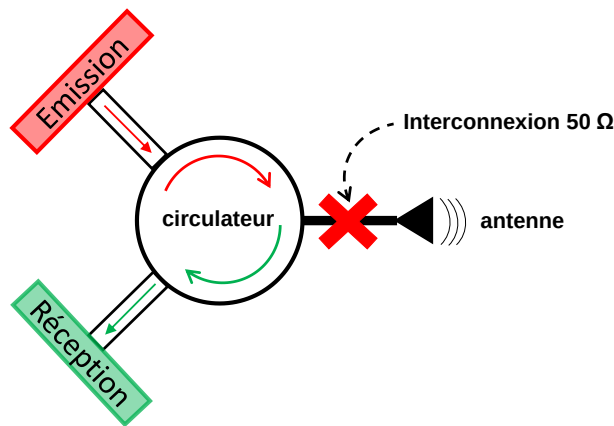


Figure II-1: Schéma de principe d'un circulantenne

Ceci peut se faire en maintenant une impédance de $50\ \Omega$ aux accès 1 et 3 (Figure II-2). Dans cette configuration, l'accès 2, sur lequel se trouve l'antenne peut présenter une impédance différente des deux autres ports. L'objectif est de développer une méthode analytique permettant de déterminer l'impédance spécifique idéale que doit présenter l'antenne à connecter à l'accès 2 pour obtenir la fonction de circulation c'est-à-dire la transmission de toute l'énergie du port 1 vers le port 2 avec un port 3 isolé ainsi qu'une bonne adaptation à l'accès 1. Cela permettra par la suite, à partir **d'un résonateur prédéfini**, de connecter son accès 2 directement à l'antenne correctement conçue.

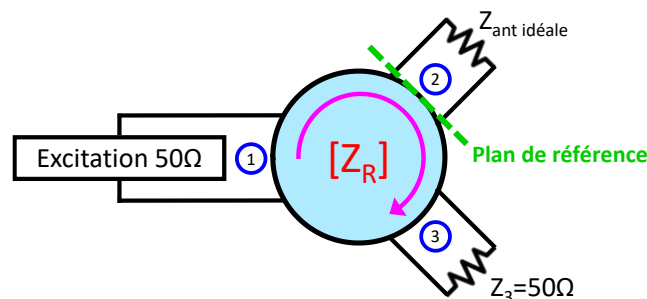


Figure II-2: Schéma de configuration des impédances présentées aux interfaces du résonateur

Des méthodes analytiques de conception de circulateurs existent et ont permis de réaliser une circulation en bande étroite pour des conducteurs de type disque [II-1] et en Y [II-2]. Dans les travaux du laboratoire commun INOGYRO une nouvelle méthode a été développée, pouvant être appliquée indépendamment de la géométrie du conducteur central [II-3], [II-4]. Elle permet

d'obtenir l'impédance à présenter sur les trois accès d'un circulateur pour avoir une adaptation idéale ceci à partir de la matrice impédance $[Z_R]$ du résonateur à ferrite.

Nous allons dans ce chapitre chercher maintenant les conditions idéales de **circulation** et d'adaptation, ce qui implique une isolation parfaite entre le port excité et le port isolé et une transmission maximale entre le port excité et le port de sortie. La méthode analytique développée comprend les étapes suivantes :

1. La détermination de la matrice impédance du résonateur : cette étape utilise une technique de "dé-embedding" pour obtenir la matrice impédance du résonateur à partir du circulateur complet et a été développée par V. Olivier dans le cadre de ses travaux de thèse [II-3].
2. La définition des conditions d'impédance pour une **circulation idéale** : en analysant les impédances à appliquer aux ports, la méthode permet de retrouver les conditions de circulation optimales pour un résonateur de géométrie arbitraire.

La méthode est ensuite appliquée à un circulateur mono-bande possédant un résonateur en Y asymétrique, puis elle est testée sur un circulateur bi-bande avec un résonateur en triangle et un circulateur large bande possédant un conducteur central de type disque. Ceci permettra de démontrer que la méthode est généralisable à différentes géométries de résonateurs.

II.2. Obtention d'une fonction de circulation ($[Z_R]$ générique)

II.2.1. Détermination de la matrice impédance du résonateur

La première étape de cette méthode est la détermination de la matrice impédance $[Z_R]$ du résonateur à ferrite. Celle-ci est déterminée à l'interface ferrite-diélectrique et est calculée à partir de la matrice impédance du circulateur complet $[Z]$ par une méthode de dé-embedding à 3 ports [II-3].

Pour cela il est nécessaire d'avoir une simulation électromagnétique du résonateur complet connecté à 3 lignes d'accès aux caractéristiques connues et choisies arbitrairement.

Un circulateur peut être représenté comme un hexapôle comprenant un résonateur à ferrite (Figure II-3.a). Ce résonateur, également modélisé comme un hexapôle, est connecté à trois quadripôles, qui représentent les lignes d'accès (Figure II-3.b).

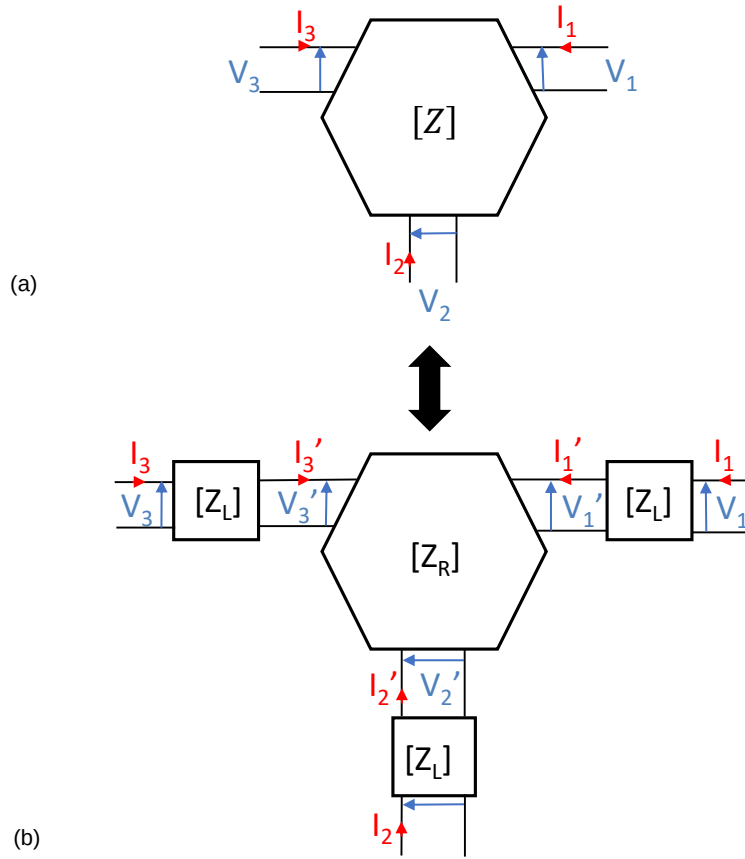


Figure II-3: Représentation schématique d'un circulateur sous la forme d'un hexapôle (a)
Décomposition du modèle équivalent avec un résonateur et ses lignes d'accès (b)

L'expression de la matrice impédance du résonateur $[Z_R]$, calculée à partir de la matrice $[Z]$ du système complet et des paramètres des lignes d'accès est donnée par l'équation (II-1).

$$[Z_R] = \left(\left(Z_{L21} - \frac{Z_{L11}^2}{Z_{L21}} \right) [Id] + \frac{Z_{L11}}{Z_{L21}} [Z] \right) \left(\frac{Z_{L11}}{Z_{L21}} [Id] - \frac{1}{Z_{L21}} [Z] \right)^{-1} \quad (II-1)$$

Avec $[I_d]$ la matrice identité et Z_{L11} et Z_{L21} appartenant à la matrice impédance des lignes d'accès $[Z_L]$.

Les paramètres Z_{L11} et Z_{L21} des lignes d'accès peuvent être calculés en fonction de la fréquence et des dimensions des lignes utilisées, c'est-à-dire l'impédance caractéristique de la ligne Z_c ainsi que sa longueur L , lors de la simulation électromagnétique du système complet. Leurs expressions sont données par les équations (II-2) et (II-3).

$$Z_{L11} = -jZ_c \times \cot(L\omega) \quad (II-2)$$

$$Z_{L21} = \frac{-jZ_c}{\sin(L\omega)} \quad (II-3)$$

II.2.2. Détermination de l'impédance idéale de l'antenne (Z_{ant})

La seconde étape de cette méthode analytique consiste à déterminer l'impédance de l'antenne Z_{ant} à connecter à l'accès 2 du résonateur pour obtenir une fonction de circulation lorsque les impédances imposées aux deux autres interfaces sont quelconques (Figure II-4). Cela permettra par la suite de déterminer l'impédance d'entrée requise pour l'antenne, afin d'assurer la fonction de circulation, ce qui élimine la nécessité d'un tronçon d'adaptation entre le circulateur et l'antenne, réduisant ainsi à la fois les dimensions et les pertes du dispositif global.

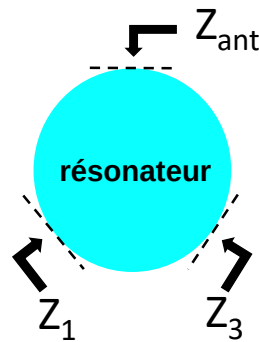


Figure II-4: Représentation schématique des impédances à appliquer à chaque accès du résonateur afin d'obtenir une fonction de circulation

On considère un résonateur représenté comme l'hexapôle Figure II-5. Ce système est considéré linéaire, non réciproque et sans pertes. Il est excité au port 1 et est chargé comme représenté.

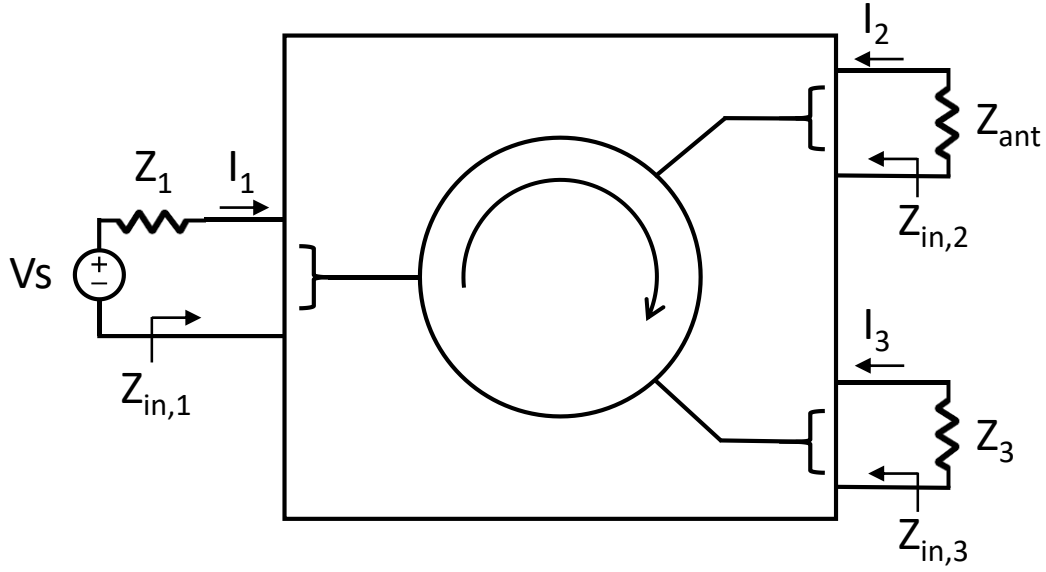


Figure II-5: Représentation schématique d'un résonateur sans pertes et non réciproque

Une circulation idéale implique une isolation parfaite entre le port excité (port 1) et le port isolé (port 3) du circulateur ainsi qu'un transfert optimal de puissance entre le port excité (port 1) et le port non isolé (port 2). Ces conditions sont réalisées grâce aux impédances de charges qui, lorsqu'elles ont une valeur spécifique, permettent d'obtenir un courant nul au port isolé ce qui permet de transférer toute l'énergie sur l'autre port. En effet, dans le cas du système présenté Figure II-5, le port 1 étant excité et la circulation s'effectuant dans le sens horaire, le signal est transmis du port 1 au port 2, tandis que le port 3 est isolé. Afin que le port 3 soit isolé il faut déterminer l'impédance Z_{ant} permettant d'obtenir une intensité nulle au port 3. Ces impédances peuvent être déterminées analytiquement selon la méthodologie détaillée dans [II-5], [II-6].

Le système étant linéaire, l'équation (II-4) donne les relations tensions-courants du système, en fonction de la matrice impédance $[Z_R]$ du résonateur (équation (II-5)).

$$[V] = [Z_R][I] \quad (II-4)$$

Avec $[V] = [V_1 \ V_2 \ V_3]^t$, le vecteur tension et $[I] = [I_1 \ I_2 \ I_3]^t$, le vecteur courant.

$$[Z_R] = \begin{bmatrix} Z_{R11} & Z_{R12} & Z_{R13} \\ Z_{R21} & Z_{R22} & Z_{R23} \\ Z_{R31} & Z_{R32} & Z_{R33} \end{bmatrix} \quad (II-5)$$

En appliquant la loi de Kirchhoff et la loi d'ohm à chaque port, il en résulte le système (II-6) avec V_s la tension fournie par la source au port 1.

$$\begin{cases} V_s = Z_1 I_1 + Z_{R11} I_1 + Z_{R12} I_2 + Z_{R13} I_3 \\ 0 = Z_{ant} I_2 + Z_{R22} I_2 + Z_{R21} I_1 + Z_{R23} I_3 \\ 0 = Z_3 I_3 + Z_{R33} I_3 + Z_{R32} I_2 + Z_{R31} I_1 \end{cases} \quad (II-6)$$

Ou encore sous sa forme matricielle (II-7) :

$$\begin{bmatrix} V_s \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{R11} + Z_1 & Z_{R12} & Z_{R13} \\ Z_{R21} & Z_{R22} + Z_{ant} & Z_{R23} \\ Z_{R31} & Z_{R32} & Z_{R33} + Z_{R23} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (II-7)$$

Ceci permet de définir une expression du vecteur $[I]$ (II-8)

$$[I] = [Z]^{-1}[V] = \frac{1}{\det(A)} (\text{com}(A))^t [V] \quad (II-8)$$

Où $\det(A)$ est le déterminant de la matrice présentée en (II-7) et $\text{com}(A)$ sa comatrice.

La relation (II-8) permet de déterminer I_3 qui peut s'écrire selon l'expression (II-9).

$$I_3 = \frac{1}{\det(A)} (Z_{R21} Z_{R32} - (Z_{R22} + Z_{ant}) Z_{R31}) V_s \quad (II-9)$$

Or le courant I_3 doit être nul pour assurer une isolation parfaite entre le port 1 et le port 3. En faisant cette hypothèse, l'impédance de charge Z_{ant} au port 2 est donnée par l'expression (II-10).

$$Z_{ant} = \frac{Z_{R21} Z_{R32} - Z_{R22} Z_{R31}}{Z_{R31}} \quad (II-10)$$

L'expression (II-10) constitue la condition sur l'isolation afin d'obtenir une circulation idéale. Une deuxième condition portant sur l'adaptation au port 1 doit maintenant être déterminée.

Lorsque le courant au port 3 est nul, l'expression (II-7) est simplifiée et permet d'obtenir la relation (II-11).

$$I_1 = \frac{V_s (Z_{R22} + Z_{ant})}{(Z_{R11} + Z_1)(Z_{R22} + Z_{ant}) - Z_{R12} Z_{R21}} \quad (II-11)$$

Il est ainsi possible, à l'aide de l'expression (II-11), de déterminer l'impédance d'entrée $Z_{in,1} = V_1/I_1$ (équation (II-12)) qui constitue la condition nécessaire à l'obtention d'une adaptation idéale.

$$Z_{in,1} = \frac{V_s}{I_1} - Z_1 = \frac{Z_{R11}Z_{R32} - Z_{R12}Z_{R31}}{Z_{R32}} \quad (II-12)$$

De manière similaire et dans le cas où les autres ports seraient excités, les impédances suivantes sont également déterminées. En effet, dans le cas où le port 2 est excité, c'est-à-dire que le signal est intégralement transmis au port 3, le courant au port 1 doit être nul ($I_1=0$) et les expressions (II-13) et (II-14) sont obtenues.

$$Z_3 = \frac{Z_{R13}Z_{R32} - Z_{R33}Z_{R12}}{Z_{R12}} \quad (II-13)$$

et

$$Z_{in,2} = \frac{Z_{R22}Z_{R13} - Z_{R23}Z_{R12}}{Z_{R13}} \quad (II-14)$$

Lorsque le port 3 est excité et que la réponse est nulle au port 2, cela signifie que l'intégrité du signal est transmise au port 1 ($I_2=0$), les expressions (II-15) et (II-16) sont déterminées.

$$Z_1 = \frac{Z_{R13}Z_{R21} - Z_{R11}Z_{R23}}{Z_{R23}} \quad (II-15)$$

et

$$Z_{in,3} = \frac{Z_{R33}Z_{R21} - Z_{R31}Z_{R23}}{Z_{R21}} \quad (II-16)$$

II.2.3. Calcul des paramètres S

Afin de valider que les impédances déterminées permettent bien d'obtenir une fonction de circulation optimale, les paramètres S correspondant aux résonateurs chargés par les impédances d'entrées déterminées ont été calculés.

Ce calcul des paramètres S est effectué en utilisant la formule (II-17) [II-7] qui étend l'expression permettant d'obtenir les paramètres S à partir des paramètres Z au cas où les impédances de références ne sont pas identiques à chaque port. En effet dans un cas général, les impédances de référence peuvent différer d'un port à l'autre car choisies spécifiquement afin d'obtenir une circulation idéale.

$$[S] = [F]([Z_R] - [Z_{ref}]^*)([Z_R] + [Z_{ref}])^{-1} \quad (II-17)$$

Ce calcul s'effectue à partir de la matrice du résonateur $[Z_R]$. Avec $[F]$ la matrice de normalisation (II-18) et $[Z_{ref}]$ la matrice précisant les impédances de références spécifiques à chaque accès (II-19).

$$[F] = \begin{bmatrix} \frac{1}{2\sqrt{Re(Z_{ref,1})}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{2\sqrt{Re(Z_{ref,2})}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{2\sqrt{Re(Z_{ref,3})}} \end{bmatrix} \quad (II-18)$$

$$[Z_{ref}] = \begin{bmatrix} Z_{ref,1} & 0 & 0 \\ 0 & Z_{ref,2} & 0 \\ 0 & 0 & Z_{ref,3} \end{bmatrix} \quad (II-19)$$

$Z_{ref,i}$ correspond à l'impédance de référence au port i. Ainsi $Z_{ref,1}$ et $Z_{ref,3}$ sont respectivement, les solutions $Z_{in,1}$ et $Z_{in,3}$ déterminées lors du calcul analytique permettant d'adapter parfaitement le résonateur et $Z_{ref,2}$ est l'impédance d'entrée de l'antenne permettant d'obtenir une isolation idéale.

II.3. Application de la méthode à un résonateur monobande avec un conducteur central en Y

II.3.1. Présentation du résonateur

La méthode analytique détaillée précédemment est appliquée au cas d'un résonateur à ferrite (Y39) asymétrique en forme de Y dont les dimensions sont présentées Figure II-6 et les propriétés résumées dans le Tableau II-1. Le choix des dimensions de ce résonateur sera présenté au chapitre III.

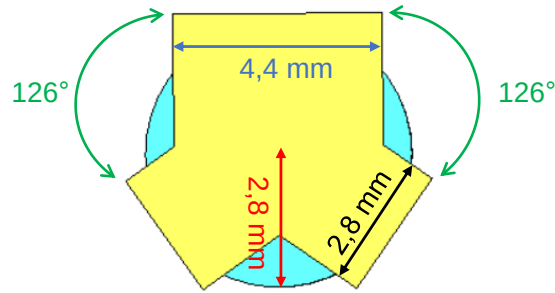


Figure II-6: Conducteur central en Y avec un ferrite de type Y39

Ferrite	Y39
Rayon (mm)	2.8
Epaisseur (mm)	0.6
Champ magnétique statique interne H_i (Oe)	600
Aimantation à saturation M_s (G)	800
Permittivité ϵ_r	14.6
Pertes ΔH_{eff} (Oe)	4

Tableau II-1 : Propriétés du ferrite Y39

II.3.2. Calcul de $[Z_R]$ par dé-embedding

La première étape de la méthode consiste à réaliser une simulation électromagnétique 3D (CST microwave studio) du circulateur complet (Figure II-7) lorsque le champ interne au ferrite est homogène et égal à 600 Oe.

Cette simulation du circulateur complet permettra de déterminer ensuite par dé-embedding la matrice $[Z_R]$ du résonateur Figure II-6. Ce circulateur consiste en un substrat d'alumine de permittivité $\epsilon=14.6$ dans lequel est inséré le ferrite présenté Tableau II-1 et sur lequel est placé le conducteur central présenté Figure II-6, un plan de masse est placé sous la structure.

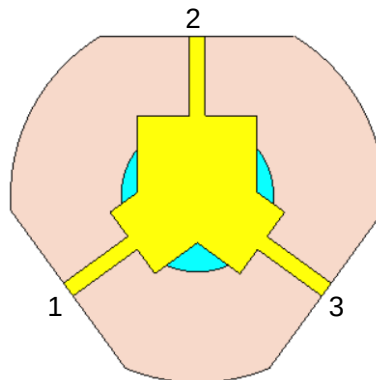


Figure II-7: Modèle 3D du circulateur complet

Le dé-embedding est réalisé en utilisant une ligne d'impédance caractéristique $Z_c=48.4\Omega$ et de longueur $L=4\text{mm}$.

Ceci permet d'obtenir les éléments de la matrice $[Z_R]$ du résonateur en fonction de la fréquence, les résultats sont présentés Figure II-8. Les différents pics représentent les fréquences de résonance des modes dans la cavité, ici nous obtiendrons un fonctionnement autour de 8 GHz lors du couplage de ces deux modes.

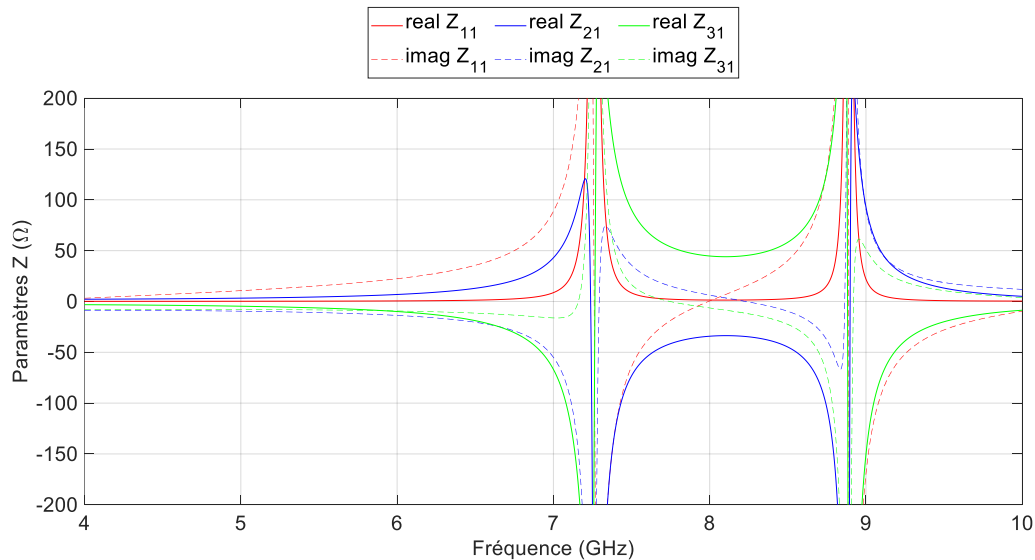


Figure II-8: Eléments de la matrice $[Z_R]$ du résonateur asymétrique présenté Figure II-6 calculé par dé-embedding à partir d'une simulation EM en champ idéal

II.3.3. Détermination des conditions de circulation et d'adaptation

A partir des éléments de la matrice $[Z_R]$, il est possible de déterminer les impédances Z_{ant} et $Z_{in,i}$ définies pour avoir des conditions de circulation et d'adaptation idéales. En effet, ces conditions dépendent uniquement de $[Z_R]$ et sont établies à partir des relations (II-10) et (II-12). Dans notre structure, les accès 1 et 3 étant identiques/symétriques, nous simplifions l'analyse en posant $Z_{in,3} = Z_{in,1}$. Ainsi tous les tracés de solutions et schéma ne représentent que $Z_{in,1}$ comme solution pour ces 2 accès.

Les parties réelles et imaginaires de Z_{ant} et $Z_{in,1}$ sont tracées à l'aide du logiciel MATLAB pour chaque point de fréquence (Figure II-9). Les coefficients de la matrice $[Z_R]$ étant dépendant de la fréquence, cela signifie que pour avoir une circulation parfaite les impédances présentées aux accès du résonateur doivent satisfaire les équations (II-10) et (II-12) à toutes les fréquences. Ainsi en théorie on peut avoir une plage de fréquence infinie de circulation si ces conditions sont respectées. Cependant, en pratique, les impédances obtenues ne sont pas forcément réalisables. En effet, pour être physiquement réalisable et simplifier la réalisation du dispositif ces solutions doivent idéalement être réelles. Cela permet d'éviter la nécessité de compenser une composante imaginaire, ce qui complexifierait la mise en œuvre pratique. C'est pourquoi dans la réalité la bande passante de fonctionnement est limitée.

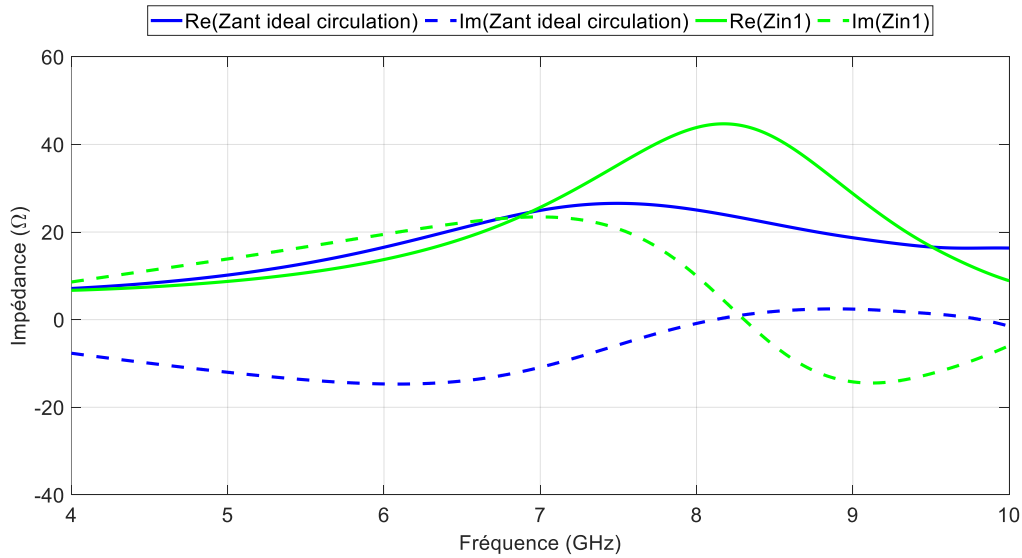


Figure II-9: Parties réelles et imaginaires de l'impédance d'antenne idéale à appliquer à l'accès 2 Z_{ant} et de l'impédance d'entrée idéale à appliquer à l'accès 1 $Z_{in,1}$ afin d'obtenir une fonction de circulation

La Figure II-9 montre par exemple que les conditions idéales pour obtenir une fonction de circulation et d'adaptation à 8 GHz sont :

- Une impédance d'antenne Z_{ant} réelle de 24 Ω .
- Une impédance de référence à l'accès 1 qui soit conjuguée de $Z_{in,1}$ c'est à dire valant $47 - j10 \Omega$

II.3.4. Validation de la méthode - tracés des paramètres S

II.3.4.1. Conditions idéales de circulation et d'adaptation

Pour évaluer les performances du résonateur chargé avec les solutions présentées Figure II-9, correspondant à la configuration illustrée sur la Figure II-10.a, les paramètres S ont été calculés et sont présentés Figure II-11. Cette configuration correspond au cas idéal théorique où l'impédance de référence sur les ports 1 et 3 est le conjugué de l'impédance d'entrée $Z_{in,1}$ calculée dans le plan du résonateur. L'impédance idéale de l'antenne Z_{ant} est, quant à elle, présentée au port 2.

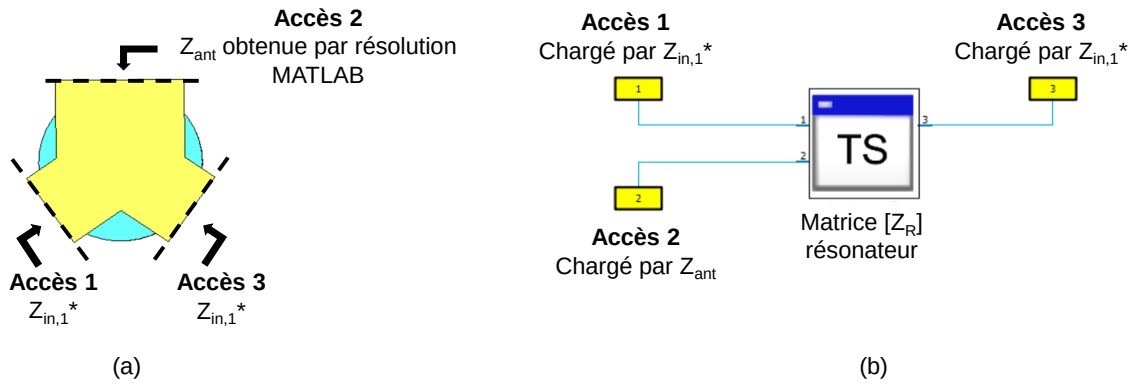


Figure II-10: Représentation schématique des impédances d'entrée appliquées au résonateur (a) et simulation schematic correspondante (b)

Le niveau d'isolation $|S_{31}|$ est autour de -300 dB sur toute la bande de fréquence et le niveau d'adaptation $|S_{11}|$ est du même ordre de grandeur. Cela valide nos développements précédents et nos définitions des conditions idéales d'isolation et d'adaptation. La transmission est bonne avec des pertes inférieures à 0.15 dB sur la bande de fréquences. Cette transmission prend en compte les pertes du matériau et du métal utilisé, elle est bonne grâce à la fois à une adaptation idéale mais aussi une isolation idéale.

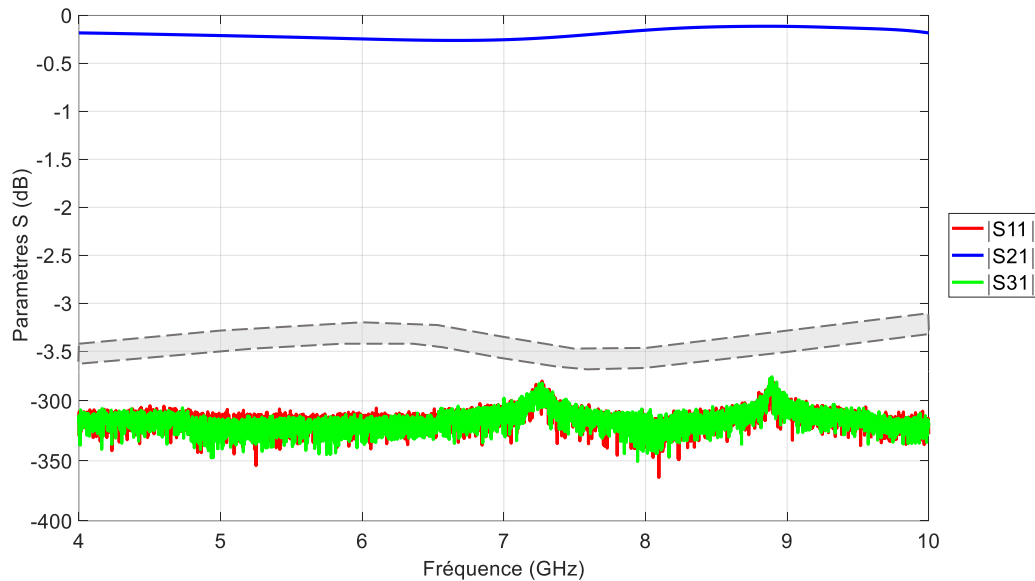


Figure II-11: Paramètres S du résonateur chargé idéalement selon la configuration Figure II-10

Afin de vérifier notre modèle analytique, les paramètres S calculés à partir de celui-ci ont été comparés à ceux obtenus à l'aide d'une simulation schematic CST du circulantenne (Figure II-10.b). Cette comparaison a pour objectif de permettre de détecter d'éventuelles erreurs dans le modèle analytique. En effet, la simulation schematic possède les mêmes paramètres d'entrée que le modèle analytique sous MATLAB, à savoir la matrice impédance du résonateur $[Z_R]$ obtenue par dé-embedding sur MATLAB ainsi que les impédances d'entrée déterminées par nos conditions de circulation idéale (Z_{ant} et Z_{in}). De ce fait, obtenir des résultats similaires pour les deux simulations permet de valider l'implémentation de l'équation (II-17) dans notre modèle Matlab. Les résultats des deux modélisations étant superposables, cela permet de valider la méthodologie utilisée dans le modèle analytique.

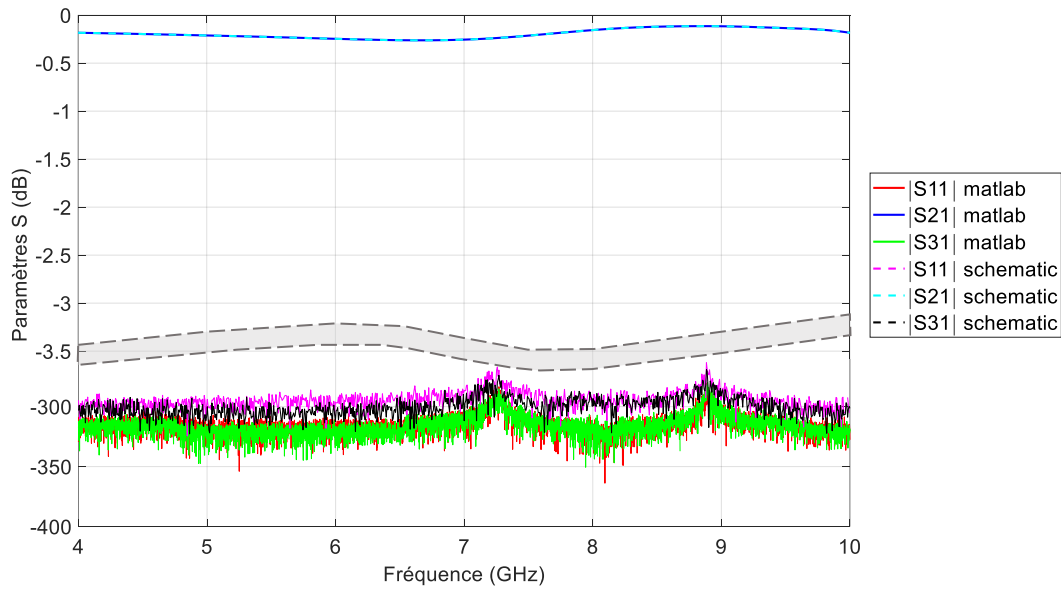


Figure II-12: Comparaison des paramètres S obtenues avec la méthode analytique sur MATLAB et des paramètres S obtenues par simulation schematic sur CST, selon la configuration Figure II-10

II.3.4.2. Cas où les accès 1 et 3 sont chargés sur 50 Ω

Le cas étudié précédemment est purement théorique et vise uniquement à valider la démarche adoptée en utilisant des impédances d'entrées complexes à appliquer aux accès du résonateur. Cependant, en pratique, les lignes d'accès du circulateur seront connectées à des connecteurs SMA d'impédance 50 Ω . Ainsi dans un souci de miniaturisation, afin d'éviter l'ajout de tronçons d'adaptation entre le résonateur et l'entrée et la sortie du circulateur, une nouvelle configuration (Figure II-13) est testée. Dans cette configuration, les paramètres S sont calculés avec les accès 1 et 3 chargés sur une impédance de référence de 50 Ω . Les paramètres S du résonateur sont alors calculés tout en conservant la condition portant sur l'isolation, c'est-à-dire que Z_{ant} est présentée sur l'accès 2.

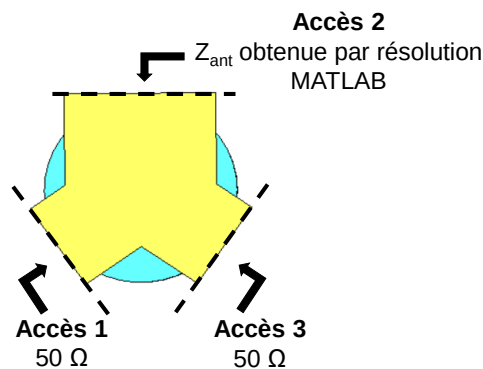


Figure II-13: Représentation schématique des impédances présentées aux accès du résonateur

Les paramètres S obtenus sont présentés sur la Figure II-14 et montrent une isolation idéale sur toute la bande de fréquence. Cela valide de nouveau l'expression de l'impédance idéale pour l'antenne Z_{ant} déterminée par l'équation (II-10). L'adaptation n'est dans ce cas pas idéale mais répond au critère fixé ($|S_{11}| < -20\text{dB}$) autour de 8.3 GHz. Cette fréquence correspond à celle où la solution $Z_{in,1}$ est réelle (Figure II-9) est la plus proche de 50 Ω avec une valeur de

44 Ω . La transmission est également bonne, elle est égale à 0.2 dB aux alentours de 8.3 GHz c'est-à-dire la zone où il y a un bon compromis pour satisfaire les deux conditions nécessaires à la circulation.

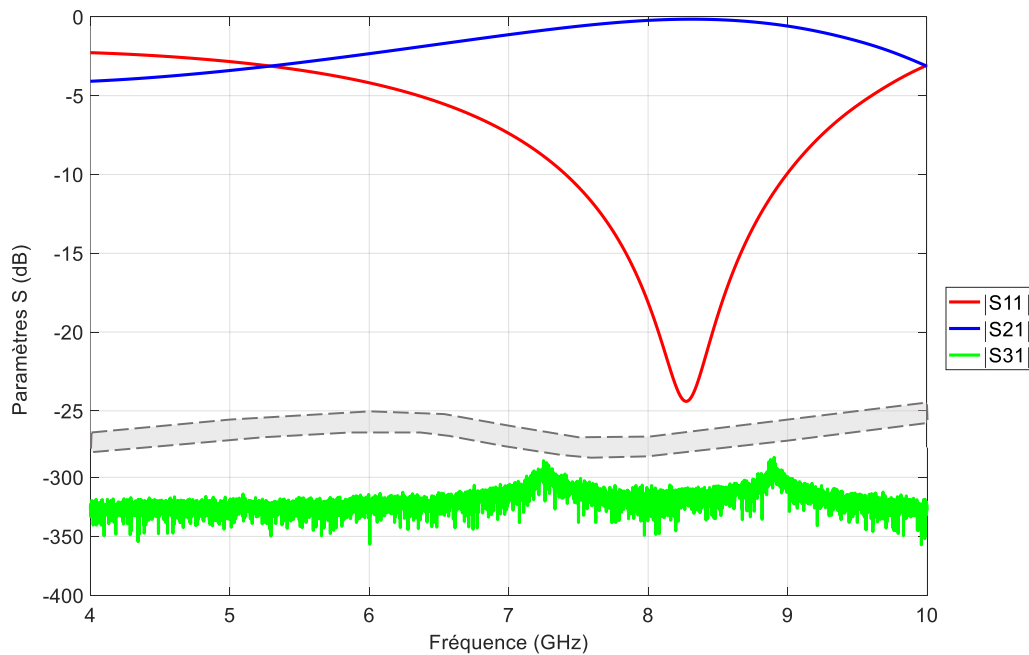


Figure II-14: Calcul des paramètres S à partir de la méthode analytique selon la configuration Figure II-13

II.3.4.3. Cas où le résonateur est obtenu à partir d'une co-simulation MS-EM

Les simulations précédentes ont été réalisées en utilisant une matrice impédance du résonateur $[Z_R]$ obtenue par dé-embedding à partir d'une simulation électromagnétique idéale c'est-à-dire avec un champ magnétique interne au ferrite constant et d'une valeur de 600 Oe. Dans la réalité le champ magnétique H_i est créé par des aimants permanents et n'est jamais parfaitement constant dans le résonateur. Une simulation magnétostatique (qui sera détaillée au chapitre III) permet de connaître H_i en chaque point du ferrite. Le couplage de cette modélisation avec une modélisation électromagnétique permet de déterminer la matrice $[Z_R]$ du résonateur dans un cas réel d'utilisation. Cette approche permet également de déterminer l'impédance d'antenne idéale Z_{ant} la plus adaptée au circulateur qui sera effectivement réalisée (voir chapitre III).

La première étape de la méthode consiste, comme précédemment, à déterminer la matrice $[Z_R]$ du résonateur, illustrée Figure II-15. Cette matrice a été obtenue, à partir d'une co-simulation MS-EM du dispositif, ce qui explique les légères différences observées par rapport à la matrice de la Figure II-8, qui avait été déterminée à partir d'une simulation en champ idéal.

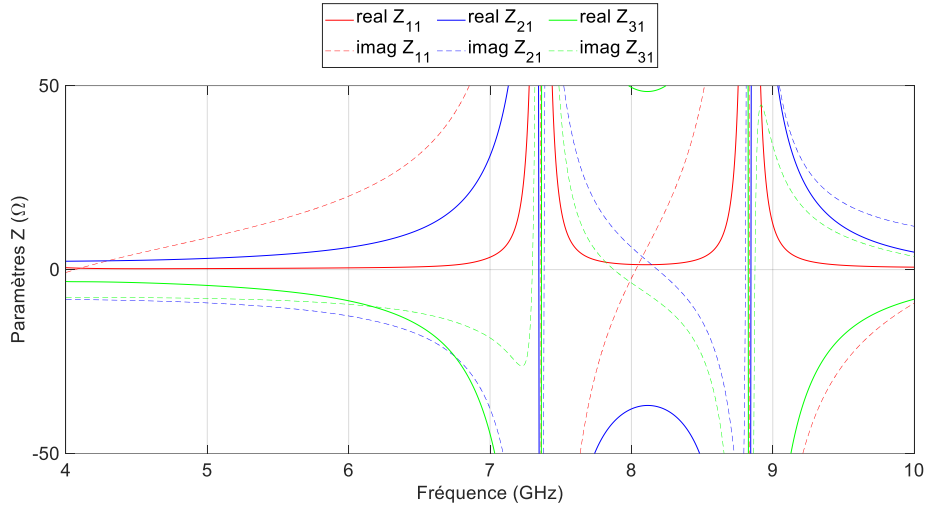


Figure II-15: Matrice $[Z_R]$ du résonateur asymétrique présenté Figure II-6 calculé par dé-embedding à partir d'une co-simulation MS-EM

Par la suite, les conditions de circulation sont déterminées à partir des coefficients de $[Z_R]$ à chaque point de fréquence. L'ensemble de solutions Z_{ant} idéale et $Z_{in,1}$ en fonction de la fréquence sont présentées Figure II-16. On remarque qu'autour de 8.2 GHz, Z_{ant} (27 Ω) et $Z_{in,1}$ (48 Ω) sont réelles ce qui simplifiera le bon fonctionnement du dispositif.

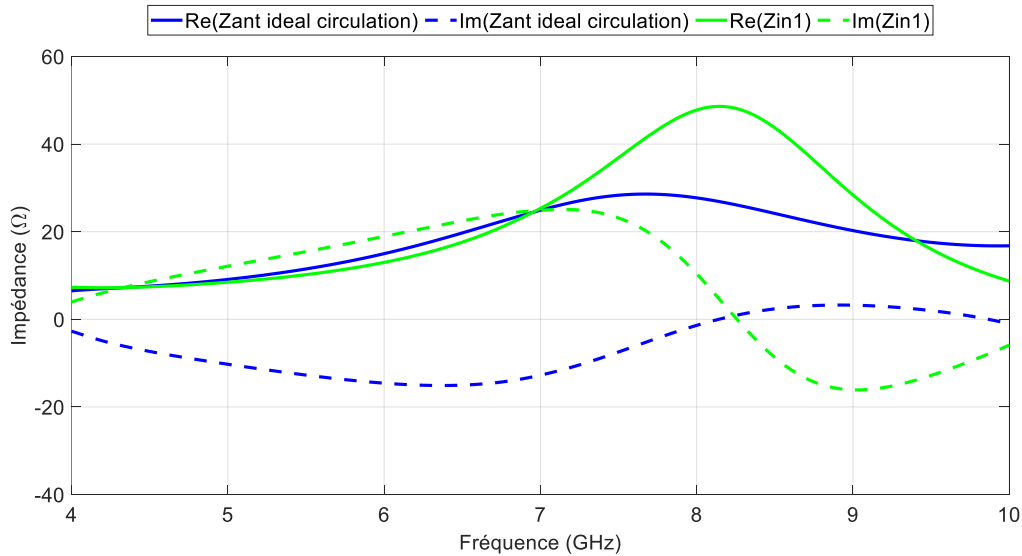


Figure II-16: Partie réelle et imaginaire des conditions de circulation idéale Z_{ant} et $Z_{in,1}$ en fonction de la fréquence

Le résonateur est ensuite chargé avec les impédances du schéma Figure II-13 et les paramètres S du résonateur sont calculés (Figure II-17). Les performances obtenues sont légèrement améliorées par rapport à celles obtenues avec le résonateur en champ idéal. Ceci est dû au fait que $Z_{in,1}$ possède une solution réelle de 48 Ω à 8.2 GHz (contre 44 Ω dans le cas où le champ était idéal). C'est pourquoi en chargeant les accès 1 et 3 par 50 Ω, la valeur est proche de l'impédance idéale. Ainsi l'adaptation est de 34.4 dB à 8.25 GHz contre 24.4 dB précédemment. La transmission est bonne ($|S_{21}| > -0.2$ dB) dans la bande de fréquence où les

deux conditions de circulation (Z_{ant} et $Z_{in,1}$) sont respectées. L'isolation, quant à elle, reste idéale car la valeur théorique Z_{ant} est appliquée à l'accès 2 du résonateur.

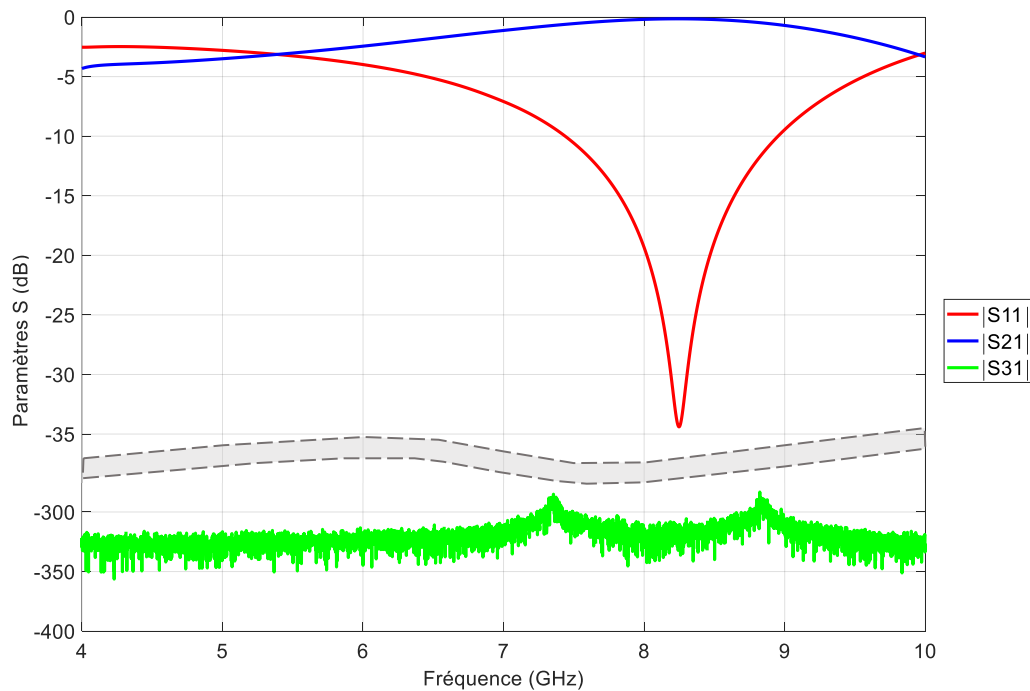


Figure II-17: Paramètres S obtenus à partir de la méthode analytique selon la configuration Figure II-13

La validité du modèle a précédemment été vérifiée par comparaison à une simulation schematic sur CST. La même démarche visant à vérifier sa validité/précision a de nouveau été effectuée avec succès.

A l'issue de cette partie, l'objectif est de développer une antenne dont l'impédance d'entrée sera proche de l'impédance présentée sur la Figure II-16 autour de 8 GHz, là où le paramètre $|S_{11}|$ est inférieur à -20 dB.

II.3.4.4. Cas où l'accès 2 est chargé sur l'impédance d'une antenne réellement conçue

Les développements qui seront présentés dans le chapitre III montrent qu'il est possible de retrouver le gabarit de l'impédance idéale sur une bande de fréquence autour de 8 GHz. Sur la base de ces analyses, une antenne a été conçue et simulée sous CST. La démarche de conception sera détaillée au chapitre III. La Figure II-18 présente l'évolution (en rouge) de l'impédance d'entrée de cette antenne simulée sur CST (Z_{CST}), les impédances idéales Z_{ant} et $Z_{in,1}$ qui conduisent à une circulation et une adaptation parfaites.

Cette figure montre que Z_{CST} est proche de la solution idéale Z_{ant} entre 7,5 GHz et 8.5 GHz. Cela signifie que la condition de circulation portant sur l'isolation sera respectée autour de cette fréquence. De même la condition sur l'adaptation est également satisfaite car $Z_{in,1}$ possède une solution réelle de 48 Ω à 8.2 GHz puisque dans un objectif de miniaturisation, le résonateur sera chargé par 50 Ω aux accès 1 et 3.

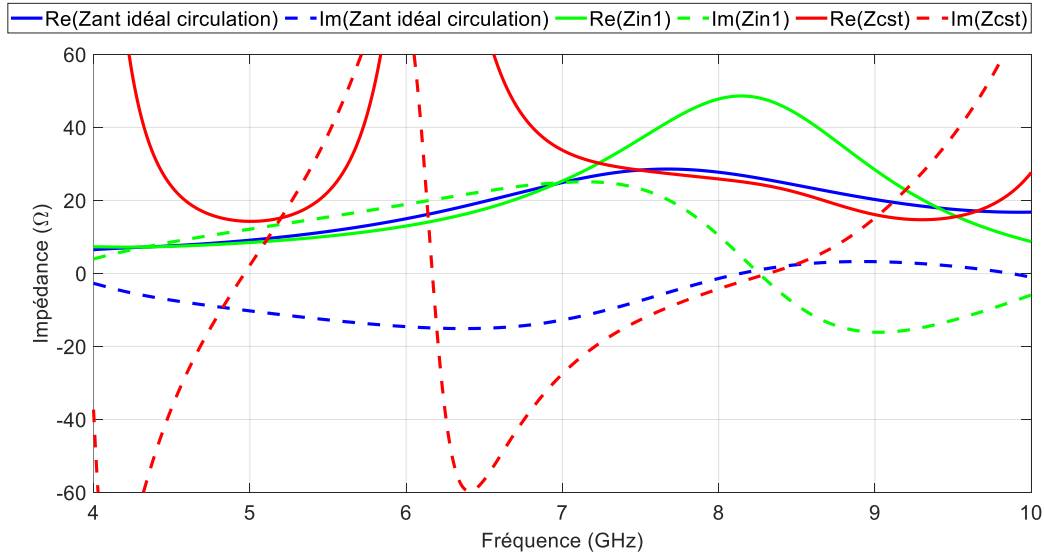


Figure II-18: Partie réelle et imaginaire des solutions Z_{ant} , Z_{in} et de l'impédance de l'antenne conçu sur CST Z_{CST} en fonction de la fréquence

Afin de déterminer ce que seront les performances du circulantenne analytiquement, l'impédance de l'antenne Z_{CST} est présentée à l'accès 2 du résonateur tandis que les deux autres accès sont chargés sur 50Ω (Figure II-19).

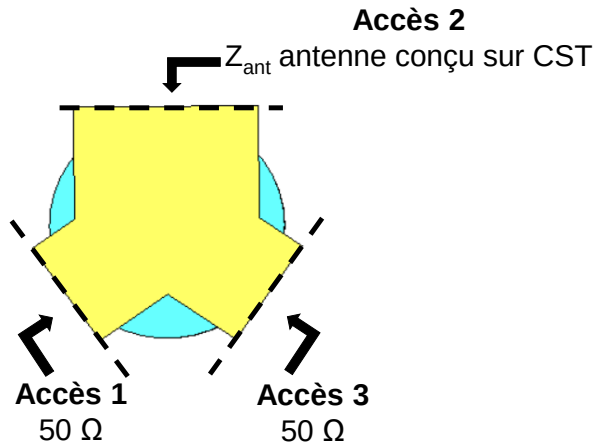


Figure II-19: Représentation schématique des impédances présentées aux accès du résonateur

Les paramètres S obtenus analytiquement dans cette configuration sont présentés sur la Figure II-20. Des conditions de circulation sont obtenues autour de 8.2 GHz avec une adaptation et une isolation supérieures 20 dB avec des pertes inférieures à 0.2 dB sur l'ensemble de la bande [8 GHz-8.5 GHz].

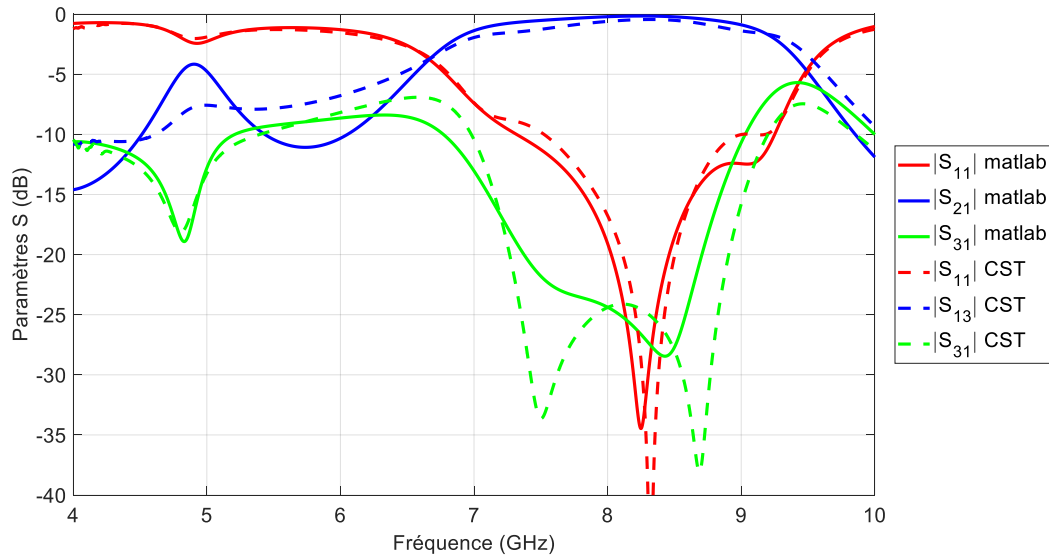


Figure II-20: Comparaison des paramètres S obtenus par simulation MATLAB et simulation CST

A l'issue de cette partie, une méthode analytique de co-conception d'un circulateur et d'une antenne a été mise au point. Sa conception et les simulations full-wave du dispositif réel seront détaillées au chapitre III.

La partie suivante reprend cette méthodologie de conception et son application à un résonateur bi-bande.

II.4. Application de la méthode à un résonateur bi-bande à conducteur central en triangle

II.4.1. Présentation du résonateur

La méthode analytique présentée précédemment est maintenant appliquée à un circulateur bi-bande afin de prouver son fonctionnement pour tout type de géométrie de résonateur et sur une large bande de fréquence.

Le circulateur utilisé est un circulateur microstrip bi-bande, mis au point par Vincent Olivier lors de sa thèse [II-8]. Ce circulateur fonctionne à 5 GHz et 10 GHz, il est réalisé sur un substrat ferrite / diélectrique de dimensions 32*28 mm et d'épaisseur 0.6 mm et possède un conducteur central de forme triangulaire. Il est présenté sur la Figure II-21 et les propriétés et dimensions des éléments sont résumés dans le Tableau II-2.

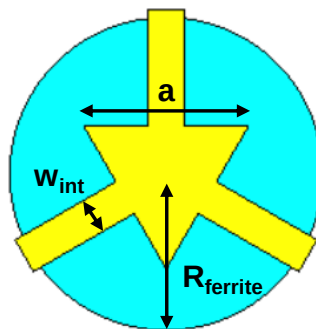


Figure II-21: Modèle du circulateur bi-bande de cette étude

Ferrite	Y210
Rayon (mm)	5.35
Epaisseur (mm)	0.6
Champ magnétique statique interne H_i (Oe)	350
Aimantation à saturation M_s (G)	1000
Permittivité ϵ_r	14.2
Pertes ΔH_{eff} (Oe)	2
Côté triangle a (mm)	5.62
Largeur ligne d'accès w_{int} (mm)	1.25
Substrat	Alumine
Permittivité ϵ	9.6
Epaisseur (mm)	0.6

Tableau II-2: Propriétés du résonateur et circulateur bi-bande

II.4.2. Calcul de $[Z_R]$ par dé-embedding

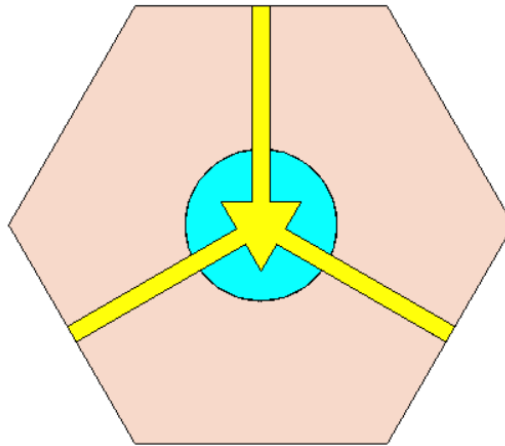


Figure II-22: Modèle 3D du circulateur complet

La première étape de la méthode d'obtention de la fonction de circulation, reste l'obtention de la matrice $[Z_R]$ du résonateur par dé-embedding du circulateur complet (Figure II-22) à partir d'une simulation EM comme précédemment, avec comme paramètres des lignes d'accès d'impédance caractéristique $Z_c=50 \Omega$ et de longueur $L=10$ mm. Les coefficients de la matrice $[Z_R]$ obtenus à l'issue de cette étape sont illustrés Figure II-23.

L'observation des modes présents dans la cavité permet de confirmer les deux plages de fréquences de fonctionnement prévues. Les modes fondamentaux sont observés de part et d'autre de 5 GHz, tandis que les modes supérieurs apparaissent autour de 10 GHz. Cette répartition confirme le fonctionnement bi-bande du résonateur, avec une première plage centrée sur 5 GHz et une seconde autour de 10 GHz, correspondant aux fréquences de résonance prévues.

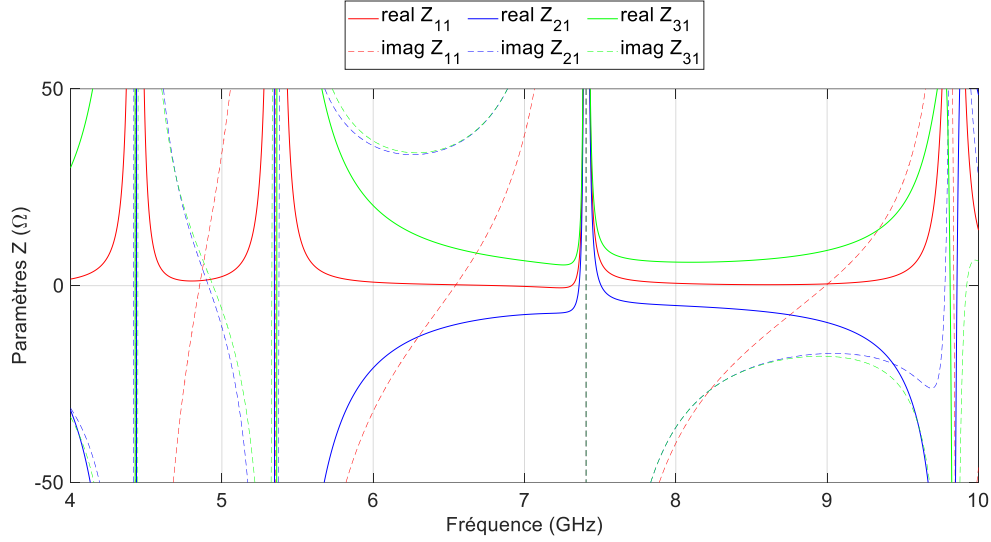


Figure II-23: Matrice $[Z_R]$ du résonateur calculé par dé-embedding du circulateur Figure II-22

II.4.3. Détermination des conditions de circulation (isolation et adaptation)

La méthode analytique va être appliquée afin de déterminer l'impédance d'entrée idéale de l'antenne à connecter à l'accès 3 du résonateur.

Le sens de circulation de ce circulateur étant l'opposé du modèle présenté Figure II-5 (sens anti-horaire) et ayant permis le calcul des premières conditions de circulation, il est nécessaire de redéterminer ses relations en supposant cette fois-ci que toute l'énergie transmise au circulateur va sur le port 3 (port 2 précédemment) sur lequel l'antenne sera connectée. Par une démarche identique à celle présentée au paragraphe II.2, on obtient les relations (II-19) et (II-20).

$$\begin{cases} Z_1 = \frac{Z_{R31}Z_{R12} - Z_{R11}Z_{R32}}{Z_{R32}} \\ Z_{ant} = \frac{Z_{R12}Z_{R23} - Z_{R22}Z_{R13}}{Z_{R13}} \\ Z_3 = \frac{Z_{R31}Z_{R23} - Z_{R33}Z_{R21}}{Z_{R21}} \end{cases} \quad (II-19)$$

$$\begin{cases} Z_{in,1} = \frac{Z_{R11}Z_{R23} - Z_{R21}Z_{R13}}{Z_{R23}} \\ Z_{in,2} = \frac{Z_{R22}Z_{R31} - Z_{R32}Z_{R21}}{Z_{R31}} \\ Z_{in,3} = \frac{Z_{R33}Z_{R12} - Z_{R13}Z_{R32}}{Z_{R12}} \end{cases} \quad (II-20)$$

Il est maintenant possible de calculer les conditions de circulation en fonction de la fréquence à partir des coefficients de la matrice $[Z_R]$ déterminés Figure II-23. Les conditions de circulation et d'adaptation Z_{ant} et $Z_{in,1}$ sont présentées en fonction de la fréquence sur la Figure II-24. Il est observé que l'impédance Z_{ant} est le conjugué de la solution $Z_{in,1}$. Ceci s'explique par le fait que le résonateur utilisé ici est symétrique. De plus, les solutions Z_{ant} et $Z_{in,1}$ possèdent des

solutions réelles aux mêmes fréquences ce qui permet de satisfaire simultanément les deux conditions lors de la réalisation du dispositif.

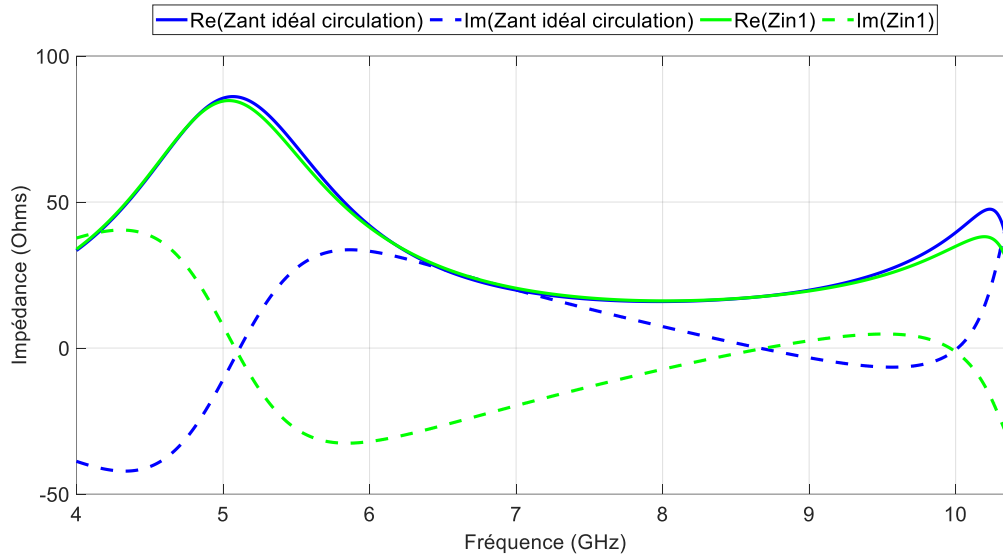


Figure II-24: Parties réelles et imaginaires des conditions de circulation Z_{ant} et Z_{in1} en fonction de la fréquence

II.4.4. Tracés des paramètres S

II.4.4.1. Cas chargé idéalement

Dans l'objectif de valider l'outil dans le cas idéal, les impédances idéales déterminées précédemment sont appliquées aux accès du résonateur selon la configuration présentée sur la Figure II-25.

Dans cette structure les accès 1 et 2 sont identiques, on a alors $Z_{in,1} = Z_{in,2}$. Pour simplifier les représentations, seul $Z_{in,1}$ sera donc représenté. Ainsi le conjugué de la solution $Z_{in,1}$ est appliqué au port 1 et 2 tandis que l'impédance idéale de l'antenne est placée au port 3 (en tenant compte du sens de circulation).

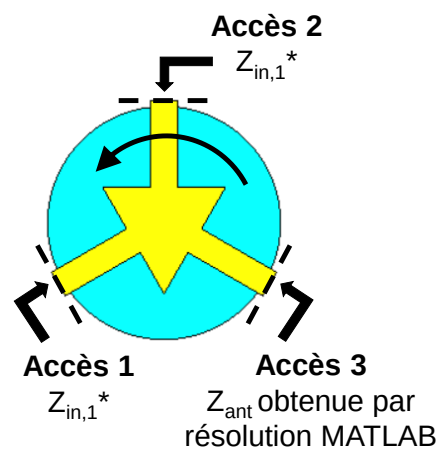


Figure II-25 : Représentation schématique des impédances présentées au résonateur

Les paramètres S dans cette configuration théorique idéale sont représentés sur la Figure II-26. Comme attendu, l'adaptation obtenue est parfaite sur l'ensemble de la bande de fréquence pour les accès 1 et 2. L'adaptation à l'accès 3 est également bonne avec une valeur supérieure à 20 dB. L'isolation du port 1 vers le port 2 est idéale sur l'ensemble de la bande de fréquence (tend vers ∞) car la condition d'isolation idéale Z_{ant} est appliquée à l'accès 3. Elle reste bonne pour les 2 autres accès avec des valeurs supérieures à 20 dB ($|S_{13}|$ et $|S_{32}|$ superposés).

En ce qui concerne la transmission, elle est satisfaisante mais se dégrade en fin de bande car le comportement du résonateur à ferrite change avec le sens de rotation qui s'inverse aux environs de 10 GHz.

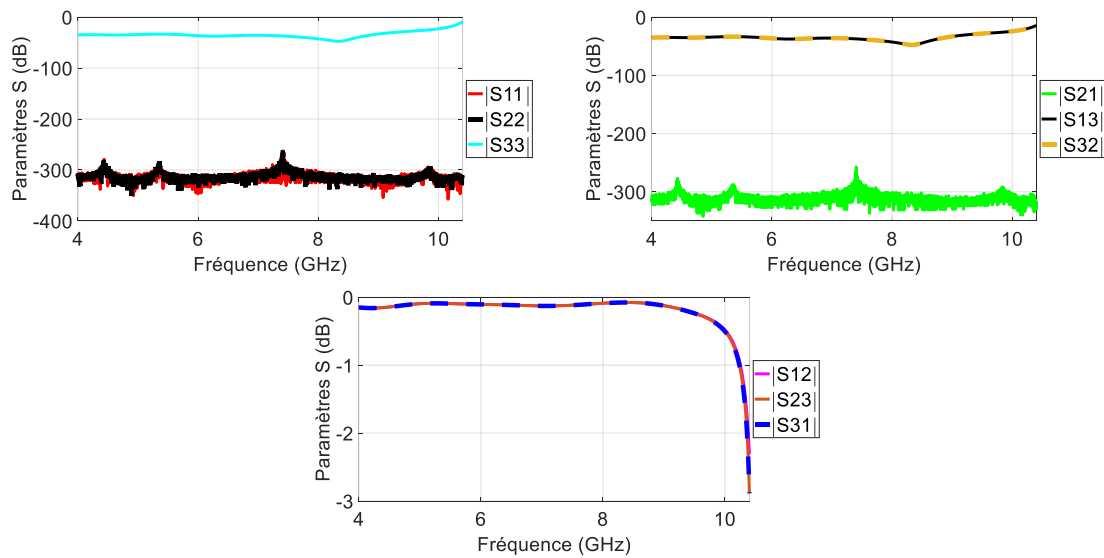


Figure II-26: Paramètres S du résonateur chargés selon la configuration Figure II-25

II.4.4.2. Cas où les accès 1 et 2 sont chargés par 50 Ω

La même démarche est effectuée en chargeant les accès 1 et 3 du résonateur par 50 Ω (Figure II-27) afin de vérifier s'il est possible de ne pas utiliser de tronçons d'adaptation entre le résonateur et les ports 1 et 2 du dispositif et ainsi diminuer son encombrement et les pertes associées.

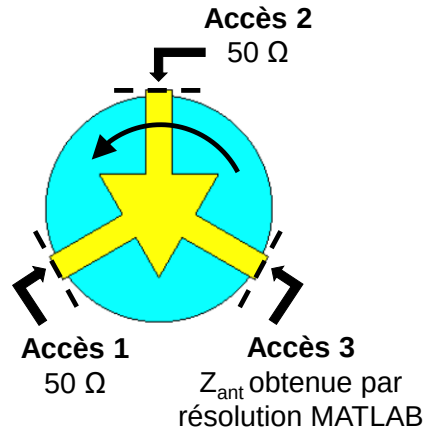


Figure II-27 : Représentation schématiques de impédances présentées à chaque accès

Les paramètres S obtenus sont présentés sur la Figure II-28 et montrent des performances très dégradées par rapport au cas idéal précédent. Ceci est dû au fait que l'impédance $50\ \Omega$ appliquée aux accès 1 et 2 du résonateur est trop éloignée des valeurs idéales de $Z_{in,1}$ déterminée analytiquement. L'adaptation est supérieure à 10 dB pour les accès 1 et 3 au niveau des deux bandes de circulation, c'est-à-dire autour de 5 GHz et 10 GHz. Elle est cependant satisfaisante à l'accès 3 où l'impédance Z_{ant} idéal est appliquée ($|S_{33}| < -20\text{dB}$).

L'isolation est idéale sur l'ensemble de la bande de fréquence entre l'accès 1 et 2 ($|S_{21}| < -250\text{ dB}$). Elle est cependant limitée entre les autres accès ($|S_{13}|$ et $|S_{32}|$) avec des valeurs supérieures à 10 dB autour de 5 GHz et supérieures à 20 dB autour de 10 GHz.

Concernant la transmission, elle reste acceptable sur les deux bandes de circulation avec des pertes inférieures à 1 dB. Il sera donc difficile de se passer de tronçons d'adaptation au niveau des accès 1 et 2 sauf à accepter avec des performances non optimales/dégradées.

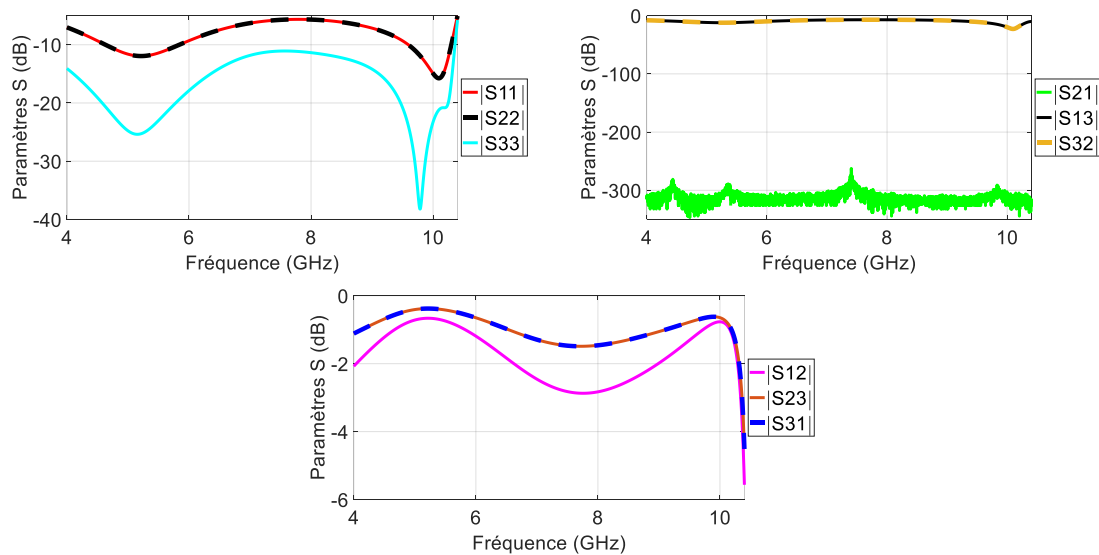


Figure II-28: Paramètres S du résonateur chargés selon la configuration Figure II-27

II.4.4.3. Cas où le résonateur est chargé par les solutions $Z_{in,1}$ réelles sur les accès 1 et 2

En considérant le cas où des tronçons d'adaptation pourraient être ajoutés au niveau des accès 1 et 2, les paramètres S sont recalculés autour de chaque sous-bande de circulation

avec la solution $Z_{in,1}$ réelle extraite de la Figure II-24 et égale à 86Ω à 5 GHz et 40Ω à 10 GHz. La configuration présentée sur la Figure II-29 est étudiée et concerne la première sous-bande autour de 5 GHz.

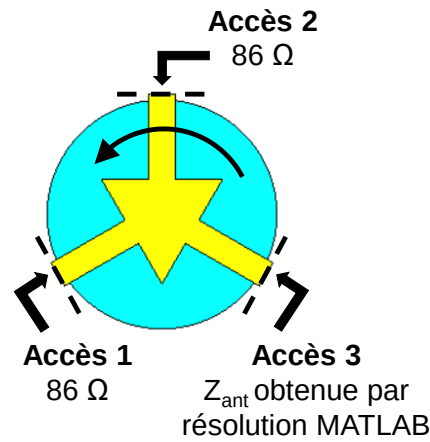


Figure II-29: Représentation schématique des impédances à présentées à chaque accès

Les paramètres S correspondants sont présentés Figure II-30. Les résultats obtenus sont satisfaisants sur la bande de fréquence où les deux conditions de circulations Z_{ant} et $Z_{in,1}$ sont respectées simultanément, c'est-à-dire autour de la fréquence où les deux conditions sont purement réelles (5 GHz). L'adaptation et l'isolation sont bien supérieures à 20 dB sur la bande de circulation. De plus les pertes sont minimales (inférieures à 0.5 dB) sur cette même bande autour de 5 GHz.

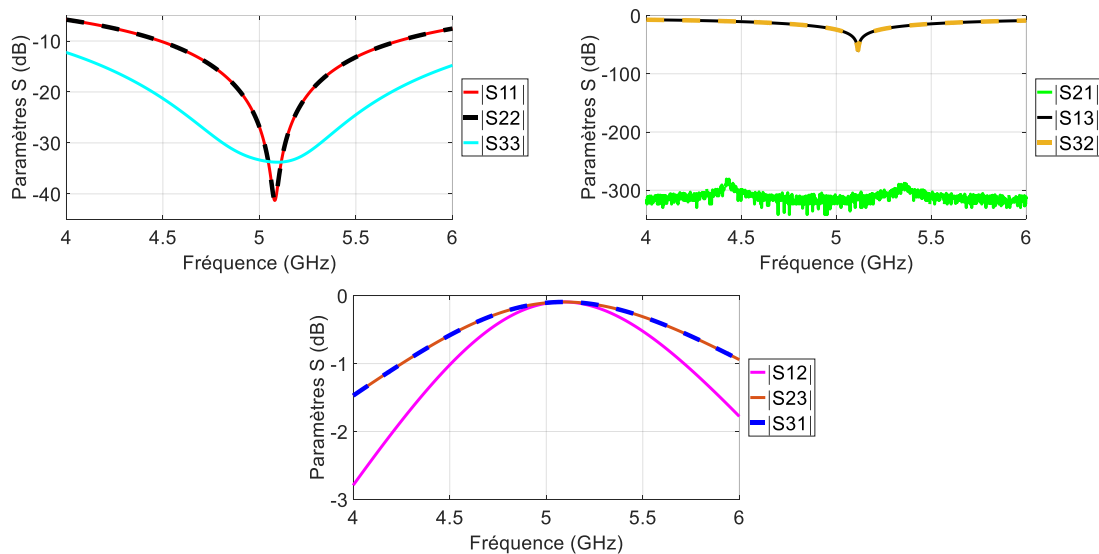


Figure II-30: Paramètres S du résonateur chargés selon la configuration Figure II-29

La même démarche est effectuée sur la 2ème sous-bande de circulation située autour de 10 GHz, avec la solution idéale réelle $Z_{in,1} = 40 \Omega$ à 10 GHz, comme cela est représenté Figure II-31.

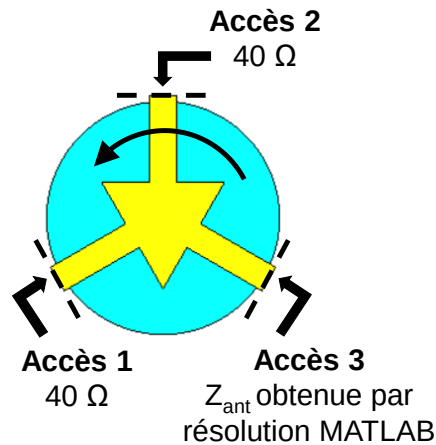


Figure II-31: Représentation schématique des impédances à présentées à chaque accès

Les paramètres S obtenus, Figure II-32, présentent comme précédemment des résultats satisfaisants autour de la fréquence de circulation 10 GHz, où les deux conditions de circulation sont simultanément respectées. En effet, l'adaptation et l'isolation du dispositif sont supérieures à 20 dB et les pertes sont limitées à 0.5 dB dans le pire des cas.

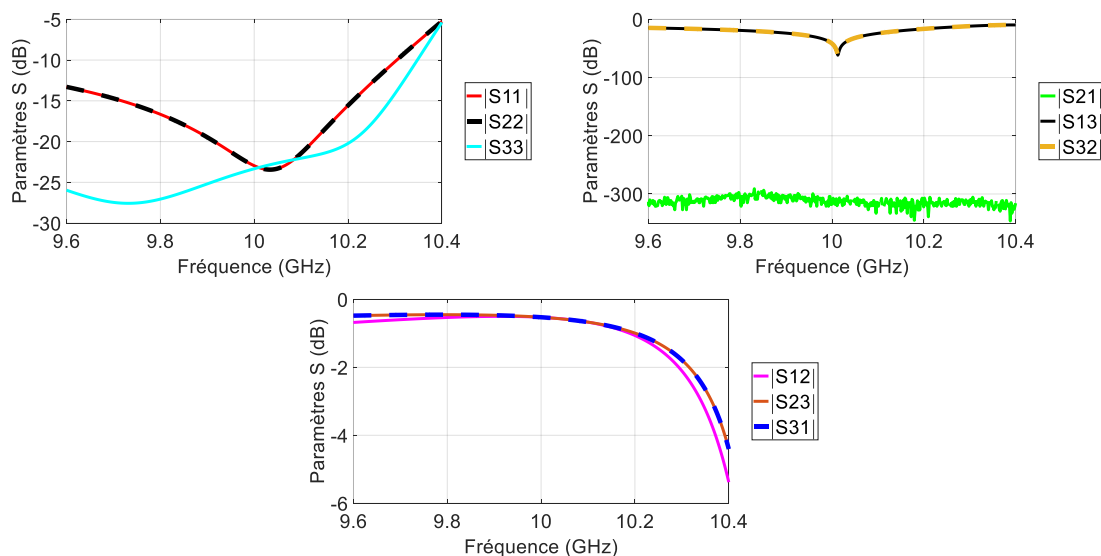


Figure II-32: Paramètres S du résonateur

Ainsi un circulateur bi-bande peut être réalisé à partir de ce circulateur mais il sera indispensable :

- D'ajouter des tronçons d'adaptation aux accès 1 et 2 (entrée et sortie du circulateur) pour améliorer les performances.
- De concevoir une antenne présentant les bonnes impédances (Figure II-24) autour de 5 GHz et 10 GHz.

II.5. Application de la méthode à un résonateur large bande à conducteur central disque

II.5.1. Présentation du système complet

La méthode analytique est maintenant appliquée à un circulateur large bande fonctionnant à 5 et 7.5 GHz, réalisé sur un substrat alumine/ferrite et possédant un conducteur central disque. Les propriétés sont résumées Tableau II-3.

Ferrite	Y216
Diamètre (mm)	6.9
Epaisseur (mm)	0.6
Champ magnétique statique interne H_i (Oe)	50
Aimantation à saturation M_s (G)	1600
Permittivité ϵ_r	14.8
Pertes ΔH_{eff} (Oe)	2
Substrat	Alumine
Permittivité ϵ	9.4

Tableau II-3: Propriétés du résonateur et circulateur large bande

Celui-ci a été développé par Vincent Olivier dans le cadre du projet ANR BISTRAU avec pour objectif de réaliser un circulateur fonctionnant de 5 GHz à 7.5GHz. Nous allons essayer de déterminer si ce résonateur (Figure II-33) peut servir de base à la conception d'un « circulantenne » fonctionnant sur la même bande de fréquence, à condition bien entendu d'être capable de mettre au point l'antenne.

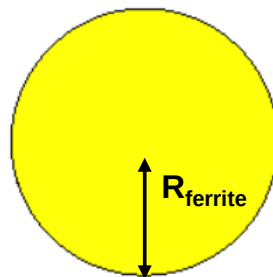


Figure II-33: Modèle 3D du circulateur large bande

II.5.2. Calcul de $[Z_R]$ par dé-embedding

Les coefficients de la matrice $[Z_R]$ du résonateur sont obtenus par dé-embedding à partir de la simulation EM du circulateur illustré Figure II-34. Les résultats sont présentés sur la Figure II-35.

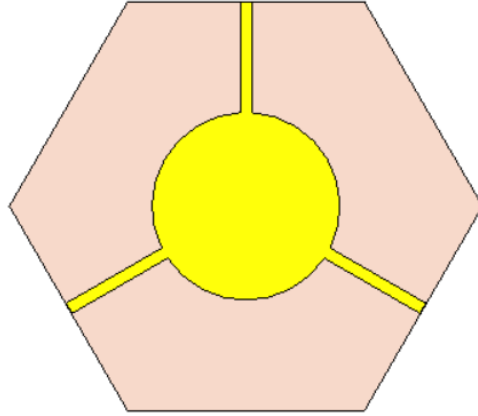


Figure II-34: Modèle 3D du circulateur complet

Les modes fondamentaux, identifiés par les pics de résonance à 5,3 GHz et 8,7 GHz, seront couplés afin de générer un phénomène de circulation sur une large bande centrée autour de 7 GHz.

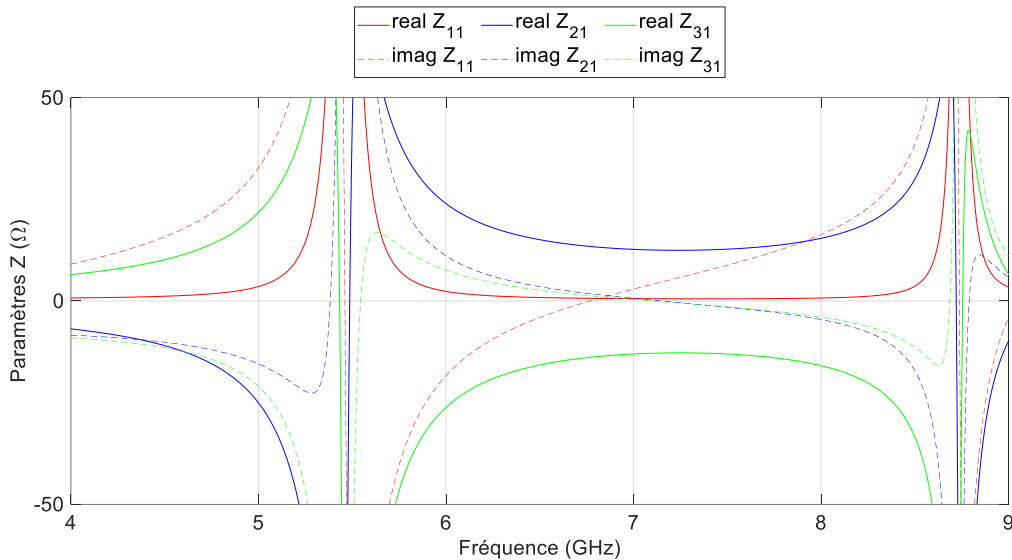


Figure II-35: Matrice $[Z_R]$ du résonateur obtenu par dé-embedding du circulateur Figure II-34

II.5.3. Détermination des conditions de circulation (isolation et adaptation)

Après avoir obtenu la matrice impédance du résonateur par dé-embedding, les conditions de circulation idéales sont déterminées et tracées en fonction de la fréquence, Figure II-36.

Dans cette structure les accès 1 et 2 sont identiques, on a alors $Z_{in,1} = Z_{in,2}$. Pour simplifier les représentations, seul $Z_{in,1}$ sera donc représenté. Il est constaté que comme pour le cas traité précédemment (circulateur bi-bande), le résonateur étant symétrique l'impédance idéale de l'antenne est le conjugué de l'impédance d'entrée idéale. Cependant, contrairement à ce qui a été observé précédemment, ce résonateur ne permet pas d'obtenir de solution réelle pour les conditions de circulation Z_{ant} et $Z_{in,1}$. En absence de solutions réelles il sera probablement plus difficile de réaliser physiquement l'impédance complexe obtenue, mais il est aussi plus compliqué de satisfaire les deux conditions de circulation simultanément.

On remarque sur la Figure II-36 que les impédances idéales Z_{ant} et $Z_{in,1}$ sont quasi constantes sur toute la bande. Il sera probablement difficile de concevoir une antenne avec un tel profil d'impédance. Il sera par contre important de s'en approcher le plus possible autour de 5 GHz et 7.5GHz qui sont les fréquences de fonctionnement souhaitées.

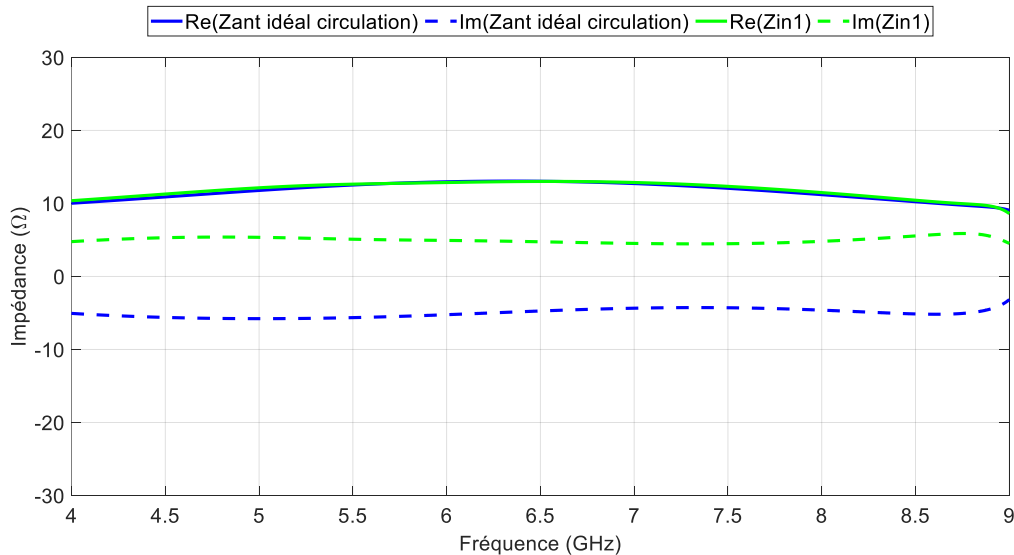


Figure II-36: Parties réelles et imaginaires des conditions de circulation Z_{ant} et $Z_{in,1}$ en fonction de la fréquence

II.5.4. Tracés des paramètres S

II.5.4.1. Cas chargé idéalement

Le résonateur est chargé par les impédances idéales de circulation déterminées et présentées sur la Figure II-36 selon la configuration Figure II-37.

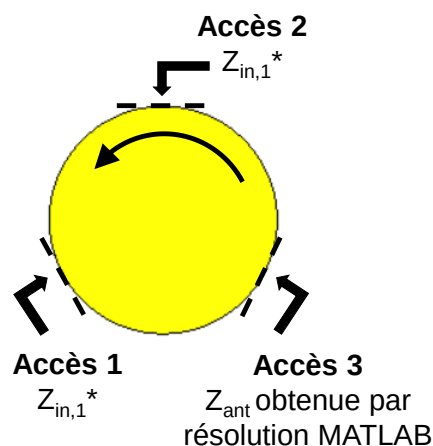


Figure II-37: Représentation schématique des impédances appliquées à chaque accès du résonateur

Les paramètres S correspondant à ce modèle théorique idéal sont calculés et tracés en fonction de la fréquence (Figure II-38). Les performances sont bonnes sur l'ensemble de la bande de fréquence avec une adaptation et une isolation supérieures à 30 dB pour des pertes

inférieures à 1 dB. Ces résultats étaient prévisibles car ce sont les impédances idéales théoriques qui ont été appliquées aux accès du résonateur.

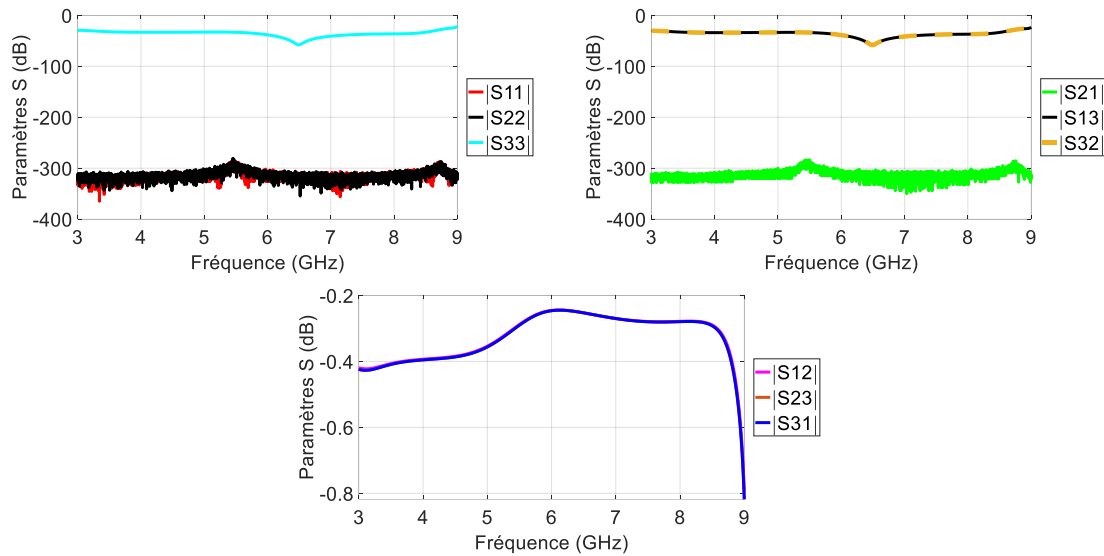


Figure II-38: Paramètres S du résonateur

II.5.4.2. Cas où les accès 1 et 2 sont chargés par 50 Ω

La configuration présentée Figure II-39 a les accès 1 et 2 chargés par 50 Ω , les paramètres S correspondants sont tracés sur la Figure II-40. Ceci afin de déterminer s'il est possible de s'affranchir des tronçons d'adaptation entre le résonateur et les ports 1 et 2 du circulateur.

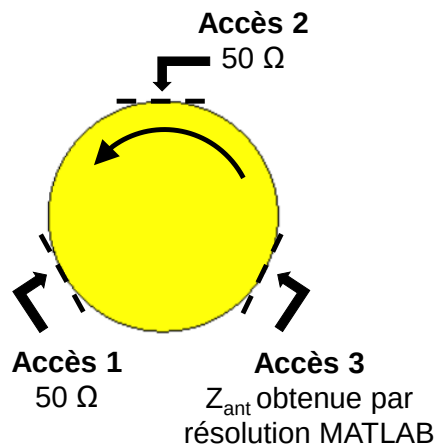


Figure II-39: Représentation schématique des impédances à présentées à chaque accès

Les performances du circulateur sont extrêmement dégradées comparées au cas théorique idéal. Il n'y a ni adaptation, ni isolation adéquate sur l'ensemble de la bande de fréquence (inférieures à 10 dB). Seule l'isolation entre le port 1 et 2 est réalisée grâce à l'utilisation condition d'isolation Z_{ant} idéale appliquée à l'accès 3.

Les pertes sont également élevées (5 dB). Il n'y a pas circulation sur l'ensemble de la bande de fréquence. Ceci est dû au fait que la condition d'adaptation $Z_{in,1}$ n'est pas respectée car les accès 1 et 2 sont chargés par 50 Ω ce qui est très éloigné de la valeur idéale qui est d'environ $12-5j \Omega$.

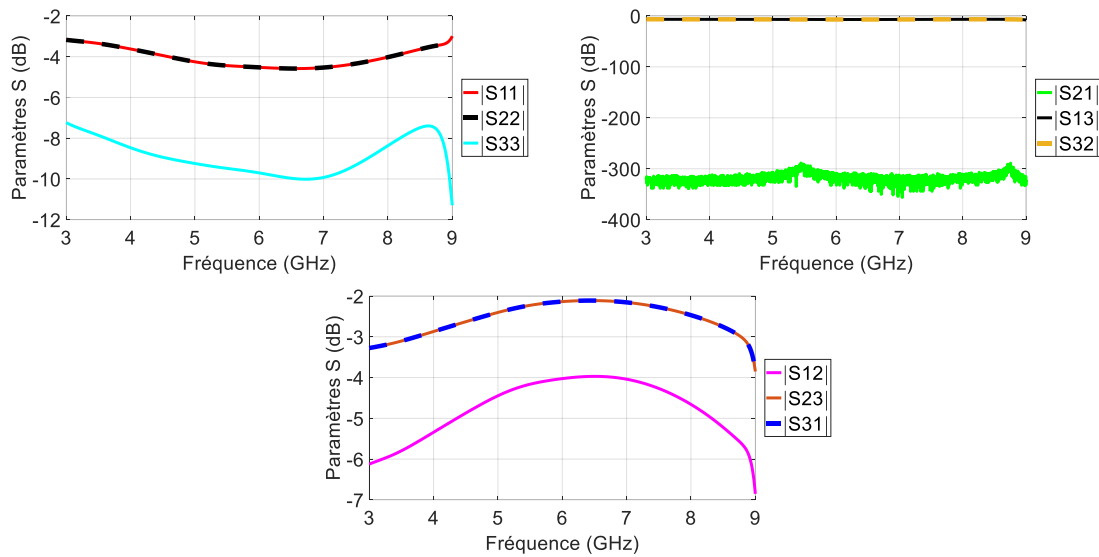


Figure II-40: Paramètres S du résonateur chargés selon la configuration Figure II-39

II.5.4.3. Cas où les accès 1 et 3 sont chargés par $12-5j \Omega$

Les accès 1 et 2 sont chargés par une valeur proche de l'impédance idéale $Z_{in,1}^*$ de $12-5j \Omega$ selon la configuration présentée Figure II-41. Dans la pratique cela revient à prévoir un tronçon d'adaptation permettant une transition d'impédance.

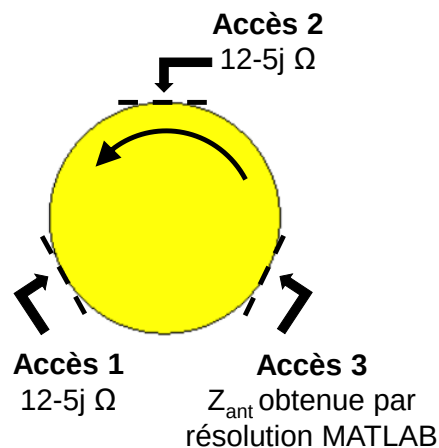
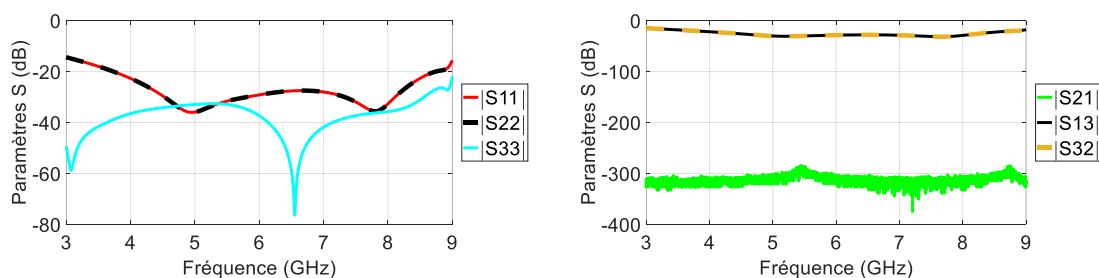


Figure II-41: Représentation schématique des impédances à présentées à chaque accès

Les paramètres S obtenues sont présentés Figure II-42. Les performances du dispositif sont bonnes sur l'ensemble de la largeur de la bande de fonctionnement avec une adaptation et une isolation supérieures à 20 dB de 4 à 9 GHz. Ainsi que des pertes limitées à 1 dB sur l'ensemble de la bande de travail.



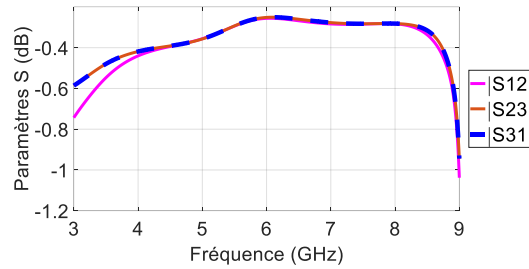


Figure II-42: Paramètres S du résonateur chargés selon la configuration Figure II-41

Il sera donc possible de réaliser un circulantenne à partir de ce résonateur à condition que des tronçons d'adaptation soient ajoutées au niveau des accès 1 et 2 pour assurer le passage de $12-5j \Omega$ à 50Ω et aussi d'être capable de concevoir l'antenne objectif.

II.5.4.4. Cas pratique où le résonateur est chargé par une antenne Vivaldi

Une antenne Vivaldi a été conçue sur un substrat d'alumine de permittivité relative $\epsilon_r = 9.4$. L'objectif est d'obtenir une impédance d'entrée proche de l'impédance idéale souhaitée. Son schéma et ses dimensions sont présentées Figure II-43.

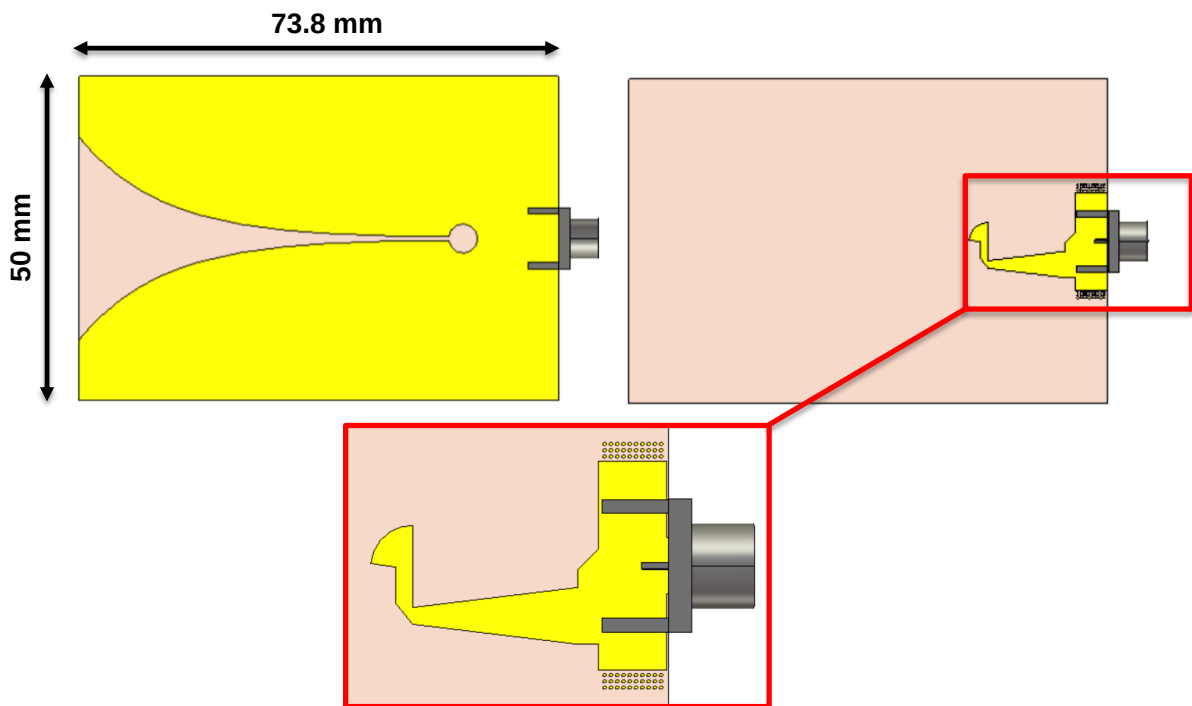


Figure II-43: Modélisation 3D de l'antenne

Son impédance d'entrée est présentée Figure II-44 (en rouge) avec celle de l'antenne « idéale ». On constate que les courbes sont proches autour des fréquences 3.8 GHz, 6.2 et 8 GHz. On peut donc espérer une bonne transmission à ces fréquences.

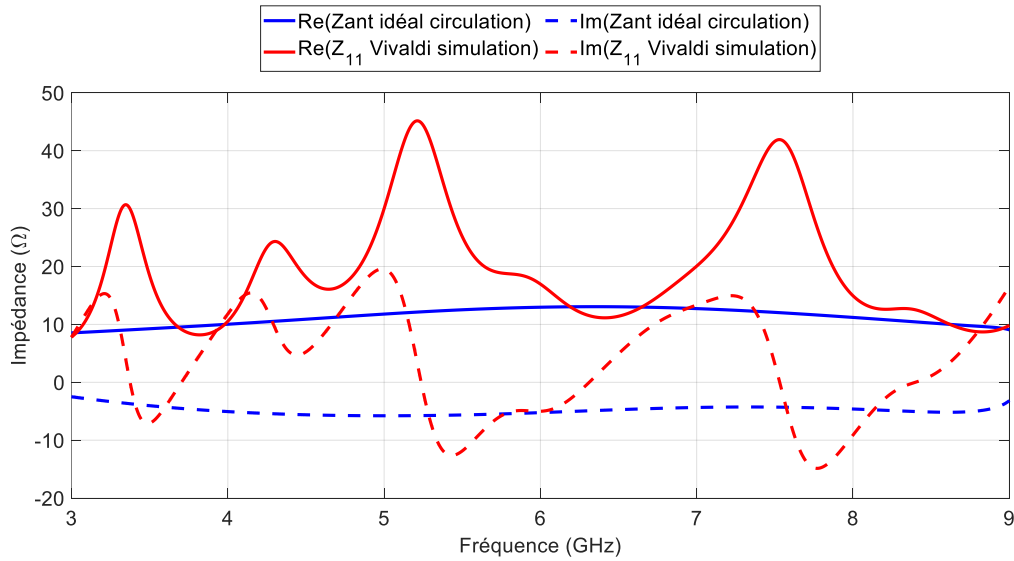


Figure II-44: Parties réelles et imaginaires de l'impédance d'antenne idéale Z_{ant} et de l'antenne Vivaldi conçue en fonction de la fréquence

Le résonateur est par la suite chargé par l'impédance de l'antenne simulée au niveau de son accès 3 tandis que l'impédance idéale $Z_{in,1}^*$ est appliquée au accès 1 et 2.

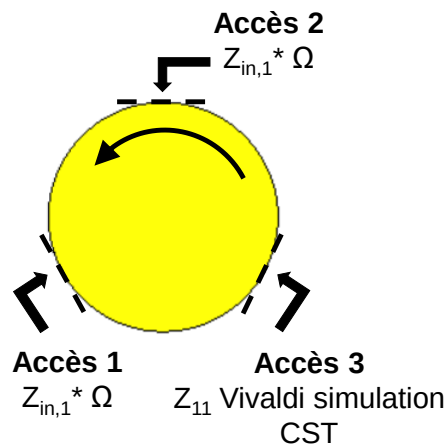


Figure II-45: Représentation schématique des impédances présentées à chaque accès

Les paramètres S obtenus à partir de la configuration présentée sur la Figure II-45, sont représentés Figure II-46. L'adaptation et la transmission du dispositif sont satisfaisantes sur l'ensemble de la bande de fréquence. Cependant l'isolation est satisfaisante comme attendue autour des fréquences où l'impédance d'entrée de l'antenne simulée est proche de l'impédance idéale de l'antenne Z_{ant} .

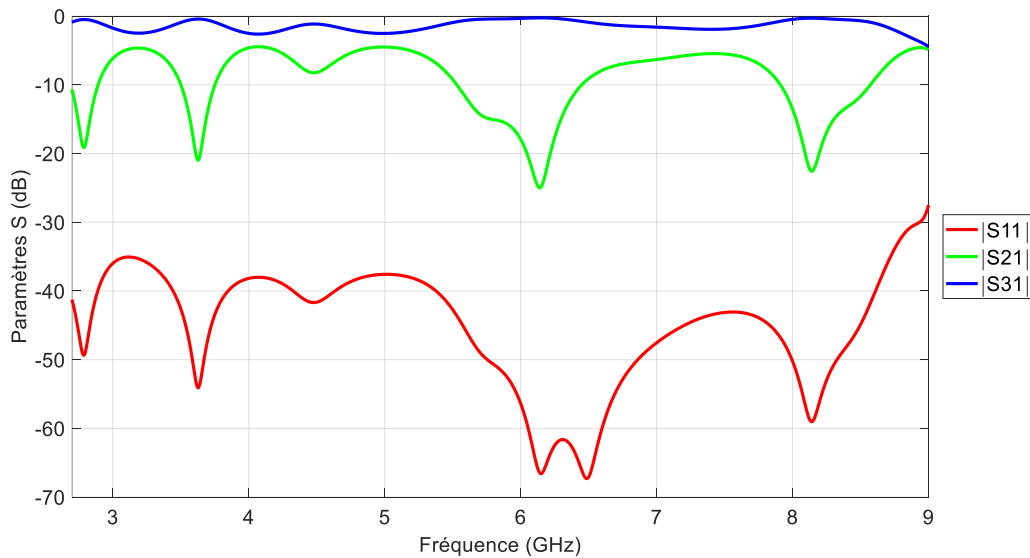


Figure II-46: Paramètres S du résonateur chargé selon la configuration Figure II-45

Ainsi il sera possible de réaliser un circulantenne à partir de ce résonateur. Cependant ses bandes de fonctionnement seront étroites et il sera nécessaire d'ajouter des tronçons d'adaptation entre le résonateur et l'entrée/ sortie du circulantenne (port 1 et 2).

II.6. Conclusion

Une méthode analytique a été développée pour déterminer les conditions de circulation et d'adaptation idéales afin de co-développer un circulateur et une antenne quelle que soit la forme du conducteur central. Cette méthode est divisée en deux parties principales. Dans un premier temps la matrice impédance du résonateur est obtenue par dé-embedding du circulateur complet à partir d'une simulation électromagnétique 3D. Par la suite, les impédances à appliquer aux accès du résonateur afin d'obtenir une fonction de circulation sont déterminées de manière analytique à partir des coefficients de la matrice impédance du résonateur. Cette approche est basée sur le principe qu'une circulation idéale nécessite d'assurer à la fois une isolation parfaite entre le port excité et le port isolé ainsi qu'une adaptation optimale sur chaque port. Deux conditions ont donc été établies, une portant sur l'isolation (Z_{ant}) et l'autre sur l'adaptation (Z_{in}). Cette méthode analytique permet donc à chaque fréquence d'obtenir les impédances de circulation idéales. Toutefois, ces impédances ne seront pas toujours réalisables. Cela peut être dû à l'absence de compromis entre les deux conditions requises ou au fait qu'elles ne soient pas réalisables en pratique (impédance complexe spécifique).

La méthode a par la suite été appliquée/validée pour différents résonateurs dans le but de montrer sa capacité à prendre en charge n'importe quelle géométrie de résonateurs (ici Y, triangle et disque) qu'ils soient symétriques ou asymétriques.

Dans le cas du résonateur asymétrique en Y, l'impédance de l'antenne permettant d'obtenir une fonction de circulation a été déterminées ($Z_{ant} = 27 \Omega$ à 8.1 GHz). Dans le chapitre suivant il sera nécessaire de concevoir une antenne possédant une impédance d'entrée la plus proche possible de cette valeur. Les résultats obtenus avec la méthode analytique ont été confrontés à ceux obtenus par simulation schematic et par simulation électromagnétique sur CST. Les résultats étant cohérents entre les différentes modélisations le modèle a été validé.

Dans le cas des résonateur symétriques (triangle et disque) l'impédance idéale de l'antenne est généralement le conjugué de celle devant être appliqué aux deux autres ports.

Les prochaines étapes de ce travail consisteront à valider cette approche en concevant une antenne adaptée au résonateur en Y asymétrique présenté au paragraphe III.1, possédant l'impédance d'entrée déterminée par la méthode analytique, puis en réalisant et mesurant un prototype du circulantenne, ces travaux feront l'objet du chapitre III.

II.7. Références bibliographiques du Chapitre II

- [II-1] H. Bosma, « On Stripline Y-Circulation at UHF », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 12, no 1, p. 61-72, janv. 1964, doi: 10.1109/TMTT.1964.1125753.
- [II-2] J. Helszajn et W. T. Nisbet, « Circulators Using Planar WYE Resonators », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 29, no 7, p. 689-699, juill. 1981, doi: 10.1109/TMTT.1981.1130430.
- [II-3] V. Olivier, « Contribution à l'étude de circulateurs bi-bandes à ferrite fonctionnant en champ faible : Nouvelle méthodologie de conception », These de doctorat, Limoges, 2021. Consulté le: 13 décembre 2023. [En ligne]. Disponible sur: <https://theses.fr/fr/2021LIMO0102>
- [II-4] V. Olivier et al., « General Coupling Method for Stripline Ferrite Circulators: Application on Dual-Band Devices With Complex Central Conductor Shape », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 70, no 7, p. 3486-3497, juill. 2022, doi: 10.1109/TMTT.2022.3175168.
- [II-5] J. L. Young, R. S. Adams, B. O'Neil, et C. M. Johnson, « Bandwidth Optimization of an Integrated Microstrip Circulator and Antenna Assembly: Part 2 », IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 49, no 1, p. 82-91, févr. 2007, doi: 10.1109/MAP.2007.370984.
- [II-6] J. L. Young, R. S. Adams, B. O'Neil and C. M. Johnson, "Bandwidth optimization of an integrated microstrip circulator and antenna assembly. 1," in IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 48, no. 6, pp. 47-56, Dec. 2006, doi: 10.1109/MAP.2006.323343.
- [II-7] D. M. Pozar, Microwave Engineering, 4th Edition. Wiley, 2011.
- [II-8] V. Olivier, T. Monédière, B. Lenoir, H. Turki, et L. Huitema, « Dual-band Microstrip Ferrite Circulator », in 2023 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium - IMS 2023, juin 2023, p. 1013-1016. doi: 10.1109/IMS37964.2023.10188126.

III.1. Introduction	101
III.2. Mise au point du résonateur à ferrite	102
III.2.1. Dimensionnement du ferrite	102
III.2.2. Etude de l'influence des différents paramètres géométriques du circulateur	103
III.2.2.1. Méthode de travail	104
III.2.2.2. Influence de la largeur à l'accès $2 W_{int}$	104
III.2.2.3. Influence de l'angle θ	105
III.3. Conception de l'antenne	106
III.3.1. Choix de la topologie de l'antenne	106
III.3.2. Généralités sur les antennes Vivaldi	106
III.3.3. Dimensionnement de l'antenne	107
III.3.3.1. Dimensions du substrat	108
III.3.3.2. Dimensions de la fente et de l'exponentielle de l'ouverture	108
III.3.3.3. Dimensions de la fente	109
III.3.3.4. Dimensionnement et position de la ligne d'excitation	110
III.3.3.5. Positionnement du plan de référence	111
III.3.3.6. Bilan du dimensionnement	112
III.3.4. Performances de l'antenne	113
III.4. Intégration du circulateur et de l'antenne sur le même substrat	115
III.4.1. Etude du circulantenne en champ idéal	115
III.4.2. Etude magnétostatique : Détermination du champ interne au ferrite	116
III.4.3. Co-simulation magnétostatique – électromagnétique (MS-EM)	118
III.5. Prototypage et mesures du dispositif	119
III.5.1. Réalisation des prototypes	119
III.5.2. Performances mesurées	120
III.5.2.1. Mesure des paramètres S	121
III.5.2.2. Analyse des résultats – difficultés expérimentales rencontrées	122
III.5.2.3. Diagrammes de rayonnement en gain réalisé	125
III.5.2.4. Evaluation expérimentale de l'isolation	126
III.5.2.4.1. Isolation entre les ports 1 et 2	126
III.5.2.4.2. Isolation entre les ports 2 et 3	128
III.5.2.5. Efficacité et directivité du dispositif	128
III.5.3. Comparaison aux dispositifs existants	130
III.6. Conclusion	131
III.7. Références bibliographiques du Chapitre III	133

Table des illustrations du Chapitre III

Figure III-1: Structure du circulateur microstrip pour l'étude découplée, le résonateur est excité faiblement par des lignes d'accès en laissant un gap de 100 μm	102
Figure III-2: Paramètres S de la structure Figure III-1	103
Figure III-3: Schéma de principe du résonateur	103
Figure III-4: Schéma circulateur.....	104
Figure III-5: Influence de la largeur de ligne w_{int} sur les performances du circulateur.....	104
Figure III-6: Influence de l'angle entre les accès sur les performances de l'antenne.....	105
Figure III-7: Impédance idéale de l'antenne pour un angle $\theta = 126^\circ$ et (a) $w_{\text{int}} = 4.2 \text{ mm}$ (b) $w_{\text{int}} = 4.4 \text{ mm}$ (c) $w_{\text{int}} = 4.6 \text{ mm}$	106
Figure III-8: Structure d'une antenne Vivaldi	107
Figure III-9: Vue avant et arrière de l'antenne Vivaldi	107
Figure III-10: Dimensions à déterminées par études paramétriques	108
Figure III-11: Influence du coefficient s sur l'impédance de l'antenne, $r=0.3\text{mm}$	109
Figure III-12: Influence du coefficient r sur l'impédance de l'antenne, $s=0.3\text{mm}$	109
Figure III-13: Impédance de l'antenne pour différentes longueurs de fente avec une largeur fixée à 0.6mm ($2 \times s$)	110
Figure III-14: Impédance de l'antenne pour différentes longueurs de ligne d'excitation, avec $s=0.3$, $L_{\text{slotline}}=4\text{mm}$	111
Figure III-15: Influence de la position de la ligne d'excitation par rapport à la fente, pour $s=r=0.3$, $L_{\text{slotline}}=L_{\text{stub}}=4\text{mm}$	111
Figure III-16: Influence de la position du point de référence d'impédance sur l'impédance de l'antenne.....	112
Figure III-17: Impédance d'entrée idéale de l'antenne déterminée par l'étude analytique et impédance d'entrée de l'antenne réalisée sur CST par études paramétriques	112
Figure III-18: Structures comparées. Substrat choisi (a) et substrat réduit (b)	113
Figure III-19: Influence du plan de masse sur les performances de l'antenne. Diagramme de rayonnement en gain de l'antenne selon différentes longueurs de substrat à 8.3 GHz : substrat choisi de longueur 31 mm et substrat réduit de longueur 20 mm	114
Figure III-20: Efficacité de rayonnement de l'antenne en fonction de la fréquence	114
Figure III-21: Intégration du circulateur et de l'antenne sur le même substrat	115
Figure III-22: Comparaison des paramètres S obtenus par simulation 3D CST à ceux obtenus à partir de notre méthodologie analytique	116
Figure III-23: Modèle du circulantenne pour l'étude magnétostatique	117
Figure III-24: Champ magnétique statique le long d'une droite au centre du ferrite de la structure Figure III-23	118
Figure III-25: Modèle numérique du prototype	119

Figure III-26: Co-simulation MS-EM du modèle Figure III-25	119
Figure III-27: Prototype réalisé du circulantenne.....	120
Figure III-28:Assemblage du circulantenne avec la semelle et les connecteurs.....	120
Figure III-29:Mesure du prototype en chambre anéchoïque : (a) dispositif de mesure (b) support en rohacell.....	121
Figure III-30:Comparaison des paramètres S du circulantenne mesuré et simulé	122
Figure III-31: Présence d'un gap non-métallisé entre le ferrite et le substrat diélectrique....	123
Figure III-32:Traces de brulures sur l'échantillon dû à la puissance élevée délivrée par le laser	123
Figure III-33:Lignes microstrip détériorées au niveau des zones de fixation des connecteurs	124
Figure III-34: Mesure des paramètres S du dispositif avant le serrage des vis	124
Figure III-35: Diagramme de rayonnement en gain réalisé mesurés et simulés à 8.1 GHz .	125
Figure III-36: Comparaison du gain intrinsèque mesuré et du gain intrinsèque simulé lors de l'ajout d'un plan métallique	126
Figure III-37: Configuration en émission (configuration 1).....	127
Figure III-38: Configuration en réception (configuration 2)	127
Figure III-39: Mesure de l'isolation entre les ports 1 et 2.....	127
Figure III-40: Configuration en émission (configuration 3).....	128
Figure III-41: Configuration en réception (configuration 4)	128
Figure III-42 : Efficacité totale du système (a) en mesure et en simulation (b) rétro-simulé avec une conductivité de l'or de $1 \times 10^7 \text{S/m}$	129
Figure III-43: Directivité du système en mesure et en simulation	129
Figure III-44: Comparaison directivité mesurée et directivité mesurée lors de l'ajout d'un plan métallique.....	130

Table des tableaux du Chapitre III

Tableau III-1: Propriétés du ferrite Y39	102
Tableau III-2: Dimensions de l'antenne déterminées par les études paramétriques.....	112
Tableau III-3: Caractéristiques de l'aimant ferrite Ceramic 8C	117
Tableau III-4: Comparaison des mesures du système aux simulations.....	122
Tableau III-5: Comparaison des performances du circulantenne et du dispositif d'Adams ...	130

III.1. Introduction

Le chapitre précédent a détaillé une méthode analytique de conception d'un circulantenne. Celle-ci permet, à partir de la matrice $[Z]$ d'un résonateur à ferrite obtenue par simulation de déterminer l'impédance idéale que doit présenter l'antenne qui sera connectée au « port rayonnant. Le résonateur à ferrite et l'antenne seront ainsi connectés sans passer par une interconnexion de $50\ \Omega$. Ce chapitre se focalisera sur la conception numérique du circulantenne puis sur sa réalisation et sa mesure. L'antenne et le résonateur à ferrite sont tout d'abord étudiés individuellement afin de vérifier leur bon fonctionnement avant leur intégration sur le même substrat. Chaque étude, que ce soit celle de l'antenne ou celle du circulateur, prend en compte les contraintes imposées par l'autre composant.

L'étude de l'antenne présentera les axes ayant permis son optimisation ainsi que les contraintes imposées par son intégration commune avec le résonateur sur le même substrat. La conception du résonateur à ferrite est faite en intégrant la possibilité qu'il soit (contrairement à un circulateur traditionnel) asymétrique et que l'impédance présentée au port relié à l'antenne soit différente de celle vue par les deux autres. Les méthodes décrites dans la littérature se limitent au cas symétrique c'est-à-dire que l'impédance présentée à chaque port est identique. C'est pourquoi, une étude sur les dimensions du circulateur sera menée afin d'identifier les paramètres permettant de coupler efficacement les modes propres de la cavité lorsque le résonateur est asymétrique.

L'étude du circulateur se fait en trois étapes :

- Sa géométrie (diamètre du ferrite, forme/dimensions du conducteur central, champ interne H_i , etc...) est déterminée dans le cas idéal où le champ interne au ferrite est homogène.
- Une étude magnétostatique est effectuée afin de dimensionner les aimants permettant d'obtenir le champ magnétique souhaité dans le matériau.
- Une cosimulation électromagnétique-magnétostatique est menée et permet d'extraire les paramètres S du circulateur en prenant en compte le champ statique délivré par les aimants.

La méthodologie de conception exposée dans le chapitre II sera appliquée pour permettre le développement conjoint du circulateur et de l'antenne. Nous nous imposerons une impédance de $50\ \Omega$ aux accès 1 et 3 afin de n'avoir besoin d'aucun transformateur d'impédance qui augmenterait l'encombrement et les pertes du dispositif. L'impédance idéale de l'antenne à connecter au port 2 est déterminée.

Pour valider cette méthode de conception, il sera essentiel de confirmer les résultats obtenus par la réalisation d'un prototype et la mesure de ses performances. Les aspects liés aux contraintes de réalisation seront aussi examinés et discutés. Les performances expérimentales du dispositif seront comparées aux dispositifs existants dans la littérature.

III.2. Mise au point du résonateur à ferrite

Cette partie présente le développement du résonateur en mettant en œuvre la méthodologie présentée dans le chapitre précédent. Avant de regarder l'influence des paramètres géométriques du conducteur central sur les impédances, le choix du matériau, du rayon du ferrite et du champ interne est guidé par la fréquence de fonctionnement du dispositif, qui a été choisie arbitrairement autour de 8 GHz.

III.2.1. Dimensionnement du ferrite

Pour des raisons de compacité et d'intégration, le résonateur est choisi en topologie microstrip. Il est pré-dimensionné en s'inspirant de [III-1, III-2]. Il fonctionnera sur sa zone de champ faible et utilisera un disque de ferrite Y39 inséré dans un substrat d'alumine de permittivité relative 9.9. Ce ferrite a été choisi pour ses pertes magnétiques faibles et pour son aimantation à saturation également faible ce qui permettra l'utilisation d'un aimant de petites dimensions avec une rémanence peu élevée. Les caractéristiques du ferrite utilisé sont présentées dans le Tableau III-1.

	Ms (Gauss)	ΔH_{eff} (Oe)	ΔH (Oe)	ϵ	$Tan\delta(10^{-4})$
Y39	800	4	40	14.6	2

Tableau III-1: Propriétés du ferrite Y39

La méthode de conception des circulateurs décrite se base notamment sur les travaux de deux thèses précédentes réalisées dans le cadre du laboratoire commun Inogyro [III-1], [III-2]. Cette méthode peut être décomposée en deux étapes distinctes. Elle commence par une étude modale qui permet de dimensionner le résonateur et le champ interne afin d'obtenir les modes fondamentaux $HE_{\pm 11}$ de part et d'autre de la fréquence de travail. Afin d'exciter le circulateur, des lignes sont placées en face des 3 accès avec des gaps d'air de 100 μm permettant d'obtenir les modes propres du dispositif « découplé » (Figure III-1).

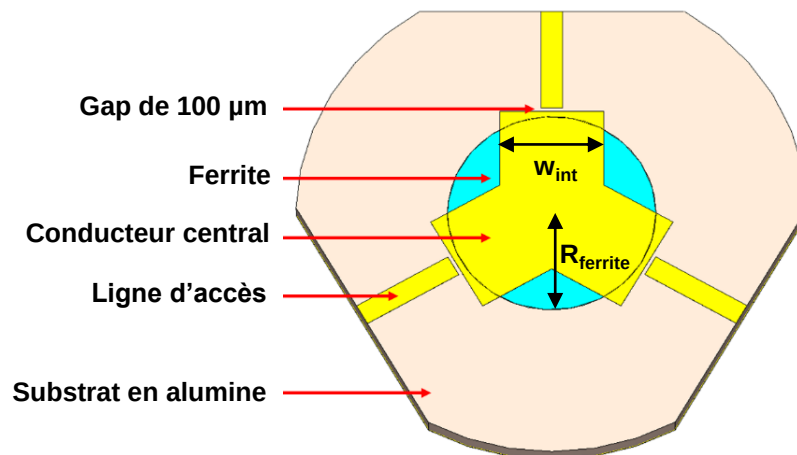


Figure III-1: Structure du circulateur microstrip pour l'étude découplée, le résonateur est excité faiblement par des lignes d'accès en laissant un gap de 100 μm

Les paramètres géométriques et physiques du résonateur ont été définis à l'issue de cette étude (Figure III-2). Le rayon du disque de ferrite a été fixé à 2.8 mm tandis que le champ magnétique statique interne au ferrite H_i à 600 Oe. L'épaisseur du ferrite est identique à celle du substrat, soit $h_{ferrite} = h_{substrat} = 0.6$ mm. Le conducteur central adopte une géométrie en forme de Y, avec des lignes de largeur $w_{int} = 2.8$ mm. Les lignes d'accès présentent une largeur de 0.59 mm.

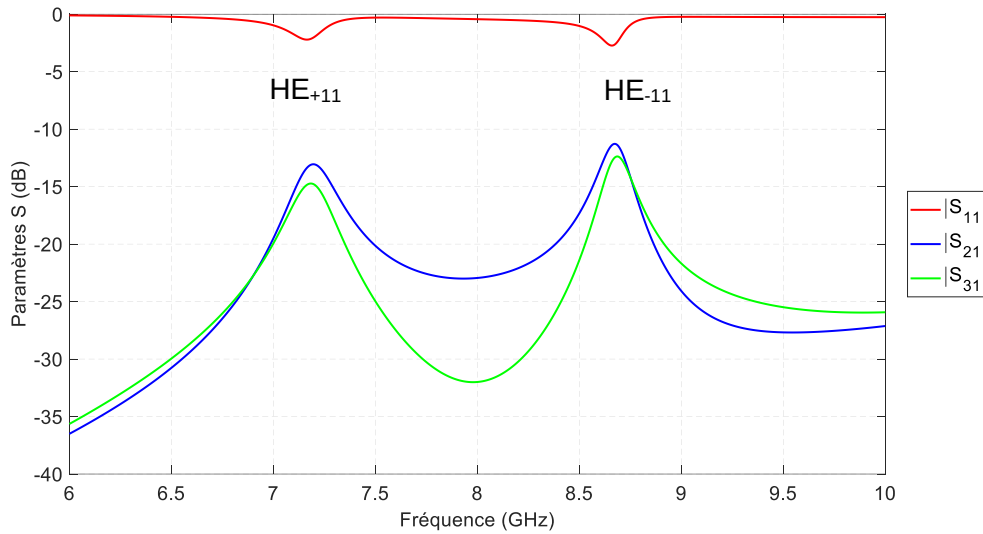


Figure III-2: Paramètres S de la structure Figure III-1

La deuxième étape de la méthode de conception est le couplage des modes propres contrarotatifs afin d'obtenir une fonction de circulation optimale ou ici une transmission optimale de l'énergie du port alimenté vers l'antenne. Les travaux antérieurs du laboratoire commun INOGYRO ont montré que ce couplage était fait à partir de simulations paramétriques dans les travaux d'Hamza Turki [III-11] et de manière analytique dans les travaux de Vincent Olivier [III-1]. Ces méthodes n'étant adaptées qu'aux cas où le circulateur est symétrique c'est-à-dire où la même impédance est présentée à chaque port du circulateur, une nouvelle méthodologie a été mise en place et a fait l'objet du chapitre précédent.

III.2.2. Etude de l'influence des différents paramètres géométriques du circulateur

L'objectif ici est de déterminer (dans un premier temps dans des conditions idéales de polarisation du ferrite (c'est-à-dire avec $H_i = \text{cte}$) les dimensions du résonateur (W_{int} et θ) qui permettront d'obtenir les meilleurs niveaux de S_{ij} pour le circulantenne (adaptation et isolation supérieures à 20 dB, transmission proche de 0 dB) pour un fonctionnement autour de 8GHz. Nous imposerons des impédances de référence de 50 Ω aux ports 1 et 3. La Figure III-3 présente la topologie du dispositif étudié.

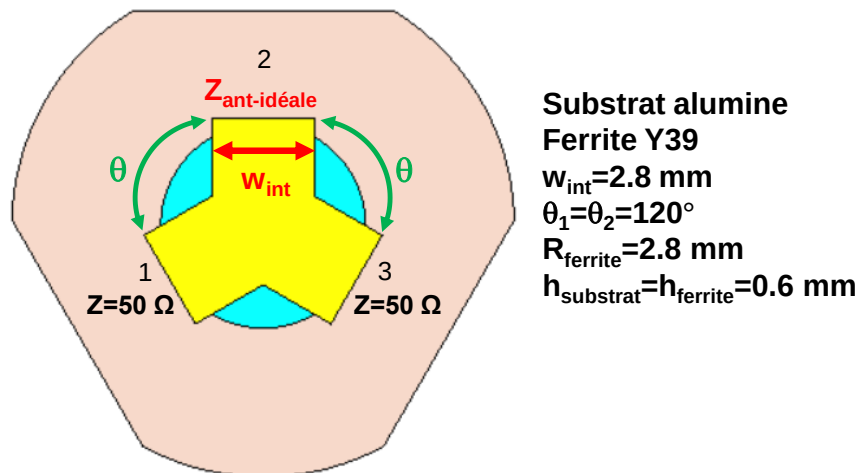


Figure III-3: Schéma de principe du résonateur

III.2.2.1. Méthode de travail

Pour chaque topologie de résonateur la simulation est effectuée en 3 étapes :

- Détermination par simulation électromagnétique sous CST de la matrice $[Z_R]$ du résonateur
- Détermination par calcul analytique de l'impédance $Z_{\text{ant-idéale}}$ à présenter au port 2 du dispositif
- Calcul analytique des paramètres S avec les accès 1 et 3 sur 50Ω (Figure III-4).

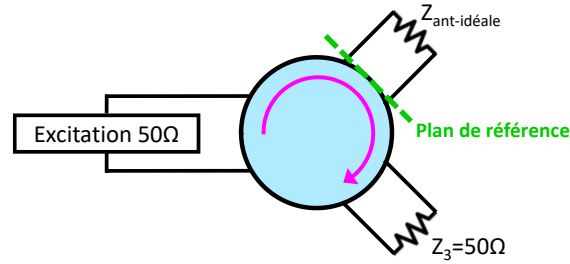


Figure III-4: Schéma circulateur

Le résonateur étant chargé au port 2 par $Z_{\text{ant-idéale}}$, le paramètre $|S_{31}|$ tend vers 0 ($-\infty$ en dB), il n'est donc pas représenté sur les différents tracés. De plus, le résonateur étant symétrique au niveau des accès 1 et 3, plusieurs paramètres sont identiques : $|S_{11}|=|S_{33}|$, $|S_{12}|=|S_{23}|$ et $|S_{21}|=|S_{32}|$, les paramètres $|S_{22}|$ et $|S_{13}|$ sont quant à eux uniques. Pour plus de lisibilité, nous ne faisons donc pas apparaître les paramètres $|S_{11}|$, $|S_{21}|$ sur les tracés. Ceci permettra de montrer que l'adaptation au port 1 et la transmission du signal au port 2 sont correctes.

III.2.2.2. Influence de la largeur à l'accès 2 W_{int}

La Figure III-5 présente l'évolution des paramètres $|S_{11}|$ et $|S_{21}|$ pour plusieurs valeurs de W_{int} et pour $\theta=120^\circ$. L'adaptation semble légèrement se dégrader quand W_{int} augmente sans que les résultats soient très différents.

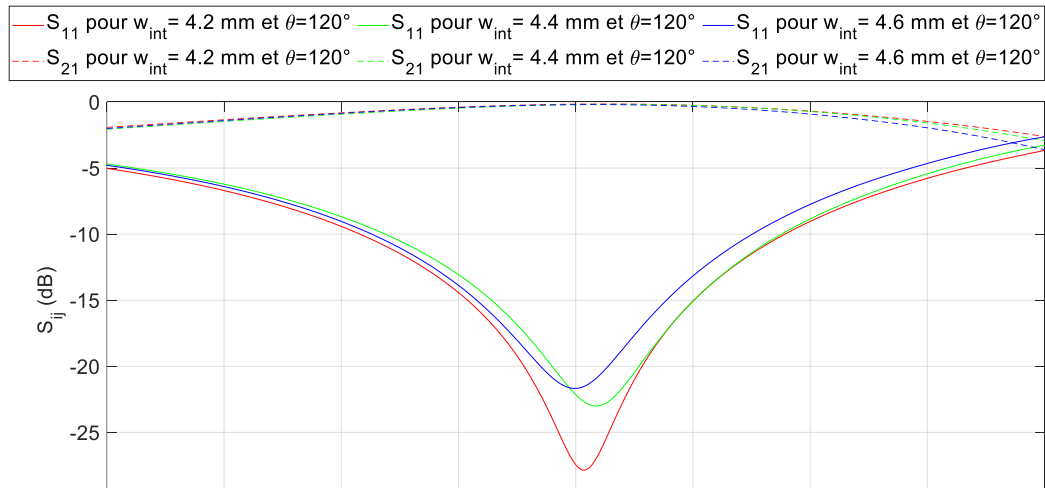


Figure III-5: Influence de la largeur de ligne w_{int} sur les performances du circulateur

III.2.2.3. Influence de l'angle θ

Nous choisissons de conserver $w_{int}=4.4\text{mm}$ et nous faisons varier l'angle θ . Les paramètres S correspondant sont présentés Figure III-6.

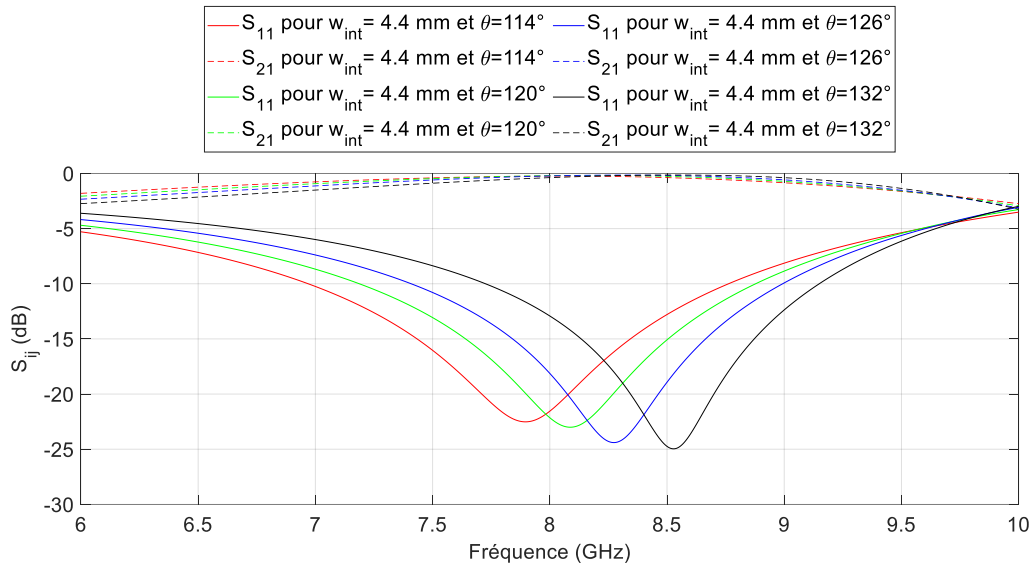
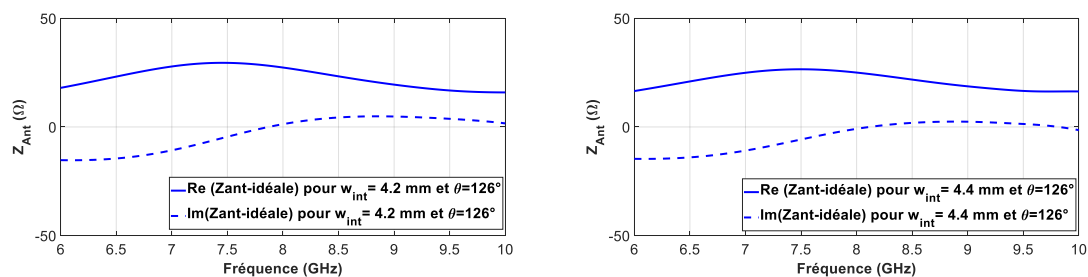


Figure III-6: Influence de l'angle entre les accès sur les performances de l'antenne

Il apparaît que l'angle θ influe sur la fréquence de fonctionnement du dispositif et sur sa bande passante. Plus il augmente, plus la fréquence augmente. Ce paramètre permettra d'ajuster la fréquence de travail. La plus forte bande passante obtenue ici l'est pour $\theta=126^\circ$, elle vaut 390MHz.

A l'issue de cette étude faite dans le cas d'un résonateur idéal, c'est-à-dire polarisé avec un champ magnétique homogène, il s'avère que le paramètre w_{int} doit avoir une valeur entre 4,2mm et 4,4mm et l'angle θ doit se situer autour de 126° pour avoir des performances optimales. Une étude plus fine de ces paramètres sera menée lorsque le cas réel sera mis en œuvre, c'est-à-dire lorsque le champ réel fourni par les aimants sera considéré par le biais d'une co-simulation magnétostatique-électromagnétique et lorsque l'antenne réelle sera prise en compte.

Cette étude permet d'identifier l'impédance idéale de l'antenne à présenter au port 2. Cette impédance idéale est tracée sur la Figure III-7 pour des largeurs w_{int} égales à 4,2 mm, 4,4 mm et 4,6mm et un angle $\theta=126^\circ$.



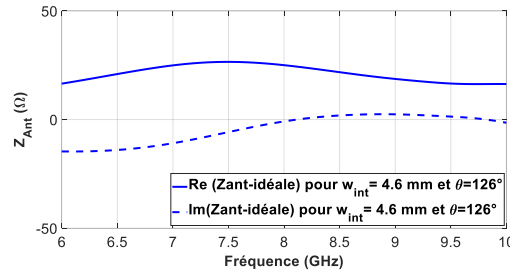


Figure III-7: Impédance idéale de l'antenne pour un angle $\theta = 126^\circ$ et (a) $w_{int} = 4.2$ mm (b) $w_{int} = 4.4$ mm (c) $w_{int} = 4.6$ mm

Ces tracés nous donnent le gabarit de l'évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne. Plus particulièrement et en se basant sur les paramètres S idéaux tracés sur les figures Figure III-5 à Figure III-7, l'objectif est de développer une antenne dont l'impédance d'entrée se rapproche de celles tracées sur la Figure III-7 dans la bande de fréquence [7,5 GHz – 9 GHz] où le circulateur a des performances optimales.

III.3. Conception de l'antenne

III.3.1. Choix de la topologie de l'antenne

La méthodologie de co-développement exposée précédemment a montré que les impédances idéales à présenter au port d'accès de l'antenne devaient être peu résonantes. Dans le cas d'une antenne utilisant un substrat d'alumine de forte permittivité, les résonances sont plus marquées et présentent des facteurs de qualité plus importants que dans le cas où un substrat de faible permittivité à plus fortes pertes est utilisé. Le co-développement imposant l'utilisation d'un substrat d'alumine, la topologie de l'antenne à retenir doit être faiblement résonante, ce qui est le cas d'une antenne de type Vivaldi. De plus, l'antenne Vivaldi possède un rayonnement arrière limité qui minimisera les perturbations dues à la proximité du circulateur sur les performances de l'antenne. La limitation du rayonnement arrière de l'antenne permettra également de ne pas affecter les mesures du dispositif complet en minimisant le rayonnement du côté des connecteurs. Ce type d'antenne est également apprécié pour sa large bande passante même si ce n'est pas ce qui justifie son choix ici.

III.3.2. Généralités sur les antennes Vivaldi

Les antennes à fentes à transition progressive (TSA : Tapered Slot Antennas) sont très répandues en technologie micro-ruban [III-3]. Parmi elles on retrouve l'antenne Vivaldi, introduite en 1979 par P.J Gibson [III-4]. Elle se caractérise par une ligne à fente progressive suivant un profil exponentiel. Les antennes Vivaldi présentent une polarisation linéaire ainsi qu'une large bande passante [III-5]. Elles se démarquent des autres antennes à fentes à transition progressive par un gain plus élevé, une bande passante plus importante et des réflexions réduites [III-6]. L'antenne Vivaldi présente un rayonnement unidirectionnel dans le plan du substrat selon la direction de l'ouverture [III-7]. La simplicité de la Vivaldi la rend particulièrement attrayante. Généralement elle consiste en une fente réalisée dans une couche métallique imprimée sur un substrat diélectrique. La fente rayonnante fait office de plan de masse pour l'antenne et est excitée par couplage [III-8].

Dans la zone où la largeur de la fente est petite par rapport à la longueur d'onde, les ondes se propagent le long de l'ouverture [III-4] car elles sont alors fortement liées aux conducteurs.

Lorsque la largeur entre les conducteurs augmente, ce lien s'affaiblit, permettant aux ondes d'être rayonnées par l'antenne. Il est donc possible de distinguer deux zones (Figure III-8) :

- La zone de propagation : $W_E < W < W_A$
- La zone de rayonnement : $W_A < W < W_0$

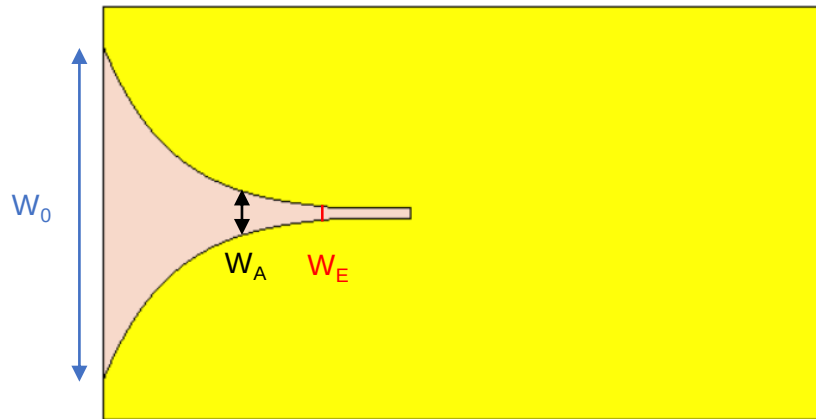


Figure III-8: Structure d'une antenne Vivaldi

La partie suivante présentera le dimensionnement de l'antenne et de son excitation.

III.3.3. Dimensionnement de l'antenne

L'antenne est composée d'un substrat d'alumine sur lequel une métallisation d'or est déposée sur les deux faces. Sur l'une des faces se trouvent le plan de masse et l'ouverture de la Vivaldi. Tandis que l'autre face comporte la ligne microstrip destinée à exciter la fente de l'antenne. L'utilisation de l'alumine est imposée par la conception puisque c'est le seul substrat compatible avec l'insertion de ferrite. Ce matériau apporte des avantages car il garantit une haute qualité résonnante ainsi que des dimensions réduites du dispositif en tirant parti de sa permittivité élevée. Cependant, l'alumine impose aussi des limitations puisqu'il n'est pas possible de réaliser des vias métallisés sur ce substrat.

L'objectif étant de relier le circulateur directement à l'antenne sans interconnexion et/ou étage d'adaptation, un « coude » a été intégré afin de pouvoir centrer le circulateur lorsqu'il sera intégré sur ce même substrat (Figure III-9).

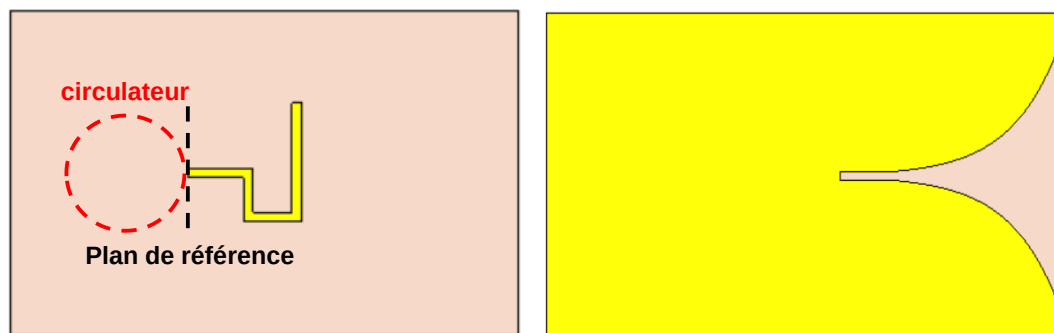


Figure III-9: Vue avant et arrière de l'antenne Vivaldi

Les dimensions de l'antenne ont été déterminées en prenant en compte les contraintes d'intégration de l'antenne et du circulateur sur le même substrat. En effet, le substrat doit être suffisamment grand pour pouvoir accueillir le circulateur. Ce plan de masse influence de manière significative l'impédance d'entrée et le diagramme de rayonnement de l'antenne, il doit donc être pris en compte dans son dimensionnement. Les études paramétriques présentées par la suite ont pour objectif de sélectionner les dimensions de l'antenne (Figure III-10) permettant d'obtenir l'impédance d'entrée la plus proche de celle déterminée lors de l'étude analytique précédente.

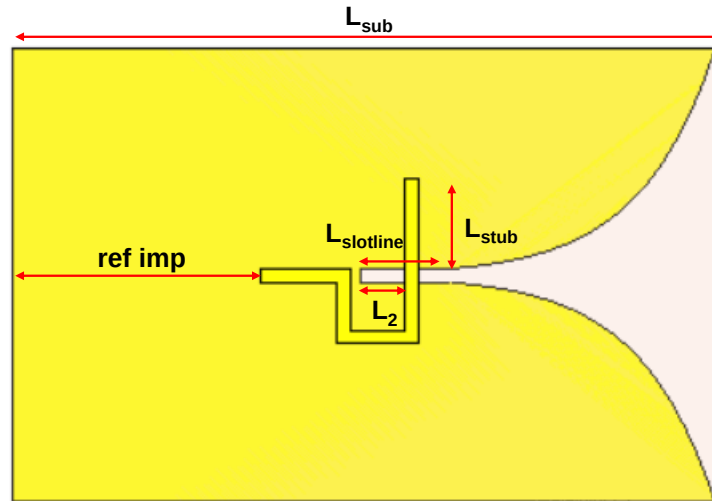


Figure III-10: Dimensions à déterminer par études paramétriques

Les études présentées par la suite montreront l'influence des dimensions de l'antenne sur son impédance d'entrée. Le plan de référence est pris à la « sortie » du circulateur soit à l'interface ferrite-diélectrique.

III.3.3.1. Dimensions du substrat

Les dimensions du substrat ont été choisies pour faciliter l'intégration simultanée de l'antenne et du circulateur. Elles tiennent compte non seulement de l'espace nécessaire pour intégrer les deux éléments sur le même substrat, mais aussi les dimensions spécifiques imposées par le circulateur. Tout d'abord, l'épaisseur du substrat a été imposée par l'épaisseur du substrat du circulateur fixée à 0.6mm. La longueur de substrat retenue est $L_{sub}=31\text{mm}$ et correspond à la taille minimum nécessaire pour garantir un espace suffisant pour intégrer le circulateur et les connecteurs sur le substrat.

III.3.3.2. Dimensions de la fente et de l'exponentielle de l'ouverture

Le profil exponentiel choisi pour l'antenne est de la forme :

$$y(t) = \pm s \cdot \exp(r \cdot t) \quad (\text{III.1})$$

Le coefficient s correspond à la moitié de l'ouverture initiale de la fente, tandis que le coefficient r régit l'ouverture de l'antenne. Plus celui-ci est élevé, plus l'exponentiel croît rapidement. La sélection des valeurs des paramètres s et r a été effectuée à l'aide d'études paramétriques (Figure III-11 et Figure III-12) avec pour objectif d'obtenir une impédance d'entrée de l'antenne proche de l'impédance idéale déterminée par notre méthode autour de 8.1 GHz. Il est à noter

qu'autour de cette fréquence l'impédance $Z_{\text{ant-idéale}}$ est stable et réelle avec une valeur proche de 26 Ω .

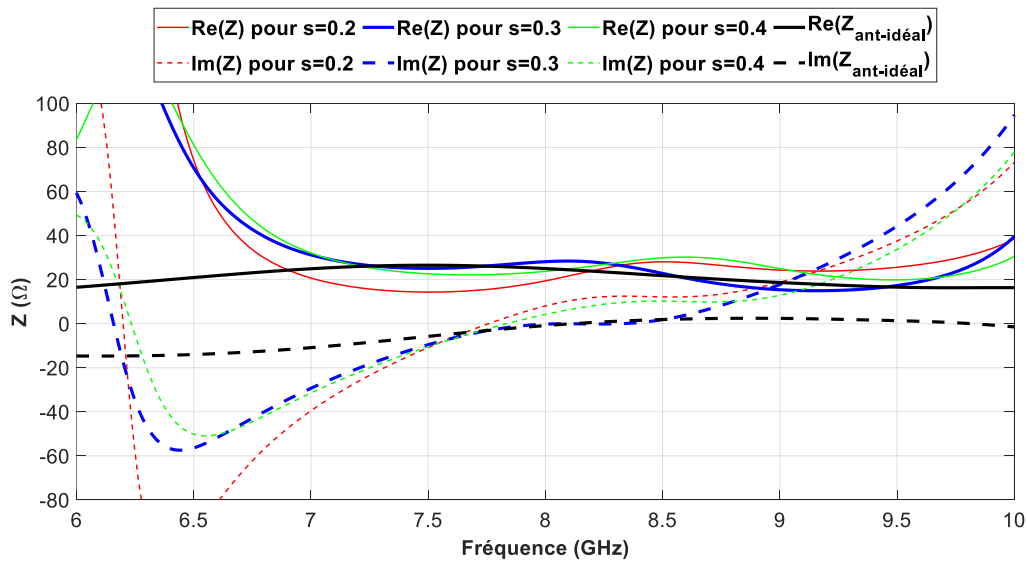


Figure III-11: Influence du coefficient s sur l'impédance de l'antenne, $r=0.3\text{mm}$

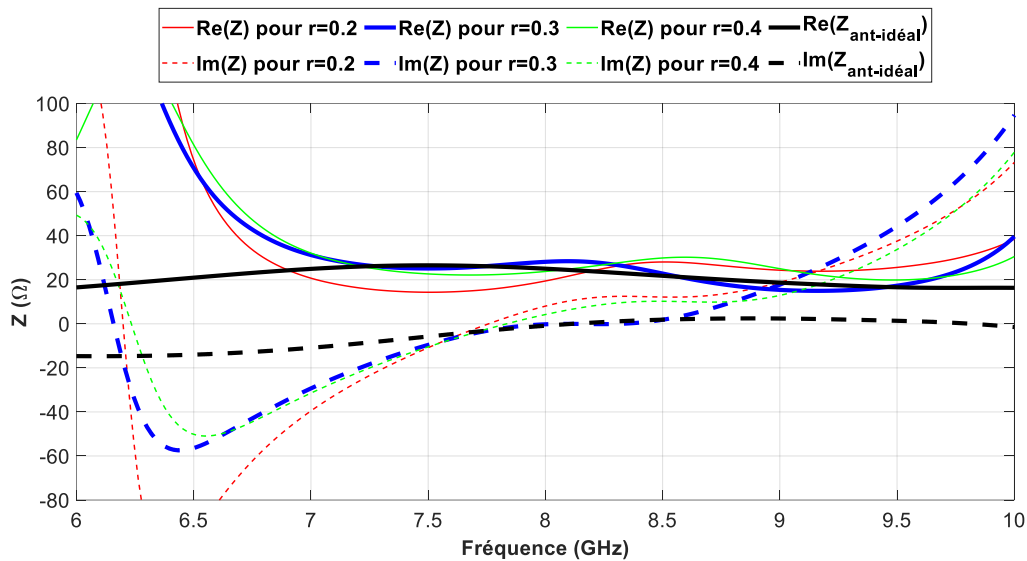


Figure III-12: Influence du coefficient r sur l'impédance de l'antenne, $s=0.3\text{mm}$

Les études présentées sur les Figure III-11 et Figure III-12 montrent que lorsque les deux paramètres s et r sont égaux à 0.3, l'impédance d'entrée obtenue se rapproche de $Z_{\text{ant-idéale}}$. La concordance est particulièrement bonne sur les parties imaginaires.

III.3.3.3. Dimensions de la fente

Les dimensions de la fente ont aussi une influence sur les résonances de l'impédance d'entrée de l'antenne. La largeur a précédemment été fixé à 0.6 mm par le choix du coefficient $s=0.3$, correspondant à l'ouverture initiale de la fente. Il reste maintenant à déterminer sa longueur. La Figure III-13 présente l'influence de la longueur de la fente sur l'impédance d'entrée de

l'antenne. Ces impédances sont comparées à l'impédance idéale et ont conduit au choix d'une longueur $L_{\text{slotline}}=4\text{mm}$. En effet ces valeurs permettent d'obtenir une zone autour de 8 GHz où la composante imaginaire de l'impédance est proche de 0 avec une composante réelle autour de $25\ \Omega$, les deux étant proches de $Z_{\text{ant-idéale}}$.

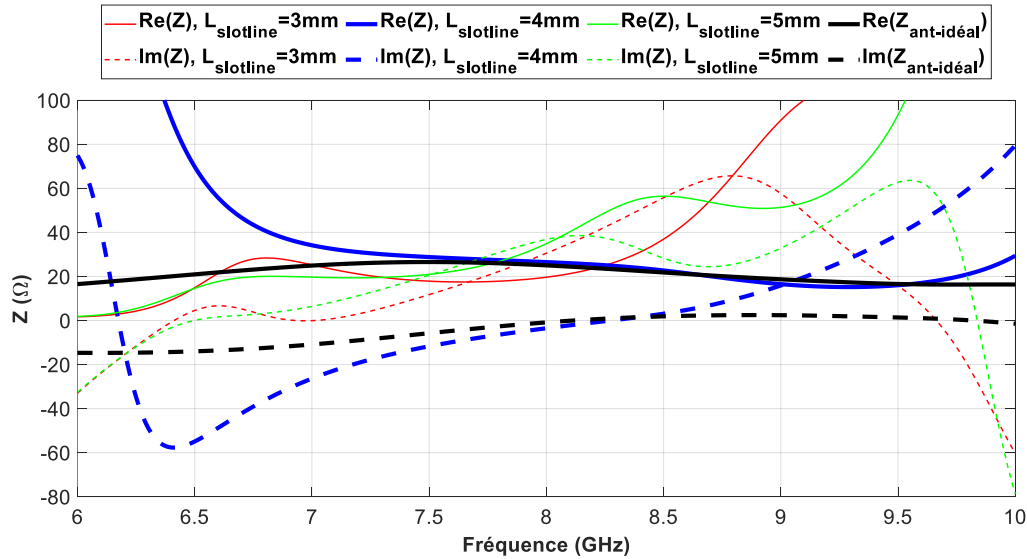


Figure III-13: Impédance de l'antenne pour différentes longueurs de fente avec une largeur fixée à 0.6mm ($2 \times s$)

III.3.3.4. Dimensionnement et position de la ligne d'excitation

La fente de la Vivaldi est excitée par une ligne microstrip placée perpendiculairement par rapport à la fente [III-9]. Ce type de transition offre de nombreux avantages. Tout d'abord, elle peut être facilement réalisée par gravure laser. De plus cela permet d'utiliser un seul substrat qui sera imprimé sur ses deux faces, ce qui diminue l'encombrement du dispositif. D'un côté du substrat est placée la fente et de l'autre la ligne microstrip. La largeur de cette ligne est de 0.59mm , dimensionnée pour avoir une impédance caractéristique de $50\ \Omega$. La longueur du stub et la position de la ligne d'excitation par rapport à la fente influencent directement le couplage de l'antenne et l'impédance ramenée. Il est ainsi possible de moduler ce couplage en ajustant la longueur du stub et la position de la ligne d'excitation par rapport à la fente afin de se rapprocher de la valeur cible de l'impédance. La Figure III-14 et la Figure III-15 présentent l'influence de ces paramètres. A l'issue de cette étude, une dimension de stub de longueur 4mm et un positionnement tel que $L_2=3\text{mm}$ ont été sélectionnés.

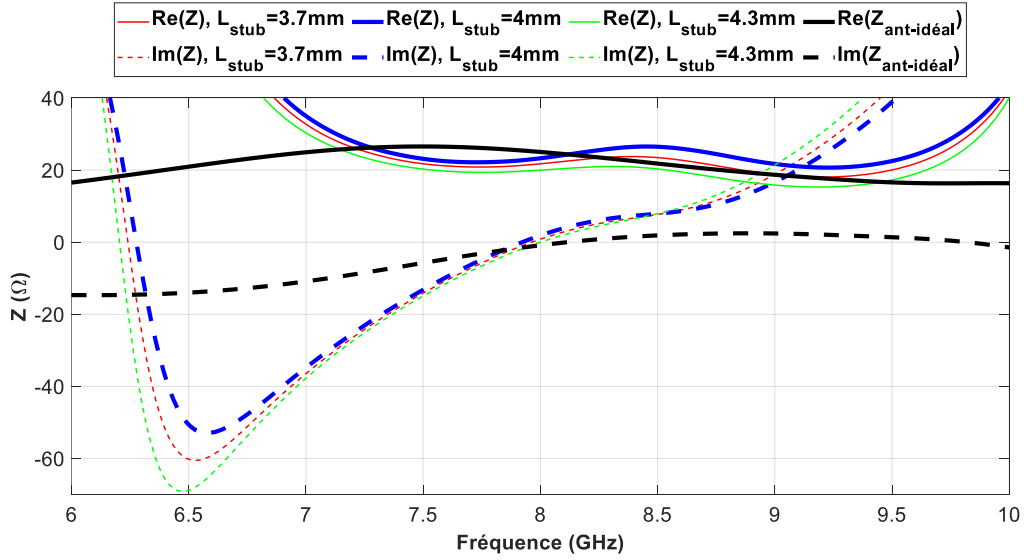


Figure III-14: Impédance de l'antenne pour différentes longueurs de ligne d'excitation, avec $s=0.3$, $L_{\text{slotline}}=4\text{mm}$

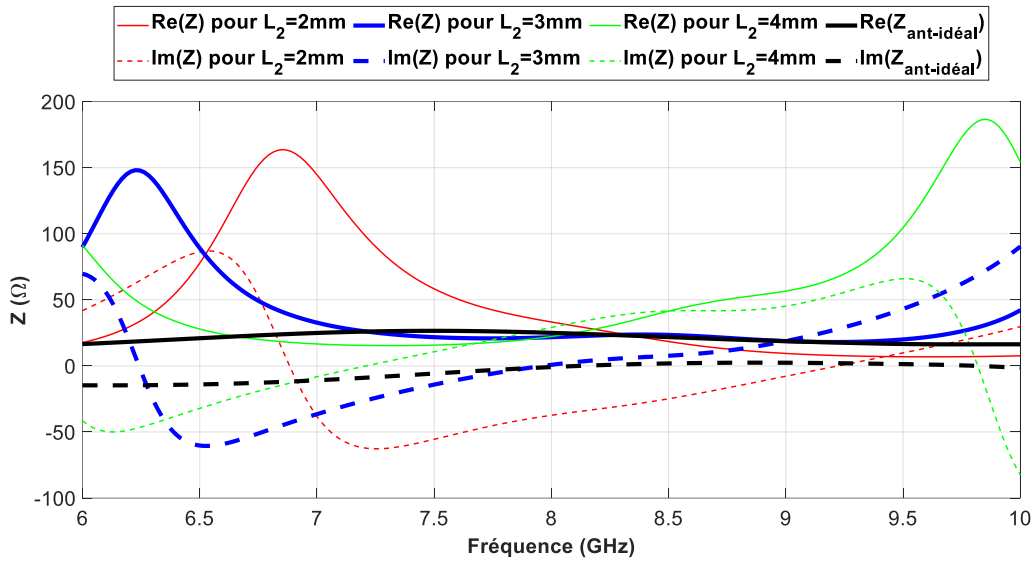


Figure III-15: Influence de la position de la ligne d'excitation par rapport à la fente, pour $s=r=0.3$, $L_{\text{slotline}}=L_{\text{stub}}=4\text{mm}$

III.3.3.5. Positionnement du plan de référence

La position du plan de référence de l'impédance a été choisie pour correspondre à la sortie du circulateur à l'interface ferrite-diélectrique. La position choisie a également été optimisée pour obtenir l'impédance idéale voulue (Figure III-16).

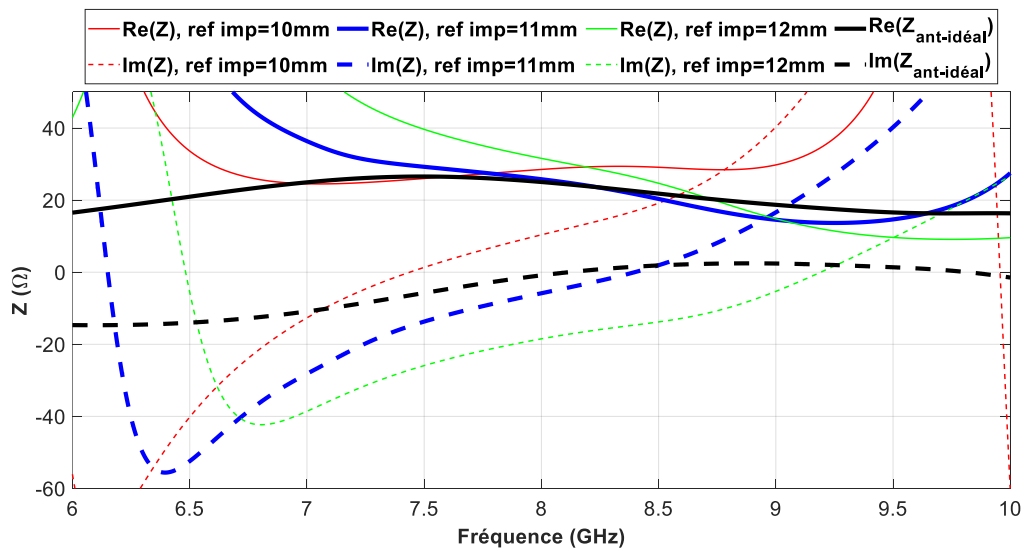


Figure III-16: Influence de la position du point de référence d'impédance sur l'impédance de l'antenne
La position du point de référence d'impédance a été fixé à 11mm suite à cette étude paramétrique. Cette valeur correspond à celle permettant d'obtenir en simulation, l'impédance d'entrée d'antenne dont la partie réelle mais surtout la partie imaginaire sont les plus proches de l'impédance calculée analytiquement $Z_{\text{ant-idéale}}$.

III.3.3.6. Bilan du dimensionnement

Les dimensions choisies à l'issue de ces études sont répertoriées dans le Tableau III-2 et permettent d'obtenir une impédance d'entrée de l'antenne proche de l'impédance idéale autour de 8 GHz comme le montre la Figure III-17.

Paramètre	s	r	L_{slotline} (mm)	W_{slotline} (mm)	L_{stub} (mm)	L_2 (mm)	ref imp (mm)	L_{sub} (mm)
Valeur	0.3	0.3	4	0.6	4	3	11	31

Tableau III-2: Dimensions de l'antenne déterminées par les études paramétriques

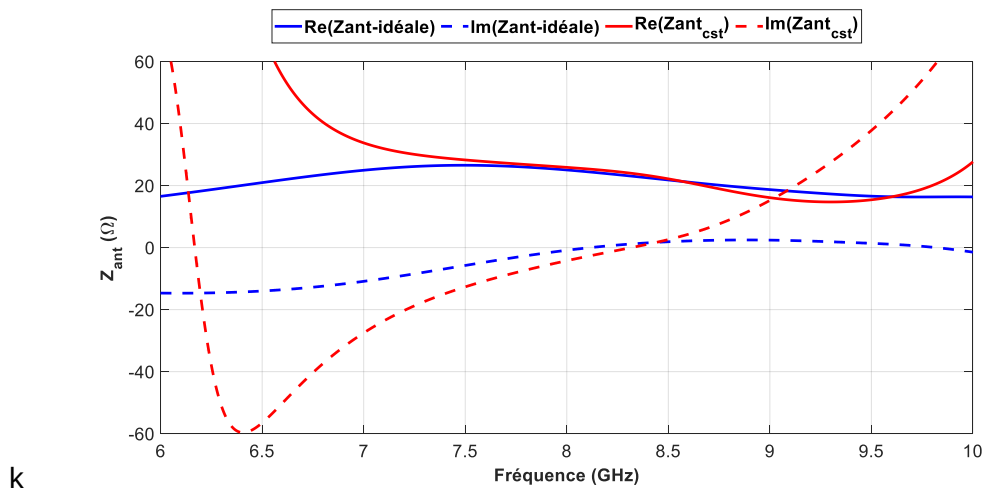


Figure III-17: Impédance d'entrée idéale de l'antenne déterminée par l'étude analytique et impédance d'entrée de l'antenne réalisée sur CST par études paramétriques

III.3.4. Performances de l'antenne

L'étude précédente s'est focalisée sur l'impédance d'entrée de l'antenne qui est le paramètre d'intérêt du co-développement du circulateur. Nous pouvons cependant présenter les paramètres liés au rayonnement. L'adaptation de l'antenne seule n'étant pas un critère (puisqu'elle sera adaptée par le circulateur), ce paragraphe présentera les gains intrinsèques et efficacité de rayonnement.

Le diagramme en gain intrinsèque est présenté sur la Figure III-19. Le diagramme est moins directif qu'une antenne Vivaldi classique avec un maximum de rayonnement à 60° . Cela s'explique par le fait que le plan de masse en amont de l'ouverture rayonnante de l'antenne a une taille qui n'est pas négligeable. En effet, la comparaison du diagramme de rayonnement en gain intrinsèque de notre antenne à celui d'une antenne qui n'intégrerait pas le circulateur et qui aurait une longueur de 20 mm révèle une modification du rayonnement (Figure III-18 et Figure III-19).

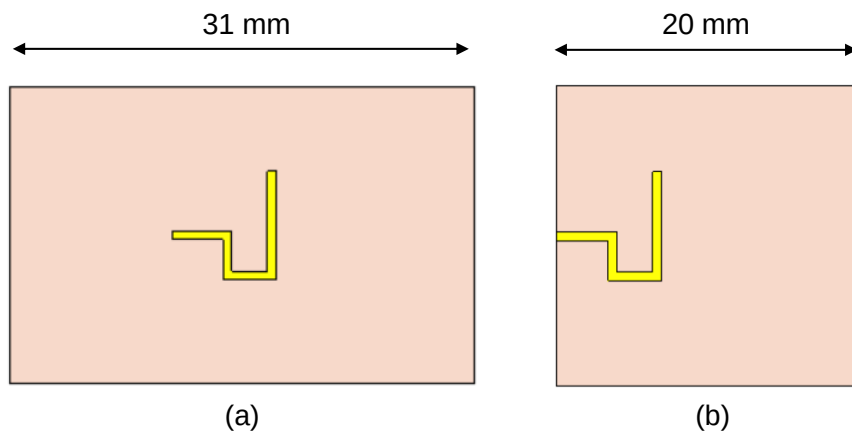


Figure III-18: Structures comparées. Substrat choisi (a) et substrat réduit (b)

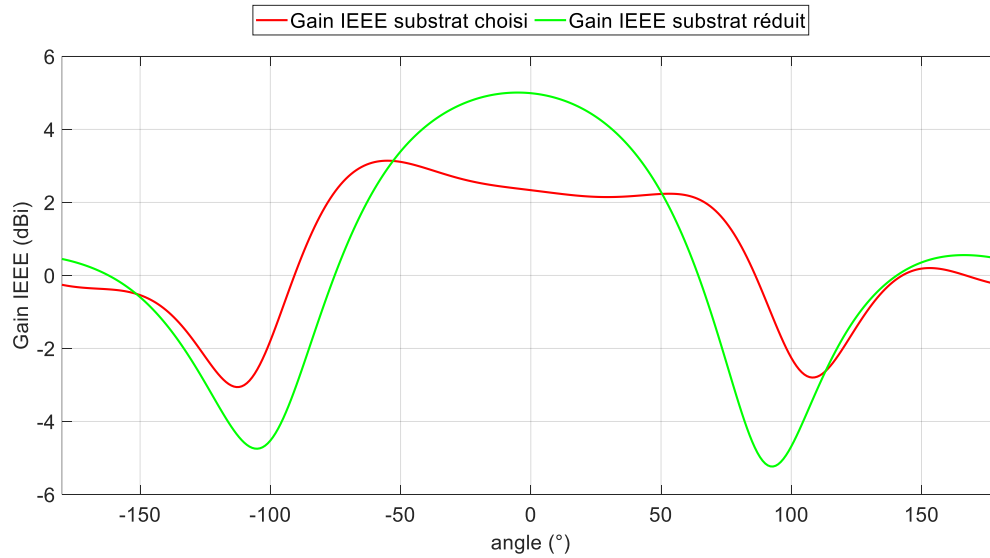


Figure III-19: Influence du plan de masse sur les performances de l'antenne. Diagramme de rayonnement en gain de l'antenne selon différentes longueurs de substrat à 8.3 GHz : substrat choisi de longueur 31 mm et substrat réduit de longueur 20 mm

L'efficacité de rayonnement en fonction de la fréquence est présentée sur la Figure III-20. Cette figure montre que l'antenne pourra rayonner 97.4% de la puissance acceptée autour de 8GHz.

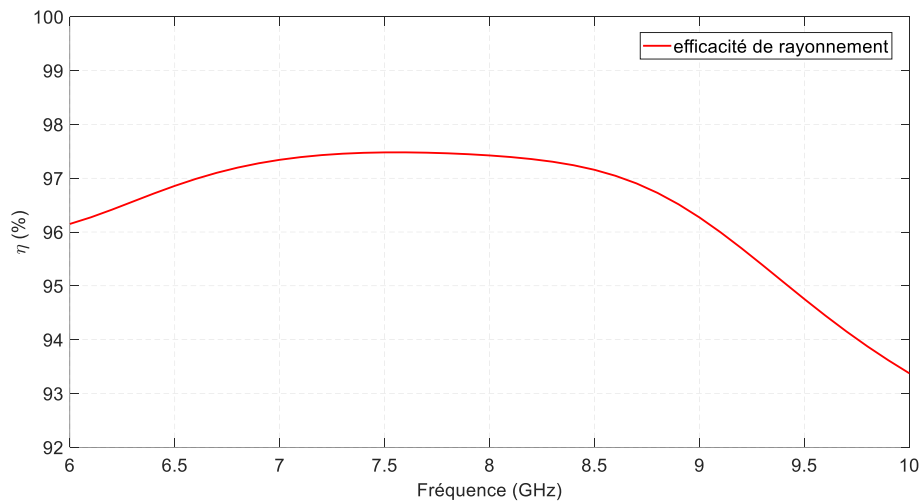


Figure III-20: Efficacité de rayonnement de l'antenne en fonction de la fréquence

A l'issue de cette partie, nous avons vu les paramètres importants de l'antenne et son dimensionnement afin qu'autour de 8 GHz son impédance d'entrée se rapproche de l'impédance idéale déterminée par notre méthodologie de co-développement détaillée précédemment. La partie suivante se concentre sur l'intégration du circulateur et de l'antenne en un seul et même composant le « circulantenne ».

III.4. Intégration du circulateur et de l'antenne sur le même substrat

L'antenne étudiée précédemment est directement connectée à la voie 2 du résonateur présenté dans le paragraphe II. Le dispositif regroupant ces deux éléments utilise le même substrat que celui de l'antenne, il est présenté sur la Figure III-21.

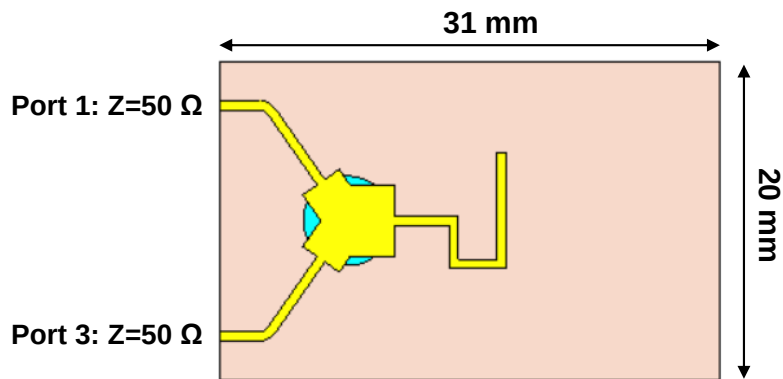


Figure III-21: Intégration du circulateur et de l'antenne sur le même substrat

Le port 1 est alimenté. Les impédances de références aux ports 1 et 3 (pour le calcul des paramètres S) sont prises à 50 Ω .

III.4.1. Etude du circulantenne en champ idéal

L'étude électromagnétique full-wave est, dans un premier temps, faite lorsque le champ interne au ferrite H_i est considéré homogène et égal à 600 Oe. La pré-étude faite au paragraphe II.2 sur les paramètres w_{int} et θ est affinée en prenant maintenant en compte l'impédance de l'antenne issue de la simulation électromagnétique présentée sur la Figure III-17. Dans ce cas, un couple $w_{int}=4,4$ mm et $\theta=126^\circ$ est sélectionné pour avoir des performances optimales sur la bande [8 GHz – 8.5 GHz]. Les paramètres S issus de cette simulation 3D sont comparés aux paramètres S issus de notre méthodologie analytique sur la Figure III-22.

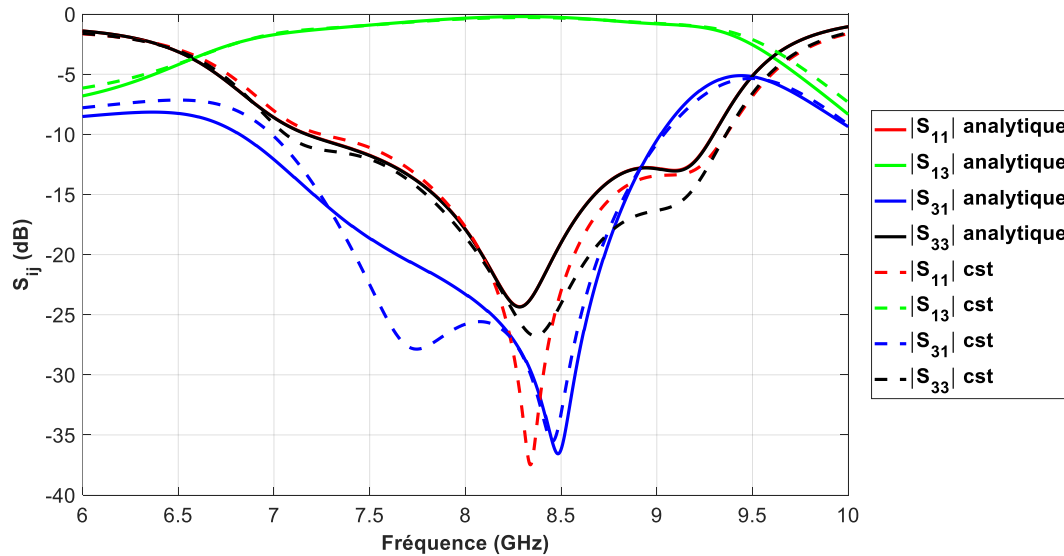


Figure III-22: Comparaison des paramètres S obtenus par simulation 3D CST à ceux obtenus à partir de notre méthodologie analytique

Cette figure montre un très bon accord entre les paramètres S issus de notre méthodologie et ceux issus de la simulation full-wave. La principale divergence entre les résultats obtenus par l'approche analytique et ceux issus de la simulation réside dans l'apparition d'un premier pic du $|S_{31}|$ à 7.6 GHz. Ce pic peut être expliqué par un effet de couplage que l'étude analytique ne peut pas prendre en compte.

Notre méthodologie de co-développement est ainsi validée. Avant de passer au prototypage, il convient de dimensionner les aimants à l'aide d'une étude magnétostatique afin de se rapprocher du champ homogène souhaité de 600 Oe.

III.4.2. Etude magnétostatique : Détermination du champ interne au ferrite

Lors des étapes de conception précédentes, les simulations ont été réalisées avec un champ interne au ferrite considéré homogène et constant, fixé à $H_i=600$ Oe afin d'obtenir les modes fondamentaux contrarotatifs autour de 8 GHz. Lors de la réalisation du prototype, ce champ devra être généré par des aimants qui, contrairement aux simulations initiales, ne délivreront pas un champ parfaitement homogène. Ceci s'explique notamment par la géométrie des aimants qui conduit à une distribution inégale du champ délivré. En général, le champ est plus concentré sur les extrémités de l'aimant créant ainsi des effets de bords importants dans le ferrite rendant l'obtention d'un champ homogène dans celui-ci délicat. Une étude magnétostatique a donc été menée afin de choisir les dimensions, le positionnement et les caractéristiques magnétiques des aimants permettant de polariser le ferrite avec pour objectif d'obtenir un champ interne au ferrite le plus homogène possible tout en s'approchant de la valeur idéale $H_i=600$ Oe.

Le modèle choisi pour l'étude magnétostatique comprend donc un aimant cylindrique inséré dans un support en rohacell, placé sous le dispositif. Ce support en rohacell permet non seulement de maintenir l'aimant en place garantissant la robustesse du système mais il assure aussi son bon alignement avec le ferrite. De plus, en raison de son caractère non magnétique et de sa permittivité diélectrique proche de 1, le rohacell ne perturbe pas le système. Une plaque d'inox magnétique est ajoutée sous la structure afin d'homogénéiser le champ produit

par les aimants (Figure III-23). Le conducteur central n'étant pas cylindrique aucun aimant ne sera placé sur le ferrite.

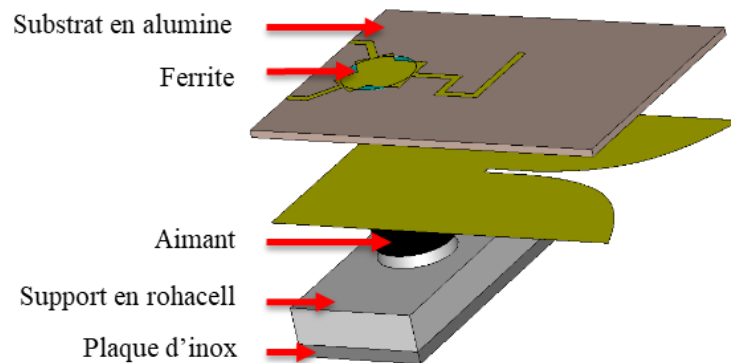


Figure III-23: Modèle du circulantenne pour l'étude magnétostatique

L'aimant choisi est un aimant céramique 8C à base de ferrite de Cermag [III-9] de rayon 3 mm et d'épaisseur 3 mm. Ce matériau possède une rémanence de 4300 G ainsi qu'un champ coercitif de 2500 Oe. Cette coercivité modérée est la raison pour laquelle cet aimant a été sélectionné. En effet, cette caractéristique permet de facilement désaimanter et réaimanter l'aimant en cas d'aimantation incorrecte, offrant ainsi une flexibilité dans le processus de réalisation du prototype. Les propriétés de l'aimant sont présentées Tableau III-3.

	Br (Gauss)	bHc (Oersted)	iHc (Oersted)	BH Max (MGO)	Magnetising Force (Oersted)
Ceramic 8C	4300	2500	2550	4.3	10000

Tableau III-3: Caractéristiques de l'aimant ferrite Ceramic 8C

La plaque d'inox est quant à elle fixée à une épaisseur de 1 mm. Cette configuration permet d'obtenir un champ magnétique statique interne au ferrite le plus proche de la valeur de consigne $H_i = 600$ Oe ainsi qu'une répartition homogène. La répartition du champ magnétique statique le long d'une ligne droite au centre du ferrite est représentée Figure III-24.

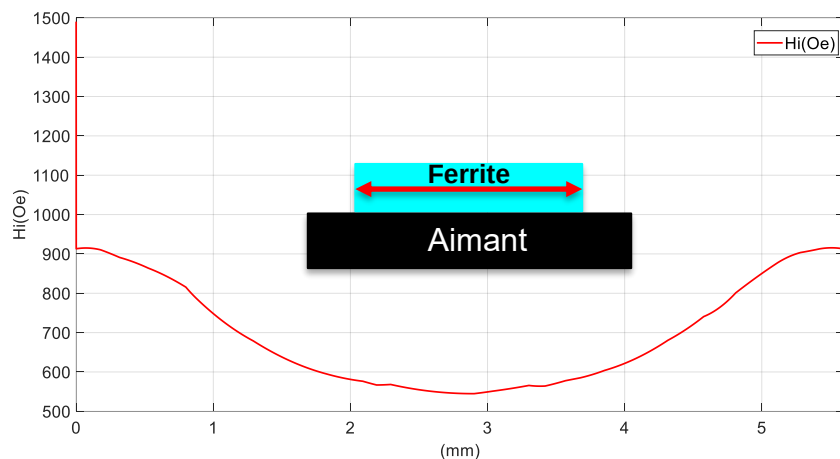


Figure III-24: Champ magnétique statique le long d'une droite au centre du ferrite de la structure
Figure III-23

Cette figure montre qu'au centre du ferrite le champ interne est autour de la valeur souhaitée, il augmente en périphérie du ferrite. Afin de voir l'impact de cette non-homogénéité, il convient de faire une co-simulation magnétostatique – électromagnétique

III.4.3. Co-simulation magnétostatique – électromagnétique (MS-EM)

Une co-simulation magnétostatique-électromagnétique a été faite afin de prendre en compte le champ magnétique statique interne au ferrite de façon plus rigoureuse.

Pour préparer la réalisation du dispositif cette co-simulation intègre les différents éléments nécessaires à la mesure du dispositif (Figure III-25). Tout d'abord, les deux connecteurs SMA [III-10] sont fixés sur une semelle en aluminium qui sert également de support pour intégrer le boîtier en rohacell et les aimants. Ces connecteurs ont été sélectionnés en raison de leurs dimensions compatibles avec la largeur des lignes microstrip. En effet, les lignes présentant une largeur de 0.59 mm, le choix des connecteurs est restreint car la dimension de leur âme doit être inférieure à celle de la ligne.

Le boîtier en rohacell permet d'assurer la stabilité mécanique du dispositif en encloisonnant tout le système qui est serré en utilisant des vis et écrous en nylon. Ce boîtier est d'une importance cruciale pour les mesures en rayonnement du dispositif qui nécessitent de tourner le système à différents angles.

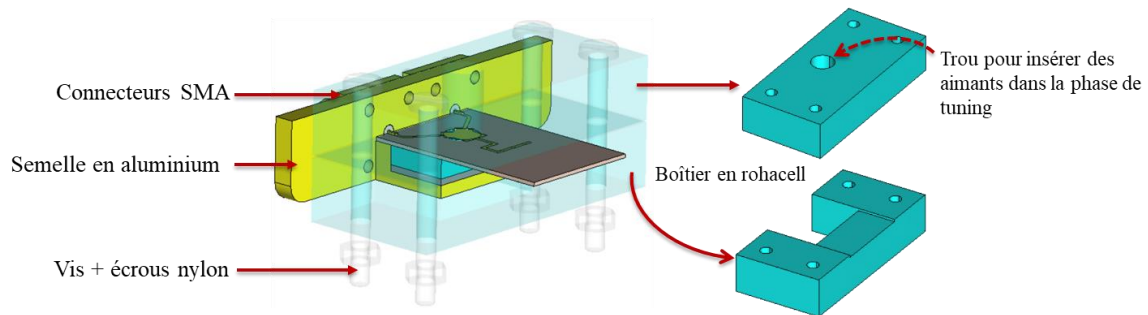


Figure III-25: Modèle numérique du prototype

La co-simulation du dispositif complet est présentée sur la Figure III-26.

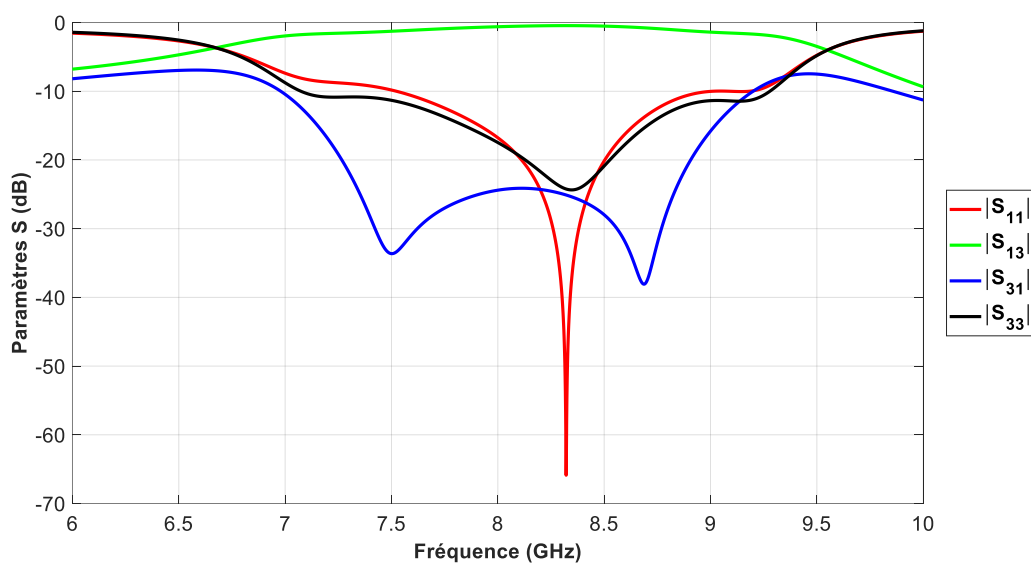


Figure III-26: Co-simulation MS-EM du modèle Figure III-25

Cette figure montre un phénomène de « circulation » à 8.3 GHz. L'adaptation et l'isolation sont supérieures à 20 dB sur la bande de travail. La largeur de bande à 20 dB d'adaptation est de 4.3% et les pertes sont limitées à 0.5 dB sur la bande de fonctionnement.

III.5. Prototypage et mesures du dispositif

III.5.1. Réalisation des prototypes

Dans le but de valider les performances du dispositif, un prototype a été réalisé (Figure III-27). Le substrat composite ferrite/alumine a été fabriqué par EXXELIA, il s'agit d'un substrat poli miroir [III-11]. Les deux faces du substrat ont été métallisées en salle blanche en deux étapes. D'abord le dépôt d'une couche d'accroche de titane et d'or de 1µm par évaporation au moyen d'un canon à électrons. Puis une électrolyse d'or a été faite afin d'obtenir au moins 4 µm de métallisation. L'échantillon a ensuite été gravé des deux côtés par une machine laser LPKF [III-12] au sein de l'entreprise INOVEOS.

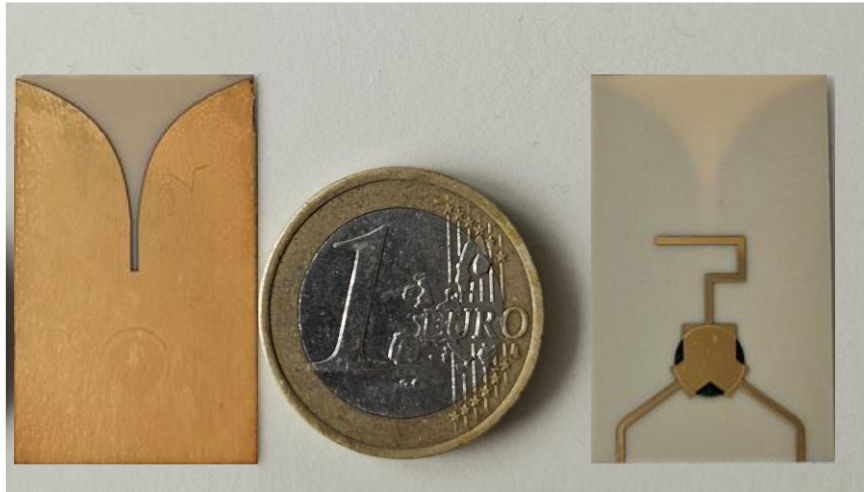


Figure III-27: Prototype réalisé du circulantenne

Le dispositif final réalisé et « connectorisé » est présenté sur la Figure III-28. Ce dispositif sera par la suite inséré dans un boîtier de maintien en rohacell pour les mesures.

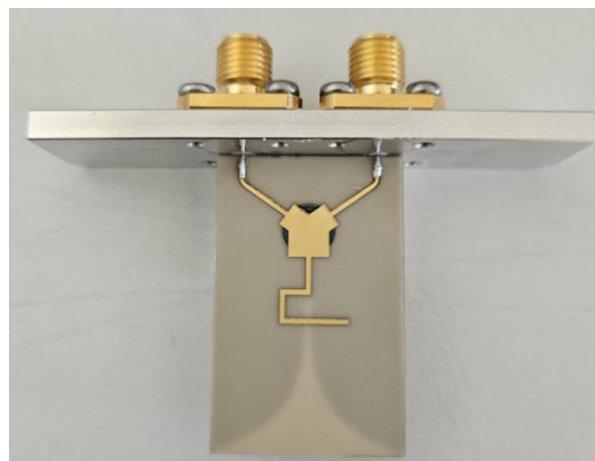


Figure III-28: Assemblage du circulantenne avec la semelle et les connecteurs

III.5.2. Performances mesurées

Afin de valider expérimentalement la méthode de conception du circulantenne et la réalisation du prototype, des mesures du système ont été effectuées.

Le circulantenne a été mesuré dans la chambre anéchoïque du laboratoire Xlim (Figure III-29.a). Le circulantenne est encapsulé dans un boîtier en rohacell afin d'assurer la stabilité mécanique du dispositif et le bon alignement des différents éléments qui le composent (aimant, inox, substrat). Ce boîtier est lui-même intégré dans un support en rohacell (Figure III-29.b) permettant de fixer le système au dispositif de mesure. Ce procédé est d'autant plus crucial que le dispositif est monté sur un mât qui est pivoté par un moteur afin d'acquérir des mesures sous différents angles. En effet, les vibrations du moteur ainsi que le pivotement peuvent à la fois décaler les composants entre eux mais aussi provoquer une rupture de la connexion ligne microstrip-âme du connecteur.

Un câble RF est connecté soit au port 1 (entrée) soit au port 3 (sortie) du dispositif en fonction de la mesure en émission ou en réception du circulantenne.

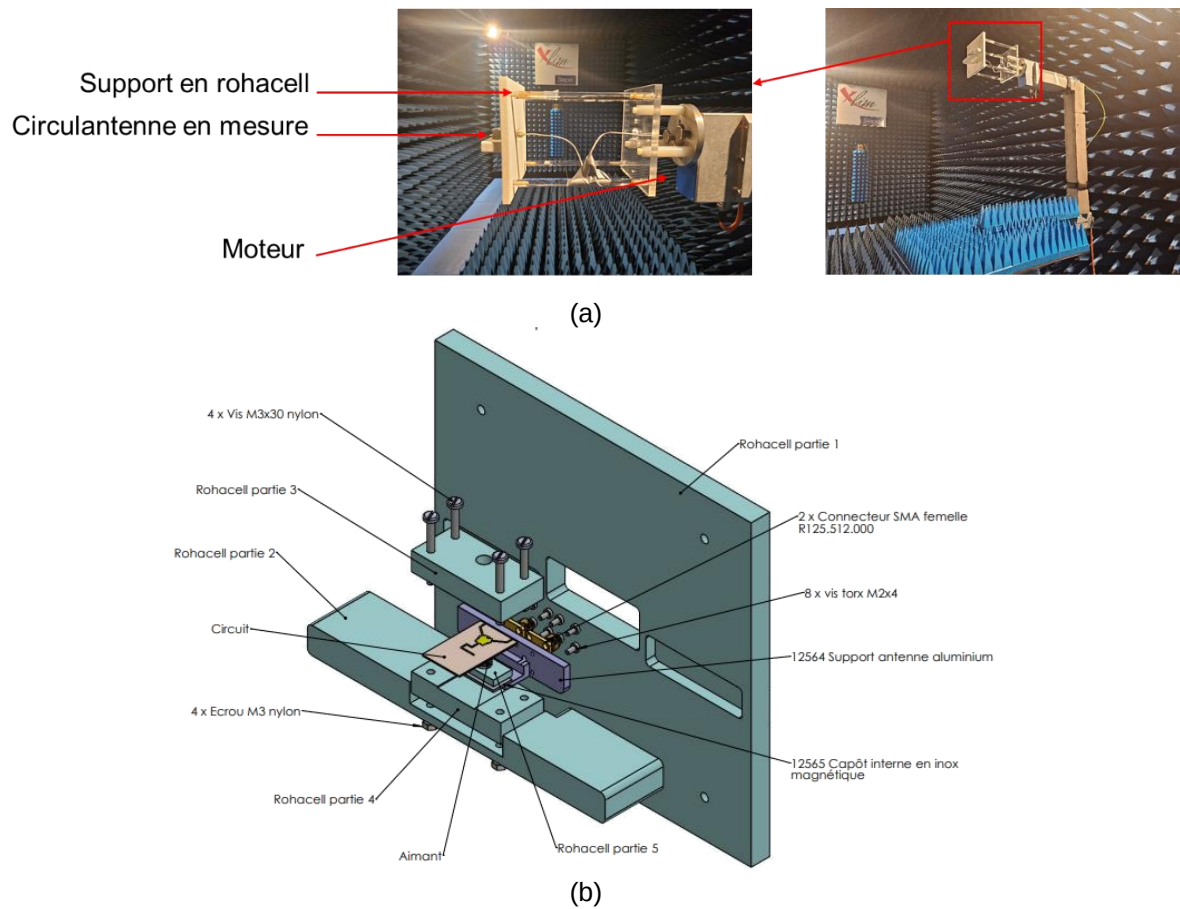


Figure III-29: Mesure du prototype en chambre anéchoïque : (a) dispositif de mesure (b) support en rohacell

III.5.2.1. Mesure des paramètres S

Les paramètres S du circulantenne sont mesurés à l'aide d'un VNA et sont présentés Figure III-30. Les résultats des mesures sont **en très bon accord** avec les simulations du système avec un léger décalage fréquentiel.

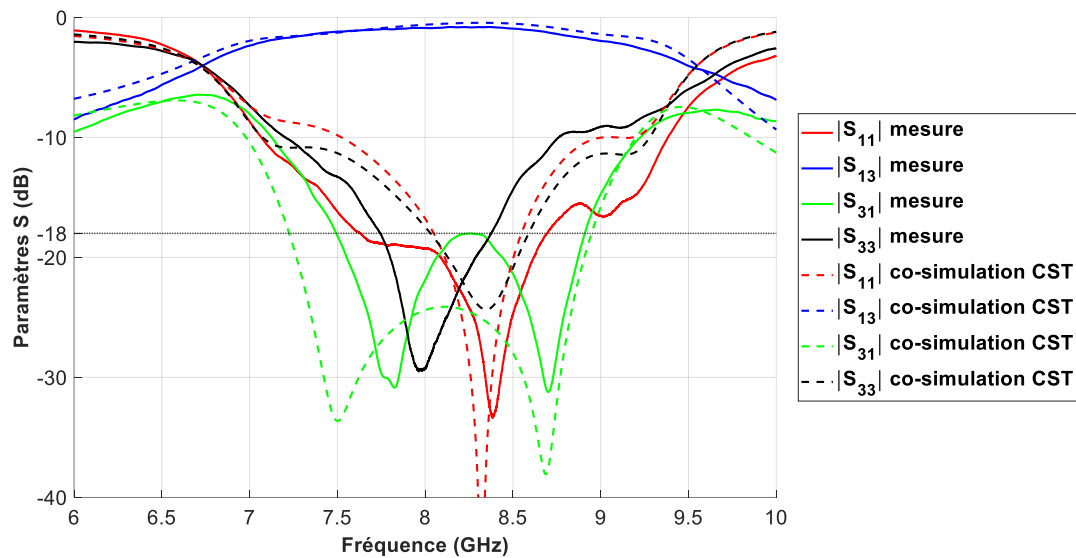


Figure III-30: Comparaison des paramètres S du circulantenne mesuré et simulé

Le circulantenne présente une adaptation supérieure à 18 dB sur une bande de 630 MHz. Les pertes maximales sont limitées à 1 dB sur l'ensemble de cette bande de fréquence. La bande passante est de 7.8% à 18 dB d'adaptation. L'ensemble des performances mesurées et simulées sont résumées Tableau III-4.

La fréquence centrale est « définie » comme le centre de la bande d'adaptation à 18 dB en mesures et 20 dB en simulation.

	Co-simulation	Mesures
Fréquence centrale	8.3 GHz	8.1 GHz
Adaptation	> 20 dB	> 18 dB
Isolation	> 20 dB	> 18 dB
Pertes	< 0.5 dB	< 1 dB
BP ($ S_{31} > 18 \text{ dB}$)	5.6%	7.8%

Tableau III-4: Comparaison des mesures du système aux simulations

Un léger décalage fréquentiel est observé principalement au niveau du coefficient de réflexion au port 3 du dispositif. **Le bon accord entre la simulation et les mesures permet de valider la démarche de conception adoptée ainsi que le fonctionnement du dispositif.**

III.5.2.2. Analyse des résultats – difficultés expérimentales rencontrées

Lors de la réalisation du prototype de multiples complications de réalisation ont été identifiées. Tout d'abord, la métallisation étant très fine, la réalisation de soudures a initialement été

écartée au profit de l'utilisation d'une colle-argent. En effet, la chaleur du fer à souder cause des risques de « vaporisation » de la métallisation lors du processus.

D'autre part la métallisation a tendance à se décoller sur les bords du substrat. Ceci peut entraver l'assemblage du substrat avec la semelle et les connecteurs, pouvant entraîner la détérioration des lignes d'accès. En effet, les âmes des connecteurs peuvent déplacer, voire arracher les sections de lignes décollées.

Une autre complication rencontrée sur le premier prototype réalisé est la présence d'un espace non métallisé entre le ferrite et le substrat diélectrique (Figure III-31). Pour remédier à cela, une nouvelle métallisation avec une couche d'accroche plus épaisse a été appliquée, portant l'épaisseur totale de la métallisation à environ 8 μm .

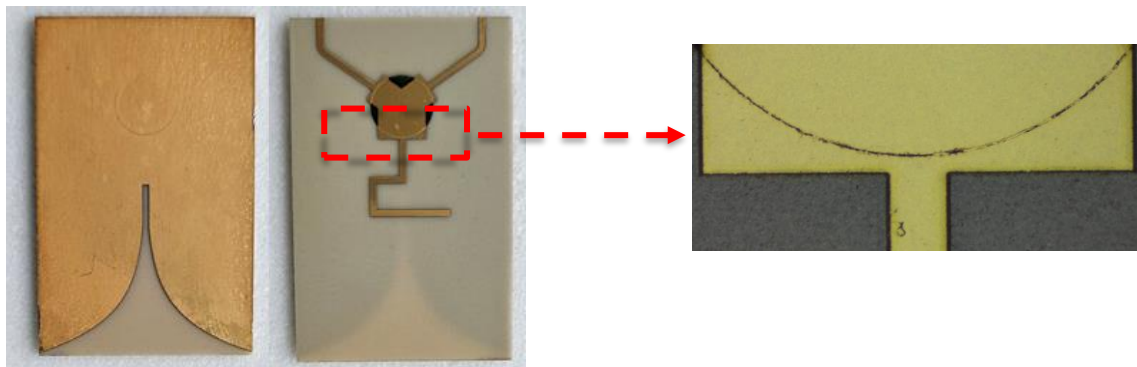


Figure III-31: Présence d'un gap non-métallisé entre le ferrite et le substrat diélectrique

D'autres contraintes ont été introduites par l'utilisation du laser. En effet, le réglage de la puissance délivrée par le laser a constitué une étape délicate. Il était nécessaire d'éviter des brûlures du prototype (Figure III-32) tout en s'assurant que la métallisation soit enlevée.



Figure III-32: Traces de brûlures sur l'échantillon dues à la puissance élevée délivrée par le laser

Finalement, les connecteurs se détachaient facilement de la ligne en raison du faible pouvoir fixateur de la colle argent qui les maintenaient au reste du dispositif. Cela a provoqué une détérioration des lignes à plusieurs reprises (Figure III-33). Pour remédier à ce problème, la colle argent a été remplacée par des points de soudure, garantissant une connexion plus robuste.



Figure III-33: Lignes microstrip détériorées au niveau des zones de fixation des connecteurs

Le boîtier, entourant le circulantenne est maintenu par des vis. Il a été constaté que le « serrage » de ces vis exerce une influence sur les mesures.

Outre tout ce qui vient d'être explicité ci-dessus, le léger décalage fréquentiel observé et l'isolation légèrement plus faible en mesure qu'en simulation peuvent être provoqués par :

- Un champ appliqué par les aimants différents du champ utilisé en simulation. En effet les caractéristiques précises des aimants (B_r , H_c) nécessaires pour une bonne simulation magnétostatique sont souvent connues de façon approximative et cela peut modifier les résultats de la co-simulation.
- Des écarts de dimensions et de propriétés des matériaux entre le modèle de simulation et la fabrication du prototype.
- La procédure expérimentale délicate avec notamment l'influence forte du « serrage » des vis du boîtier en rohacell sur le fonctionnement du dispositif. Celle-ci est difficilement quantifiable toutefois la Figure III-34 illustre les résultats expérimentaux obtenus pour un serrage « différent ». Les pertes sont augmentées, par contre la cohérence entre S_{11} et S_{22} mesurés et simulés est meilleure.

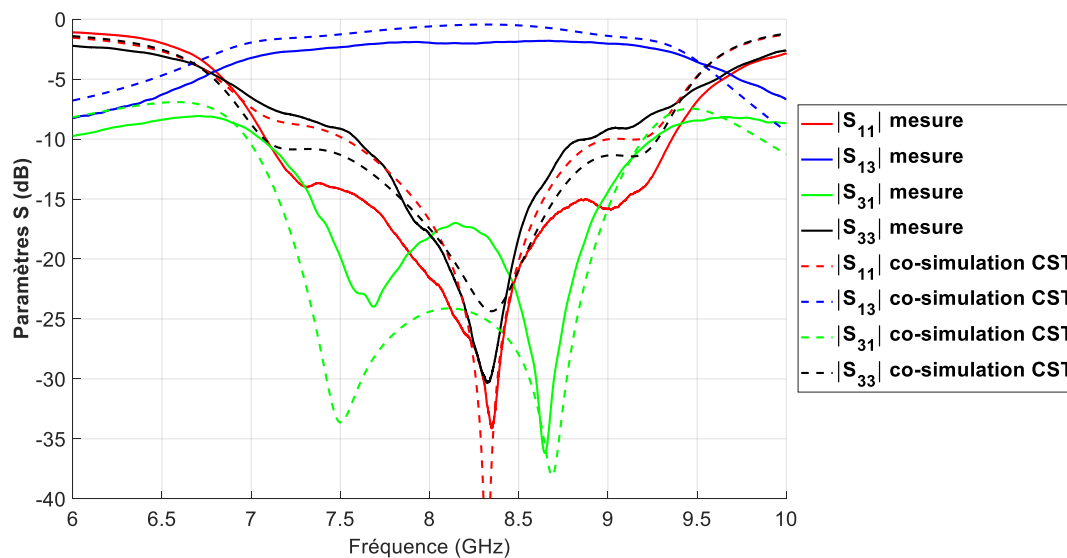


Figure III-34: Mesure des paramètres S du dispositif avant le serrage des vis

Les résultats de mesures valident la théorie mais on voit que de nombreuses améliorations expérimentales pourront être apportées lors de la réalisation des futurs prototypes.

III.5.2.3. Diagrammes de rayonnement en gain réalisé

Par la suite des mesures en rayonnement ont été menées. Les diagrammes de rayonnement en gain réalisés mesurés présentent des allures similaires à ceux simulés (Figure III-35) lorsque le circulantenne est en émission et alimenté sur son port 1 avec le port 3 chargé sur $50\ \Omega$. L'antenne présente un maximum de rayonnement dans l'axe avec un gain de 7 dBi en mesure contre 5.5 dBi en simulation, à la fréquence de 8.1 GHz. Les perturbations observées sont liées à l'instabilité mécanique/vibrations du système de mesures.

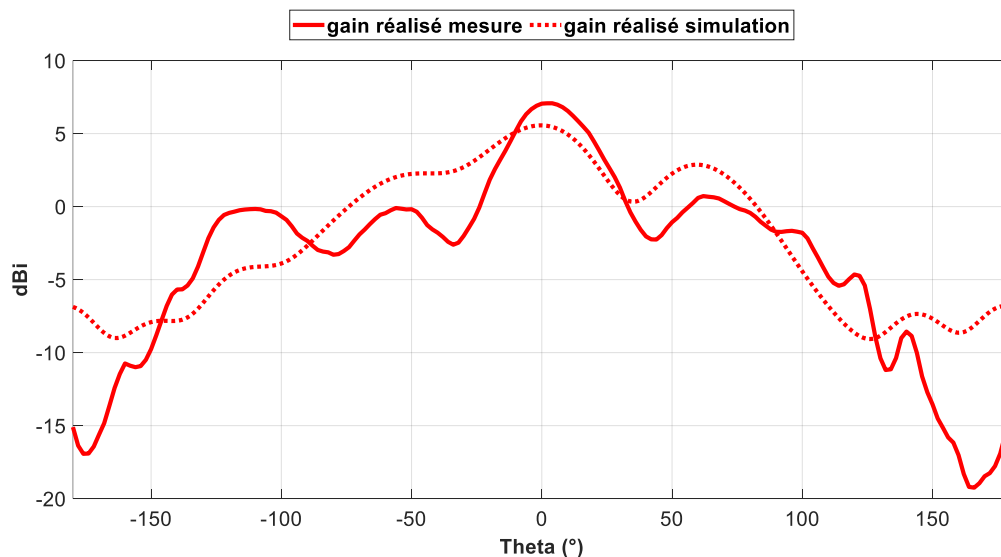


Figure III-35: Diagramme de rayonnement en gain réalisé mesurés et simulés à 8.1 GHz

Il a été observé que le gain réalisé mesuré est supérieur à celui simulé. Cette différence peut être expliquée par plusieurs facteurs :

- À 8.1 GHz, une différence existe entre les paramètres S_{11} mesurés et simulés mais qui ne permet pas d'expliquer cet écart.
- La présence du système de mesure (moteur + câble) peut également influencer les résultats. C'est pourquoi nous allons simuler le circulantenne avec un plan métallique à l'arrière (simulant approximativement la présence du moteur de la base de mesures) pour observer son influence sur les performances.

La Figure III-36 présente la comparaison entre la mesure gain intrinsèque du circulantenne à la simulation du gain du circulantenne avec l'ajout d'un plan métallique modélisant le système de mesure placé à l'arrière du circulantenne.

Les résultats montrent que la présence du plan métallique déforme le rayonnement et explique pourquoi le gain mesuré est supérieur au gain simulé.

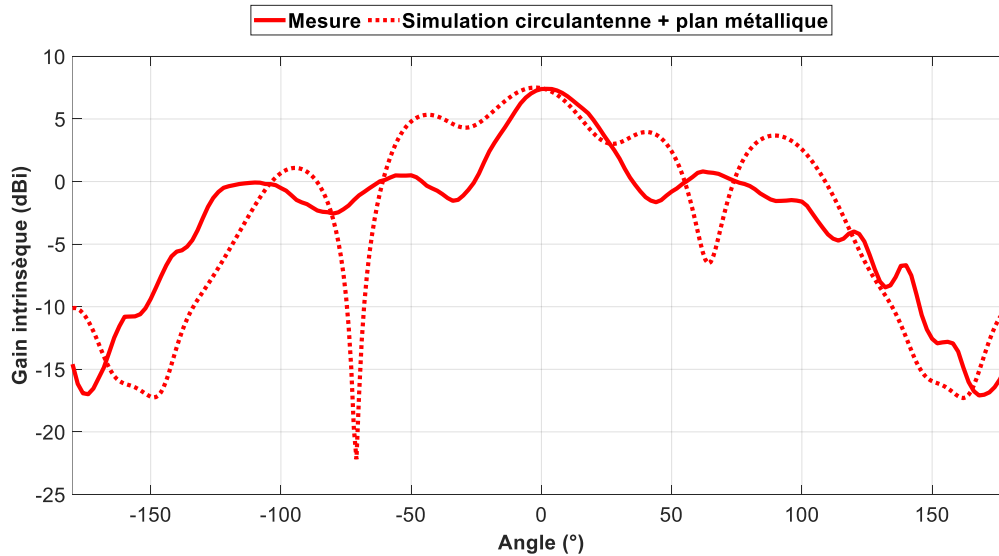


Figure III-36: Comparaison du gain intrinsèque mesuré et du gain intrinsèque simulé lors de l'ajout d'un plan métallique

III.5.2.4. Evaluation expérimentale de l'isolation

III.5.2.4.1. Isolation entre les ports 1 et 2

Plusieurs mesures ont été effectuées afin d'évaluer l'isolation entre l'antenne et les ports d'entrée et de sortie du circulateur. En effet, cette isolation ne peut pas être mesurée de manière conventionnelle à l'aide d'un VNA, en raison de l'absence de port dédié au niveau de l'antenne. Nous avons mesuré l'énergie transmise entre les ports 1 et 2 ou 2 et 3 dans différentes configurations.

Dans la première configuration (Figure III-37) la Vivaldi du circulantenne (port 2 du circulantenne), est utilisée comme antenne d'émission. Le port 1 du circulateur est excité par un signal provenant du VNA. Ce signal est transmis du port 1 vers le port 2, pour être finalement émis par l'antenne Vivaldi.

L'antenne cornet, située à l'autre bout de la chambre anéchoïque, joue le rôle d'antenne de réception. Elle capte le signal émis par l'antenne Vivaldi, et les signaux reçus sont ensuite mesurés. Ces mesures, réalisées à l'antenne cornet, permettent de déterminer le gain en émission du dispositif circulantenne, en prenant en compte la transmission du signal dans l'espace libre simulé par la chambre anéchoïque.

Il est important de souligner que, dans cette configuration, le port 3 du circulateur est chargé par 50 Ω .

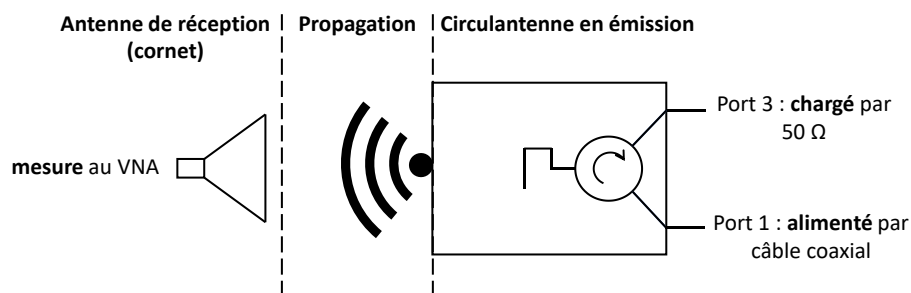


Figure III-37: Configuration en émission (configuration 1)

Une deuxième configuration vise à mesurer l'énergie au niveau du port 1 du circulantenne, lorsque le port 2 (Antenne Vivaldi via le cornet d'émission de la base) est excité (Figure III-38). Dans ce cas, l'antenne cornet émet un signal qui est ensuite capté par le circulantenne. Le signal doit dans l'idéal être transmis au port 3, lequel est chargé par une résistance de 50 Ω . Le port 1 est isolé et ne devrait pas recevoir d'énergie.

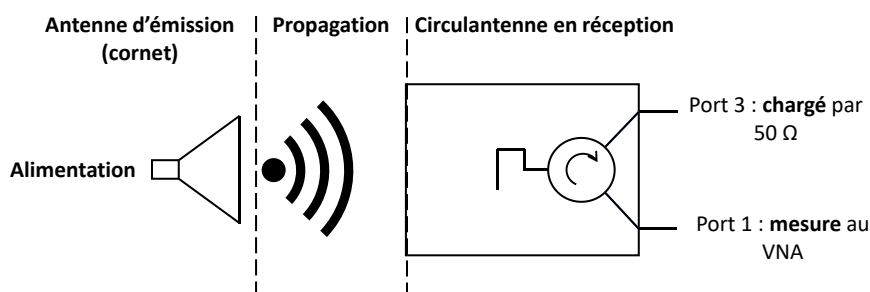


Figure III-38: Configuration en réception (configuration 2)

La Figure III-39 présente les résultats de ces deux mesures. Ces mesures permettent donc d'évaluer l'isolation à l'aide du rayonnement, en observant l'écart de gain entre la courbe rouge et la courbe noire. A 8.1 GHz une isolation de 33 dB est mesurée, ce qui constitue une très bon niveau pour ce type de dispositif.

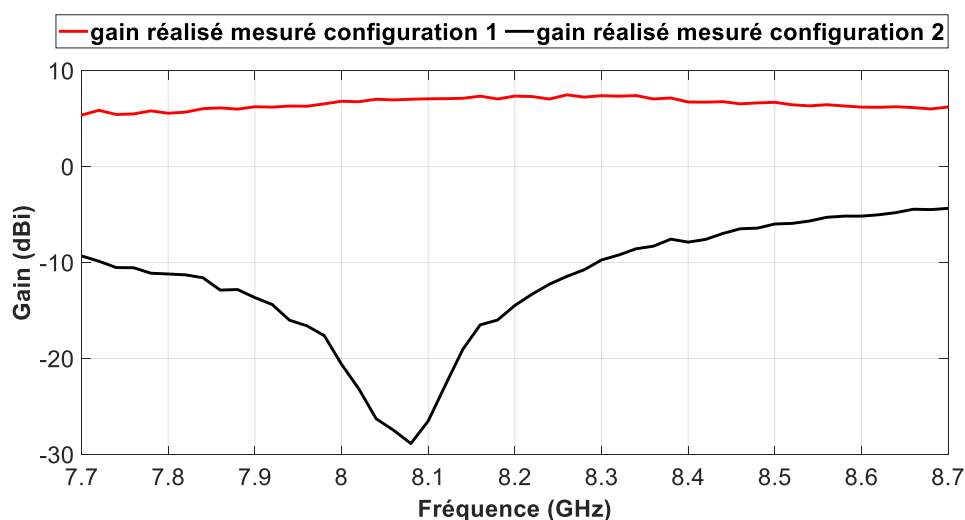


Figure III-39: Mesure de l'isolation entre les ports 1 et 2

III.5.2.4.2. Isolation entre les ports 2 et 3

Deux nouvelles mesures sont réalisées pour mesurer l'énergie transmise entre les ports 2 et 3. Dans un premier temps (Figure III-40), une excitation du port 3 du circulantenne est faite, le port 1 étant chargé sur $50\ \Omega$. Le signal est mesuré sur le port 2. En théorie aucune énergie ne devrait arriver sur cet accès.

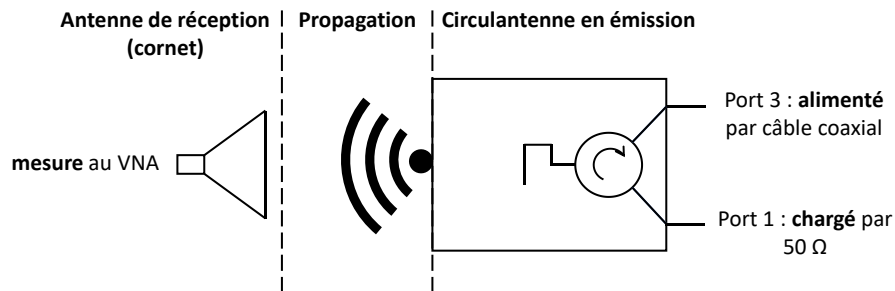


Figure III-40: Configuration en émission (configuration 3)

Dans un second temps, une autre configuration est testée (Figure III-41), dans laquelle l'émission est faite par le cornet qui est excité et émet le signal. Ce dernier est ensuite capté par le dispositif circulantenne (port 2), qui transmet le signal du port 2 vers le port 3. Enfin, le signal reçu au port 3 est mesuré, permettant ainsi de déterminer le gain en réception du circulantenne. Dans cette configuration, le port 1 est chargé avec une résistance de $50\ \Omega$ pour assurer une adaptation d'impédance optimale.

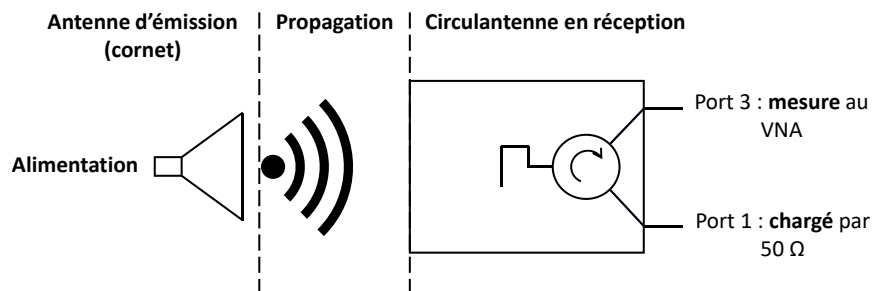


Figure III-41: Configuration en réception (configuration 4)

La structure étant symétrique l'isolation entre les ports 2 et 3 est identique à celle mesurée entre les ports 1 et 2 (Figure III-39), soit 33 dB à 8.1 GHz

III.5.2.5. Efficacité et directivité du dispositif

L'évolution de l'efficacité du système en fonction de la fréquence est présentée Figure III-42.a. A une fréquence de 8.1 GHz, l'efficacité mesurée du circulantenne atteint 92%, contre 97% en simulation. Cette différence de 5% entre la mesure et la simulation est raisonnable et n'affecte pas la validation du fonctionnement du circulantenne. La dégradation observée entre la simulation et la mesure peut être attribuée principalement à des pertes métalliques liées à une conductivité de l'or inférieure à la valeur idéale. En effet, lors de la simulation initiale du dispositif une valeur de conductivité de $4 \times 10^7\ \text{S/m}$, proche de la valeur idéale a été choisie. Pour mieux évaluer l'impact de ce paramètre sur les performances, une rétro-simulation a été réalisée en utilisant une valeur de conductivité plus faible pour l'or fixée à $1 \times 10^7\ \text{S/m}$ permettant de mieux représenter le cas réel (Figure III-42.b). L'efficacité obtenue lors de cette

rétro-simulation est effectivement dégradée par rapport à la simulation initiale et permet de valider l'hypothèse émise

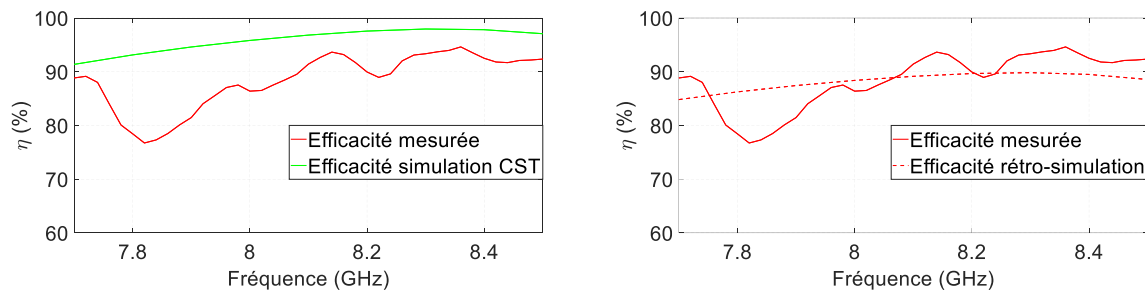


Figure III-42 : Efficacité totale du système (a) en mesure et en simulation (b) rétro-simulé avec une conductivité de l'or de $1 \times 10^7 \text{ S/m}$

En mesure, le système présente une directivité plus élevée qu'en simulation, atteignant 7.9 dBi contre 6.3 dBi en simulation (Figure III-43).

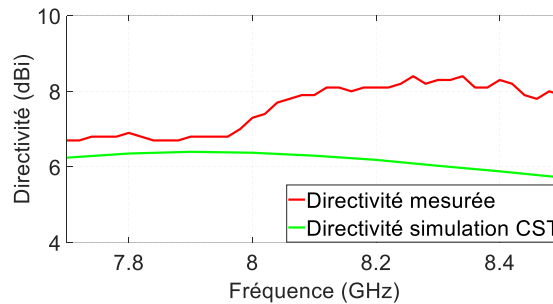


Figure III-43: Directivité du système en mesure et en simulation

Cette disparité peut être attribuée, comme indiqué précédemment, à la perturbation due au moteur, dont les dimensions sont significatives par rapport à celles de l'antenne. Cette hypothèse a été vérifiée en simulant le dispositif avec un plan métallique modélisant le moteur, ajouté à l'arrière du dispositif. Les résultats présentés dans la Figure III-44 montrent clairement que la directivité du dispositif est augmentée par l'ajout de ce plan métallique.

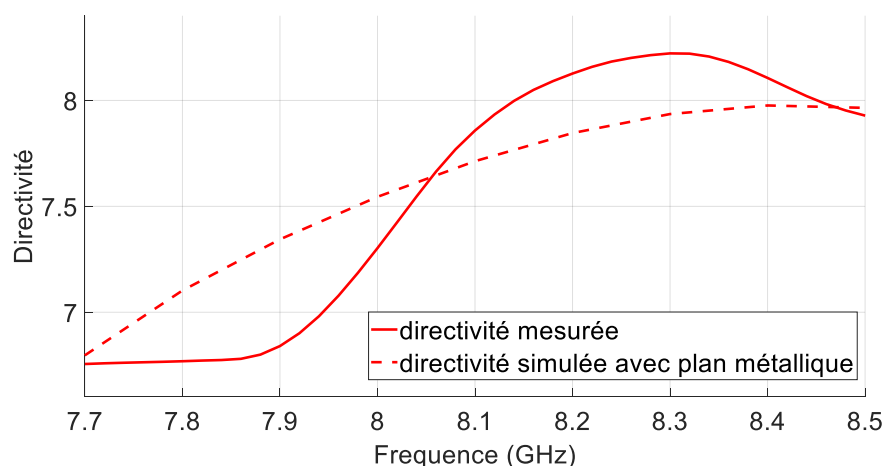


Figure III-44: Comparaison directivité mesurée et directivité mesurée lors de l'ajout d'un plan métallique

III.5.3. Comparaison aux dispositifs existants

Un dispositif comparable au « circulantenne » par sa double fonction antenne/circulateur a été réalisé par Adams et al. [III-13], [III-14]. Les systèmes sont composés d'un circulateur et d'une antenne Yagi intégrés sur un même substrat.

Les performances des deux dispositifs sont comparées dans le Tableau III-5.

	Circulantenne	Dispositif d'Adams [III-14]	Dispositif d'Adams [III-13]
Encombrement	$\lambda_0/1.21 * \lambda_0/1.88$	$\lambda_0/0.27 * \lambda_0/0.35$	$\lambda_0/0.94 * \lambda_0/0.75$
Largeur de bande	7.8%	7.8 %	4%
Adaptation et isolation	> 18 dB	> 20 dB	>18 dB
Pertes	<1 dB	0.8 dB	2.5 dB
Présence d'un étage d'adaptation	Non	Oui (3)	Non

Tableau III-5: Comparaison des performances du circulantenne et du dispositif d'Adams

La confrontation de notre « circulantenne » aux dispositifs référencés dans la littérature révèle plusieurs avantages notables. En termes d'encombrement, notre solution se distingue par une compacité accrue. La bande passante obtenue par notre solution est comparable à celle du dispositif d'Adams intégrant 3 circuits d'adaptation [III-14] et double celle du dispositif sans circuits d'adaptation [III-13].

En ce qui concerne l'adaptation et l'isolation, les performances mesurées atteignent 18 dB ce qui demeure cohérent avec les standards observés dans la littérature. Quant aux pertes d'insertion, elles restent contenues, en restant inférieure à 1 dB, contre 2.5 dB pour le dispositif d'Adams [III-13] sans circuits d'adaptation.

Un apport majeur de notre travail réside dans la réalisation de mesures en rayonnement de notre dispositif. Contrairement à Adams qui utilise des électroaimants simplifiant la génération d'un champ homogène mais empêchant la mesure de ses dispositifs, notre dispositif prend en compte la non-uniformité du champ interne au ferrite. Cela a permis de réaliser un dispositif complètement intégré, plus adapté aux utilisations embarquées.

III.6. Conclusion

Dans ce troisième chapitre, la méthode de conception du circulantenne a été détaillée.

La première étape a consisté à concevoir le résonateur à ferrite. Ceci s'est effectué en deux étapes. D'abord une étude découplée ayant pour but de déterminer le matériau ferrite approprié ainsi que son rayon et son champ interne permettant un fonctionnement autour de 8 GHz. La seconde étape a porté sur l'analyse de l'influence des dimensions du conducteur central sur son fonctionnement, plus particulièrement l'angle θ entre les accès et la largeur de la ligne à l'accès 2, w_{int} . Ceci a permis de sélectionner le couple (θ, w_{int}) permettant d'obtenir une fonction de circulation dans le cas où différentes impédances sont présentées à chacun des accès du résonateur. En l'occurrence, 50Ω sur les accès 1 et 3 et l'impédance d'antenne idéale $Z_{ant-idéale}$ à présenter à l'accès 2, permettant d'obtenir un phénomène de circulation, déterminée lors de l'étude analytique menée au chapitre précédent.

Dans un deuxième temps, la présentation de l'antenne ainsi que sa conception ont été abordées. La topologie retenue pour l'antenne est la Vivaldi, choisie essentiellement pour la direction de son rayonnement. La conception de cette antenne s'est concentrée sur l'obtention d'une impédance d'entrée proche de celle déterminée par l'étude analytique.

Par la suite, l'antenne et le circulateur ont été intégrés sur le même substrat. Une première étude du circulantenne où le champ interne au ferrite est considéré idéal (homogène et égale à une valeur de consigne) a permis de valider les outils développés.

L'étape de conception suivante a permis la sélection des propriétés magnétiques et des dimensions de l'aimant permettant l'aimantation du ferrite. Une plaque d'inox a été ajoutée sous l'aimant afin d'homogénéiser le champ interne au ferrite.

Lors de la cosimulation électromagnétique-magnétostatique le champ généré par l'aimant défini lors de l'étude magnétostatique a été pris en compte afin d'obtenir un modèle du système plus proche du cas réel. Pour la même raison, les différents éléments nécessaires à la mesure du prototype ont été ajoutés tel que la semelle permettant de maintenir les connecteurs et les éléments en rohacell assurant la stabilité mécanique du système.

Enfin le dispositif a été réalisé et mesuré pour pouvoir valider la méthode de conception du circulantenne. Les performances obtenues permettent de valider la méthode de conception du dispositif. Un très bon accord simulation mesure a été obtenu. Toutefois un décalage fréquentiel entre la simulation et les mesures du circulantenne existe. Il peut en partie être attribué à la réalisation délicate du système ainsi qu'à sa fragilité mais aussi aux perturbations induites par le dispositif expérimental lors des mesures en rayonnement. Le câble RF ou encore le moteur de la base de mesures peuvent être à l'origine de perturbations sur le rayonnement du « circulantenne ».

Le système se distingue des dispositifs existant dans la littérature par l'absence totale de circuit d'adaptation, une caractéristique unique qui signifie qu'il n'a pas d'équivalent direct dans la littérature. Les performances du circulantenne ont tout de même été comparées à l'unique étude de la littérature ayant adoptée une approche similaire c'est-à-dire que le circulateur et l'antenne sont considéré comme un système unifié. La comparaison met en évidence les bonnes performances du circulantenne, tout en conservant des dimensions beaucoup plus

miniaturisées ($\frac{\lambda_0}{1.15} * \frac{\lambda_0}{1.8}$) que les dispositifs déjà conçus. Le rayonnement des dispositifs présentés dans [III-13], [III-14] n'a par ailleurs jamais été mesuré en raison de l'aimantation du ferrite qui était réalisée à l'aide d'un électroaimant.

III.7. Références bibliographiques du Chapitre III

- [III-1] V. Olivier, « Contribution à l'étude de circulateurs bi-bandes à ferrite fonctionnant en champ faible : Nouvelle méthodologie de conception », Thèse de doctorat, Limoges, 2021. [En ligne]. Disponible sur: <https://theses.fr/fr/2021LIMO0102>
- [III-2] H. Turki, « Développement de circulateurs à ferrite originaux par l'élaboration d'une démarche de conception fiable », Thèse de doctorat, Limoges, 2018. [En ligne]. Disponible sur: <https://theses.fr/fr/2018LIMO0094>
- [III-3] C. Luxey, R. Staraj, G. KOSSIAVAS, et A. PAPIERNIK, « Antennes imprimées. Techniques et domaines d'applications », *Électronique*, août 2007, doi: 10.51257/a-v1-e3311.
- [III-4] P. J. Gibson, « The Vivaldi Aerial », in *1979 9th European Microwave Conference*, sept. 1979, p. 101-105. doi: 10.1109/EUMA.1979.332681.
- [III-5] L. Ying et C. Ai-xin, « Design and application of Vivaldi antenna array », in *2008 8th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory*, nov. 2008, p. 267-270. doi: 10.1109/ISAPE.2008.4735195.
- [III-6] D. Schaubert, E. Kollberg, T. Korzeniowski, T. Thungren, J. Johansson, et K. Yngvesson, « Endfire tapered slot antennas on dielectric substrates », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 33, n° 12, p. 1392-1400, déc. 1985, doi: 10.1109/TAP.1985.1143542.
- [III-7] Y. Erdogan, « PARAMETRIC STUDY AND DESIGN OF VIVALDI ANTENNAS AND ARRAYS », 2009. Consulté le: 2 juillet 2024. [En ligne]. Disponible sur: <https://etd.lib.metu.edu.tr/upload/12610492/index.pdf>
- [III-8] H. Monga, « Design and Performance Enhancement of Vivaldi Antenna », *Journal of Electronic Research and Application*, vol. 2, janv. 2018, doi: 10.26689/jera.v2i1.257.
- [III-9] « Cermag Ltd - Permanent Magnets UK ». Consulté le: 20 septembre 2024. [En ligne]. Disponible sur: <http://www.cermag.co.uk/permanent%20magnets.htm>
- [III-10] « SMA_SMA29 D1C004XEe.pdf ». Consulté le: 2 juillet 2024. [En ligne]. Disponible sur: https://www.radiall.com/media/files/SMA_SMA29%20D1C004XEe.pdf
- [III-11] « Exxelia - Produits », Exxelia. Consulté le: 2 juillet 2024. [En ligne]. Disponible sur: <https://exxelia.com/fr/produits/liste/materiaux-et-hyperfrequence/ferrites>
- [III-12] LPKF, « LPKF ProtoLaser U4 ». Consulté le: 2 juillet 2024. [En ligne]. Disponible sur: <https://www.lpkf.com/en/industries-technologies/research-in-house-pcb-prototyping/products/lpkf-protolaser-u4>
- [III-13] R. S. Adams, B. O'Neil, et J. L. Young, « The Circulator and Antenna as a Single Integrated System », *IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS*, vol. 8, 2009.
- [III-14] R. S. Adams, B. O'Neil, et J. L. Young, « Integration of a Microstrip Circulator With Planar Yagi Antennas of Several Directors », *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, vol. 56, n° 11, 2008.

Conclusion générale

Les travaux de thèse présentés dans ce manuscrit ont porté sur le développement d'une méthode de conception conjointe d'un circulateur-antenne. Ce dispositif intègre sur un même substrat un circulateur et une antenne sans l'ajout de quelconques circuits d'adaptation entre le circulateur et l'antenne ni entre l'antenne et les ports d'entrée/sortie. Cette approche a pour but de répondre au besoin de dispositifs miniaturisés et multifonctionnels nécessaires aux terminaux de télécommunications face à l'augmentation du nombre d'utilisateurs et des périphériques connectés. Ces travaux tirent parti de l'utilisation des matériaux ferrite qui permettent d'obtenir des propriétés spécifiques lorsqu'ils sont polarisés par des aimants permanents tel que l'anisotropie et la non-réciprocité. Une compréhension approfondie des ferrites est donc essentielle pour ce type de recherche.

C'est pourquoi le chapitre I, présente les propriétés des ferrites ainsi que leurs divers domaines d'applications. Il fournit également les bases théoriques sur les circulateurs ainsi que leurs applications puis présente les propriétés des antennes afin de pouvoir par la suite évaluer leurs performances. Un état de l'art sur les dispositifs combinant un circulateur et une antenne a ensuite été réalisé, mettant en évidence l'absence de systèmes intégrant un circulateur et une antenne sans circuit d'adaptation entre eux. Cette observation souligne la nécessité de développer une méthodologie de co-conception pour ces éléments, permettant ainsi de réduire la taille et les pertes du dispositif.

Le second chapitre est consacré à la mise en place d'une méthodologie de co-conception analytique qui, à partir d'un résonateur à ferrite quelconque donné, permet d'obtenir l'impédance d'entrée que doit présenter l'antenne pour avoir des conditions de circulation idéales. Une circulation idéale est définie comme une transmission maximale du port excité vers le port de sortie ainsi qu'une isolation optimale entre le port excité et le port isolé. Cette approche permet d'obtenir, à partir de la matrice impédance $[Z_R]$ du circulateur, les impédances idéales pour chaque fréquence à appliquer à chaque accès du résonateur afin d'obtenir une fonction de circulation optimale. La matrice impédance du résonateur à ferrite est obtenue par dé-embedding à partir de sa simulation numérique 3D complète, réalisée à l'aide de CST. Par la suite, cette méthode a été testée sur différentes géométries de résonateurs (Y, triangle, disque) et pour différents types de fonctionnement (mono-bande, bi-bande, large bande) prouvant son efficacité pour tous types de résonateurs, qu'ils soient symétriques ou asymétriques.

L'application de la méthode aux résonateurs symétriques (triangle et disque) a révélé que l'impédance d'antenne idéale obtenue correspondait au conjugué de celle devant être appliquée aux deux autres ports.

Pour le **résonateur asymétrique en Y de nos travaux**, l'impédance d'antenne idéale à appliquer au second accès du résonateur pour obtenir une fonction de circulation a été déterminée. Ceci dans la configuration où l'impédance à appliquer aux deux autres accès a été fixée à $50\ \Omega$ pour ne pas avoir recours à des circuits d'adaptation au niveau des lignes de transmission reliés aux ports d'entrée et de sortie. L'impédance idéale que doit présenter l'antenne pour une isolation, une transmission et une adaptation idéales est calculée analytiquement à $27\ \Omega$ à 8.1 GHz. Ainsi, lors du chapitre suivant, l'impédance d'entrée de l'antenne à concevoir doit être proche de cette valeur idéale.

Le troisième chapitre détaille la conception, la réalisation et la mesure d'un circulateur fonctionnant autour de 8 GHz. Dans un premier temps, le résonateur à ferrite et l'antenne ont été simulés séparément pour un fonctionnement autour de 8GHz.

Pour le circulateur, la première étape a consisté à faire un prédimensionnement du résonateur à partir d'une étude en découplée. Ceci a permis de choisir le matériau ferrite à utiliser ainsi que son rayon et le champ interne permettant un fonctionnement autour de 8 GHz. Puis une étude sur les dimensions du conducteur central a permis de sélectionner les couples (w_{int}, θ) permettant d'obtenir des bonnes performances du dispositif. Pour chaque couple (w_{int}, θ) l'impédance idéale que devrait présenter l'antenne a été déterminée analytiquement. A la fin de cette étude, plusieurs impédances d'entrée d'antenne ont été pré-sélectionnées comme objectif à atteindre lors de la conception de l'aérien.

En ce qui concerne le choix de la topologie de l'antenne, une Vivaldi a été sélectionnée afin d'obtenir des modes peu résonants. En effet, pour simplifier l'adaptation il est nécessaire que l'impédance d'entrée possèdent une partie imaginaire proche de 0 ainsi qu'une partie réelle stable/ constante et proche de l'objectif calculé sur la bande de fonctionnement. Ceci est d'autant plus compliqué à obtenir que des contraintes de fabrication nous imposent l'utilisation d'un substrat en alumine. C'est pourquoi il est nécessaire d'utiliser une antenne peu résonnante. De plus la Vivaldi permet de limiter les rayonnements arrière ce qui est nécessaire pour ne pas perturber les mesures du dispositif. L'antenne a ensuite été dimensionnée à partir d'études paramétriques pour obtenir une allure proche des impédances déterminées précédemment.

Par la suite le résonateur à ferrite et l'antenne ont été intégrés sur le même substrat. Plusieurs études ont été menées par simulations électromagnétiques sur le circulateur pour valider son fonctionnement. Dans un premier temps le champ interne au ferrite a été considéré homogène ce a permis de valider les performances du dispositif. Dans un second temps une modélisation « électromagnétique-magnétostatique » a permis de déterminer le comportement du dispositif dans des conditions réelles de polarisation du ferrite (càd en intégrant les aimants et l'inox magnétique dans la simulation). Par la suite, un prototype a été réalisé et mesuré afin de valider expérimentalement notre méthodologie de conception. Les résultats expérimentaux sont en bon accord avec les simulations. L'adaptation et l'isolation du dispositif sont supérieurs à 18 dB tandis que les pertes sont limitées à -1 dB. De plus une bande passante de 7.8% est obtenue. Les différences entre les mesures et les simulations proviennent en grande partie de l'influence du serrage des vis du boîtier permettant d'assurer la stabilité mécanique du dispositif. Les mesures en rayonnement ont révélé un gain réalisé de 7 dBi à 8.1 GHz, une directivité de 7.9 dBi ainsi qu'une efficacité de 92%.

Enfin, la comparaison du système à d'autres dispositifs existant dans la littérature montre qu'il se distingue de ceux-ci par l'absence de circuits d'adaptation, ce qui en fait un dispositif unique, il n'a ainsi pas d'équivalent direct. La comparaison de notre dispositif avec un système conçu selon une approche similaire de conception visant à obtenir un système unifié montre que notre dispositif présente des performances équivalentes, tout en offrant des dimensions réduites miniaturisées $(\frac{\lambda_0}{1.15} * \frac{\lambda_0}{1.8})$.

Ainsi la méthodologie de conception développée lors de ces travaux de thèse a permis la conception d'un circulateur-antenne efficace et miniaturisé.

Perspectives

Ces travaux ouvrent de nombreuses perspectives et des axes d'amélioration à ces travaux de thèse.

L'un des aspects les plus critiques des travaux présentés est la réalisation des prototypes. Cette fabrication a mis en évidence plusieurs difficultés de réalisation. On peut notamment citer l'âme des connecteurs se décollant des lignes de transmission en raison d'un effet de levier entre la semelle et le substrat. Ce problème peut être résolu en remplaçant les connecteurs SMA par des transitions coplanaires, permettant ainsi de réaliser des mesures sous pointes. Cette approche permettrait de s'affranchir de la semelle volumineuse et d'éviter la détérioration des lignes par le collage ou le soudage des connecteurs. Ainsi l'utilisation de transitions coplanaires offrirait une meilleure robustesse mécanique tout en assurant une connexion plus fiable.

Un autre axe d'amélioration réside dans l'utilisation d'un mono substrat tout ferrite au lieu d'un substrat composite ferrite/diélectrique. La fabrication des substrats composites est complexe et leur manipulation délicate en raison de leur fragilité. En effet, dans le cas des substrats ferrite/diélectrique de petites dimensions, le ferrite peut être éjecté de la cavité dans laquelle il a été inséré par un phénomène de pincement. L'utilisation d'un substrat tout ferrite simplifierait le processus de fabrication et serait une solution plus robuste. De plus, en adoptant un substrat monolithique, il serait également possible d'éliminer les problématiques liées au gap présent entre le résonateur et le diélectrique qui peut poser problème lors de la métallisation du prototype. Cependant, l'utilisation d'un substrat entièrement en ferrite introduit des défis supplémentaires, notamment en ce qui concerne la conception du résonateur à ferrite et la maîtrise de l'aimantation du matériau. En effet, bien que les aimants destinés à polariser le ferrite soient dimensionnés pour correspondre au disque de ferrite « théorique » le champ magnétique « débordera » au-delà de ce rayon. Ceci aura pour conséquences de modifier l'impédance des lignes de transmission ce qui nécessitera sans doute un redimensionnement de celles-ci. La conception d'un « circulantenne » large bande représente également une perspective importante. Les résultats de nos travaux montrent que la bande passante limitée du résonateur actuel a restreint les performances globales du circulantenne. Un autre axe de recherche intéressant pour de futures études est l'obtention d'un fonctionnement bi-bande pour répondre aux besoins en dispositifs multi bandes dans les terminaux de télécommunications. Cela nécessite l'exploration de nouvelles géométries pour le conducteur central.

La création d'une bibliothèque/ base de données regroupant des résonateurs de différentes géométries et dimensions, associés à leurs matrices impédance $[Z_R]$ constituerait un outil précieux pour accélérer le processus de conception. Un tel outil permettrait de sélectionner rapidement le résonateur le mieux adapté à une impédance d'antenne donnée, éliminant ainsi la nécessité de réaliser des études paramétriques chronophages sur les propriétés du résonateur. Par ailleurs, cette base de données faciliterait aussi l'analyse de l'influence de la géométrie du résonateur sur son fonctionnement.

Enfin, une autre amélioration serait de positionner l'antenne de l'autre côté du substrat (voir Figure ci-dessous). Cette configuration permettrait d'éviter les problèmes de perturbation du rayonnement. D'autres types d'antennes peuvent également être envisagées afin notamment de rayonner de la polarisation circulaire.

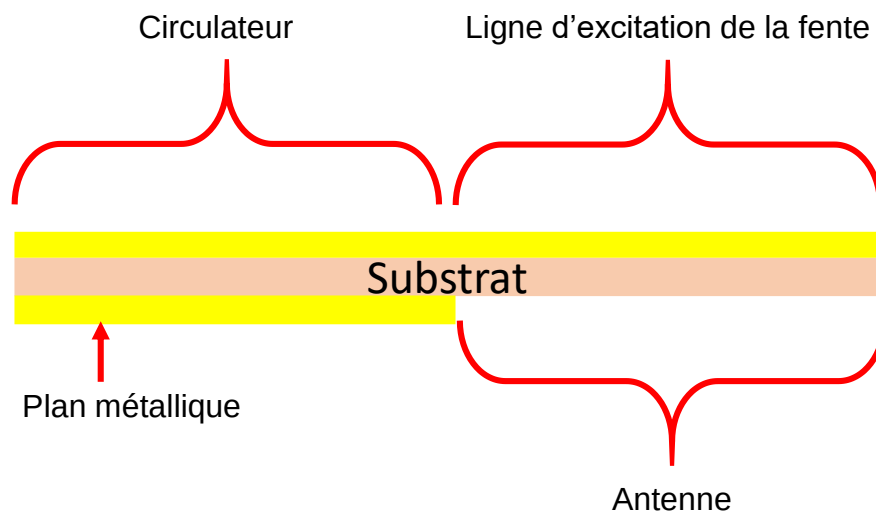


Schéma du dispositif circulateur-antenne proposé

Liste des travaux

Communication dans un congrès international :

I.Benhaddou, T.Monédière, V.Olivier, B.Lenoir, L.Huitema, « New circulator-antenna concept based on ferrite material », IEEE CAMA Danang, Octobre 2024

Communication dans un congrès national :

I.Benhaddou, T.Monédière, H.Turki, V.Olivier, J.Leon Valdes, B.Lenoir, C.Breuil, L.Huitema, « Nouveau concept de circulateur-antenne à base de matériaux ferrites », XXIIIèmes Journées Nationales, Microondes Antibes Juan-les-pins, Juin 2024

Nouveau concept de circulateur-antenne à base de matériaux ferrites

Dans le domaine des télécommunications, la miniaturisation des dispositifs est essentielle pour répondre aux exigences croissantes de compacité, de performance et de réduction des coûts. Les technologies mobiles, la 5G et l'IoT nécessitent des dispositifs multifonctionnels, plus petits et efficaces. Dans les systèmes d'émission-réception, le circulateur et l'antenne jouent un rôle clé, mais leur conception séparée avec des circuits d'adaptation entraîne des pertes et un encombrement supplémentaire. L'intégration de ces composants dans une seule architecture multifonctionnelle permettrait de surmonter ces contraintes. L'objectif de cette thèse est donc de développer un nouveau concept de circulateur-antenne mis au point via une méthodologie de co-conception de ces 2 composants. Ce « circulantenne » regroupe un circulateur et une antenne intégrés sur le même substrat sans passer par une interconnexion 50 Ω . En effet, l'antenne est directement connectée au deuxième accès du circulateur, sans circuit d'adaptation. Les deux autres accès du circulateur seront adaptés à une impédance de 50 Ω , afin de simplifier l'intégration du système dans des environnements standards.

Mots-clés : circulateur, ferrite, antenne, co-conception, conception conjointe, méthode de conception, micro-ruban, magnétostatique, électromagnétique, dispositif radiofréquence

New circulator-antenna concept using ferrite materials

In the field of telecommunications, device miniaturization is essential to meet the growing demands for compactness, performance, and cost reduction. Mobile technologies, 5G, and IoT require multifunctional devices that are smaller and more efficient. In transmission-reception systems, the circulator and the antenna play a key role, but their separate design with matching circuits results in additional losses and increased size. Integrating these components into a single multifunctional architecture would address these challenges. The objective of this thesis is to develop a new concept of a circulator-antenna, designed using a co-design methodology for these two components. This "circulantenna" combines a circulator and an antenna integrated on the same substrate, without relying on a 50 Ω interconnection. Specifically, the antenna is directly connected to the second port of the circulator without any matching circuit. The other two ports of the circulator are matched to a 50 Ω impedance to simplify the system's integration into standard environments.

Keywords : circulator, ferrite, antenna, co-design, joint design, design method, microstrip, magnetostatic, electromagnetic, radiofrequency device

